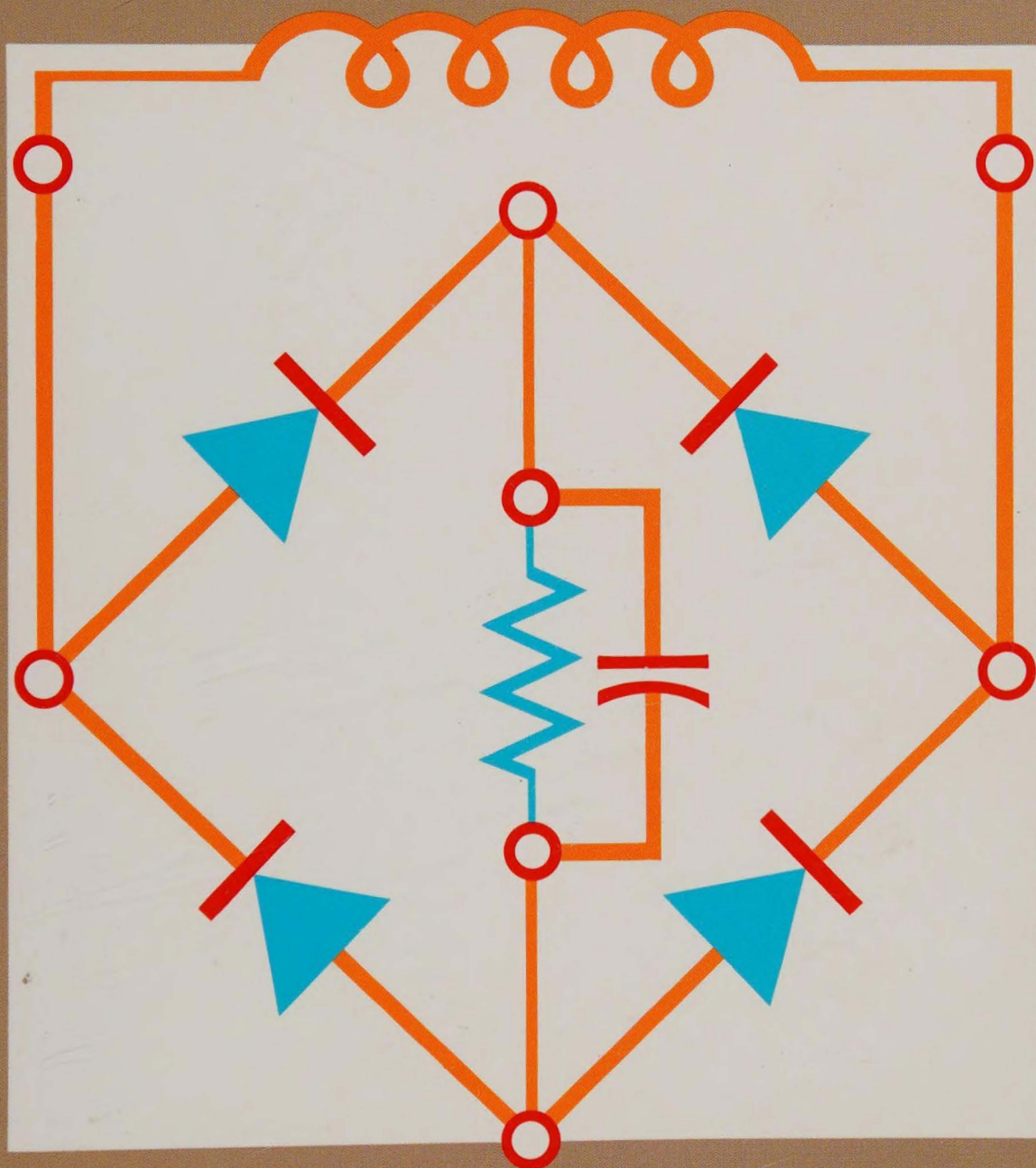




ALIMENTATIONS
THYRISTORS ET
OPTOÉLECTRONIQUE



ANDRÉ CHAMPENOIS



ALIMENTATIONS
THYRISTORS ET
OPTOÉLECTRONIQUE

ALIMENTATIONS THYRISTORS ET OPTOÉLECTRONIQUE

ANDRÉ CHAMPENOIS
professeur au Cégep du Vieux-Montréal

ERPI ÉDITIONS
DU RENOUVEAU
PÉDAGOGIQUE INC.

5757, RUE CYPHOT, SAINT-LAURENT (QUÉBEC) H4S 1X4
TÉLÉPHONE : (514) 334-2690 TÉLÉCOPIEUR : (514) 334-4720

Typographie: Typo Litho composition inc.

Couverture: 

© Ottawa, Canada, 1988. ÉDITIONS DU RENOUVEAU PÉDAGOGIQUE, INC.

Tous droits réservés.

On ne peut reproduire aucun extrait de ce livre sous quelque forme ou par quelque procédé que ce soit — sur machine électronique, mécanique, à photocopier ou à enregistrer, ou autrement — sans avoir obtenu, au préalable, la permission écrite des ÉDITIONS DU RENOUVEAU PÉDAGOGIQUE, INC.

Dépôt légal: 1^{er} trimestre 1988
Bibliothèque nationale du Québec
Bibliothèque nationale du Canada
Imprimé au Canada
ISBN 2-7613-0491-8

567890 IG 98765
2457 ABCD

Préface

Des systèmes électroniques très variés sont de plus en plus utilisés dans l'industrie moderne pour effectuer de multiples et diverses fonctions telles que la conversion d'énergie électrique, la commande de vitesse des moteurs électriques, l'automatisation des procédés de fabrication industriels, la robotique, la détection, la mesure et l'affichage de données, la transmission d'informations par signaux lumineux, etc.

Le manuel *Alimentations, thyristors et optoélectronique* est la nouvelle édition de l'ouvrage *Électronique Industrielle — Alimentations et thyristors*. Celui-ci a été remis à jour et augmenté de nombreux paragraphes sur les alimentations à découpage, sur les applications des thyristors et des triacs en électronique de puissance et sur les systèmes optoélectroniques. Son contenu répond à toutes les exigences du cours « Alimentations et thyristors » (243-370) et peut même servir d'introduction au cours « Électronique de puissance » (243-661). Ce volume, qui est principalement destiné aux étudiants et aux étudiantes en électrotechnique des Collèges d'enseignement général et professionnel, peut également servir à la formation permanente des techniciens de niveau équivalent. Il est divisé en trois parties. La première partie, qui comprend les sept premiers chapitres, étudie le redressement et ses applications, telles que les alimentations stabilisées de laboratoire et d'équipement ainsi que les redresseurs polyphasés industriels. La deuxième partie traite des composants semi-conducteurs de la famille des thyristors et de leurs principales applications en électronique de puissance. La troisième partie est consacrée à l'étude des différents composants et systèmes optoélectroniques de plus en plus employés dans les technologies de pointe de l'électronique.

Pédagogie de l'ouvrage

Les concepts abstraits sont présentés d'une manière simple et facilement compréhensible. Le texte, les exemples et les exercices établissent un lien étroit entre les phénomènes de base et leurs applications, afin d'atténuer le plus possible la barrière qui sépare trop souvent la théorie de la pratique.

Texte

Le texte expose les principes théoriques, analyse le fonctionnement des circuits et fait la démonstration mathématique des principales relations et formules. Certaines démonstrations qui pourraient nuire à la continuité des explications sont reportées en *appendice*. L'utilisation constante de graphiques et de schémas (l'ouvrage en compte plus de 590) facilite la compréhension de la matière exposée et en illustre les points importants. Les unités utilisées sont celles du Système international d'unités (SI). Les symboles graphiques sont conformes aux normes des différentes commissions d'étude électrotechnique: IEC (*International Electrotechnical Commission*), IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*) et EIA (*Electronic Industries Association*).

Exemples

L'ouvrage comprend environ 110 exemples d'application. En plus d'appuyer la théorie, ces exemples sont reliés à des applications industrielles et ils font appel à des fiches techniques réelles. Les *fiches techniques* de nombreux dispositifs sont présentées, à titre de référence, à la fin de l'ouvrage.

Exercices

Les exercices de fin de chapitre groupent plus de 190 *questions* et 160 *problèmes* couvrant les principales applications. Ils familiarisent l'étudiant et l'étudiante avec les problèmes concrets de l'électronique tels qu'ils existent dans l'industrie. Le recours à de nombreux graphiques et diagrammes facilite la résolution des problèmes, en évitant certains calculs parfois longs et fastidieux. Les *réponses aux problèmes* sont fournies à la fin du manuel. Un solutionnaire complet est également disponible.

Organisation de l'ouvrage

La compréhension progressive des principes et des techniques étudiés est facilitée par l'organisation systématique des chapitres. L'introduction de chaque chapitre comprend une brève *présentation*, un sommaire du *contenu* et la liste des principaux *objectifs* visés. Les principes de base des phénomènes sont d'abord exposés. Ensuite, le fonctionnement des circuits d'application est étudié en détail et les caractéristiques essentielles des divers composants utilisés sont présentées à partir des fiches techniques. Les relations fondamentales servant dans les calculs des valeurs des tensions, des courants et des puissances sont appliquées dans des exemples numériques illustrant d'une façon concrète les notions théoriques présentées. À la fin de chaque chapitre, un *résumé* met en évidence les principales notions exposées et un tableau récapitulatif groupe les relations mathématiques les plus pertinentes. Enfin, les *questions* et les *problèmes* de fin de chapitre permettent aux étudiants et aux étudiantes d'évaluer leur compréhension et leur assimilation des connaissances acquises et de mettre en pratique les méthodes de résolution apprises.

Toutes les remarques, critiques ou suggestions qui pourraient être faites par les utilisateurs de ce manuel seront les bienvenues.

Je tiens à remercier Alain Esprimont, professeur au Cégep Ahuntsic, pour son aide lors de la préparation de la première édition, et Serge Alary, chargé de projets pour la maison d'édition.

André Champenois
Cégep du Vieux-Montréal

Table des matières

1	Alimentations en courant continu	1		
1.1	PRODUCTION ET DISTRIBUTION DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE	3		
1.2	CONVERSION DU COURANT ALTERNATIF EN COURANT CONTINU	6		
1.2.1	Transport de l'énergie en courant continu à haute tension (C.C.H.T.)	6		
1.2.2	Liaison entre deux réseaux électriques	7		
1.3	RAPPEL DE DÉFINITIONS	7		
1.3.1	Courant continu	7		
1.3.2	Courant alternatif	7		
1.3.3	Fréquence	7		
1.3.4	Période	7		
1.3.5	Alternance	8		
1.3.6	Valeurs d'une tension ou d'un courant alternatif	8		
	Valeur instantanée	8		
	Valeur de crête ou valeur maximale	8		
	Valeur efficace	8		
	Valeur moyenne	8		
1.3.7	Facteur de forme	9		
1.4	SOURCES D'ALIMENTATION À TENSION CONTINUE	9		
1.4.1	Alimentations stabilisées de petites et moyennes puissances	10		
	Les sources d'alimentation stabilisée à régulation linéaire	10		
	Les alimentations à découpage	10		
1.4.2	Redresseurs industriels	11		
1.5	TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION	11		
1.5.1	Principe et fonctions	11		
1.5.2	Rapport de transformation	12		
1.5.3	Rendement d'un transformateur	12		
1.5.4	Régulation d'un transformateur	13		
1.5.5	Facteur d'utilisation d'un transformateur	13		
1.6	DIODES À SEMI-CONDUCTEURS	14		
1.6.1	Constitution et principe de fonctionnement	15		
1.6.2	Diode idéale	15		
1.6.3	Diodes de redressement	16		
	Tension de seuil	16		
	Résistance directe	16		
	Résistance inverse	16		
	Limites de fonctionnement des diodes	17		
	Courant direct moyen	17		
	Courant direct maximal répétitif	17		
	Courant direct de surcharge non répétitif	17		
	Produit I^2t	17		
	Tension inverse de crête répétitive	17		
	Tension inverse de crête non répétitive	18		
	Chute de tension en direct	18		
	Température maximale de la jonction	18		
	Fiches techniques	19		
	Limites absolues d'utilisation	19		
	Caractéristiques électriques	19		
	Caractéristiques mécaniques	19		
	Utilisation des diodes	19		
	Diodes montées en parallèle	19		
	Diodes montées en série	20		
	Diodes montées en série-parallèle	20		
	1.7 REDRESSEURS SECS (<i>Metallic Rectifiers</i>)	20		
	RÉSUMÉ	21		
	QUESTIONS	23		
	PROBLÈMES	23		
2	Redressement monophasé	25		
2.1	REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE: Débit sur une charge résistive	27		
2.1.1	Fonctionnement	27		
2.1.2	Tension inverse de crête répétitive (T.I.C.)	27		
2.1.3	Valeurs du courant redressé de sortie	27		
	Valeur maximale	27		
	Valeur moyenne	28		
	Valeur efficace	29		
2.1.4	Valeurs de la tension redressée de sortie	30		
	Valeur maximale	30		
	Valeur moyenne	30		
	Valeur efficace	30		
	Facteur de forme	30		
2.1.5	Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu dans un redresseur simple alternance	30		

VIII TABLE DES MATIÈRES

2.1.6	Valeurs de l'ondulation	31	2.5	CHOIX DES COMPOSANTS: DIODES ET TRANSFORMATEURS	42
	Taux d'ondulation	31	2.5.1	Diodes	43
	Fréquence de l'ondulation	32	2.5.2	Transformateurs	43
2.1.7	Facteur d'utilisation du transformateur d'alimentation	32		Redresseur simple alternance	43
2.2	REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE — MONTAGE À DEUX DIODES: Débit sur une charge résistive	33		Redresseur double alternance à deux diodes	43
2.2.1	Fonctionnement	34		Redresseur double alternance en pont	44
2.2.2	Tension inverse de crête répétitive	34	2.6	EFFET THERMIQUE DANS LES DIODES	45
2.2.3	Valeurs du courant redressé de sortie	34	2.6.1	Résistance thermique	46
	Valeur maximale	34	2.6.2	Courbe d'utilisation des diodes (<i>Derating Curve</i>) ou courbe de dérive thermique	48
	Valeur moyenne	34	2.7	REDRESSEURS DÉBITANT UN COURANT SUR UNE FORCE CONTRE-ÉLECTROMOTRICE	49
	Valeur efficace	35	2.7.1	Redressement simple alternance	49
2.2.4	Valeurs de la tension redressée de sortie d'un redresseur double alternance	36		Analyse du fonctionnement	50
	Valeur maximale	36		Angle et durée de la conduction	50
	Valeur moyenne	36		Valeur maximale du courant de charge	50
	Valeur efficace	36		Valeur moyenne de la tension de charge	50
	Facteur de forme	36		Valeur moyenne du courant de charge	50
2.2.5	Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu dans un redresseur double alternance	36		Valeur maximale de la tension inverse supportée par la diode	50
2.2.6	Valeurs de l'ondulation	37	2.7.2	Redressement double alternance — montage à deux diodes	51
	Taux d'ondulation	37		Angle et durée de la conduction	51
	Fréquence de l'ondulation	37		Valeur maximale du courant de charge	52
2.2.7	Facteur d'utilisation du transformateur d'alimentation	37		Valeur de la tension de charge	52
2.3	REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE — MONTAGE EN PONT DE QUATRE DIODES: Débit sur une charge résistive	39		Valeur moyenne du courant de charge	52
2.3.1	Fonctionnement	39		Valeur maximale de la tension inverse supportée par chaque diode	52
2.3.2	Tension inverse de crête	39	2.7.3	Redressement double alternance — montage en pont	53
2.3.3	Valeurs des tensions et des courants de sortie	39		Analyse du fonctionnement	53
	Valeurs maximales	40		Angle et durée de la conduction	53
	Valeurs moyennes	40		Valeur maximale du courant de charge	53
	Valeurs efficaces	41		Valeur moyenne de la tension de charge	53
2.3.4	Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu pour un redresseur double alternance en pont	41		Valeur moyenne du courant de charge	54
2.3.5	Valeurs de l'ondulation	41		Valeur maximale de la tension inverse supportée par chaque diode	54
	Taux d'ondulation	41	RÉSUMÉ		54
	Fréquence de l'ondulation	41	QUESTIONS		59
2.3.6	Facteur d'utilisation du transformateur d'alimentation	41	PROBLÈMES		59
2.4	COMPARAISON DES TROIS CIRCUITS REDRESSEURS	42	3	Filtrage	61
			3.1	FILTRE CAPACITIF	63
			3.1.1	Fonctionnement dans le cas d'un redresseur simple alternance	63

3.1.2	Influence des paramètres R_c , C et ω	64	3.2.2	Filtre inductif dans un redresseur monophasé double alternance	85
	Paramètre R_c	64		Fonctionnement	85
	Paramètre C	64		Calcul de la tension moyenne de sortie	86
	Paramètre ω	64		Calcul du taux d'ondulation	87
3.1.3	Évaluation de la tension moyenne	65	3.3	FILTRE LC OU FILTRE EN « L » INVERSÉ	87
3.1.4	Calcul du taux d'ondulation	66		3.3.1 Fonctionnement	87
3.1.5	Détermination du taux de régulation d'un redresseur simple alternance avec filtre capacitif	67		3.3.2 Valeur de la tension moyenne de sortie	88
3.1.6	Efficacité d'un filtre	67		3.3.3 Valeur de l'inductance critique d'un filtre LC	88
3.1.7	Fonctionnement du filtre capacitif dans le cas d'un redresseur double alternance	69		Détermination du taux d'ondulation à l'aide de graphiques	90
3.1.8	Évaluation de la tension moyenne à la sortie du filtre	69	3.4	FILTRE EN π OU FILTRE CLC	92
3.1.9	Calcul du taux d'ondulation	70	3.5	FILTRES RÉSISTIFS	93
3.1.10	Évaluation de la tension moyenne de sortie et du taux d'ondulation à l'aide de graphiques	72		3.5.1 Filtre RC	93
	Rapport $E_{\text{moy}}/E_{\text{max}}$ pour le redresseur simple alternance	72	3.6	COMPARAISON DES DIFFÉRENTS TYPES DE FILTRES PASSE-BAS UTILISÉS DANS LES ALIMENTATIONS À COURANT CONTINU	95
	Rapport $E_{\text{moy}}/E_{\text{max}}$ pour le redresseur double alternance	72		3.6.1 Filtre capacitif	95
	Valeur minimale de $\omega R_c C$	72		3.6.2 Filtre inductif	95
3.1.11	Influence du condensateur de filtrage sur le courant circulant dans les diodes de redressement	73		3.6.3 Filtre LC	95
	Courant initial de surcharge non répétitif (régime transitoire)	73		3.6.4 Filtre en π	95
	Courant direct de crête répétitif (régime permanent)	75		3.6.5 Filtres résistifs RC	95
	Détermination de l'angle du début de conduction	76		RÉSUMÉ	96
	Détermination de l'angle de fin de conduction	76		QUESTIONS	103
3.1.12	Alimentation symétrique	79		PROBLÈMES	103
3.1.13	Choix des composants	80			
	Spécifications des diodes	80	4	Régulation de tension et de courant	107
	Spécifications des transformateurs d'alimentation	80		4.1 INTRODUCTION À LA RÉGULATION	109
	Spécifications des condensateurs de filtrage	80		4.1.1 Taux et facteurs de régulation	109
3.1.14	Condensateurs électrolytiques à l'aluminium	80		Taux de régulation de tension	109
	Constitution	80		Facteurs de régulation de tension	109
	Caractéristiques	81		4.2 DIFFÉRENTS TYPES DE RÉGULATEURS DE TENSION	111
3.1.15	Condensateurs électrolytiques au tantale	82		4.2.1 Régulation linéaire	111
	Constitution	82		Régulateur parallèle (ou shunt)	111
	Caractéristiques	82		Régulateur série	111
3.2	FILTRE INDUCTIF	82		4.2.2 Régulation à découpage	112
3.2.1	Filtre inductif dans un redresseur monophasé simple alternance	83			
	Fonctionnement	83			
	Valeurs de la tension moyenne, du courant moyen dans la charge, du taux d'ondulation et de la tension inverse de crête	83			

X TABLE DES MATIÈRES

4.2.3.	Technologie des composants électroniques utilisés dans les régulateurs de tension	113	4.5.2	Régulateurs de tension fournissant un faible courant	138
	Régulateurs de tension à composants discrets	113	4.5.3	Régulateurs de tension à amplificateurs opérationnels et transistors	139
	Régulateurs de tension à circuits intégrés	113			
	Régulateurs de tension à composants discrets et à circuits intégrés	114	4.6	RÉGULATEURS DE TENSION LINÉAIRE À CIRCUITS INTÉGRÉS	141
4.3	RÉGULATEUR DE TENSION SHUNT À COMPOSANTS DISCRETS	114	4.6.1	Généralités	141
4.3.1	Diode stabilisatrice de tension ou diode Zener	114	4.6.2	Régulateurs de tension fixe à trois broches	142
	Caractéristiques électriques des diodes Zener	114		Caractéristiques	142
4.3.2	Diode Zener programmable ou régulateur shunt programmable	117		Régulateurs de tension positive fixe — Application du régulateur de tension intégré LM340K-5	147
4.3.3	Régulateur de tension shunt à diode Zener	117		Régulateurs de tension négative fixe	147
	Analyse du fonctionnement	118	4.6.3	Régulateurs de tension ajustable (positive ou négative)	147
	Calcul de la résistance en série	119		Régulateurs de tension ajustable à trois broches de raccordement	147
	Choix de la diode Zener	119		Utilisation du régulateur de tension intégré à trois broches LM340K-5 comme régulateur de tension ajustable	148
	Détermination de la résistance de charge minimale	120		Utilisation du régulateur de tension ajustable à trois broches LM317T	149
	Détermination du facteur de stabilisation	121		Régulateurs de tension ajustable à quatre broches de raccordement	150
	Détermination de l'impédance de sortie	122	4.6.4	Régulation de tension dans le cas de courants forts	151
4.3.4	Régulateur de tension shunt à diode Zener et à transistor	123		Utilisation des régulateurs intégrés de courants forts	151
	Fonctionnement	123		Utilisation d'un montage comprenant un régulateur intégré et un transistor de puissance	152
4.4	RÉGULATEURS DE TENSION SÉRIE À COMPOSANTS DISCRETS	126	4.6.5	Régulateurs de tension — fixe et ajustable — pour les alimentations symétriques (<i>Dual Power Supply</i>)	153
4.4.1	Régulateur de tension série à diode et à transistor	126	4.6.6	Régulateur de tension à deux voies symétriques asservies (<i>Dual Tracking Regulator</i>)	154
	Fonctionnement	126			
	Choix des composants	127			
4.4.2	Régulateur de tension série à rétroaction	129			
	Fonctionnement	129			
4.4.3	Régulateur de tension série à rétroaction	130	4.7	RÉGULATEURS DE TENSION À DÉCOUPAGE	157
	Limiteur de courant	130	4.7.1	Régulateurs à découpage abaisseurs de tension	159
4.4.4	Régulateur de tension série à rétroaction avec amplificateur différentiel à composants discrets	131		Tension de sortie	160
	Fonctionnement	131		Courant d'entrée moyen et courant de sortie	161
				Rendement	161
				Inductance L et condensateur de filtrage	162
4.5	RÉGULATEURS DE TENSION À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS	133	4.7.2	Régulateurs à découpage éleveurs de tension	163
4.5.1	Amplificateur opérationnel	133		Tension de sortie	164
	Généralités	133		Courant d'entrée moyen et courant de sortie	165
	Caractéristiques dynamiques des amplificateurs opérationnels	135		Rendement	165
	Montages fondamentaux d'amplificateurs utilisés dans les régulateurs de tension	136		Inductance L et condensateur de filtrage C	165

4.7.3	Régulateurs à découpage inverseurs de tension	166			
	Tension de sortie	167			
	Courant d'entrée moyen et courant de sortie	167			
	Rendement	168			
	Inductance L et condensateur de filtrage C	168			
4.7.4	Différents types de montages pratiques	168			
	Convertisseur à récupération d'énergie	168			
	Convertisseur à transfert direct d'énergie	170			
	Convertisseur symétrique « <i>push-pull</i> »	171			
	Choix du type de régulateur à découpage	172			
4.7.5	Régulateurs de tension à circuits intégrés	173			
	Régulateur à découpage abaisseur de tension utilisant le C.I. LM3524	175			
	Régulateur à découpage élévateur de tension utilisant le C.I. LM3524	177			
	Régulateur à découpage inverseur de tension utilisant le C.I. μ A7840	178			
	Dissipation de la chaleur dans les régulateurs à découpage	180			
4.7.6	Principales caractéristiques des composants des régulateurs à découpage	181			
	Circuits magnétiques	181			
	Transistors de commutation	182			
	Diodes redresseuses rapides	183			
	Courant direct maximal des diodes de redressement et de roue libre	183			
	Condensateurs de filtrage de sortie	184			
	Isolation électrique des régulateurs à découpage	185			
4.7.7	Considérations sur les régulateurs de tension linéaires et à découpage	186			
	Régulateurs de tension linéaires	186			
	Régulateurs de tension à découpage	187			
4.8	RÉGULATEURS DE COURANT	187			
4.8.1	Régulateurs de courant à composants discrets	188			
	Calcul des composants du circuit	189			
4.8.2	Régulateur de courant à circuit intégré	190			
4.8.3	Régulateur de tension et limiteur de courant ajustables	191			
	Tension ajustable à l'aide de R_1	191			
	Tension d'entrée	191			
	Courant de sortie limité à l'aide de R_5	191			
4.8.4	Régulateurs de tension pour alimentations programmables	192			
4.9	PROTECTION DES ALIMENTATIONS CONTRE LES SURINTENSITÉS, LES SURCHAUFFES ET LES SURTENSIONS	193			
4.9.1	Protection contre les surintensités et les courts-circuits	193			
	Limiteur de courant à valeur fixe	193			
				Dispositif de protection par court-circuit	194
				Circuit limiteur de courant par délestage	194
			4.9.2	Protection thermique des régulateurs de tension intégrés	197
			4.9.3	Protection contre les surtensions	197
				RÉSUMÉ	200
				QUESTIONS	201
				PROBLÈMES	202
			5	Circuits multiplicateurs de tension	207
			5.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES CIRCUITS MULTIPLICATEURS DE TENSION	209
			5.2	DOUBLEURS DE TENSION	209
			5.2.1	Doubleur de tension à simple alternance	209
			5.2.2	Doubleur de tension à double alternance	211
			5.2.3	Doubleur de tension à double alternance en pont	214
			5.3	CIRCUITS TRIPLEURS DE TENSION	216
			5.3.1	Circuit tripleur de tension à simple alternance	216
			5.3.2	Circuit tripleur de tension à double alternance	216
			5.4	CIRCUITS QUADRUPLEURS DE TENSION	217
			5.4.1	Circuit quadrupleur de tension à simple alternance	217
			5.4.2	Circuit quadrupleur de tension à double alternance	218
			5.5	CIRCUITS MULTIPLICATEURS DE TENSION À n ÉTAGES	219
			5.6	APPLICATIONS DES CIRCUITS MULTIPLICATEURS DE TENSION	221
				RÉSUMÉ	223
				QUESTIONS	223
				PROBLÈMES	223

6	Conception et calcul de diverses alimentations à courant continu	225	6.4	ALIMENTATIONS RÉGULÉES À COURANT CONTINU DE MOYENNE PUISSANCE	238
6.1	CLASSIFICATION ET CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DES ALIMENTATIONS À COURANT CONTINU	227	6.4.1	Alimentation régulée symétrique à tension fixe: ± 15 V et 1 A	238
6.2	PRINCIPALES ÉTAPES DANS LA CONCEPTION ET LE CALCUL DES ALIMENTATIONS RÉGULÉES À COURANT CONTINU	227		Régulateurs	238
6.2.1	Première étape: détermination des caractéristiques de sortie désirées	228		Transformateur d'alimentation	238
6.2.2	Deuxième étape: choix du type de régulateur	228		Diodes de redressement	239
6.2.3	Troisième étape: calcul et choix du transformateur d'alimentation	228		Condensateur de filtrage	239
	Détermination des tensions au primaire et au secondaire du transformateur	228	6.4.2	Alimentation régulée à tension ajustable: 1,25 V à 30 V et 1 A	240
	Détermination du courant au secondaire	229		Régulateur de tension et composants externes	240
	Détermination de la puissance du transformateur d'alimentation	230		Transformateur d'alimentation	241
6.2.4	Quatrième étape: choix des diodes de redressement	230		Diodes de redressement	241
	Courant direct moyen	230		Condensateur de filtrage	241
	Courant de crête répétitif	230		Dissipateur de chaleur et fusible	241
	Tension inverse de crête répétitive	231	6.5	ALIMENTATIONS RÉGULÉES À FORT COURANT	243
6.2.5	Cinquième étape: calcul et choix du filtre	231	6.5.1	Alimentation régulée à tension fixe: 5 V et 5 A	243
6.2.6	Sixième étape: choix des autres éléments	232		Régulateur, transistor de puissance et composants externes	243
	Fils et câbles	232		Transformateur d'alimentation	243
	Fusibles	233		Diodes de redressement	244
	Interrupteurs	233		Condensateur de filtrage	244
	Dissipateurs de chaleur	234		Dissipateur de chaleur et fusible	244
6.3	ALIMENTATIONS RÉGULÉES DE FAIBLE PUISSANCE	234		RÉSUMÉ	245
6.3.1	Alimentation régulée à tension fixe: 5 V et 100 mA pour secteur de 115 V et 60 Hz	234	7	Redressement polyphasé	247
	Régulateur	234	7.1	NOTIONS FONDAMENTALES SUR LES COURANTS TRIPHASÉS	249
	Transformateur d'alimentation	234	7.1.1	Rapport entre les tensions simples et les tensions composées d'un système triphasé	249
	Diodes de redressement	234	7.1.2	Montages utilisés dans un système de distribution triphasé	251
	Condensateur de filtrage	234		Montage étoile à trois fils	251
	Dissipateur de chaleur et fusible	235		Montage étoile à quatre fils	251
6.3.2	Alimentation régulée à tension ajustable: 2 V à 30 V et 80 mA	236		Montage triangle	251
	Régulateur et composants externes	236		Puissances dans un système triphasé	252
	Transformateur d'alimentation	237	7.1.3	Les transformateurs triphasés	252
	Diodes de redressement	237		Rendement des transformateurs triphasés	254
	Condensateur de filtrage	237		Refroidissement des transformateurs triphasés de puissance	255
	Dissipateur de chaleur et fusible	238	7.2	RELATIONS GÉNÉRALES SUR LES TENSIONS ET LES COURANTS DES REDRESSEURS POLYPHASÉS	257
			7.2.1	Valeurs instantanées	257
			7.2.2	Valeurs moyennes	257
			7.2.3	Valeurs efficaces	258

7.2.4	Taux d'ondulation	259	Valeurs efficaces	271
7.2.5	Facteur d'utilisation des transformateurs d'alimentation de redresseurs polyphasés	259	Facteur de forme	271
7.2.6	Rendement des redresseurs polyphasés	260	7.5.3 Tension inverse de crête	271
	Rendement maximal de la conversion c.a.-c.c.	260	7.5.4 Valeurs de l'ondulation	271
	Rendement global du redresseur	260	Taux d'ondulation	271
7.2.7	Pertes dans les redresseurs polyphasés en charge	261	Fréquence de l'ondulation	271
	Chutes de tension dans les diodes de redressement	261	7.5.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu	271
	Chute résistive de tension continue	261	7.5.6 Puissance nominale des enroulements du transformateur d'alimentation	272
	Chute inductive de tension continue	261	7.6 REDRESSEUR DODÉCAPHASÉ	273
7.3	REDRESSEUR TRIPHASÉ EN ÉTOILE À SIMPLE ALTERNANCE: Débit sur une charge résistive	261	7.7 REDRESSEUR TRIPHASÉ EN PONT: Débit sur une charge résistive	274
7.3.1	Fonctionnement	261	7.7.1 Fonctionnement	274
7.3.2	Valeurs caractéristiques des tensions et des courants des redresseurs triphasés en étoile à simple alternance avec charge résistive	262	7.7.2 Valeurs caractéristiques des tensions et des courants des redresseurs triphasés en pont avec charge résistive	275
	Valeurs instantanées	262	Valeurs instantanées	275
	Valeurs maximales	263	Valeurs maximales	275
	Valeurs moyennes	263	Valeurs moyennes	275
	Valeurs efficaces	263	Valeurs efficaces	276
	Facteur de forme	264	Facteur de forme	276
7.3.3	Tension inverse de crête supportée par les diodes	264	7.7.3 Tension inverse de crête	276
7.3.4	Valeurs de l'ondulation	264	7.7.4 Valeurs de l'ondulation	276
	Taux d'ondulation	264	Taux d'ondulation	276
	Fréquence de l'ondulation	265	Fréquence de l'ondulation	276
7.3.5	Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu	265	7.7.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu	277
7.3.6	Puissance nominale des enroulements secondaire et primaire du transformateur d'alimentation	265	7.7.6 Puissance nominale des enroulements secondaire et primaire du transformateur d'alimentation	277
7.4	REDRESSEUR TRIPHASÉ EN ÉTOILE ZIGZAG À SIMPLE ALTERNANCE: Débit sur une charge résistive	266	7.8 REDRESSEUR TRIPHASÉ EN DOUBLE ÉTOILE AVEC BOBINE INTERPHASE	278
7.5	REDRESSEUR HEXAPHASÉ EN ÉTOILE À SIMPLE ALTERNANCE: Débit sur une charge résistive	268	7.8.1 Fonctionnement	278
7.5.1	Fonctionnement	269	7.8.2 Valeurs caractéristiques des tensions et des courants des redresseurs triphasés en double étoile avec bobine interphase	280
7.5.2	Valeurs caractéristiques des tensions et des courants des redresseurs hexaphasés en étoile à simple alternance avec charge résistive	270	Valeurs maximales	280
	Valeurs instantanées	270	Valeurs moyennes	280
	Valeurs maximales	270	Valeurs efficaces	280
	Valeurs moyennes	270	Facteur de forme	280
			7.8.3 Tension inverse de crête	280
			7.8.4 Valeurs de l'ondulation	281
			Taux d'ondulation	281
			Fréquence de l'ondulation	281
			7.8.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu	281

XIV TABLE DES MATIÈRES

7.8.6	Puissance nominale des enroulements secondaire et primaire du transformateur d'alimentation	281	8.5.6	Thyristors à blocage par la gâchette (GTO, <i>Gate Twin-Off Switch</i> , ou GCS, <i>Gate Controlled Switch</i>)	305
RÉSUMÉ		282	8.5.7	Photothyristors (LASCR, <i>Light Activated Silicon Controlled Rectifier</i>)	305
QUESTIONS		286	8.5.8	Thyristors ultra-rapides asymétriques (ASCR, <i>Asymmetrical Silicon Controlled Rectifier</i>)	306
PROBLÈMES		287	8.5.9	Thyristors rapides à gâchette amplificatrice	306
8 Thyristors		289	8.6	PROCÉDÉ D'AMORÇAGE ET DE BLOCAGE DES THYRISTORS	306
8.1	GÉNÉRALITÉS	291	8.6.1	Amorçage par tension continue	307
8.2	STRUCTURE DU THYRISTOR	291	8.6.2	Amorçage par tension d'anode avec résistance et diode	307
8.2.1	Méthode par alliage et diffusion	292		Résistance fixe	307
8.2.2	Méthode par diffusion seulement	292		Résistance variable	308
8.2.3	Procédé Planar	292	8.6.3	Déclenchement par résistance et condensateur	308
8.3	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU THYRISTOR	293	8.6.4	Déclenchement par circuit déphaseur	309
8.3.1	Polarisation inverse (cathode positive par rapport à l'anode)	293	8.6.5	Amorçage par circuit magnétique à saturation	310
8.3.2	Polarisation directe (anode positive par rapport à la cathode)	293		Amorçage par inductance saturable	310
8.4	CARACTÉRISTIQUES DU THYRISTOR	295		Amorçage par amplificateur magnétique à autosaturation	310
8.4.1	Caractéristiques statiques d'anode	295	8.6.6	Amorçage par semi-conducteurs à seuil de tension	311
8.4.2	Caractéristiques dynamiques	295	8.6.7	Amorçage à l'aide d'un transformateur d'impulsions	312
	Temps d'amorçage	295	8.6.8	Blocage des thyristors	312
	Temps de blocage ou de désamorçage	296		Blocage des thyristors alimentés en courant alternatif	312
	Vitesse de croissance de la tension d'anode dv/dt	297		Blocage des thyristors alimentés en courant continu	312
	Vitesse de croissance du courant principal di/dt	297	8.7	MODES D'UTILISATION DES THYRISTORS	314
8.4.3	Caractéristiques de gâchette	297	8.7.1	Commutation statique	314
8.4.4	Caractéristiques thermiques	298	8.7.2	Réglage de phase	315
	Pertes par conduction	299		Redresseur à tension continue réglable	315
	Pertes par commutation	299		Contrôle de puissance en courant alternatif par gradateur à thyristors	331
	Pertes dans l'électrode de commande	299	8.7.3	Couplage des thyristors	338
8.4.5	Définition des symboles et des paramètres	301		Thyristors en série	338
	Limites absolues d'utilisation	301		Thyristors en parallèle	339
	Principales caractéristiques	302	8.8	PROTECTION DES THYRISTORS	339
8.5	DIFFÉRENTS TYPES DE THYRISTORS	302	8.8.1	Protection contre les surtensions	339
8.5.1.	Thyristors standard à fréquence industrielle	302		Surdimensionnement des thyristors	339
8.5.2	Thyristors sensibles	302		Dispositifs écrêteurs	339
8.5.3	Thyristors rapides	302		Diode montée en parallèle-inverse avec une charge inductive	340
8.5.4	Thyristors complémentaires (CSCR, <i>Complementary Controlled Rectifier</i>)	303	8.8.2	Protection contre les surintensités	340
8.5.5	Thyristors tétrodes à double gâchette (SCS, <i>Silicon Controlled Switch</i>)	303	8.8.3	Protection contre les échauffements excessifs	341

8.8.4	Protection contre les parasites radios	341	RÉSUMÉ	393
	Filtres antiparasites <i>LC</i>	341	QUESTIONS	401
	Commutation à zéro de tension	342	PROBLÈMES	401
8.9	APPLICATIONS DES THYRISTORS	342	9 Dispositifs de déclenchement	405
8.9.1	Commutation statique	344	9.1 UTILISATION DES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS À SEUIL DE TENSION	407
	Commutation statique en courant continu	344		
	Commutation statique en courant alternatif	345	9.2 TRANSISTOR UNIIONCTION	407
8.9.2	Redressement contrôlé par réglage de phase	347	9.2.1 Structure et principe de fonctionnement	407
	Chargeur de batteries d'accumulateurs à thyristors	347	9.2.2 Oscillateur relaxateur et transistor unijonction	410
	Variateurs électroniques de vitesse pour moteurs à courant continu	347	9.2.3 Amorçage du thyristor par un transistor unijonction	412
8.9.3	Contrôle de puissance alternative par réglage de phase	350	9.2.4 Applications du transistor unijonction	413
	Alimentation des soudeuses par points	350	9.3 TRANSISTOR UNIIONCTION COMPLÉMENTAIRE	413
	Gradateur triphasé contrôlant la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone	351	9.4 TRANSISTOR UNIIONCTION PROGRAMMABLE	415
8.9.4	Modification de la forme de l'énergie électrique	352	9.4.1 Structure et principe de fonctionnement	415
8.9.5	Onduleurs	353	9.4.2 Oscillateur relaxateur à transistor unijonction programmable	416
	Introduction et classification	353	9.4.3 Applications du transistor unijonction programmable	418
	Onduleurs non autonomes	354	9.5 DIODE SHOCKLEY	419
	Onduleurs autonomes	355	9.6 COMMUTATEUR UNILATÉRAL	421
	Circuits de commutation	360	9.7 DIAC	422
	Filtres associés aux onduleurs	362	9.8 DIODE ASYMÉTRIQUE	423
	Onduleurs triphasés autonomes	364	9.9 COMMUTATEUR BILATÉRAL	423
	Applications des onduleurs	367	9.10 LAMPE AU NÉON	424
8.9.6	Hacheurs	369	RÉSUMÉ	424
	Hacheurs dévolteurs	370	QUESTIONS	427
	Hacheurs survolteurs	373	PROBLÈMES	427
	Applications des hacheurs	374	10 Triacs	429
8.9.7	Cycloconvertisseurs	375	10.1 STRUCTURE DU TRIAC	431
	Cycloconvertisseurs monophasés	376		
	Cycloconvertisseurs triphasés	378		
	Cycloconvertisseurs synchrones à fréquences fixes	379		
	Applications des cycloconvertisseurs	380		
8.10	COMMANDE ÉLECTRONIQUE DE VITESSE DES MOTEURS ÉLECTRIQUES	380		
8.10.1	Commande de la vitesse de rotation des moteurs à courant continu	380		
	Variateurs de vitesse non réversibles	382		
	Variateurs de vitesse réversibles	382		
	Variateurs de vitesse avec hacheurs	384		
8.10.2	Commande de la vitesse de rotation des moteurs à courant alternatif	385		
	Variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones	386		
	Variateurs de vitesse pour moteurs synchrones	391		

XVI TABLE DES MATIÈRES

10.2	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	431	RÉSUMÉ	456
10.2.1	Modes d'amorçage du triac	432	QUESTIONS	457
	Mode d'amorçage I+	433	PROBLÈMES	457
	Mode d'amorçage I-	433		
	Mode d'amorçage III-	433		
	Mode d'amorçage III+	434		
10.3	CARACTÉRISTIQUES DU TRIAC	435	11 Optoélectronique	459
10.3.1	Caractéristique courant-tension	435	11.1 INTRODUCTION À	
10.3.2	Caractéristiques dynamiques	436	L'OPTOÉLECTRONIQUE	461
	Vitesse de croissance du courant principal, di/dt	436	11.1.1 Classification des dispositifs optoélectroniques	461
	Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué, dv/dt	436	Photodétecteurs	461
	Vitesse de croissance de la tension à la commutation, $dv/dt_{(c)}$	436	Photo-émetteurs	461
	Temps d'amorçage par la gâchette, t_{gt}	437	Photocoupleurs	462
10.3.3	Caractéristiques de gâchette	437	11.1.2 Évolution de l'optoélectronique	462
10.3.4	Caractéristiques thermiques	437	11.2 PHYSIQUE DE LA LUMIÈRE	463
10.4	CIRCUITS ET DISPOSITIFS DE DÉCLENCHEMENT DES TRIACS	437	11.2.1 Nature de la lumière	463
10.4.1	Amorçage par courant continu	437	11.2.2 Caractéristiques et propriétés de la lumière	464
10.4.2	Amorçage par courant alternatif	438	Vitesse	464
	Montage à résistance	438	Spectre électromagnétique	464
	Montage à circuit déphaseur RC	438	Fréquence et longueur d'onde	465
10.4.3	Amorçage par diac	439	Énergie d'un rayon lumineux	465
	Phénomène d'hystérésis	441	Température de couleur	466
	Montage à double circuit déphaseur	441	Lois sur les radiations lumineuses	466
10.4.4	Amorçage par diode asymétrique	441	11.2.3 Unités de mesure photométriques et radiométriques	469
10.4.5	Amorçage par lampe au néon	442	Unités photométriques	469
10.4.6	Amorçage par commutateur bilatéral (SBS)	442	Unités radiométriques	471
10.4.7	Amorçage par diode Shockley	443	11.2.4 Sources de lumière	472
10.4.8	Amorçage par transistor unijonction	443	Sources naturelles de lumière	472
			Sources de lumière artificielle	472
10.5	MODES D'UTILISATION DES TRIACS	444	11.3 PHOTODÉTECTEURS	472
10.5.1	Commutation statique	444	11.3.1 Cellules photo-émissives	473
10.5.2	Réglage de phase	444	Phototubes à vide	474
10.5.3	Protection des triacs	446	Phototubes à gaz	475
			Tube photomultiplicateur	475
10.6	APPLICATIONS DES TRIACS	446	11.3.2 Cellules photoconductrices (ou photorésistives)	477
10.6.1	Triacs utilisés en commutation statique	446	Photorésistances	477
	Triac utilisé comme interrupteur de puissance	446	Photodiodes à jonction PN	481
	Triac utilisé comme interrupteur statique pour le démarrage des moteurs d'induction	447	Photodiodes PIN	484
	Relais statiques à triacs	447	Photodiodes à avalanche	485
10.6.2	Triacs utilisés pour la commande de puissance par réglage de phase	448	Phototransistors	486
	Variateurs de lumière	448	Photodarlington	491
	Gradateurs de puissance avec triac	449	Phototransistors à effet de champ	492
	Variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones monophasés	453	Photothyristors et phototriacs	493
			11.3.3 Cellules photovoltaïques	494
			Cellule photovoltaïque à jonction PN au silicium	494
			Caractéristiques d'une cellule photovoltaïque	495
			Applications des piles solaires	499

11.4	PHOTO-ÉMETTEURS	500			
11.4.1	Diodes électroluminescentes	500			
	Caractéristiques des diodes électroluminescentes	501			
	Applications des diodes électroluminescentes	504			
11.4.2	Diodes à infrarouge	507			
11.4.3	Lasers	508			
	Différents types de lasers	509			
	Applications des lasers	512			
11.5	CRISTAUX LIQUIDES	514			
11.5.1	Constitution des cristaux liquides	514			
	Cristaux liquides de type nématique	514			
	Cristaux liquides de type smectique	514			
	Cristaux liquides de type cholestérique	514			
11.5.2	Modules d'affichage à cristaux liquides	515			
	Cristaux liquides à diffusion dynamique	515			
	Cristaux liquides à effet de champ	516			
11.6	PHOTOCOUPLEURS	519			
11.6.1	Introduction aux photocoupleurs	519			
11.6.2	Fonctionnement des photocoupleurs	521			
11.6.3	Caractéristiques des photocoupleurs	522			
	Rapport de transfert de courant	522			
	Vitesse d'opération	522			
	Tension d'isolation électrique	522			
11.6.4	Applications des photocoupleurs	524			
	Commande d'un relais	524			
	Interface TTL-TTL	524			
	Commande d'un thyristor ou d'un triac	524			
	Relais statique à courant alternatif	524			
	Optocouplage analogique	525			
	Contrôle de la vitesse de rotation	526			
11.6.5	Diverses applications industrielles des systèmes optoélectroniques	526			
11.7	FIBRES OPTIQUES	528			
11.7.1	Introduction aux fibres optiques	528			
11.7.2	Constitution de la fibre optique	528			
11.7.3	Principe de fonctionnement de la fibre optique	529			
	Loi de la réflexion	529			
	Loi de la réfraction	529			
	Indice de réfraction (absolu)	529			
	Indice de réfraction (relatif)	529			
	Angle de réfraction	530			
	Angle critique (θ_c)	530			
	Ouverture numérique d'une fibre optique	531			
11.7.4	Différents types de fibres optiques	532			
	Fibre optique à saut d'indice multimode	532			
	Fibre optique à saut d'indice monomode	532			
	Fibre optique à gradient d'indice	533			
			11.7.5	Caractéristiques des fibres optiques	533
			11.7.6	Transmission d'information par fibre optique	534
			11.7.7	Applications des fibres optiques	536
				Observation et mesure par moyens optiques	536
				Transmission d'information	536
				Utilisation comme capteur	537
			RÉSUMÉ		537
			QUESTIONS		541
			PROBLÈMES		542
			Appendices		
			1	Valeur efficace d'une tension alternative de forme triangulaire	547
			2	Angle du début de conduction des diodes pour les redresseurs monophasés à filtre capacitif	547
			3	Inductance et condensateur de sortie des régulateurs à découpage	549
			4	Valeur maximale du courant de collecteur du transistor de commutation d'un convertisseur à récupération d'énergie	551
			5	Valeurs de quelques grandeurs d'un circuit limiteur de courant par délestage	551
			6	Facteur d'utilisation des enroulements secondaires des transformateurs polyphasés	553
			7	Valeur efficace d'une tension redressée contrôlée en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors	553
			8	Dimensions standard des fils dans le système AWG	
				Valeurs standard des résistances au carbone	554
			Fiches techniques		
			1	Transformateurs d'alimentation monophasés	555
			2	Diodes de redressement	556
			3	Diodes de redressement	557
			4	Diodes de redressement	558
			4a	Diodes de redressement à haute tension	559
			4b	Diodes de redressement à haute tension	560
			5	Diodes de redressement (0,25 A à 3 A)	561
			6	Diodes Zener	562

XVIII TABLE DES MATIÈRES

7	Condensateurs de filtrage (électrolytiques)	563	31b	Régulateur de tension à modulateur de largeur d'impulsion	589
8	Condensateurs de filtrage (au tantale)	564	31c	Régulateur de tension à modulateur de largeur d'impulsion	590
9	Régulateurs de tension à circuits intégrés	565	32a	Cellules photoconductrices au sulfure de cadmium	591
10	Régulateurs de tension à circuits intégrés	566	32b	Cellules photoconductrices au sulfure de cadmium	592
11	Dissipateurs de chaleur	567	33	Photodiodes au silicium	593
12	Régulateurs de tension à circuits intégrés	568	34	Phototransistor <i>NPN</i> au silicium	594
13	Régulateurs de tension à circuits intégrés	569	35	Diodes électroluminescentes au phosphore de gallium (GaP)	595
14	Régulateurs de tension à circuits intégrés	570	36	Diodes émettrices à infrarouge à l'arséniure de gallium (GaAs)	596
15	Régulateurs de tension à circuits intégrés	571	37a	Diodes émettrices à infrarouge (AlGaAs)	597
16	Régulateurs de tension à circuits intégrés	572	37b	Diodes émettrices à infrarouge (AlGaAs)	598
17	Régulateurs de tension à circuits intégrés	573	38a	Optocoupleurs	599
18	Régulateurs de tension à circuits intégrés	574	38b	Optocoupleurs	600
19	Régulateurs de tension de puissance à circuits intégrés	575	39a	Optocoupleurs avec détecteur de passage à zéro pour le déclenchement des triacs	601
20	Régulateurs de tension de puissance à circuits intégrés	576	39b	Optocoupleurs avec détecteur de passage à zéro pour le déclenchement des triacs	602
21	Thyristors	577	40	Modules optoélectroniques avec photo-émetteur et photodétecteur	603
22	Thyristors (235 A à 850 A)	578	41a	Afficheurs numériques à sept segments	604
23	Triacs	579	41b	Afficheurs numériques à sept segments	605
24	Triacs (0,8 A à 15 A)	580			
25	Transistors unijonction	580			
26	Transistors unijonction programmables et complémentaires	581			
27	Commutateurs unidirectionnels (SUS) et bidirectionnels (SBS) — Thyristors à deux électrodes de commande (SCS) — Diodes de déclenchement (diac)	582			
28	Dissipateurs de chaleur	583			
29	Dissipateurs de chaleur	584			
30a	Régulateur de tension à découpage à circuit intégré	585			
30b	Régulateur de tension à découpage à circuit intégré	586			
30c	Régulateur de tension à découpage à circuit intégré	587			
31a	Régulateur de tension à modulateur de largeur d'impulsion	588			
			Glossaire		607
			Bibliographie		611
			Réponses aux problèmes		612
			Index		615

1

Alimentations en courant continu

PRÉSENTATION

Ce chapitre est consacré à la présentation des alimentations en énergie électrique. Tout d'abord, nous examinerons les grandes lignes concernant la production et la distribution de l'énergie électrique sous forme de courant alternatif et sa conversion en courant continu utilisée dans certaines applications particulières. Ensuite, nous rappellerons les définitions et les relations fondamentales pour l'étude de la conversion du courant alternatif en courant continu. Enfin, nous présenterons les différents types de sources d'alimentation en courant continu ainsi que leurs principaux composants, les transformateurs et les diodes.

CONTENU

- 1.1 Production et distribution de l'énergie électrique
 - 1.2 Conversion du courant alternatif en courant continu
 - 1.3 Rappel de définitions
 - 1.4 Sources d'alimentation à tension continue
 - 1.5 Transformateurs d'alimentation
 - 1.6 Diodes à semi-conducteurs
 - 1.7 Redresseurs secs
-

OBJECTIFS

Connaître les différents types de sources d'énergie électrique et les moyens de production et de distribution de cette énergie.

Connaître le principe de fonctionnement des sources d'alimentation en courant continu.

Définir les relations fondamentales des courants alternatif et continu.

Connaître les fonctions et les caractéristiques essentielles des transformateurs monophasés d'alimentation, des diodes de redressement et des redresseurs métalliques.

1.1 PRODUCTION ET DISTRIBUTION DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Actuellement l'énergie électrique est produite et transportée principalement sous forme de courant alternatif. Les deux principaux avantages de l'utilisation du courant alternatif sont les suivants. Premièrement, à l'aide des transformateurs, il est aisé d'élever ou d'abaisser les tensions avec un très bon rendement. À cause de ces facilités de transformation, on utilise, pour transporter et distribuer l'énergie électrique, des courants alternatifs triphasés de haute et moyenne tensions qui peuvent être adaptés aux besoins des usagers: industries lourdes, ateliers, résidences, etc. Deuxièmement, les alternateurs, qui sont les générateurs de courant alternatif, peuvent produire directement des tensions plus élevées que celles pouvant être fournies par les générateurs de courant continu (les dynamos).

À titre d'exemple, les alternateurs des centrales du complexe Manicouagan-Outardes produisent une tension nominale de 13,8 kV et les turbo-alternateurs de la centrale thermique de Tracy, une tension nominale de 16 kV. Au

Québec, la production de l'énergie électrique est une industrie très importante. En 1985, Hydro-Québec a produit 133 milliards de kW-h, ce qui représente environ 30% de l'énergie totale utilisée dans la province. Cette proportion est appelée à augmenter dans les prochaines années pour atteindre progressivement, selon les prévisions, 40% de l'énergie totale en 1990.

Cette énergie provient de différents types de centrales. Les *centrales hydro-électriques*, qui convertissent, en énergie électrique, l'énergie de l'eau en mouvement, produisent la plus grande partie de cette énergie. Les principales centrales hydro-électriques du Québec sont les centrales du complexe La Grande, du complexe Manicouagan-Outardes, de Beauharnois et Carillon, de Bersimis, etc. Les *centrales thermiques* produisent de l'électricité à partir de la chaleur fournie par la combustion du mazout, du gaz naturel ou du charbon. La principale centrale thermique est celle de Tracy. Les *centrales nucléaires* produisent de l'électricité à partir de la chaleur provenant d'une réaction nucléaire. La centrale du complexe nucléaire de Gentilly fait partie de ce type.

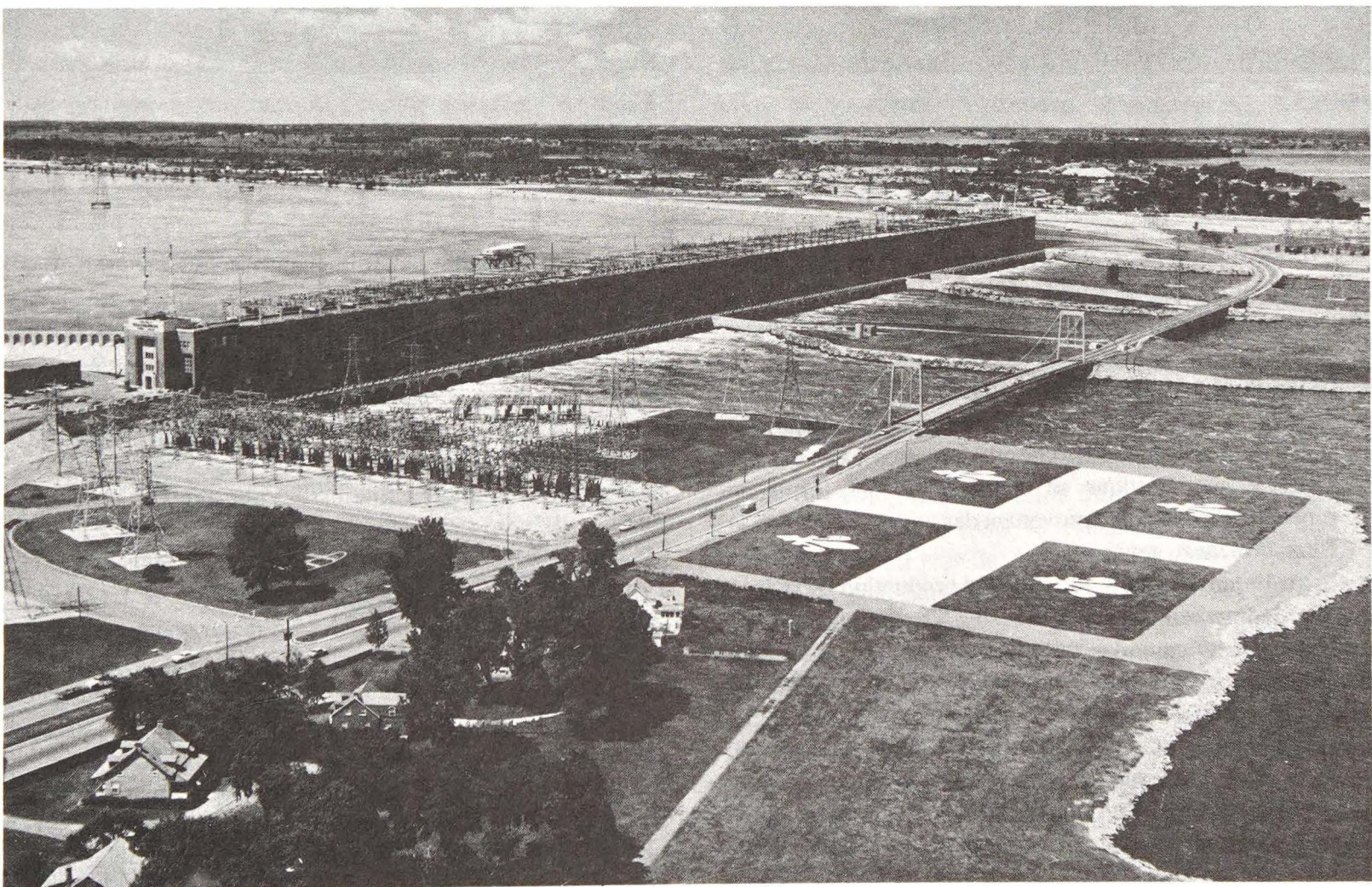


Photo 1.1 Centrale hydro-électrique de Beauharnois (Gracieuseté d'Hydro-Québec).

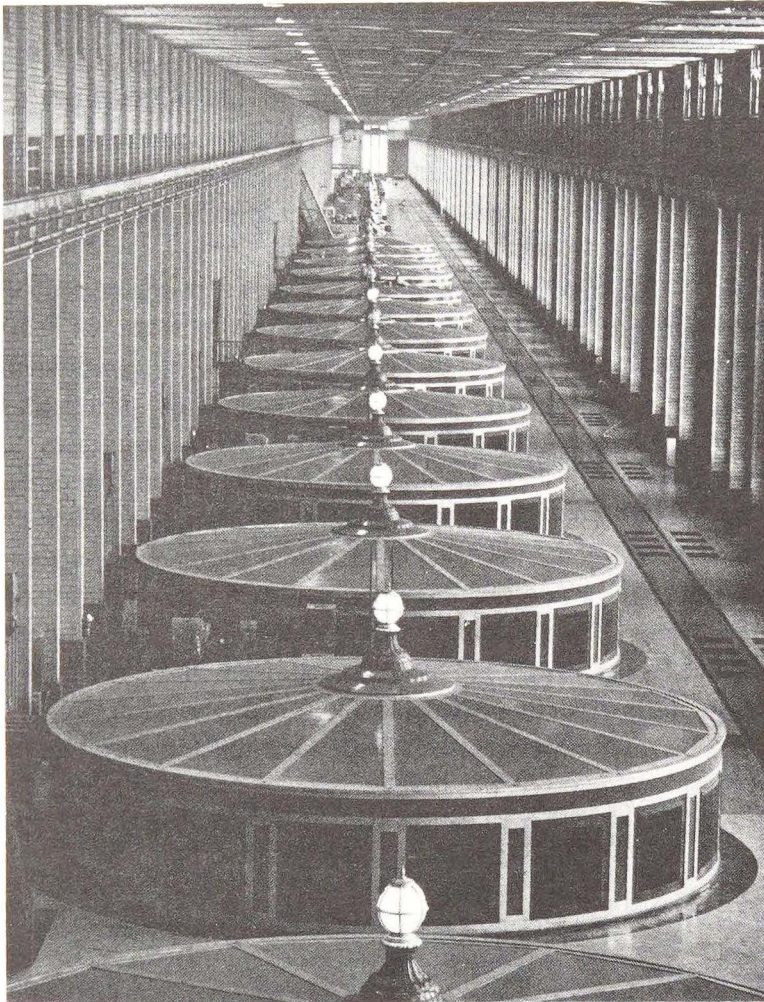


Photo 1.2 La centrale de Beauharnois comprend 26 alternateurs triphasés qui sont placés au-dessus des turbines (*Gracieuseté d'Hydro-Québec*).

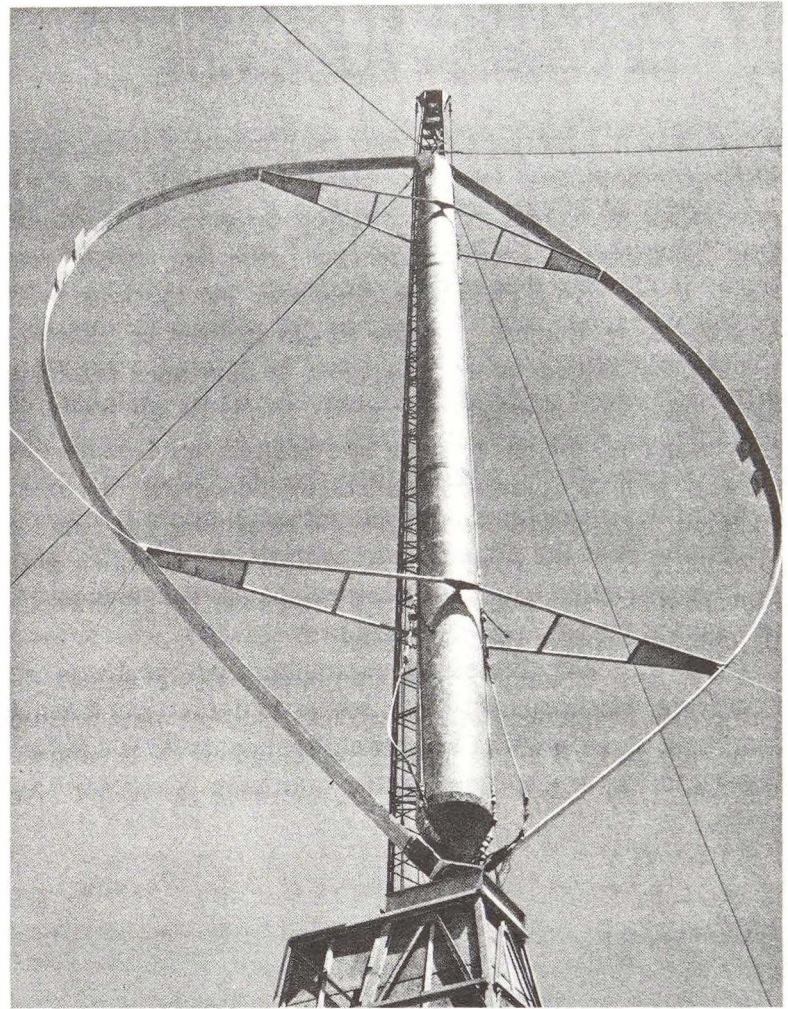


Photo 1.3 Éolienne d'Hydro-Québec située aux Îles-de-la-Madeleine. Elle produit 230 kW (*Gracieuseté d'Hydro-Québec*).

L'électricité peut être également produite à partir d'autres sources d'énergie telles que:

- l'énergie des marées utilisée dans les centrales marées-motrices,
- l'énergie des vents captée à l'aide d'éoliennes,
- l'énergie solaire captée par des cellules photovoltaïques, appelées aussi photopiles ou piles solaires,
- l'énergie géothermique se manifestant sous forme de vapeur et d'eau chaude provenant des zones chaudes de la Terre (volcans, geysers).

Au 1^{er} janvier 1986, le réseau de production d'Hydro-Québec comprenait 81 centrales, soit 52 centrales hydro-électriques et 29 centrales thermiques. Parmi les centrales thermiques, on compte une centrale au mazout (Tracy), deux centrales à turbines à gaz (Cadillac et La Cité), une centrale nucléaire (Gentilly 2) et 25 centrales diesel qui alimentent certaines régions éloignées. La puissance installée totale atteint 23 558 MW (mégawatts). De plus, Hydro-Québec dispose de presque toute la production de la centrale hydro-électrique de Churchill Falls (Labrador) d'une puissance installée de 5 255 MW. À cela, il faut

ajouter une éolienne expérimentale de 230 kW, aux Îles-de-la-Madeleine.

Depuis le début de 1986, la phase I du complexe La Grande, dont les travaux ont débuté en 1972, est entièrement en service. Les trois centrales (LG-2, LG-3 et LG-4) situées sur la Grande Rivière, près de la Baie James, contiennent 37 groupes et produisent 10 282 MW. Actuellement, les ressources hydrauliques fournissent plus de 95% de la production d'Hydro-Québec.

En prévision des besoins futurs, Hydro-Québec ajoutera 2 880 MW aux centrales de Manic 5 et de La Grande 2 (six groupes additionnels). La fin des travaux est prévue entre 1990 et 1994. De plus, Hydro-Québec dispose d'un vaste potentiel hydro-électrique, dont la phase II du complexe de la Baie James, qui comporte trois centrales: Brisay, La Forge 1 et La Grande 2.

Pour distribuer l'énergie électrique à travers le territoire, un réseau de lignes de transmission d'énergie relie les centres de production (centrales hydrauliques, thermiques et nucléaires) aux centres de grande consommation d'énergie (villes, industries, etc.). Le transport d'énergie électri-

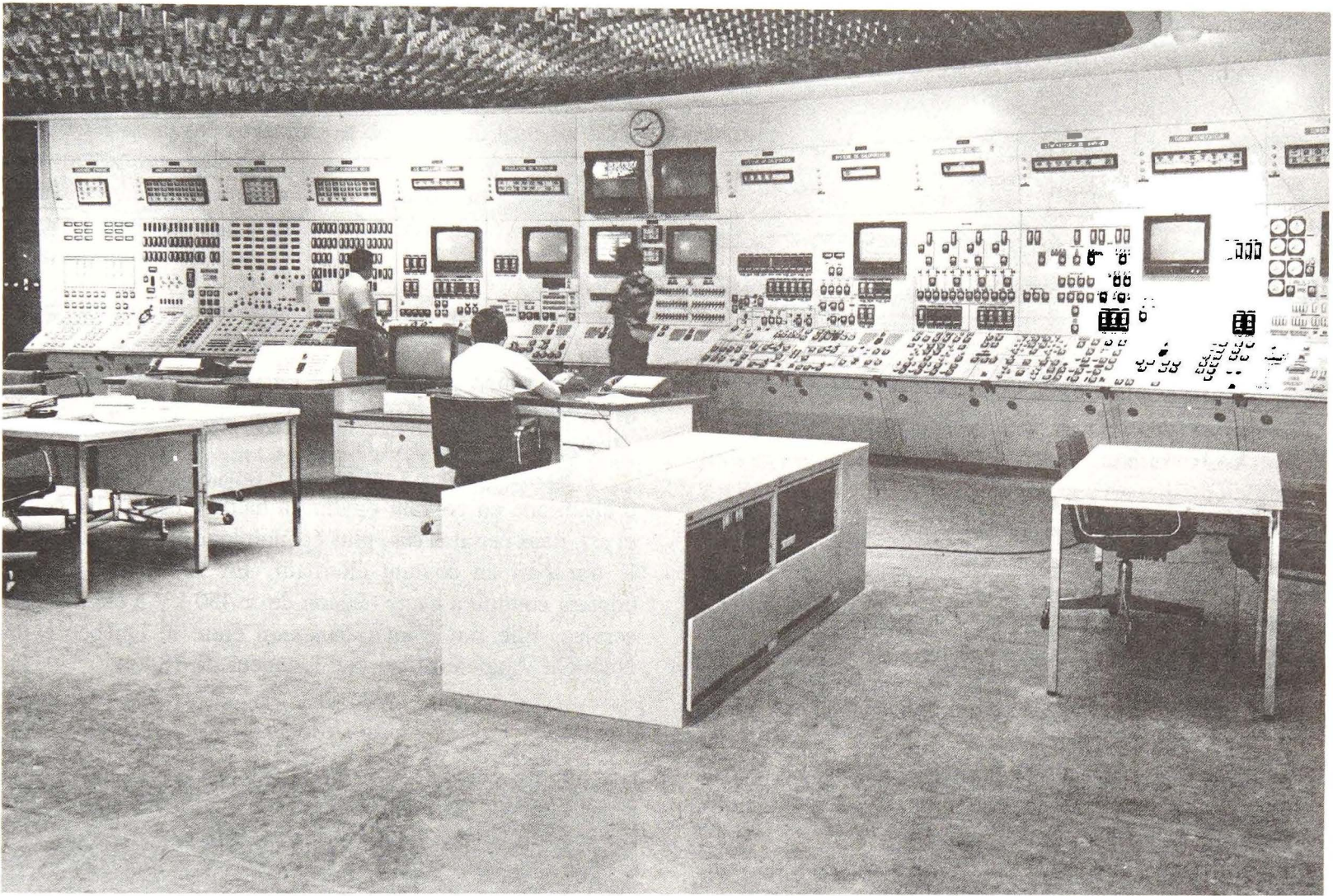


Photo 1.4 Salle de commande de la centrale nucléaire de Gentilly 2 (*Gracieuseté d'Hydro-Québec*).

que à grande distance n'est économique que s'il est effectué à haute tension. En effet, cette façon de procéder permet, d'une part, de transporter une plus grande quantité d'énergie à l'aide de moins de lignes et, d'autre part, de réduire les pertes ohmiques dans ces lignes.

À cause des grandes distances qui séparent plusieurs grandes centrales des principaux centres d'utilisation, Hydro-Québec a dû construire trois types de réseaux: le réseau de transport, le réseau de répartition et le réseau de distribution. Le *réseau de transport* permet de transporter simultanément la puissance maximale de toutes les centrales. Ce réseau comprend les centrales, les postes de transport et les lignes qui relient ces installations entre elles. Il est aussi constitué de lignes à très haute tension et à haute tension, dont le voltage varie entre 765 kV, 735 kV, 315 kV, 230 kV, 161 kV, 120 kV et 69 kV. Le *réseau de répartition* comprend l'ensemble des installations qui servent à relier les postes de transport au réseau de distribution. Les tensions utilisées dans ce réseau intermédiaire varient entre 315 kV et 44 kV. Le *réseau de distribution* est formé

de l'ensemble des installations utilisées pour acheminer l'énergie aux abonnés à partir des postes de distribution. Il comprend des lignes de distribution de moyenne tension (34,5 kV, 25 kV, 12 kV et 4 kV) et des lignes de distribution basse tension triphasée (347/600 V) et monophasée (120/240 V). Actuellement, Hydro-Québec tend à uniformiser la tension de distribution moyenne tension à 25 kV.

Au 1^{er} janvier 1986, le réseau de transport d'Hydro-Québec comptait plus de 33 000 km de lignes, alors que le réseau de distribution comprenait près de 89 000 km de circuits, dont plus de 4900 km sont souterrains. Pour transporter l'électricité des nouveaux groupes de La Grande 2, une sixième ligne sera mise en service en 1990. Il s'agit d'une ligne à courant continu à haute tension (C.C.H.T.) de ± 450 kV. Cette ligne, d'une longueur approximative de 1100 km, viendra s'ajouter aux cinq lignes de 735 kV (5560 km) du réseau de transport de la Baie James.¹

¹ Les informations présentées dans ce paragraphe proviennent des brochures d'Hydro-Québec: *Le réseau*, ISBN 2-550-12655-6, 1^{er} trimestre 1986; *Aide-mémoire sur Hydro-Québec*, ISBN 2-550-16309-9, 2^e trimestre 1986.

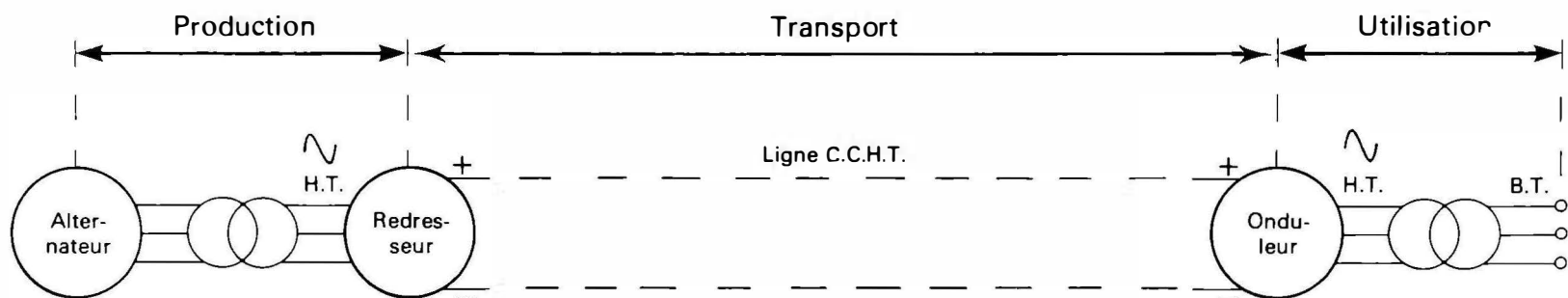


Figure 1.1 Schéma de principe du transport en courant continu haute tension.

1.2 CONVERSION DU COURANT ALTERNATIF EN COURANT CONTINU

Une partie du courant alternatif est transformée en courant continu à l'aide de redresseurs qui sont des dispositifs ne laissant passer le courant que dans un seul sens. Le courant continu est indispensable dans de nombreuses applications:

- l'alimentation de dispositifs électroniques tels que les amplificateurs, les oscillateurs, les récepteurs de radio et de télévision, etc.,
- la charge des accumulateurs,
- l'électrolyse utilisée dans l'électrochimie, l'électrometallurgie (fabrication de l'aluminium, affinage des métaux, chromage, nickelage, galvanoplastie),
- l'obtention de champs magnétiques constants avec des électro-aimants (grues électro-magnétiques, etc.).

Le courant continu est également utilisé pour l'alimentation de moteurs à vitesse variable, de moteurs de traction (trains, métro). Le courant continu peut être aussi employé pour le transport de l'énergie sur de grandes distances (courant continu à haute tension), pour le transport dans des câbles sous-marins et souterrains et pour raccorder des réseaux électriques dont les fréquences ne sont pas identiques.

1.2.1 Transport de l'énergie en courant continu à haute tension (C.C.H.T.)

Le système C.C.H.T., dont les principaux éléments sont illustrés à la figure 1.1, nécessite l'emploi d'unités très puissantes de redresseurs à la sortie des centrales et d'onduleurs à l'autre extrémité de la ligne.

À titre d'exemple de réalisation importante au Canada, citons la liaison C.C.H.T. de la Manitoba Hydro qui achemine, sur une distance de 890 km, l'énergie électrique produite à la rivière Nelson jusqu'à Winnipeg et qui peut transporter une puissance de l'ordre de 1600 MW. Les deux

lignes aériennes comprennent chacune deux conducteurs dont les tensions respectives sont de +450 kV et de -450 kV par rapport à la terre.

Hydro-Québec s'intéresse de plus en plus au transport d'électricité en courant continu à haute tension, car celui-ci est, dans certains cas, plus économique et plus stable que le transport en courant alternatif. En 1986, une ligne à courant continu à haute tension de ± 450 kV a été mise en service. Elle sert d'interconnexion entre le Québec et la Nouvelle-Angleterre sur une longueur de 78 km.

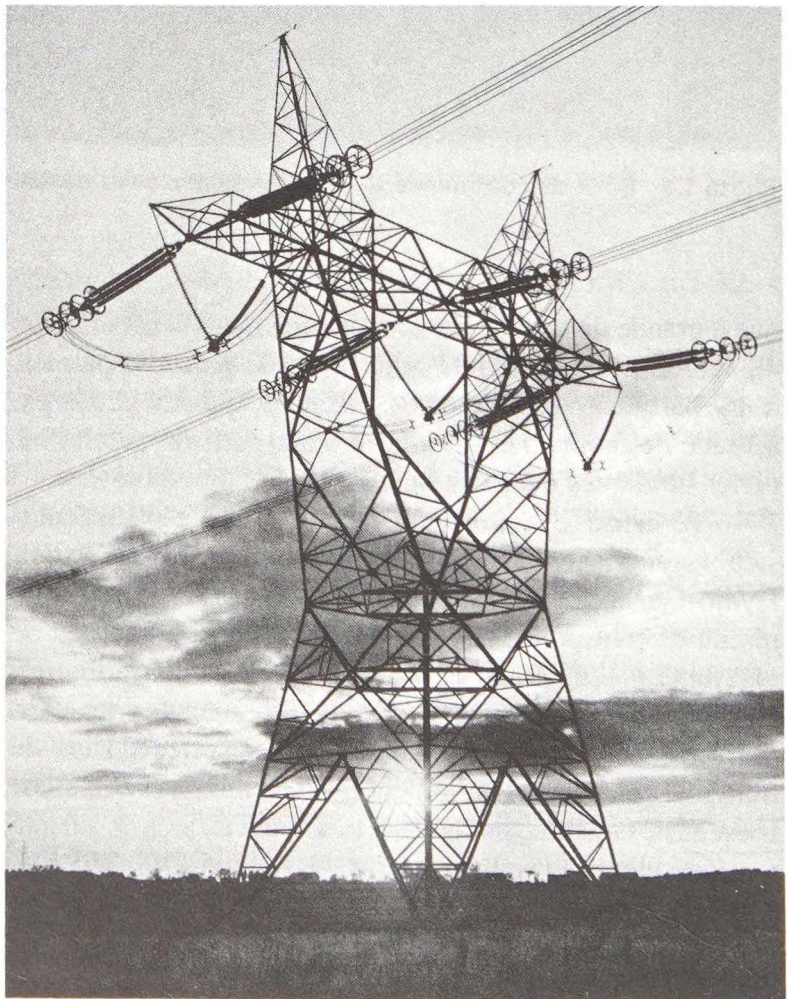


Photo 1.5 Ligne de transmission triphasée de 735 kV (Gracieuseté d'Hydro-Québec).

1.2.2 Liaison entre deux réseaux électriques

L'interconnexion de différents réseaux alternatifs pose des problèmes de synchronisation et de réglage. Une liaison à courant continu, utilisant des redresseurs et des onduleurs, permet aux deux réseaux reliés de fonctionner chacun à leur propre fréquence et d'échanger de l'énergie dans les deux sens, selon les besoins.

Exemple 1.1

En 1972, un poste convertisseur C.C.H.T. a été inauguré à Eel River (Nouveau-Brunswick). Ce poste redresseur-onduleur sert de lien entre les réseaux d'Hydro-Québec et de la Commission d'énergie électrique du Nouveau-Brunswick qui ne sont pas électriquement en phase. En fonctionnement normal, il permet de transporter une puissance de 320 MW (230 kV) entre les réseaux du Québec et du Nouveau-Brunswick.

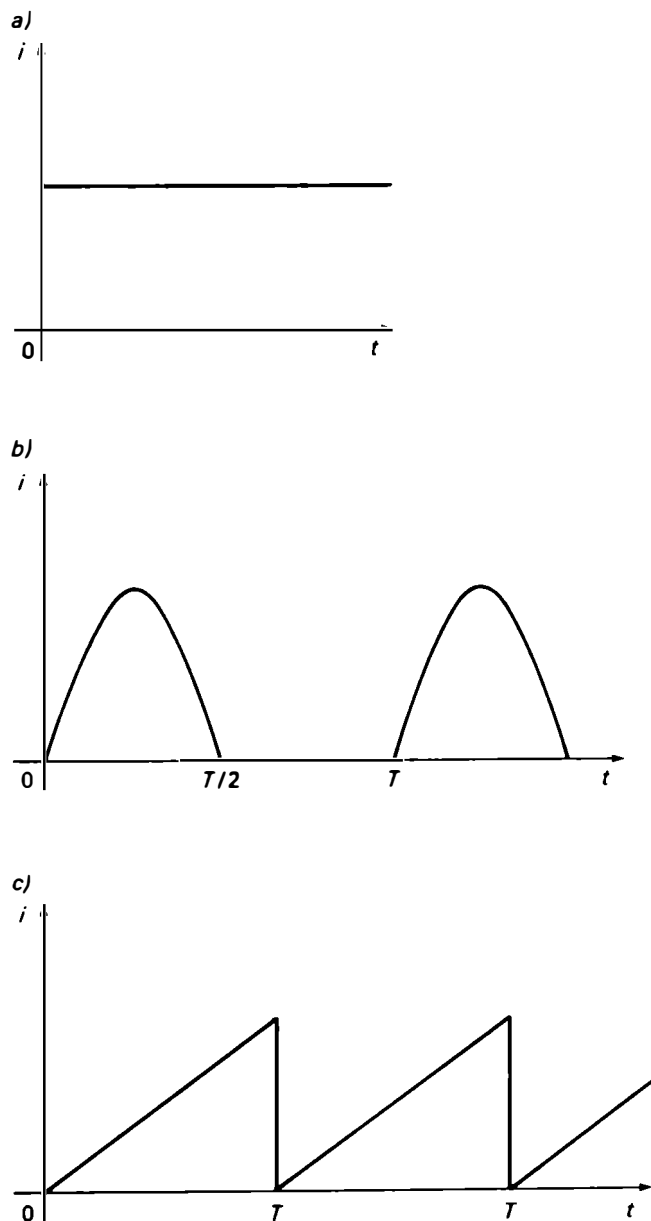


Figure 1.2 Courants unidirectionnels: a) courant continu; b) courant périodique pulsé; c) courant périodique en dents de scie.

1.3 RAPPEL DE DÉFINITIONS

Avant de commencer l'étude des éléments d'une source d'alimentation continue, nous allons rappeler brièvement les définitions et les relations essentielles concernant les courants continu et alternatif.

1.3.1 Courant continu

Le courant continu est un courant unidirectionnel — c'est-à-dire circulant toujours dans le même sens — et de valeur constante (Figure 1.2.a). Il existe également des courants unidirectionnels dont les valeurs varient périodiquement: les courants pulsés ou « ondulés », les courants en dents de scie (Figures 1.2.b et 1.2.c).

1.3.2 Courant alternatif

Le courant alternatif est un courant qui change de sens périodiquement et dont la valeur moyenne est nulle.

Les réseaux de distribution de l'énergie électrique, alimentés par des alternateurs, fournissent un courant alternatif sinusoïdal (Figure 1.3).

1.3.3 Fréquence

La fréquence (f) d'un courant alternatif sinusoïdal est le nombre de fois que le courant reprend le même sens pendant une seconde. L'unité de fréquence est le hertz (Hz). La fréquence des réseaux de distribution nord-américains, dont celui d'Hydro-Québec, est de 60 Hz. La fréquence standard des réseaux de distribution européens est de 50 Hz. La fréquence standard utilisée sur les bateaux et les avions est de 400 Hz.

1.3.4 Période

La période (T) est le temps constant qui s'écoule entre deux reprises de même sens par un courant alternatif. Entre

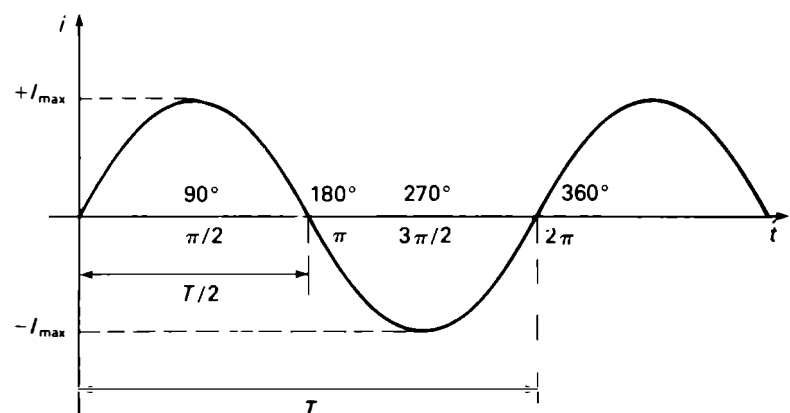


Figure 1.3 Courant alternatif sinusoïdal.

la période T d'un courant alternatif et sa fréquence (f), il existe la relation:

$$\boxed{f = \frac{1}{T}} \quad (1.1)$$

Dans cette relation, T est exprimé en secondes et f , en hertz.

Exemple 1.2

La période d'un courant alternatif de 60 Hz de fréquence est:

$$T = \frac{1}{60 \text{ Hz}} = 0,016 \text{ 666 s}$$

1.3.5 Alternance

On appelle alternance d'un courant alternatif une demi-période comprise entre deux changements de sens consécutifs.

1.3.6 Valeurs d'une tension ou d'un courant alternatif

Les diverses valeurs permettant d'évaluer une tension alternative sinusoïdale sont les suivantes: valeur instantanée, valeur de crête ou valeur maximale ou encore amplitude, valeur efficace et, enfin, valeur moyenne.

Valeur instantanée

La valeur instantanée est la valeur d'une tension ou d'un courant à un instant donné. Les valeurs instantanées d'une tension et d'un courant alternatif sinusoïdal sont calculées à partir des équations:

$$\boxed{e = E_{\max} \sin \omega t} \quad (1.2)$$

$$\boxed{i = I_{\max} \sin \omega t} \quad (1.3)$$

Les symboles e et i représentent les valeurs instantanées variant en fonction du temps t , tandis que les symboles E_{\max} et I_{\max} représentent les valeurs maximales ou amplitudes. Quant à la lettre grecque ω , elle désigne la pulsation du courant ou sa vitesse angulaire:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \text{ (radians par seconde: rad/s)}$$

Exemple 1.3

Pour $f = 60$ Hz, nous avons:

$$\omega = 2 \times 3,1416 \times 60 = 376,991 \text{ rad/s}$$

L'équivalence entre les radians et les degrés est fournie par la relation:

$$1 \text{ rad} = \frac{360^\circ}{2\pi} = 57,296^\circ$$

Valeur de crête ou valeur maximale

La valeur de crête, ou valeur maximale, est la plus grande valeur instantanée que peuvent prendre la tension et l'intensité d'un courant alternatif sinusoïdal durant une alternance:

$$e = E_{\max}$$

lorsque $\omega t = \frac{\pi}{2}$ (90°), $\frac{3\pi}{2}$ (270°), etc.

Remarque: On appelle valeur crête-à-crête la valeur comprise entre la valeur maximale positive et la valeur maximale négative d'un courant alternatif sinusoïdal. Du fait que les crêtes positives et négatives sont symétriques, nous avons la relation:

$$E_{\text{c.-à-c.}} = 2E_{\max}$$

On peut mesurer les valeurs de crête et les valeurs crête-à-crête à l'aide de l'oscilloscope.

Valeur efficace

La valeur efficace d'un courant alternatif sinusoïdal est l'intensité que devrait avoir un courant continu constant pour produire, dans la même résistance et pendant le même temps, la même énergie calorifique que le courant alternatif.

Les valeurs efficaces d'un courant alternatif sinusoïdal sont données par les relations:

$$\boxed{I_{\text{eff}} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} = 0,707 I_{\max}} \quad (1.4)$$

$$\boxed{E_{\text{eff}} = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} = 0,707 E_{\max}} \quad (1.5)$$

Les valeurs des tensions et des courants alternatifs sont données généralement en valeurs efficaces et elles sont mesurées à l'aide des appareils de mesure à courant alternatif. Le réseau de distribution basse tension d'Hydro-Québec fournit des tensions de 120 V et de 240 V; il s'agit là de valeurs efficaces.

Valeur moyenne

La valeur moyenne d'un courant variable est l'intensité d'un courant continu constant qui transporte, pendant le même temps, la même quantité d'électricité que le courant variable.

L'intensité moyenne d'un courant alternatif sinusoïdal correspondant à une période est nulle. On ne considère donc l'intensité moyenne que pendant une alternance. Ainsi, la valeur moyenne d'un courant sinusoïdal peut être considérée comme la valeur arithmétique moyenne de toutes les valeurs

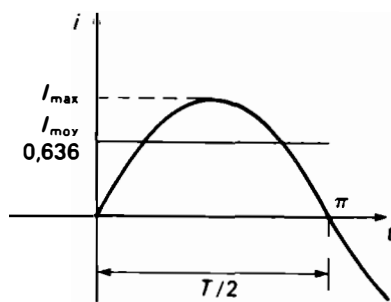


Figure 1.4 Intensité moyenne d'un courant sinusoïdal pendant une alternance.

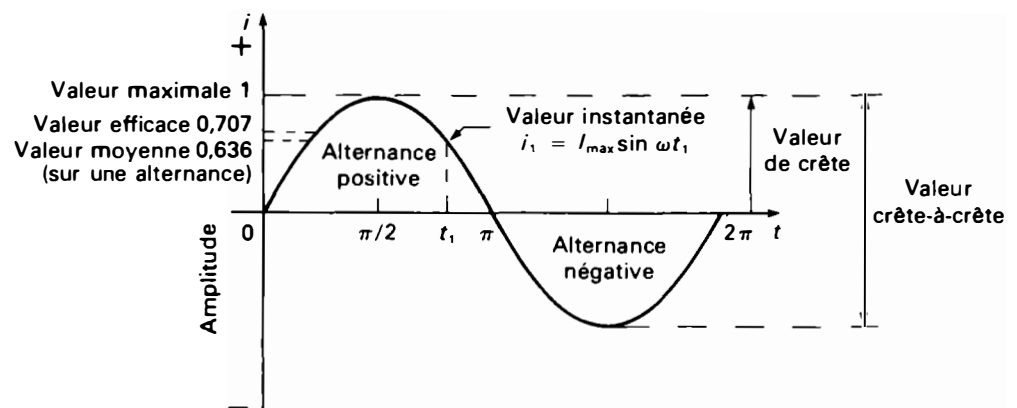


Figure 1.5 Valeurs d'un courant alternatif sinusoïdal.

prises par le courant pendant une alternance. Les valeurs moyennes d'un courant alternatif sinusoïdal sont:

$$I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\text{max}}}{\pi} = 0,636I_{\text{max}} \quad (1.6)$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} = 0,636E_{\text{max}} \quad (1.7)$$

Remarque: Le calcul de la valeur moyenne s'effectue sur une période lorsqu'il s'agit de courants unidirectionnels périodiques (Figures 1.2.b et 1.2.c) ou exceptionnellement sur une demi-période lorsqu'il s'agit d'un courant alternatif symétrique (Figures 1.4 et 1.5).

Les valeurs moyennes de courants unidirectionnels peuvent être mesurées avec une bonne approximation à l'aide des appareils de mesure à courant continu.

Exemple 1.4

Quelle est la valeur moyenne, calculée sur une demi-période, d'une tension alternative de 120 V?

Solution

$$E_{\text{moy}} = 0,636E_{\text{max}} \text{ et } E_{\text{max}} = \sqrt{2}E_{\text{eff}}$$

$$E_{\text{max}} = 1,414 \times 120 = 169,69 \text{ V}$$

$$E_{\text{moy}} = 0,636 \times 169,69 = 107,92 \text{ V}$$

1.3.7 Facteur de forme

Le facteur de forme (F) est le rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne d'un courant périodique.

$$F = \frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{moy}}} \quad (1.8)$$

Exemple 1.5

Pour le courant alternatif sinusoïdal, nous avons:

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \text{ et } I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\text{max}}}{\pi}$$

Alors:

$$F = \frac{I_{\text{max}}/\sqrt{2}}{2I_{\text{max}}/\pi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$$

Remarque: Pour le courant continu, les valeurs maximale, efficace et moyenne se confondent avec la valeur constante du courant, de sorte que $F = 1$.

1.4 SOURCES D'ALIMENTATION À TENSION CONTINUE

Une source d'alimentation à tension continue est un générateur fournissant une force électromotrice (f.é.m.) continue constante — éventuellement réglable — et possédant une impédance interne négligeable.

Comme source d'alimentation à tension continue, nous disposons de générateurs chimiques tels que les piles et les accumulateurs. Ces sources d'énergie électrique permettent le fonctionnement d'appareils portatifs dont la consommation est relativement faible. Cependant, leur prix élevé par rapport au prix des autres formes de distribution d'énergie électrique et la nécessité de les changer ou de les recharger constituent les principaux inconvénients. C'est d'ailleurs pourquoi, pour obtenir du courant continu, on préfère transformer le courant alternatif fourni par un réseau de distribution.

Deux catégories d'appareils produisent du courant continu à partir du courant alternatif. La première catégorie est constituée des *convertisseurs tournants*. Ce sont des groupes moteur-générateur, un moteur à courant alternatif entraînant une génératrice à courant continu; actuellement, ces appareils ne sont pratiquement plus utilisés. La seconde catégorie est constituée des *alimentations à tension continue* ou *redresseurs statiques*. Ces appareils utilisent les propriétés des diodes. Nous n'étudierons que les sources d'alimentation à tension continue comprenant des redresseurs statiques.

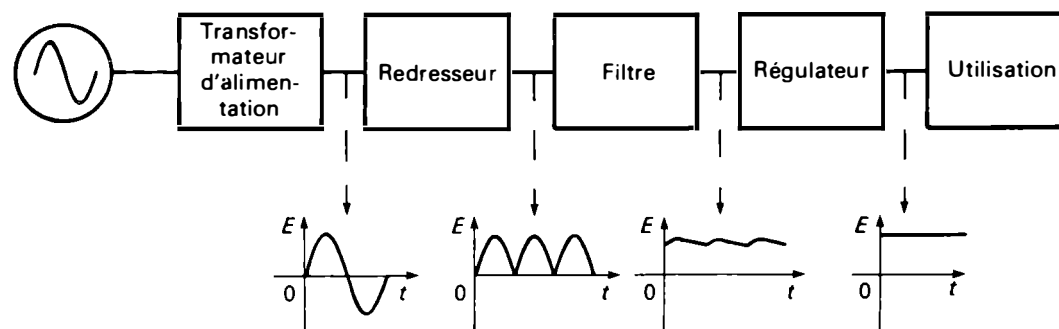


Figure 1.6 Schéma synoptique d'une alimentation à régulation linéaire.

1.4.1 Alimentations stabilisées de petites et moyennes puissances

Les alimentations stabilisées à tension continue peuvent se classer, d'après leur utilisation, en deux grandes familles: les alimentations de laboratoire et les alimentations d'équipement.

Les *alimentations de laboratoire*, conçues pour être utilisées sur table, possèdent, pour la plupart, un panneau avant comportant des boutons de commande et des appareils de lecture de la tension et du courant. Elles possèdent des réglages séparés de courant et de tension et peuvent fonctionner soit à tension constante soit à courant constant. De par leur précision, ces alimentations peuvent également servir de standards pour les tensions et les courants.

Les *alimentations d'équipement* sont des dispositifs généralement montés à l'intérieur d'équipements électroniques. Elles fournissent, à partir du secteur, la ou les tensions continues requises pour alimenter les différents circuits tels que l'alimentation d'un amplificateur, d'un récepteur de télévision, etc.

Les alimentations stabilisées sont construites soit avec transformateur d'alimentation (source d'alimentation à régulation linéaire) soit sans transformateur d'alimentation (source d'alimentation à découpage).

Les sources d'alimentation stabilisée à régulation linéaire

Les sources d'alimentation stabilisée à régulation linéaire comprennent trois parties essentielles: le redresseur, le filtre et le régulateur (Figure 1.6).

Le *redresseur* proprement dit permet d'obtenir, à l'aide d'un transformateur d'alimentation et de soupapes électroniques (diodes, redresseurs secs), une tension unidirectionnelle pulsée à partir d'une tension alternative sinusoïdale.

Le *filtre* permet d'obtenir une tension continue sensiblement constante à partir de la tension pulsée fournie par le redresseur.

Le *régulateur* permet de maintenir une tension continue stable indépendamment des perturbations telles que les variations de la tension du secteur ou les variations de la résistance de charge.

Les sources d'alimentation stabilisée possèdent également des *circuits de protection* contre les surintensités et les surtensions.

Les alimentations à découpage

Les alimentations à découpage ont été mises sur le marché au cours des années 70 (Figure 1.7). Elles se composent essentiellement des éléments suivants:

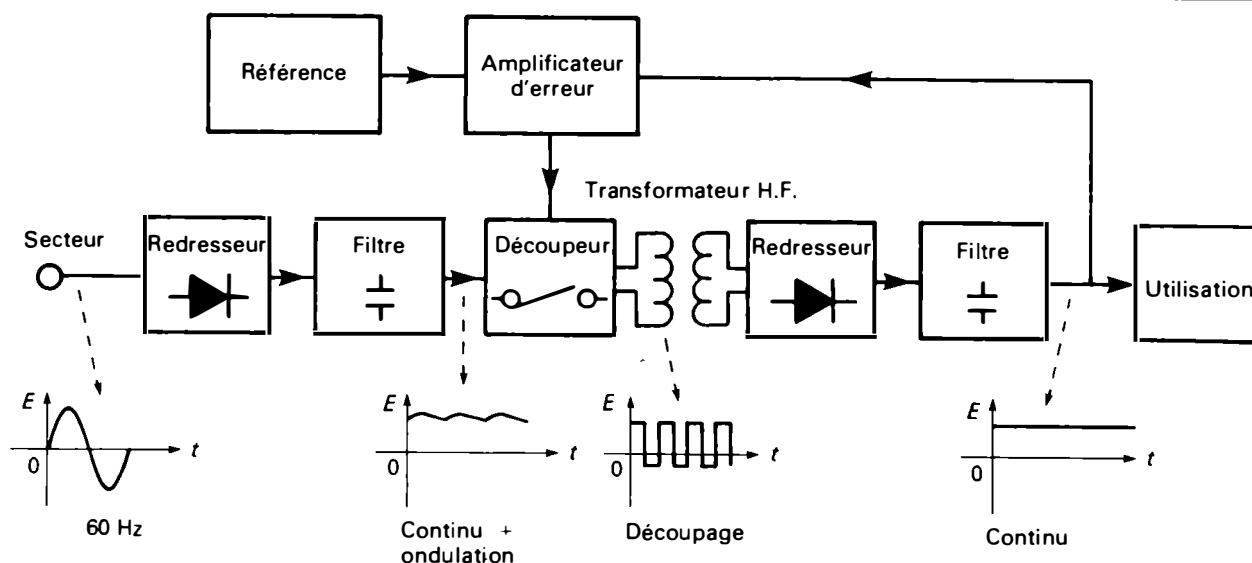


Figure 1.7 Schéma synoptique d'une alimentation à découpage.

- un *redresseur* (diodes) branché directement sur la tension alternative du secteur;
- un *filtre* qui fournit une tension sensiblement continue;
- un *découpeur*, ou *hacheur électronique* à transistors, qui fonctionne à une fréquence inaudible de l'ordre de 30 kHz à 100 kHz et plus;
- un *transformateur* à noyau de ferrite qui fonctionne en H.F. Il adapte les impédances d'entrée et de sortie et assure l'isolement électrique entre les circuits d'utilisation et ceux qui sont en relation directe avec le secteur;
- un *redresseur* branché à la sortie du transformateur H.F.;
- un *filtre de sortie* qui fournit la tension continue.

Le dispositif de commande de la régulation comprend généralement un amplificateur de signal d'erreur qui compare la tension continue de sortie avec une tension de référence. La régulation s'effectue par la variation du temps de conduction du transistor hacheur. La durée de conduction devient plus importante quand la puissance demandée par la charge augmente.

Les alimentations à découpage peuvent fonctionner à partir du courant alternatif ou du courant continu (convertisseurs c.c.-c.c.).

1.4.2 Redresseurs industriels

Pour les grandes puissances (100 kW et plus), on emploie des redresseurs polyphasés à alimentation triphasée. À l'aide de transformateurs appropriés, on obtient, à partir du réseau de distribution triphasé, des tensions polyphasées (6, 12 ou 24 phases) qui sont appliquées à des diodes de puissance. Ces redresseurs industriels permettent d'obtenir sans filtrage des tensions continues pratiquement constantes utilisées dans les installations de puissance: électrochimie, électrometallurgie, laminoirs, traction alimentée par réseau en courant continu, etc.

1.5 TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

Les réseaux de distribution de l'énergie électrique fournissent des tensions sinusoïdales dont les valeurs efficaces

sont déterminées (110 V, 220 V, 600 V, etc.) et dont la fréquence est fixe (60 Hz ou 50 Hz). Les valeurs de ces tensions alternatives conviennent rarement à l'alimentation directe des montages redresseurs. Dans une alimentation à courant continu, l'adaptation de la tension est réalisée à l'aide d'un transformateur.

1.5.1 Principe et fonctions

Le transformateur est un appareil statique composé essentiellement d'un noyau magnétique fermé en tôles minces, sur lequel sont bobinés deux enroulements (ou plus) de fils de cuivre isolés.

L'enroulement alimenté par le réseau alternatif de distribution est appelé le *primaire*, tandis que l'enroulement qui fournit la tension à l'utilisation — la charge — est appelé le *secondaire* (Figure 1.8). Les deux enroulements ont en général des nombres de spires différents. L'enroulement possédant le moins de spires est appelé enroulement basse tension (B.T.) et l'autre, enroulement haute tension (H.T.). Le transformateur est un appareil réversible: l'enroulement basse tension peut être utilisé soit comme primaire soit comme secondaire, selon les conditions d'emploi du transformateur.

Les transformateurs qui alimentent les redresseurs ont plusieurs fonctions:

- Ils sont employés pour modifier la tension du réseau de distribution en vue d'obtenir les tensions continues désirées.
- Ils isolent électriquement le réseau alternatif de distribution du réseau continu d'utilisation, ce qui a pour effet d'empêcher toute liaison directe entre les deux réseaux.
- Ils permettent d'obtenir le nombre de phases nécessaires pour les redresseurs industriels polyphasés, par exemple six phases à partir du réseau triphasé.

Remarque: L'utilisation d'autotransformateurs présente l'inconvénient de ne pas isoler électriquement le circuit primaire (réseau) du circuit secondaire (utilisation). Il faut, dans ce cas, correctement identifier le point de masse lors du montage des redresseurs.

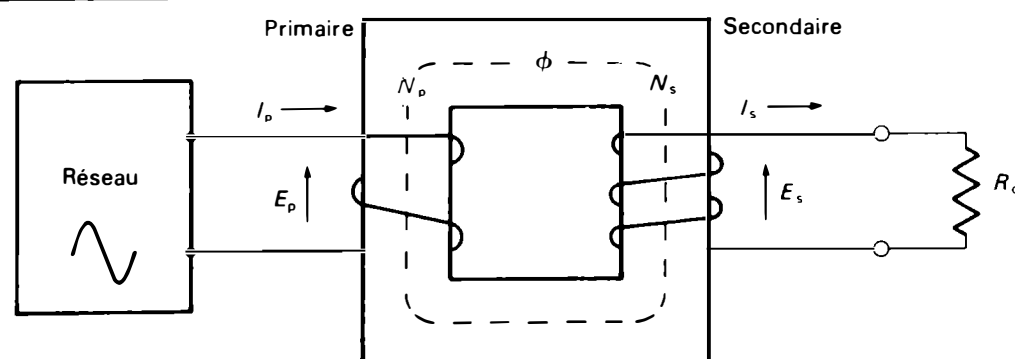


Figure 1.8 Schéma de principe d'un transformateur à noyau de fer.

1.5.2 Rapport de transformation

La tension induite dans un des enroulements d'un transformateur est proportionnelle au nombre de tours de cet enroulement. Nous pouvons donc écrire:²

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{N_s}{N_p} \quad (1.9)$$

Dans cette relation, E_p désigne la tension appliquée au primaire et E_s , la tension induite au secondaire, tandis que N_p désigne le nombre de tours de l'enroulement primaire et N_s , le nombre de tours de l'enroulement secondaire.

Le rapport $a = N_s/N_p$ est appelé *rapport de transformation* du transformateur. Lorsque le rapport de transformation est $a > 1$, il s'agit d'un transformateur *survolteur*: la tension au secondaire est supérieure à la tension au primaire: $E_s > E_p$. Lorsque le rapport est $a < 1$, il s'agit d'un transformateur *dévolteur*: $E_s < E_p$.

Lorsque le rapport $a = 1$, il s'agit d'un transformateur d'isolation et, dans ce cas, $E_s = E_p$. Ce type de transformateur est utilisé pour isoler le circuit d'utilisation du secteur.

Exemple 1.6

Un transformateur possède 150 spires à l'enroulement primaire et 450 spires à l'enroulement secondaire. Quelle est la tension induite au secondaire si l'on applique 120 V au primaire?

Solution

$$E_s = \frac{N_s}{N_p} E_p = \frac{450}{150} \times 120$$

$$E_s = 360 \text{ V}$$

Le transformateur ne crée pas d'énergie, il la transforme. Si l'on néglige les pertes dans le transformateur, la puissance fournie par le primaire est égale à celle dissipée dans une charge résistive reliée au secondaire:

$$E_p I_p = E_s I_s$$

de sorte que:

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{E_p}{E_s}$$

Puisque:

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{N_s}{N_p}$$

alors:²

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s} \quad (1.10)$$

² Dans ces relations, on suppose que le rendement théorique du transformateur est de 100%. En pratique, il faut tenir compte des pertes dans le transformateur.

1.5.3 Rendement d'un transformateur

Le rendement d'un transformateur est donné par le quotient:

$$\eta \% = \frac{P_s}{P_p} \times 100 \quad (1.11)$$

Dans cette relation, P_p désigne la puissance alternative fournie au primaire:

$$P_p = E_p I_p$$

et P_s désigne la puissance alternative obtenue au secondaire:

$$P_s = E_s I_s$$

La puissance délivrée par le secondaire est égale à la puissance fournie au primaire, moins les pertes dans le transformateur. On distingue les pertes dans le noyau de fer par hystérésis et courants de Foucault, et les pertes dans les fils de cuivre par effet Joule:

$$P_p = P_s + \text{pertes Fe} + \text{pertes Cu}$$

Le rendement d'un transformateur de tension est excellent; à pleine charge, il atteint 94% pour les petits transformateurs et peut dépasser 98% pour les transformateurs de grosse puissance. Le rendement maximal d'un transformateur est obtenu lorsque les pertes dans le fer sont égales aux pertes dans le cuivre.

La puissance active fournie par un transformateur dépend du facteur de puissance du circuit d'utilisation. C'est pourquoi, sur la plaque signalétique d'un transformateur, la puissance possible est exprimée en voltampères (VA).

Exemple 1.7

Pour le transformateur de la figure 1.9, calculez:

- la tension aux bornes du secondaire;
- le rendement.

Solution

a) Tension aux bornes du secondaire

$$E_s = E_p \frac{N_s}{N_p} = 110 \left(\frac{100}{550} \right)$$

$$E_s = 20 \text{ V}$$

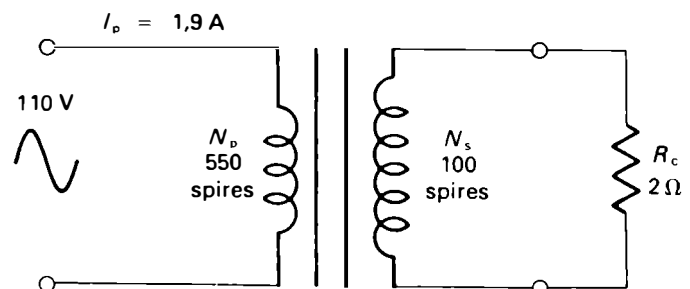


Figure 1.9 Exemple 1.7.

b) Rendement du transformateur

$$P_p = E_p I_p = 110 \times 1,9$$

$$P_p = 209 \text{ W}$$

$$P_s = \frac{E_s^2}{R_c} = \frac{20^2}{2}$$

$$P_s = 200 \text{ W}$$

$$\eta\% = \frac{P_s}{P_p} \times 100 = \frac{200}{209} \times 100$$

$$\eta\% = 95,7\%$$

1.5.4 Régulation d'un transformateur

La régulation d'un transformateur est le coefficient ou le pourcentage qui représente les variations de la tension de sortie du transformateur lorsque la charge varie. La baisse de tension au secondaire, lorsque le transformateur est en charge, est causée par les pertes dans le cuivre et par les pertes dues aux fuites magnétiques dans le noyau du transformateur. Le pourcentage de régulation est donné par la relation:

$$\% \text{ de régulation} = \frac{E_s \text{ à vide} - E_s \text{ en charge}}{E_s \text{ en charge}} \times 100 \quad (1.12)$$

Exemple 1.8

Calculez le pourcentage de régulation d'un transformateur 110 V/24 V, dont la tension au secondaire mesurée à vide est de 24,4 V.

Solution

$$\begin{aligned} \% \text{ de régulation} &= \frac{E_s \text{ à vide} - E_s \text{ en charge}}{E_s \text{ en charge}} \times 100 \\ &= \frac{24,4 - 24}{24} \times 100 = 1,66\% \end{aligned}$$

1.5.5 Facteur d'utilisation d'un transformateur

Lorsqu'un transformateur est utilisé pour alimenter un redresseur, il faut tenir compte de son facteur d'utilisation. Dans les transformateurs d'alimentation, le courant circulant à travers les enroulements secondaires n'est pas sinusoïdal. En effet, le courant unidirectionnel pulsé qui circule dans la charge et dans l'enroulement secondaire comprend une composante continue et des composantes alternatives appelées harmoniques. Ces courants harmoniques ne sont pas utilisés à la sortie du redresseur; ils contribuent, par contre, à saturer le noyau magnétique et à échauffer le transformateur, ce qui en diminue l'efficacité.

Le facteur d'utilisation d'un transformateur est défini, pour l'enroulement secondaire, par la relation:

$$\text{F.U.T.} = \frac{\text{Puissance en courant continu fournie par l'enroulement secondaire}}{\text{Puissance nominale en voltampères de l'enroulement secondaire}}$$

Comme les courants des enroulements primaire et secondaire ne présentent pas les mêmes formes d'onde, on détermine un facteur d'utilisation pour chacun d'eux.

Le facteur d'utilisation pour l'enroulement primaire est le quotient de la puissance en courant continu fourni par le transformateur à la charge, par la puissance nominale en voltampères de l'enroulement primaire. Les facteurs d'utilisation des enroulements primaire et secondaire ne sont pas nécessairement identiques et l'on peut calculer la valeur moyenne du facteur d'utilisation pour le transformateur:

$$\text{F.U.T.} = \frac{\text{F.U. du secondaire} + \text{F.U. du primaire}}{2}$$

Le facteur d'utilisation varie selon les différents types de montages redresseurs (redresseurs à simple alternance, à double alternance, polyphasés). Nous en déterminerons la valeur pour chacun des montages étudiés.

Exemple 1.9

Considérons un transformateur, dont la puissance nominale est de 1 kVA, alimentant un redresseur à simple alternance. Dans ce type de redresseur, le facteur d'utilisation du transformateur pour l'enroulement secondaire est de 0,287. Calculez:

- la puissance maximale en courant continu pouvant être fournie à une charge résistive branchée à la sortie du redresseur;
- la puissance nominale que devrait avoir le transformateur si l'on veut obtenir dans la charge une puissance en courant continu de 1 kW.

Solution

- La puissance en courant continu dans la charge est égale à la puissance nominale en courant alternatif du transformateur, multipliée par le facteur d'utilisation. La puissance maximale en courant continu pouvant être fournie à la charge est donc:

$$1000 \text{ VA} \times 0,287 = 287 \text{ W}$$

ce qui correspond à un rendement de:

$$\frac{287 \times 100}{1000} = 28,7\%$$

Ainsi, à cause de la déformation de la forme du courant circulant dans le secondaire du transformateur, due au redressement à simple alternance, le transformateur de 1 kVA ne peut fournir qu'une puissance en courant continu de 287 W. C'est une mauvaise utilisation du secondaire qui est inévitable avec ce montage, car le courant qui le traverse ne s'inverse pas.

b) La puissance nominale que devrait avoir le transformateur pour fournir 1 kW à une charge résistive est:

$$\frac{1000}{0,287} = 3484 \text{ kVA}$$

Ainsi, dans le redresseur à simple alternance et sans filtrage, le transformateur consomme 3,49 fois la puissance continue.

Les caractéristiques des transformateurs d'alimentation (rapport de transformation, tension au secondaire, courants efficace et moyen au primaire et au secondaire, puissance au secondaire) devront être choisies en fonction des différents types de montages utilisés. La figure 1.10 et la photo 1.7 représentent divers types de transformateurs d'alimentation monophasée.

Il existe aussi des transformateurs d'alimentation monophasée qui possèdent deux enroulements secondaires présentant des tensions et des courants nominaux identiques. Les enroulements de ces transformateurs peuvent être branchés en série ou en parallèle.

Le transformateur illustré à la figure 1.11.a possède deux enroulements secondaires de 12 V et 500 mA branchés en série; il fournit une tension et un courant de sortie de 24 V et 500 mA respectivement. En utilisant la connexion centrale comme prise médiane (Figure 1.11.b), on obtiendra une sortie de 12 V-0-12 V et 500 mA. On peut également

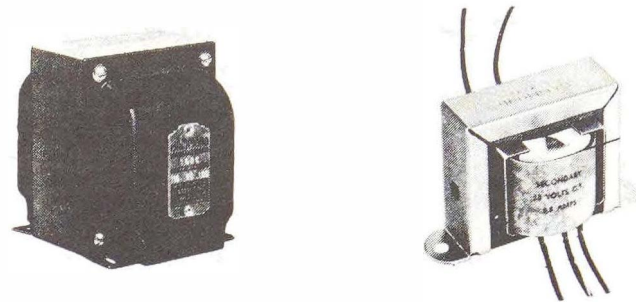


Photo 1.7 Transformateurs monophasés. (Gracieuseté de Hammond)

brancher les enroulements secondaires en parallèle, ce qui fournit une sortie de 12 V et 1 A (Figure 1.11.c).

Il faut veiller à ce que les enroulements secondaires soient correctement branchés pour que les tensions secondaires s'additionnent dans le cas du branchement en série. Dans le cas du branchement en parallèle, il faudra s'assurer que les enroulements secondaires ne soient pas inversés, pour éviter qu'un courant trop élevé ne les traverse et ne cause leur détérioration. (Voir la fiche technique 1.)

1.6 DIODES À SEMI-CONDUCTEURS

La diode à semi-conducteurs, ou diode à jonction, est un des éléments essentiels des circuits redresseurs. Son action est comparable à celle d'une soupape qui ne permet le passage du courant que dans un seul sens.

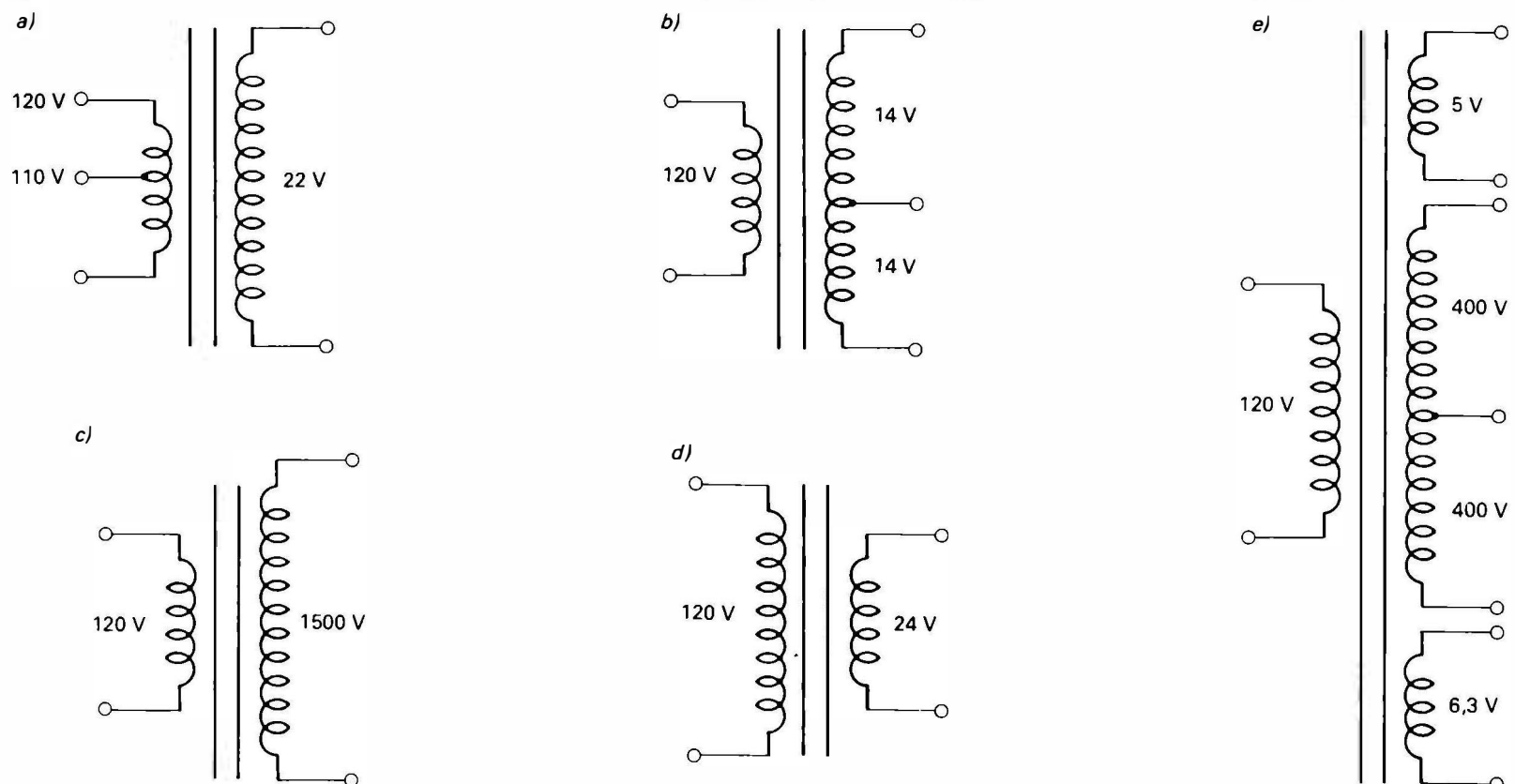


Figure 1.10 Transformateurs d'alimentation: a) primaire à prises multiples; b) secondaire avec prise médiane; c) secondaire haute tension; d) secondaire basse tension; e) secondaire avec plusieurs enroulements.

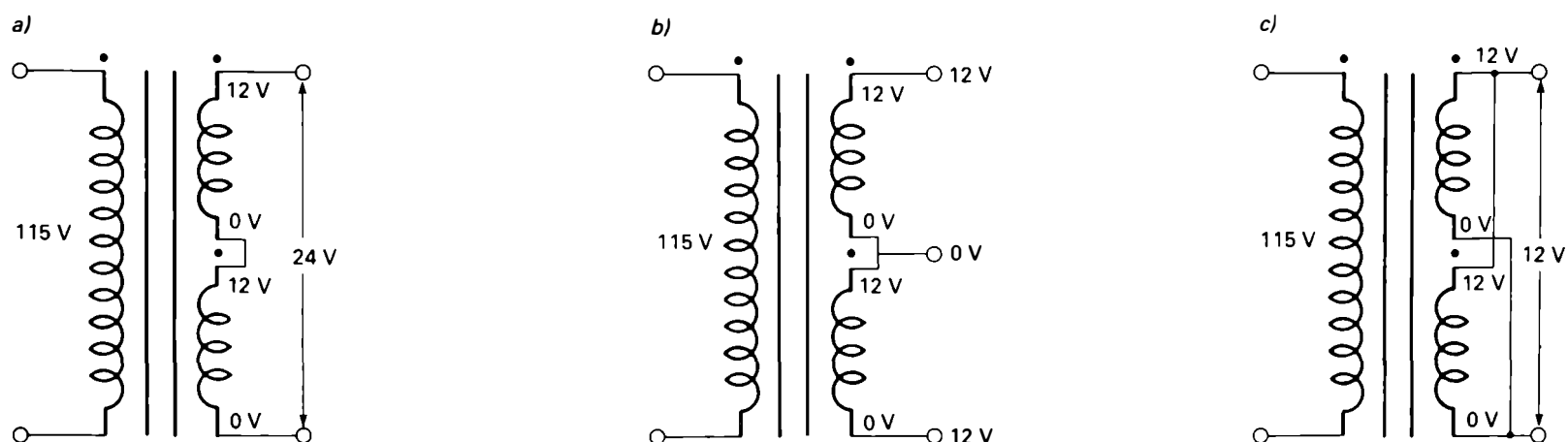


Figure 1.11 a) Branchement des enroulements secondaires en série; b) branchement des enroulements secondaires avec prise médiane; c) branchement des enroulements secondaires en parallèle.

1.6.1 Constitution et principe de fonctionnement

La diode est un composant semi-conducteur qui comprend:

- deux couches de types opposés, P et N , constituant une jonction;
- deux bornes; l'une, reliée au semi-conducteur de type P , est l'anode A et l'autre, reliée au semi-conducteur de type N est la cathode K (Figure 1.12).

Dans les circuits redresseurs la diode agit comme un interrupteur statique ultra-rapide. Lorsqu'une tension est appliquée à ses bornes de façon à ce que l'anode soit positive par rapport à la cathode, la diode se comporte comme un interrupteur fermé et elle devient pratiquement un court-circuit. On dit que la diode est polarisée dans le sens direct, ce qui correspond à son état passant (Figure 1.13). Si le courant qui la traverse est interrompu, même pour un temps très court (quelques microsecondes), la diode reprend son état initial et redevient semblable à un interrupteur ouvert.

Si l'on applique une tension à ses bornes de façon à ce que l'anode soit négative par rapport à la cathode, la diode

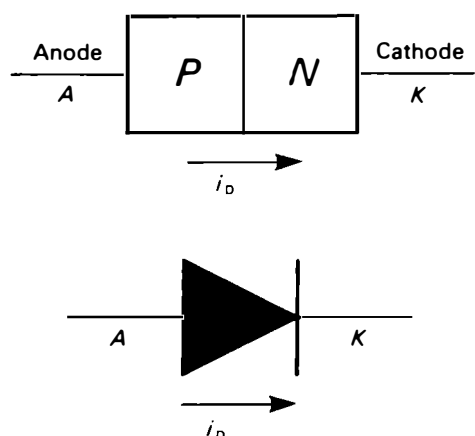


Figure 1.12 Représentations d'une diode semi-conductrice.

correspond alors à un interrupteur ouvert et aucun courant ne la traverse. On dit que la diode est polarisée dans le sens inverse, ce qui correspond à son état bloquant (Figure 1.14).

1.6.2 Diode idéale

La diode idéale ou parfaite devrait avoir les caractéristiques suivantes (Figure 1.15):

- une tension de seuil nulle; c'est-à-dire que la diode idéale deviendrait conductrice dès que la tension entre l'anode et la cathode est positive;
- une résistance directe nulle; la chute de tension directe à ses bornes serait nulle lorsqu'un courant la traverse;
- une résistance inverse infinie; aucun courant inverse ne devrait circuler lorsque la cathode est positive par rapport à l'anode.

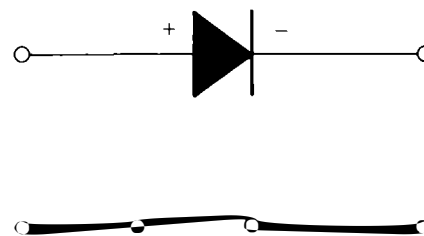


Figure 1.13 Diode conductrice.

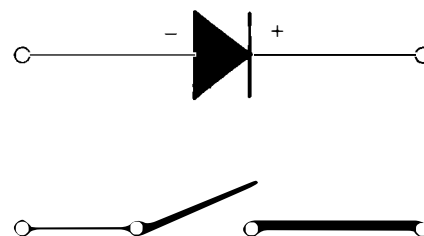


Figure 1.14 Diode bloquée.

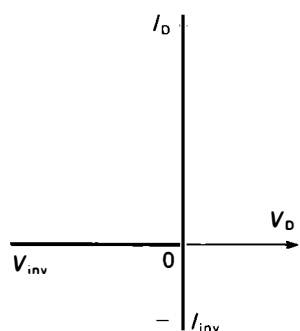


Figure 1.15 Caractéristique de la diode idéale.

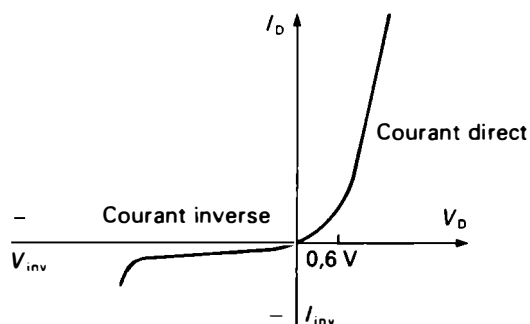


Figure 1.16 Caractéristique d'une diode au silicium.

1.6.3 Diodes de redressement

En pratique, les diodes de redressement présentent des caractéristiques quelque peu différentes (Figure 1.16).

Tension de seuil

La tension de seuil, c'est-à-dire la tension minimale permettant le passage du courant, est approximativement de 0,6 V pour les diodes au silicium (Si) et de 0,2 V pour les diodes au germanium (Ge).

Résistance directe

La résistance directe de la diode à semi-conducteurs est faible; elle est de l'ordre de quelques ohms. On distingue la résistance statique et la résistance dynamique.

La *résistance statique* (R_D) — ou résistance en courant continu — est la résistance présentée par la diode lorsqu'un courant continu la traverse. La *résistance dynamique* (r_D) — ou résistance en courant alternatif — est la résistance présentée par la diode lorsqu'un courant variable la traverse. À la température de 20°C, la résistance dynamique d'une diode à semi-conducteurs polarisée dans le sens direct est donnée par la relation de Shockley:

$$r_D \approx \frac{26 n}{I} \quad (\text{diode au Si: } n = 2; \text{ diode au Ge: } n = 1)$$

La résistance dynamique r_D est exprimée en ohms si I , le courant circulant dans la diode, est exprimé en milliampères.

La résistance dynamique varie avec le courant qui la traverse. Cependant, elle peut être considérée comme constante pour de faibles variations de courant. On peut la considérer comme négligeable lorsque la valeur moyenne du courant variable est importante.

Résistance inverse

La résistance inverse (R_i) n'est pas infinie et un léger courant inverse de fuite (I_r) circule à travers la diode lorsque la cathode est positive par rapport à l'anode.

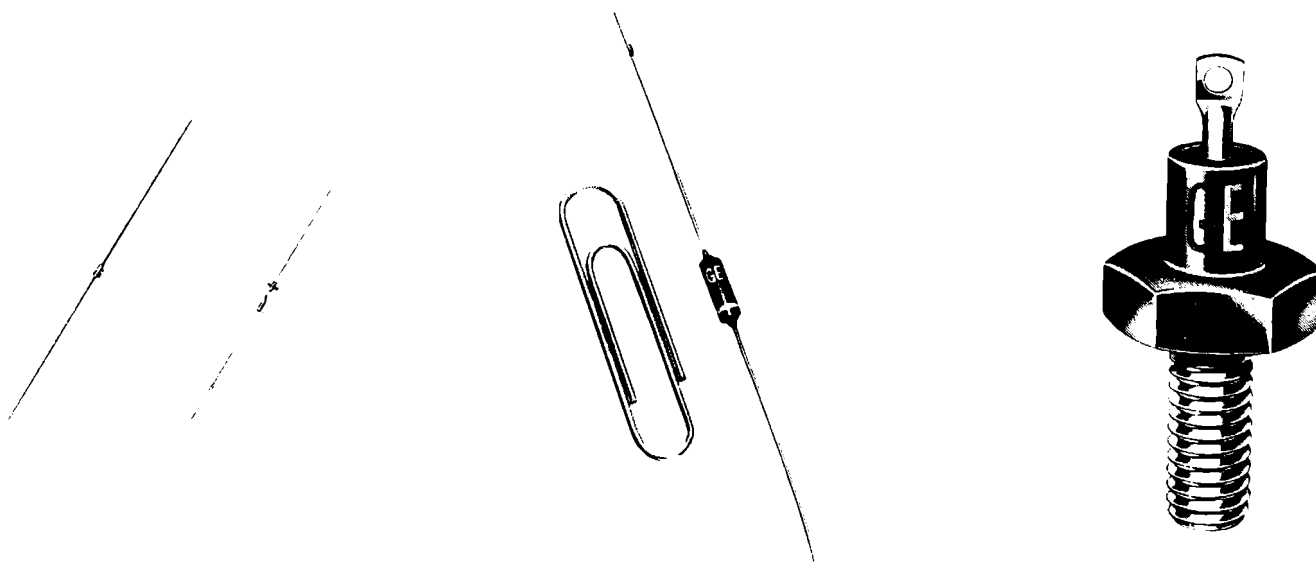


Photo 1.8 Différents modèles de diodes. (Gracieuseté de General Electric Company)

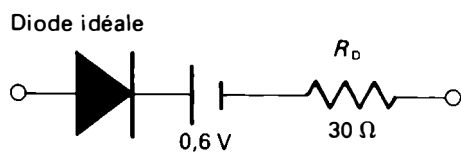


Figure 1.17 Circuit équivalent d'une diode au silicium.

Dans une diode au silicium, le courant de fuite est de l'ordre de quelques nanoampères alors que dans une diode au germanium, il est de l'ordre de quelques microampères.

Les valeurs typiques pour une diode au silicium sont:

$$R_D = 30 \Omega, r_D \approx 1 \Omega \text{ et } R_i = 100 \text{ M}\Omega$$

On peut représenter une diode réelle au silicium par un circuit équivalent comprenant une diode idéale en série avec une force contre-électromotrice (f.c.é.m. = 0,6 V) et une résistance interne R_D (Figure 1.17).

1.6.4 Limites de fonctionnement des diodes

Actuellement, les diodes utilisées dans les alimentations sont des diodes au silicium. Le choix des diodes est déterminé par les caractéristiques fournies par le fabricant. Ces caractéristiques doivent être respectées sinon les diodes risquent d'être détériorées.

Courant direct moyen

Le courant direct moyen (I_D) est le courant moyen qui peut traverser la diode en permanence sans limitation de durée.

Courant direct maximal répétitif

Le courant direct maximal répétitif (I_{FRM}) est le courant instantané maximal pouvant traverser la diode en fonctionnement normal.

Courant direct de surcharge non répétitif

Le courant direct de surcharge non répétitif (I_{FSM}) est un courant accidentel de très courte durée, admissible pendant un cycle seulement (Figure 1.19.a).

Produit I^2t

Le produit I^2t (en $A^2 \cdot s$), dans le cas des courants de surcharge de très courte durée (de 1 ms à 8,3 ms), indique la relation existant entre l'amplitude maximale du courant de surcharge et le temps de la surcharge. Les fabricants fournissent des courbes tracées à partir du produit I^2t (Figure 1.18).

Tension inverse de crête répétitive

La tension inverse de crête, ou de pointe, répétitive (V_{RRM}) est la tension maximale que peut supporter la diode à l'état bloquée — polarisation dans le sens inverse — sans limitation de durée (Figure 1.19.b).

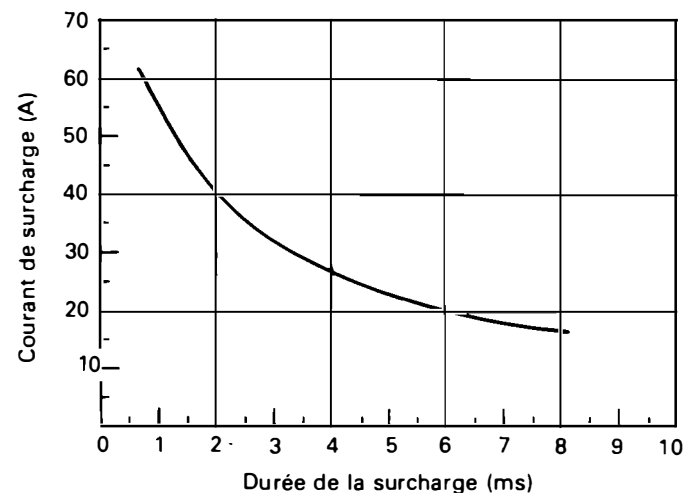


Figure 1.18 Courant direct de surcharge non répétitif en fonction de la durée de la surcharge pour des temps inférieurs à un cycle et d'après le produit I^2t .

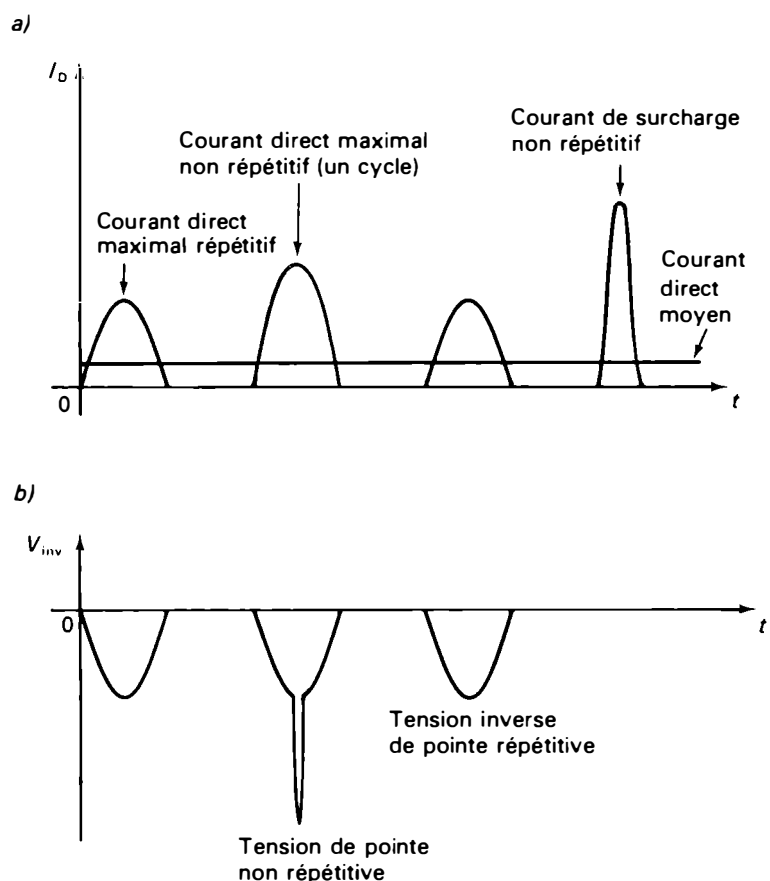


Figure 1.19 a) Représentation graphique des courants directs répétitifs et de surcharge dans une diode de redressement; b) tensions et surtensions supportées par une diode de redressement.

Tension inverse de crête non répétitive

La tension inverse de crête, ou de pointe, non répétitive (V_{RSM}) est la tension maximale que peut supporter la diode à l'état bloqué pendant un temps très court et inférieur à un cycle (Figure 1.19.a).

Remarque: Les diodes doivent retrouver leur équilibre thermique normal avant de pouvoir supporter de nouvelles surcharges: courant direct de surcharge non répétitif, produit I^2t , tension inverse de pointe non répétitive.

Chute de tension en direct

La chute de tension en direct (V_F) est la tension aux bornes de la diode lorsqu'elle est à l'état passant. Cette tension varie avec l'intensité du courant circulant dans la diode et avec la température de fonctionnement de celle-ci (Figure 1.20). Les fabricants fournissent habituellement les valeurs maximales et moyennes de la chute de tension directe en fonction du courant direct moyen (I_o) et de la température de l'ambiance ou de la jonction. Les valeurs typiques de la chute de tension directe de la plupart des diodes de redressement au silicium se situent entre 0,6 V et 1,4 V.

Température maximale de la jonction

La température maximale de la jonction ($T_{j,max}$) est la température la plus élevée à laquelle une diode à semi-conducteurs peut fonctionner sans risquer d'être détériorée. La diode au silicium peut fonctionner jusqu'à 200°C et la diode au germanium, jusqu'à 100°C.

Lorsqu'elles sont traversées par un courant direct, les diodes dissipent une certaine puissance, ce qui se traduit par une élévation de température de la jonction. Pour éviter que l'élévation de température ne devienne trop importante et qu'elle risque de détériorer les diodes, on les monte sur

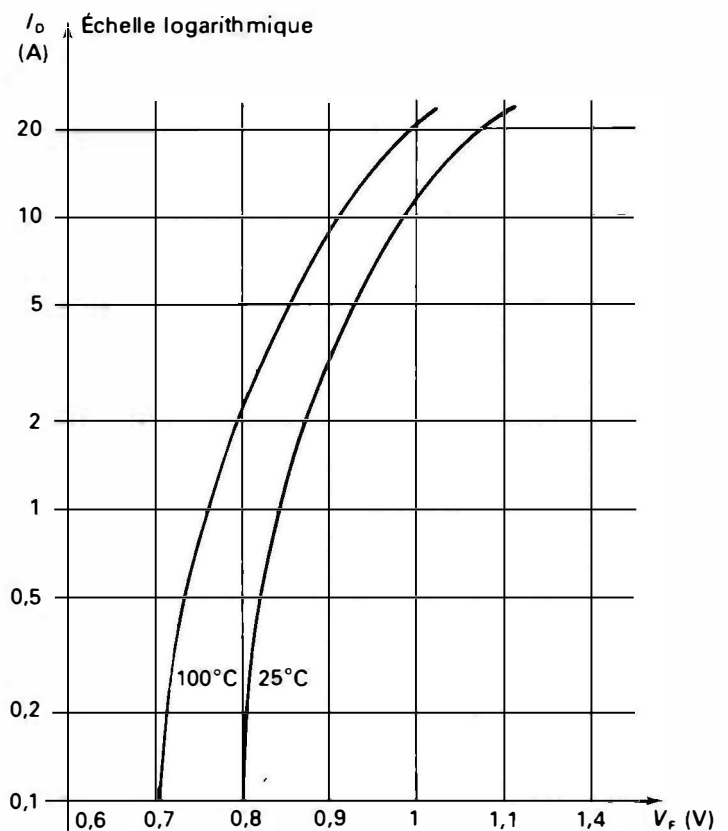


Figure 1.20 Courant direct en fonction de la chute de tension directe.

des dissipateurs thermiques, aussi appelés radiateurs (*heat sink*). Les dimensions des dissipateurs sont calculées en fonction des caractéristiques thermiques des diodes, du courant moyen les traversant et de la température de l'air ambiant.

Les diodes de redressement au silicium peuvent être utilisées pour une vaste gamme de puissance. Les courants directs moyens peuvent varier d'une valeur inférieure à 1 A jusqu'à 3000 A. Les courants directs de surcharge

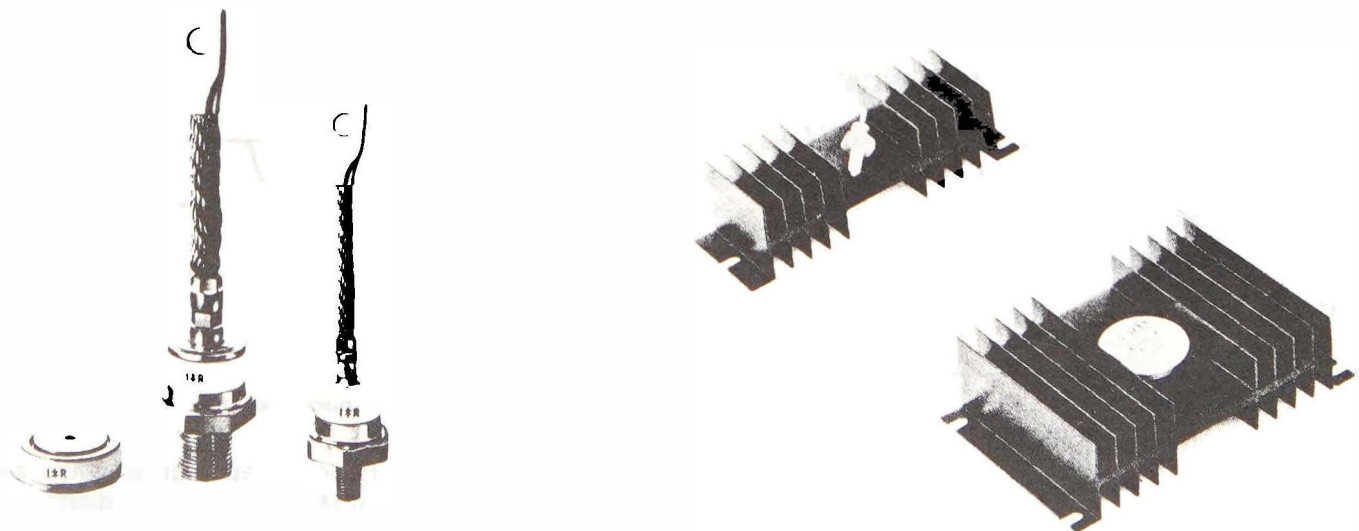


Photo 1.9 Diodes de puissance et dissipateurs thermiques (Gracieuseté de International Rectifier Corporation).

pouvant être supportés pendant un cycle sont compris entre 10 A, pour les diodes de faible puissance, et 50 000 A, pour les diodes de puissance. Les tensions inverses de crête se situent entre 50 V et 3000 V.

Type	I_0 (A)	I_{FSM} (A)	V_{RRM} (V)	V_F (V)	$T_{j,max}$ (°C)
1N4001	1	30	50	0,8	175
1N5402	3	200	200	1,2	170
1N3893	6	150	400	1,1	200
1N1206A	12	240	600	1,1	200
1N3296	100	1 600	1200	1,4	200
640L	1500	16 000	2000	1	200

I_0 : courant direct moyen
 I_{FSM} : courant de surcharge admissible pendant un cycle seulement
 V_{RRM} : tension inverse de crête répétitive (T.I.C.)
 V_F : chute de tension directe moyenne
 $T_{j,max}$: température maximale de la jonction

Tableau 1.1 Caractéristiques essentielles de quelques diodes de redressement.

1.6.5 Fiches techniques

Les fabricants de semi-conducteurs préparent des *fiches techniques* qui indiquent l'ensemble des caractéristiques des composants et les valeurs limites des tensions, des courants et des températures à ne pas dépasser lors de leurs utilisations.

Les fiches techniques comprennent généralement:

- une identification du composant; il s'agit habituellement, d'un numéro de code (diode 1N4001, par exemple);
- une description physique de la pièce à l'aide d'un dessin coté ou d'une photographie;
- les différentes caractéristiques électriques, thermiques et mécaniques du composant; elles sont présentées sous forme de tableaux et de courbes;
- des schémas présentant quelques exemples typiques d'utilisation;
- un schéma équivalent du composant, plus particulièrement dans le cas des circuits intégrés comprenant de nombreux éléments.

Les fabricants de semi-conducteurs définissent deux catégories bien distinctes de paramètres: les limites absolues d'utilisation (*Absolute Ratings*) et les caractéristiques électriques (*Electrical Characteristics*).

Limites absolues d'utilisation

Les limites absolues d'utilisation sont déterminées par le fabricant à partir d'un grand nombre d'utilisations. Ce sont des paramètres de fatigue qui ne peuvent pas être mesurés par l'utilisateur (sauf à la suite d'un très grand nombre d'essais destructifs et de calculs de probabilité). En principe, les limites absolues d'utilisation sont valables dans toute la gamme des températures spécifiées, par exemple, entre -40°C et $+125^\circ\text{C}$.

Caractéristiques électriques

Les caractéristiques électriques peuvent être mesurées par l'utilisateur dans des conditions bien définies. Il faut spécifier les conditions de mesure: température (habituellement 25°C), appareillage utilisé, etc. Le fabricant peut donner les caractéristiques maximales ou minimales, ce sont des limites garanties. Par contre, lorsque le fabricant indique qu'il s'agit d'une caractéristique « typique », la valeur fournie est valable pour la plus grande partie des semi-conducteurs considérés (diodes, thyristors, triacs, etc.), mais elle n'est pas garantie pour tous les dispositifs.

Caractéristiques mécaniques

Les fabricants indiquent également les dimensions du semi-conducteur, la masse approximative, le couple maximal de serrage dans le cas de composants vissés, les dissipateurs de chaleur appropriés, etc.

Les fiches techniques sont présentées dans les catalogues et les manuels des fabricants tels que RCA, Texas Instruments, Motorola, General Electric, etc.

Les fiches techniques 2, 3 et 4 indiquent l'ensemble des caractéristiques techniques des diodes de redressement au silicium, des types 1N4001 à 1N4007. Ces diodes sont couramment utilisées dans les alimentations de faible puissance.

1.6.6 Utilisation des diodes

Dans la fabrication des circuits redresseurs, les diodes peuvent être montées en parallèle, en série et en série-parallèle moyennant certaines précautions.

Diodes montées en parallèle

Si le courant consommé par la charge est supérieur à celui que peut normalement supporter une diode, on monte plusieurs diodes en parallèle (Figure 1.21). Les caractéristiques des diodes montées en parallèle doivent être identiques pour qu'il y ait une répartition égale du courant dans chacune d'elles. En pratique, on peut utiliser les diodes triées présentant des résistances directes sensiblement éga-

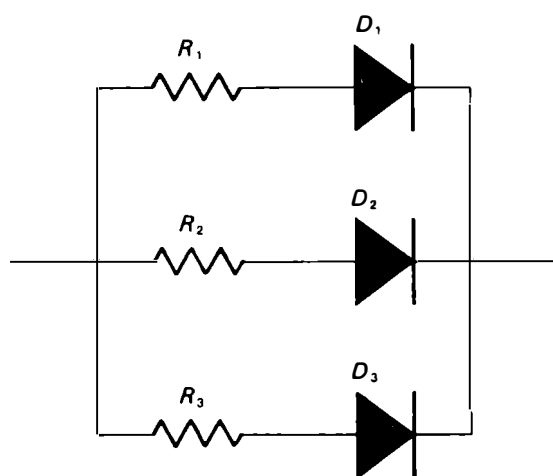


Figure 1.21 Montage de diodes en parallèle.

les, ou placer une faible résistance en série avec chaque diode de façon à équilibrer les courants. Avec ce montage, nous obtenons:

$$I_{\text{moy total}} = (I_{\text{moy par diode}}) \times (\text{nombre de diodes})$$

Les diodes doivent être maintenues à la même température, aussi est-il préférable de les monter sur le même dissipateur thermique pour que les températures des boîtiers tendent à s'égaliser.

Diodes montées en série

Lorsque la tension inverse maximale appliquée à une diode est supérieure à ce qu'elle peut normalement supporter, on monte plusieurs diodes en série. Les caractéristiques de chaque diode n'étant pas identiques, les potentiels à leurs bornes seront ajustés à l'aide de résistances élevées (de $5 \text{ k}\Omega$ à $50 \text{ k}\Omega$) branchées en parallèle sur chaque diode. Pour protéger les diodes contre les surtensions transitoires produites lors du passage de l'état passant à l'état bloqué, de faibles condensateurs (quelques nanofarads) sont égale-

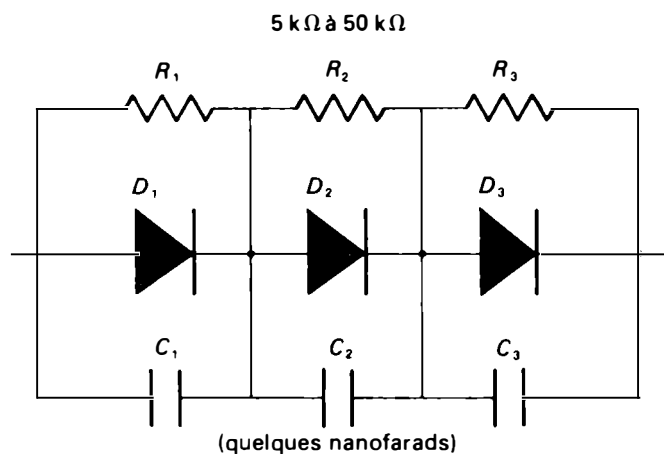


Figure 1.22 Montage de diodes en série.

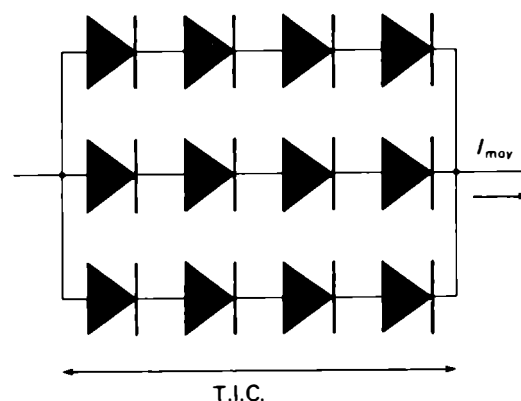


Figure 1.23 Montage de diodes en série-parallèle.

ment mis en parallèle sur les diodes (Figure 1.22). Avec ce type de montage, nous obtenons:

$$\text{T.I.C. totale} = \left(\begin{array}{c} \text{T.I.C.} \\ \text{d'une diode} \end{array} \right) \times \left(\begin{array}{c} \text{nombre de} \\ \text{diodes en série} \end{array} \right)$$

Diodes montées en série-parallèle

Dans les redresseurs industriels de grosse puissance, on utilise des modules de redressement composés de diodes branchées en série-parallèle (Figure 1.23). Les précautions prises pour les branchements en série et en parallèle s'appliquent à ce montage.

Exemple 1.10

La diode 1N3295 présente les caractéristiques suivantes:

$$I_{\text{moy}} = 100 \text{ A et T.I.C} = 1000 \text{ V}$$

Calculez les caractéristiques du module de redressement de la figure 1.23. Celui-ci est constitué de trois branches en parallèle, chacune d'elles étant composée de quatre diodes en série.

Solution

$$I_{\text{moy}} \text{ du module} = 100 \text{ A} \times 3 = 300 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C. du module} = 1000 \text{ V} \times 4 = 4000 \text{ V}$$

1.7 REDRESSEURS SECS (metallic rectifiers)

Les redresseurs secs, qui ont été progressivement remplacés par les diodes à semi-conducteurs, peuvent être utilisés dans certaines applications demandant une faible puissance ou peuvent se rencontrer dans des installations industrielles anciennes.

Un élément redresseur comprend trois parties (Figure 1.24):

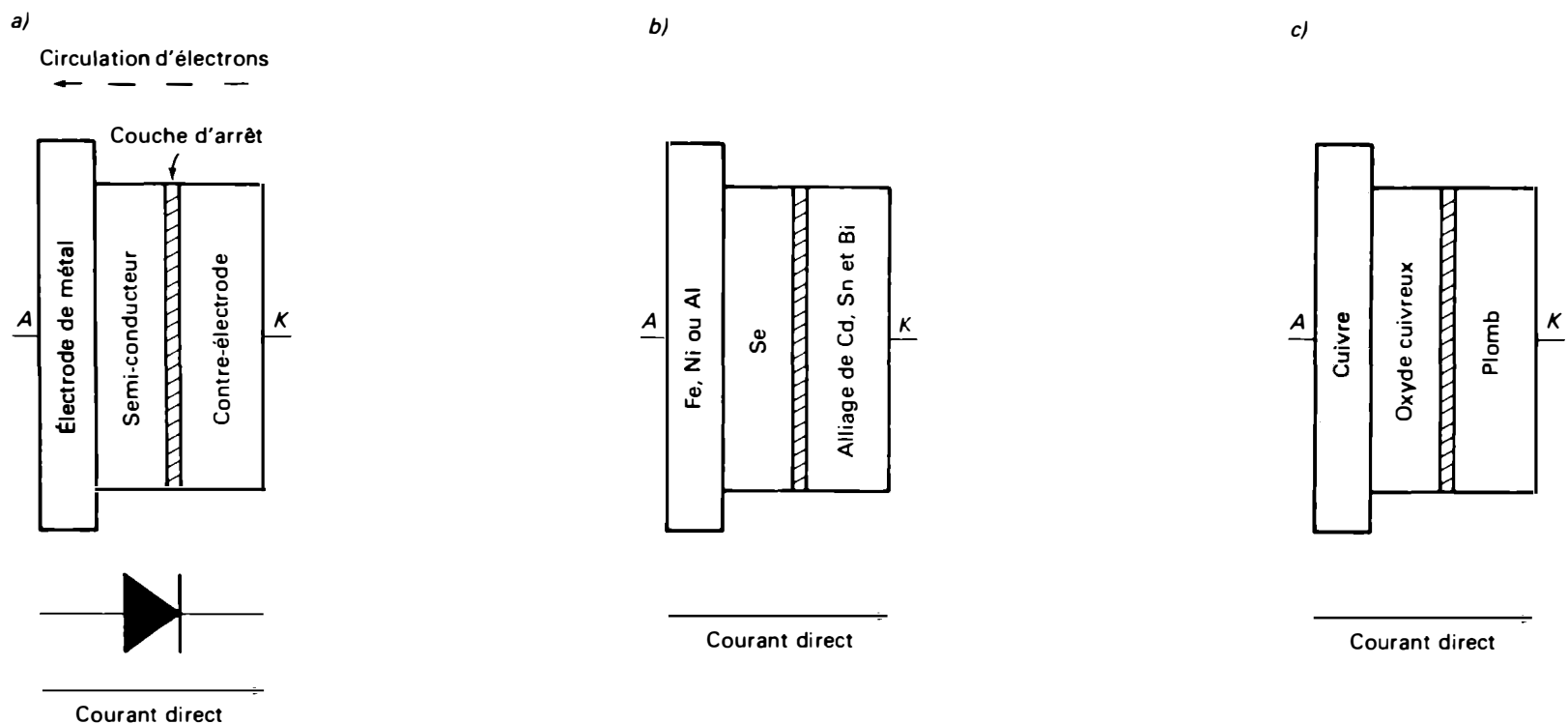


Figure 1.24 Redresseurs secs: a) constitution d'un élément; b) redresseur au sélénium; c) redresseur à oxyde cuivreux.

- une mince couche d'un semi-conducteur (sélénium, oxyde cuivreux);
- un métal (fer, cuivre) formant un contact redresseur avec le semi-conducteur;
- une contre-électrode métallique (alliage cadmium-étain-bismuth, plomb, nickel) qui répartit le courant sur toute la surface du semi-conducteur, afin que la résistance directe soit la plus faible possible.

Une barrière de potentiel, ou couche d'arrêt, est formée à la jonction métal-semi-conducteur (fer-sélénium) permettant le passage des électrons du métal vers le semi-conducteur mais bloquant toute circulation d'électrons dans la direction inverse.

Chaque élément se présente sous la forme d'une rondelle. Il ne peut supporter qu'une faible tension inverse.

C'est d'ailleurs pourquoi on groupe plusieurs éléments en série pour augmenter la tension applicable. Comme le courant élève la température des éléments redresseurs, on limite la densité de courant et des ailettes de refroidissement sont intercalés entre ceux-ci. La valeur moyenne du courant traversant le contact métal — semi-conducteur dépend de la surface active des éléments formant ce contact.

Les principales caractéristiques des redresseurs au sélénium sont:

- Rapport de la résistance inverse à la résistance directe: 10^3 .
- Densité de courant maximal: environ $0,3 \text{ A/cm}^2$.
- Tension inverse maximale: de 20 V à 40 V par élément.
- Température maximale en charge: de 70°C à 80°C .

RÉSUMÉ

L'énergie électrique est essentiellement produite sous forme de courant alternatif sinusoïdal par des alternateurs en service dans les centrales hydrauliques, thermiques et nucléaires. L'énergie électrique est transportée et distribuée à travers le territoire à l'aide d'un réseau de lignes de transmission à haute et moyenne tensions. Les transformateurs permettent d'élever ou d'abaisser les tensions alternatives et de les adapter aux besoins particuliers des usagers.

Une tension alternative peut être définie comme une tension variant continuellement en amplitude et changeant de sens périodiquement. La forme d'onde de la tension produite par les alternateurs est sinusoïdale, c'est-à-dire qu'elle est proportionnelle au sinus de l'angle de rotation du mouvement circulaire produisant la tension.

Les principales grandeurs permettant d'évaluer une tension alternative sinusoïdale sont:

- la valeur instantanée: $e = E_{\max} \sin \omega t$
- la valeur de crête ou valeur maximale: $E_{\max} = \sqrt{2} E_{\text{eff}}$
- la valeur crête-à-crête: $E_{\text{c.-à-c.}} = 2E_{\max}$
- la valeur efficace: $E_{\text{eff}} = 0,707E_{\max}$
- la valeur moyenne: $E_{\text{moy}} = 0,636E_{\max}$ (calculée pour une alternance)
- le facteur de forme:

$$F = \frac{\text{Valeur efficace}}{\text{Valeur moyenne}} = \frac{0,707}{0,636} = 1,11$$
- la fréquence: f ; elle correspond au nombre de cycles par seconde
- la durée d'un cycle: $T = 1/f$. C'est la période qui comprend deux alternances, l'une étant positive et l'autre négative
- la pulsation du courant ou sa vitesse angulaire:

$$\omega = 2\pi f$$

Une partie de l'énergie électrique en courant alternatif est transformée en courant continu à l'aide de redresseurs. Le courant continu est utilisé dans de nombreuses applications, telles que l'alimentation d'équipements électroniques, la charge d'accumulateurs, l'alimentation de moteurs à vitesse variable, le transport de l'énergie électrique sur de longues distances et le raccordement de réseaux électriques non synchronisés, ainsi que dans des domaines tels que l'électrochimie et l'électrometallurgie.

Les sources d'alimentation en tension continue, obtenues à partir d'un réseau alternatif, peuvent être classées d'après leur utilisation. On distingue les alimentations stabilisées dans la gamme des petites et moyennes puissances et les redresseurs industriels de grande puissance à alimentation triphasée.

Les alimentations stabilisées de petites et moyennes puissances, comprenant les alimentations de laboratoire et d'équipement, sont composées essentiellement d'un redresseur utilisant des diodes semi-conductrices, d'un filtre utilisant des condensateurs ou des bobines de choc, d'un régulateur utilisant des composants discrets (diodes régulatrices de tension, transistors etc.) ou des circuits intégrés.

Dans un redresseur, le transformateur d'alimentation permet, d'une part, d'adapter la tension du réseau alternatif aux différentes valeurs des tensions d'utilisation désirée et, d'autre part, d'isoler électriquement les réseaux de distribution en courant alternatif du réseau d'utilisation en courant continu.

Les principales caractéristiques d'un transformateur d'alimentation sont:

- les tensions et les courants au primaire et au secondaire
- la puissance de sortie au secondaire
- le rapport de transformation: $a = \frac{N_s}{N_p}$
- le rendement: $\eta \% = \frac{P \text{ au secondaire}}{P \text{ au primaire}}$
- le facteur d'utilisation = $\frac{P \text{ en c.c. fourni par le secondaire}}{P \text{ total transporté par le secondaire}}$

Dans les redresseurs, les diodes agissent comme des interrupteurs statiques ultra-rapides qui se ferment lorsque la diode est polarisée en sens direct, l'anode étant positive par rapport à la cathode. Lorsque la diode est polarisée en sens inverse, elle correspond à un interrupteur ouvert.

Les caractéristiques essentielles des diodes utilisées pour le redressement sont:

- le courant direct moyen: $I_{\text{moy}} (I_0)$
- le courant direct maximal répétitif: $I_{\max} (I_{\text{FRM}})$
- le courant direct de surcharge ou de pointe admissible pendant un cycle seulement: I_{FSM}
- la tension inverse de crête: T.I.C.
- la température maximale de la jonction: $T_{i,\max}$

Dans les redresseurs, les diodes peuvent être montées en série, en parallèle et en série-parallèle, moyennant certaines précautions.

QUESTIONS

- 1.1 Quels sont les principaux avantages présentés par l'énergie électrique sous forme de courant alternatif?
- 1.2 Quelles sont les principales applications utilisant du courant continu?
- 1.3 Comment peut-on obtenir du courant continu?
- 1.4 Définissez les termes suivants:
- courant alternatif sinusoïdal;
 - courant périodique;
 - courant unidirectionnel.
- 1.5 Définissez les termes suivants:
- valeur moyenne d'un courant unidirectionnel variable;
 - valeur efficace d'un courant alternatif sinusoïdal;
 - valeur instantanée;
 - valeur crête-à-crête.
- 1.6 Qu'est-ce qu'une alimentation à tension continue stabilisée? Quels en sont les éléments essentiels?
- 1.7 Expliquez brièvement ce qu'est une alimentation à découpage.
- 1.8 Quelles sont les fonctions d'un transformateur d'alimentation dans un circuit redresseur?
- 1.9 Expliquez et donnez des exemples numériques des grandeurs suivantes:
- le rapport de transformation;
 - le taux d'utilisation d'un transformateur d'alimentation;
 - le rendement d'un transformateur.
- 1.10 Expliquez le fonctionnement d'une diode à semi-conducteurs et résumez ses propriétés de base.
- 1.11 Définissez les termes suivants concernant les diodes:
- le courant direct moyen;
 - le courant maximal répétitif;
 - le courant de surcharge;
 - la tension inverse de crête;
 - la température maximale de jonction.
- 1.12 Quelles sont les précautions à prendre lorsque l'on groupe des diodes *a)* en série et *b)* en parallèle? Quels sont les avantages de ces deux montages?

PROBLÈMES

- 1.1 Un courant alternatif, dont la fréquence est de 60 Hz, a une intensité efficace de 5 A. Calculez:
- son intensité maximale;
 - son intensité instantanée aux instants $t_0 = 0$, $t_1 = (1/12)T$, $t_2 = 6 \times 10^{-3}$ s et $t_3 = 12$ ms. (t_0 est l'instant où le courant s'annule en passant du sens négatif au sens positif.)
- 1.2 Pour une tension de secteur de 115 V et 60 Hz, calculez:
- la valeur de crête;
 - la valeur crête-à-crête;
 - la valeur moyenne pour une demi-période.
- 1.3 Pour quelle tension doit être isolée une ligne de transport d'énergie électrique en courant alternatif à 315 kV, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%?
- 1.4 Un transformateur monophasé alimenté par le secteur (115 V et 60 Hz) débite un courant sur une résistance de 12.5Ω . En sachant que $I_p = 1.8$ A et que $I_s = 4$ A, calculez:
- son rapport de transformation;
 - son rendement.
- 1.5 Calculez les nombres de spires et les tensions primaires et secondaires des transformateurs illustrés à la figure 1.25.

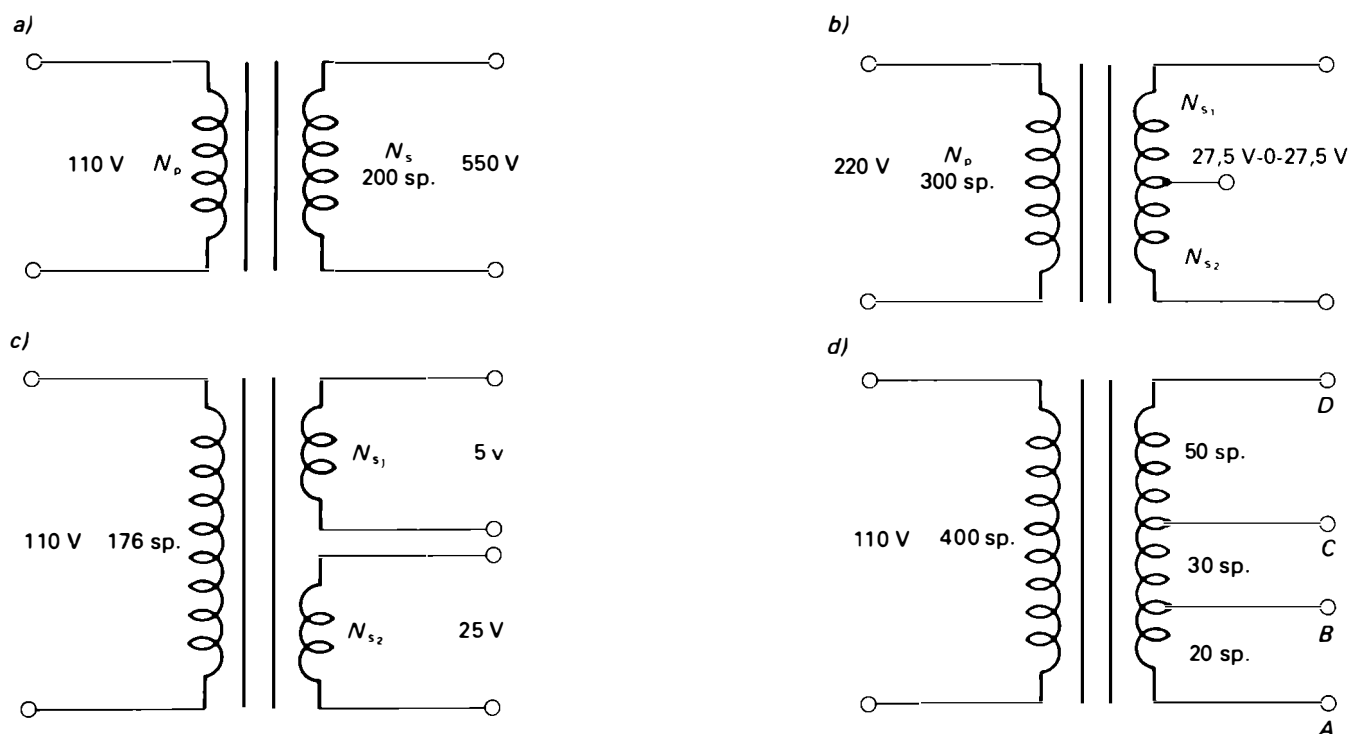


Figure 1.25 Problème 1.5.

- 1.6** Un transformateur monophasé possède les spécifications suivantes: tension primaire de 220 V à 60 Hz, rapport de transformation $a = 5$, rendement de 98% et puissance nominale de 2,2 kVA.
- Calculez:
- la tension secondaire;
 - le courant au primaire;
 - la résistance minimale de charge.
- 1.7** Calculez la puissance dissipée dans une diode au silicium en polarisation directe traversée par un courant de 250 mA, sachant que la tension à ses bornes est de 0,6 V.
- 1.8** Quelle est la puissance dissipée dans la diode 1N3296, lorsqu'elle est traversée par un courant continu de 80 A?
- 1.9** Calculez le courant moyen direct total et la tension inverse de crête totale des montages de diodes des figures 1.21 et 1.22, si l'on utilise des diodes 1N4002.
- 1.10** On désire obtenir un courant moyen direct total de 7,2 A et une tension inverse de crête totale de 720 V, à l'aide du montage de diodes de la figure 1.23.
- Calculez le courant moyen direct nominal et la tension inverse de crête nominale pour chacune des diodes identiques, si l'on veut qu'elles fonctionnent à 80% de leurs valeurs nominales;
 - En utilisant les spécifications fournies par les manufacturiers, choisissez les diodes pouvant être utilisées dans ce montage et indiquez leurs caractéristiques.

2

Redressement monophasé

PRÉSENTATION

Dans une source d'alimentation à courant continu branchée sur le secteur alternatif, la première opération consiste à éliminer les alternances négatives de la tension alternative. Les diodes vont bloquer les alternances négatives et fournir une tension redressée pulsée qui sera ensuite transformée en tension continue constante. Il importe également d'obtenir la tension redressée à la valeur désirée. Le rôle du transformateur d'alimentation est d'adapter la tension d'entrée provenant du secteur alternatif à la tension redressée de sortie requise.

Dans ce chapitre, nous allons étudier les trois montages de base des redresseurs monophasés. D'abord, nous en expliquerons le fonctionnement. Ensuite nous analyserons les formes d'ondes et calculerons les tensions et les courants obtenus, à la sortie, dans une charge résistive et dans une charge comprenant une force contre-électromotrice. Enfin, nous effectuerons les calculs nécessaires pour déterminer les caractéristiques des composants et faire un choix adéquat.

CONTENU

- 2.1 Redressement simple alternance
 - 2.2 Redressement double alternance — montage à deux diodes
 - 2.3 Redressement double alternance — montage en pont de quatre diodes
 - 2.4 Comparaison des trois circuits redresseurs
 - 2.5 Choix des composants: diodes et transformateurs
 - 2.6 Effet thermique dans les diodes
 - 2.7 Redresseurs débitant un courant sur une force contre-électromotrice
-

OBJECTIFS

Analyser le fonctionnement des redresseurs monophasés — simple alternance et double alternance — débitant un courant dans une charge résistive ou dans une force contre-électromotrice.

Calculer les valeurs des tensions et des courants redressés de sortie des redresseurs monophasés.

Déterminer le taux d'ondulation et le rendement, avant filtrage, des redresseurs monophasés.

Appliquer la notion de résistance thermique pour identifier les dissipateurs thermiques appropriés aux diodes.

Choisir les composants appropriés — transformateurs d'alimentation et diodes de redressement — à l'aide des spécifications fournies par les fabricants.

Comparer les caractéristiques — avantages et inconvénients — des différents montages de redresseurs monophasés.

2.1 REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE: Débit sur une charge résistive

Le redresseur simple alternance élémentaire est composé d'une source de tension alternative, habituellement les enroulements secondaires du transformateur d'alimentation, et d'une diode de redressement placée en série dans le circuit de charge (Figure 2.1.a). C'est le plus simple des circuits redresseurs.

2.1.1 Fonctionnement

Dans le montage illustré à la figure 2.1, lorsque la borne A du secondaire du transformateur est positive par rapport à la borne B , la diode D laisse passer le courant dans la charge R_c pendant une alternance. Par contre, lorsque la

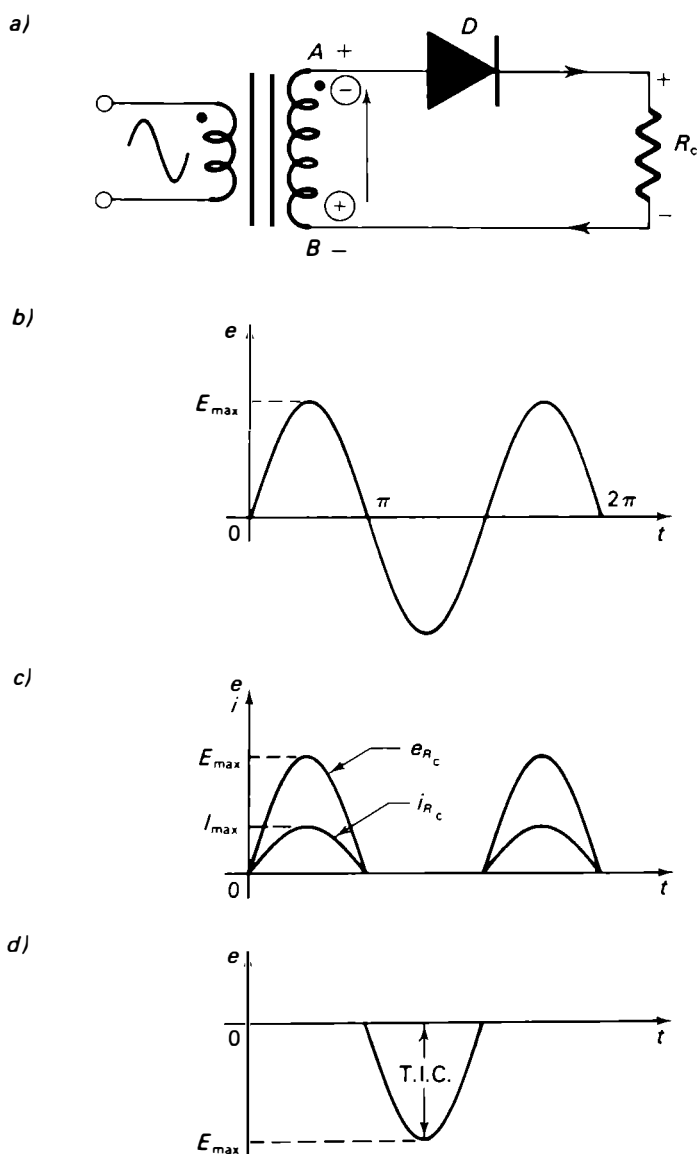


Figure 2.1 Redresseur simple alternance: a) circuit; b) tension au secondaire du transformateur; c) tension et courant de sortie; d) tension inverse de crête répétitive.

borne B devient positive par rapport à la borne A , la diode est bloquée, la cathode étant positive par rapport à l'anode: alors, aucun courant ne traverse la charge pendant toute l'alternance.

En observant, à l'oscilloscope, les formes d'onde de la tension redressée de sortie (Figure 2.1.c), nous constatons que seule l'alternance positive du courant alternatif est appliquée à la charge, puisque l'alternance négative est bloquée par la diode. Le courant alternatif fourni par la source a été converti en un courant unidirectionnel pulsé (ou ondulé).

2.1.2 Tension inverse de crête répétitive (T.I.C.)

La tension inverse de crête répétitive est la tension appliquée sur la cathode de la diode lorsque la borne B est positive par rapport à la borne A , c'est-à-dire lorsque la diode est en polarisation inverse, pendant l'alternance négative. Dans le cas d'un redresseur simple alternance, la tension inverse de crête répétitive supportée par la diode (Figure 2.1.d) est:

$$\text{T.I.C.} = E_{\max} = \sqrt{2}E \quad (2.1)$$

Dans cette relation, E désigne la valeur efficace de la tension alternative aux bornes du secondaire du transformateur, alors que E_{\max} désigne la valeur maximale de la tension alternative fournie par le secondaire du transformateur.

2.1.3 Valeurs du courant redressé de sortie

Valeur maximale

L'intensité maximale du courant circulant à travers la charge et la diode est, d'après la loi d'Ohm:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max}}{R_c} \quad (2.2)$$

Le symbole R_c désigne la résistance de charge.

Remarque: Si l'on tient compte de la résistance dynamique de la diode (R_D) et de la résistance des enroulements secondaires du transformateur (R_s), nous avons la relation:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max}}{R_c + R_D + R_s}$$

Cependant, dans la plupart des cas, R_D et R_s peuvent être considérés comme négligeables par rapport à la charge R_c .

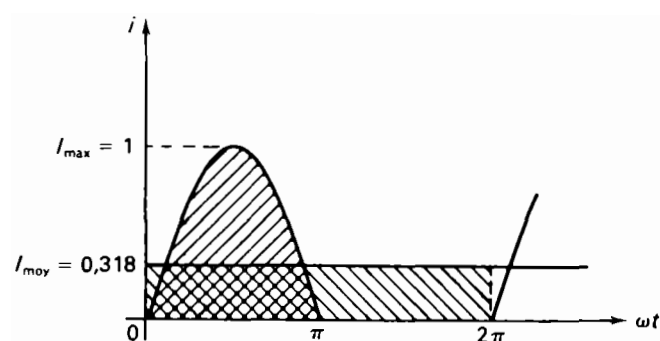


Figure 2.2 Représentation graphique de la valeur moyenne d'un courant sinusoïdal redressé simple alternance.

Valeur moyenne

La valeur moyenne d'un courant variable a été définie au paragraphe 1.3; elle correspond à la valeur moyenne de toutes les valeurs instantanées pendant un temps déterminé.

Principe de calcul: Pour calculer la valeur moyenne du courant redressé fourni par un redresseur simple alternance, nous devons évaluer la surface sous la courbe de la figure 2.2 et, ensuite, diviser la valeur obtenue par la durée de la période:

$$I_{\text{moy}} = \int_0^{\pi} \frac{I_{\text{max}} \sin \theta d\theta}{2\pi} = \frac{I_{\text{max}}}{2\pi} \left[-\cos \theta \right]_0^{\pi} \quad (2.3)$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\text{max}}}{2\pi} \left[-(-1) + (1) \right] = \frac{2 I_{\text{max}}}{2\pi}$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\text{max}}}{\pi} = 0,318 I_{\text{max}} \quad (2.4)$$

On peut également calculer la valeur moyenne E_{moy} à l'aide du développement en série de Fourier. En effet, un théorème du mathématicien Fourier (1761-1830) démontre que toute fonction périodique est la somme d'un terme fondamental et de certaines de ses harmoniques.

On appelle *harmonique* une grandeur sinusoïdale dont la fréquence est un multiple entier d'une fréquence dite fondamentale.

L'énoncé du théorème de Fourier se lit comme suit:

« Toute fonction périodique $y(t)$, de fréquence f , est la somme d'un terme constant et d'une suite de fonctions sinusoïdales de fréquences $f, 2f, 3f, \dots, nf$. »

Exprimé sous forme mathématique, le théorème est:

$$y(t) = A_0 + A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t + A_2 \sin 2\omega t + B_2 \cos 2\omega t + \dots + A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t \quad (2.5)$$

Le terme constant A_0 est la *valeur moyenne* de la fonction périodique. Cette valeur est nulle si la fonction périodique est alternative. La fonction sinusoïdale de fréquence f est le terme fondamental. Les fonctions sinusoïdales de fréquences $2f, 3f, \dots, nf$ sont les harmoniques.

Dans le cas du redresseur simple alternance, le développement en série de Fourier permet d'établir l'expression mathématique de la valeur instantanée du courant redressé:

$$i = \frac{I_{\text{max}}}{\pi} \left(1 + \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \dots - \frac{2 \cos n\omega t}{n^2 - 1} \right) \quad (2.6)$$

En simplifiant l'équation 2.6, nous obtenons:

$$i = 0,318 I_{\text{max}} + 0,5 I_{\text{max}} \sin \omega t - 0,212 I_{\text{max}} \cos 2\omega t - 0,0424 I_{\text{max}} \cos 4\omega t - \dots \quad (2.7)$$

L'équation 2.7 représente toutes les composantes (continue et alternatives) du courant qui s'additionnent simultanément (Figure 2.3):

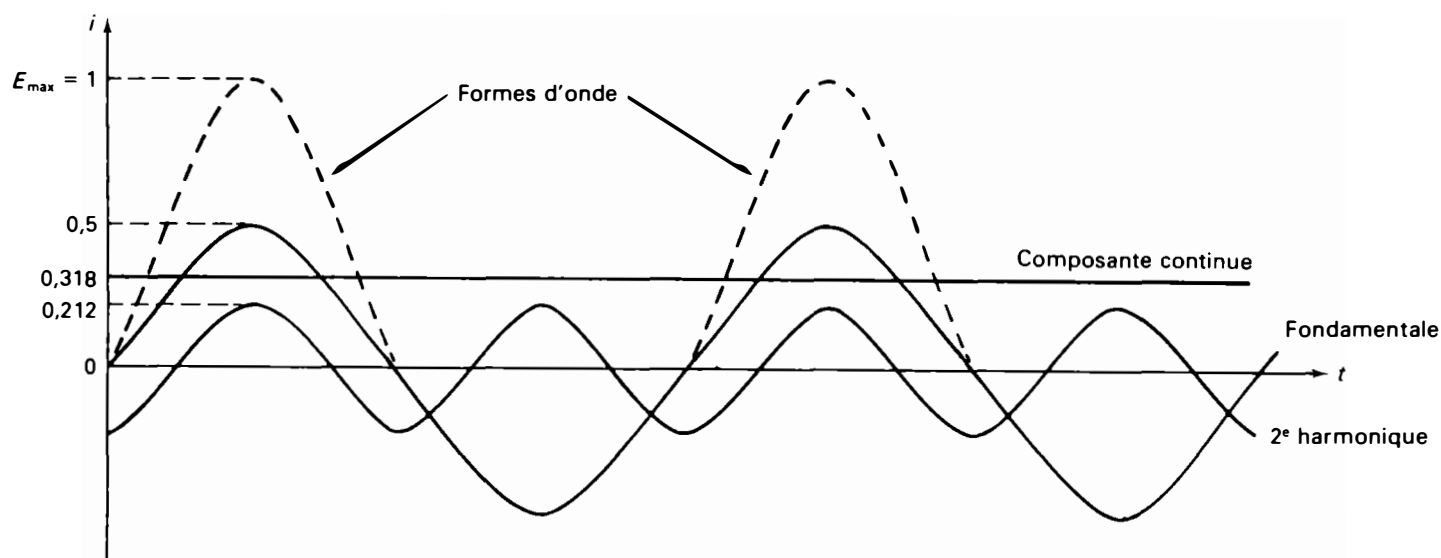


Figure 2.3 Composantes du courant de sortie d'un redresseur simple alternance.

$0,318I_{\max}$: valeur moyenne du courant redressé (composante continue)

$0,5I_{\max} \sin \omega t$: valeur de la composante alternative de même fréquence que celle de la source (fondamentale)

$0,212I_{\max} \cos 2\omega t$: 2^e harmonique, amplitude décroissante et fréquence double

$0,0424I_{\max} \cos 4\omega t$: 4^e harmonique, amplitude encore plus réduite et fréquence quadruple

Valeur efficace

Par définition (voir le paragraphe 1.3), la valeur efficace d'un courant alternatif sinusoïdal correspond à la valeur du courant continu qui dissipe la même énergie calorifique, dans la même résistance pendant le même temps.

Principe du calcul: Nous pouvons écrire que i (courant alternatif) et I (courant continu) produisent, dans la même résistance, la même énergie calorifique, pendant le même intervalle de temps, soit celui correspondant à une période T (2π). Dans le cas du courant alternatif, nous avons, pour une période:

$$W = \int_0^T Ri^2 dt = R \int_0^T i^2 dt$$

Dans le cas du courant continu, nous avons:

$$W = RI^2T$$

de sorte que:

$$RI^2T = R \int_0^T i^2 dt$$

Alors:

$$I^2 = \frac{\int_0^T i^2 dt}{T}$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (2.8)$$

La valeur efficace d'un courant alternatif sinusoïdal est donc la racine carrée de la moyenne, pendant une période, des carrés des intensités instantanées du courant. Calculons maintenant la valeur efficace du courant de sortie d'un redresseur simple alternance. Nous avons:

$$i = I_{\max} \sin \theta$$

et:

$$i^2 = I_{\max}^2 \sin^2 \theta$$

L'équation 2.8 devient alors:

$$I^2 = \frac{I_{\max}^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 \theta d\theta$$

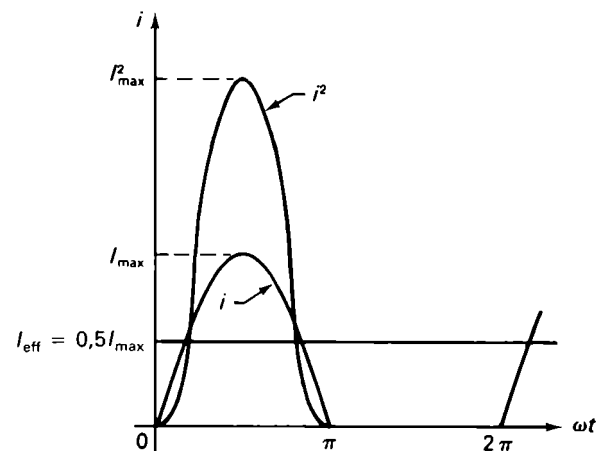


Figure 2.4 Valeur efficace d'un courant sinusoïdal redressé simple alternance.

L'intégrale de $\sin^2 \theta d\theta$ est:

$$\frac{1}{2}\theta - \frac{1}{4}\sin 2\theta$$

de sorte que:

$$I^2 = \frac{I_{\max}^2}{2\pi} \left[\frac{1}{2}\theta - \frac{1}{4}\sin 2\theta \right]_0^\pi$$

$$I^2 = \frac{I_{\max}^2}{2\pi} \left[\left(\frac{\pi}{2} - 0 \right) - \left(0 - 0 \right) \right]$$

$$I^2 = \frac{I_{\max}^2}{4}$$

La valeur efficace d'un courant sinusoïdal redressé simple alternance est donc:

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_{\max}}{2} = 0,5I_{\max} \quad (2.9)$$

Exemple 2.1

Le redresseur simple alternance de la figure 2.1 est alimenté par une source de tension sinusoïdale de 110 V et 60 Hz. La charge résistive est égale à 100 Ω. Le rapport de transformation du transformateur est $N_s/N_p = 1/5$. La résistance directe de la diode est considérée comme négligeable. Calculez les valeurs maximale, moyenne et efficace du courant circulant dans la charge.

Solution

Courant maximal dans la charge

Puisque: $E_{\max} = \sqrt{2}E_s$ et $E_s = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) E_p$

alors: $E_{\max} = \sqrt{2} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) E_p$

$$E_{\max} = \sqrt{2} \left(\frac{1}{5} \right) 110 \text{ V} = 31,11 \text{ V}$$

de sorte que:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max}}{R_c}$$

$$I_{\max} = \frac{3,11}{100} = 0,311 \text{ A}$$

Courant moyen dans la charge

$$I_{\text{moy}} = 0,318 I_{\max}$$

$$I_{\text{moy}} = 0,318 \times 0,311 \text{ A} = 0,099 \text{ A}$$

Courant efficace dans la charge

$$I_{\text{eff}} = 0,5 I_{\max} \text{ (redresseur simple alternance)}$$

$$I_{\text{eff}} = 0,5 \times 0,311 \text{ A} = 0,155 \text{ A}$$

2.1.4 Valeurs de la tension redressée de sortie

Valeur maximale

La valeur de crête de la tension redressée est:

$$E_{\max} = \sqrt{2} E \quad (2.10)$$

Le symbole E désigne la tension efficace aux bornes du secondaire du transformateur.

Valeur moyenne

La valeur moyenne de la tension de sortie à vide est:

$$E_{\text{moy}} = \int_0^\pi \frac{E_{\max} \sin \theta d\theta}{2\pi}$$

Après avoir effectué l'intégration, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\max}}{\pi} = 0,318 E_{\max} \quad (2.11)$$

Nous pouvons également écrire:

$$E_{\text{moy}} = I_{\text{moy}} R_c = \left(\frac{I_{\max}}{\pi} \right) R_c$$

Lorsqu'un courant circule, il faut tenir compte des chutes de tension dans l'enroulement du secondaire et dans la diode, de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\max}}{\pi} - I_{\text{moy}} (R_s + R_D)$$

Valeur efficace

La valeur efficace de la tension de sortie pour un redresseur simple alternance est:

Puisque, pour un redresseur simple alternance (voir la démonstration au paragraphe 2.1.3):

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_{\max}}{2}$$

alors:

$$E_{\text{eff}} = \frac{I_{\max} R_c}{2}$$

Étant donné que $I_{\max} R_c = E_{\max}$, la valeur efficace de la tension de sortie est:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\max}}{2} \quad (2.12)$$

Facteur de forme

Connaissant les valeurs efficace et moyenne de la tension redressée, nous pouvons calculer son facteur de forme:

$$F = \frac{E_{\text{eff}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{0,5 E_{\max}}{0,318 E_{\max}} = 1,57$$

Pour une tension redressée simple alternance, le facteur de forme est donc:

$$F = 1,57 \quad (2.13)$$

2.1.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu dans un redresseur simple alternance

Le rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu dans un redresseur simple alternance est défini comme le quotient de la puissance en courant continu dissipée à la sortie dans la charge, par la puissance en courant alternatif fournie, à l'entrée du circuit, par le secondaire du transformateur.

$$\eta\% = \left(\frac{P \text{ en c.c. dans la charge}}{P \text{ en c.a. fourni au circuit}} \right) \times 100 \quad (2.14)$$

Calculons la puissance en courant continu dissipée dans la charge:

$$P_{\text{c.c.}} = E_{\text{moy}} I_{\text{moy}} = \left(\frac{E_{\max}}{\pi} \right) \left(\frac{E_{\max}}{\pi R_c} \right)$$

$$P_{\text{c.c.}} = \frac{E_{\max}^2}{\pi^2 R_c} \text{ (watts)} \quad (2.15)$$

Calculons la puissance en courant alternatif fournie au circuit par le secondaire du transformateur:

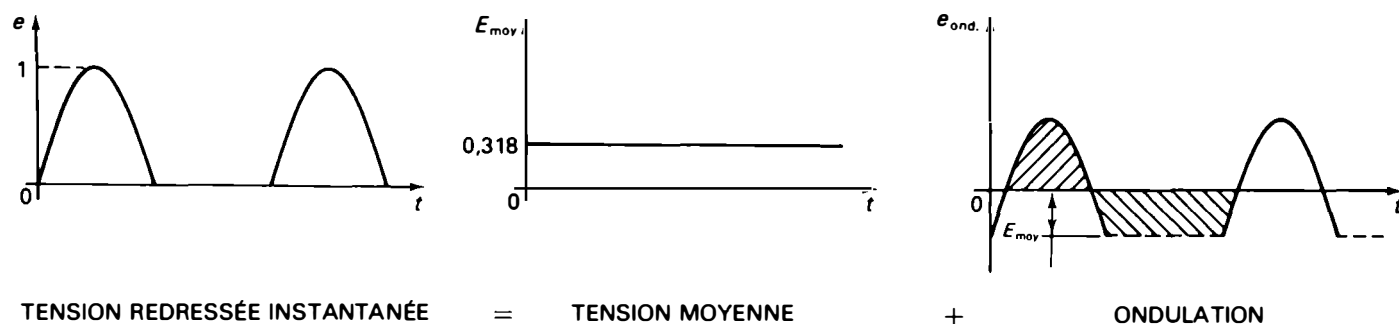


Figure 2.5 Tension redressée simple alternance.

Nous avons déjà démontré au paragraphe 2.1.3 que, pour un redresseur simple alternance:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{2} \quad \text{et} \quad I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{max}}}{2}$$

Alors:

$$P_{\text{c.a.}} = \left(\frac{E_{\text{max}}}{2} \right) \left(\frac{E_{\text{max}}}{2R_c} \right)$$

$$P_{\text{c.a.}} = \frac{E_{\text{max}}^2}{4R_c} \quad (\text{watts}) \quad (2.16)$$

Nous pouvons maintenant calculer $\eta\%$:

$$\eta\% = \left(\frac{E_{\text{max}}^2 / \pi^2 R_c}{E_{\text{max}}^2 / 4R_c} \right) \times 100 = \frac{4}{\pi^2} \times 100$$

$\eta\% = 40,6\%$

(2.17)

Remarque: Il s'agit là de la valeur théorique maximale du rendement, lorsque la résistance directe de la diode est considérée comme négligeable. Si l'on en tient compte, le rendement s'exprime ainsi:

$$\eta\% = \left(\frac{4}{\pi^2} \times \frac{R_c}{R_c + R_D} \right) \times 100$$

2.1.6 Valeurs de l'ondulation

Taux d'ondulation

La tension de sortie d'un redresseur simple alternance est une *tension périodique ondulée* (ou *pulsée*). Elle est composée d'une tension continue constante à laquelle est superposée une tension alternative, de fréquence f , appelée *ondulation* (voir la figure 2.3).

La tension redressée est égale, à chaque instant, à la somme de sa valeur moyenne (composante continue) et de la valeur instantanée de la tension d'ondulation (composante alternative), comme l'illustre la figure 2.5.

Vectoriellement nous pouvons écrire:

$$(E_{\text{eff de sortie}})^2 = (E_{\text{eff d'ondulation}})^2 + (E_{\text{moy}})^2$$

Dans cette relation, E_{eff} de sortie désigne la valeur efficace de la tension redressée de sortie, E_{eff} d'ondulation, la valeur efficace de la tension d'ondulation (composante alternative) et E_{moy} , la valeur moyenne de la tension redressée (composante continue).

Nous déduisons que:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \sqrt{(E_{\text{eff de sortie}})^2 - (E_{\text{moy}})^2}$$

Or:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{2} \quad (\text{équation 2.12})$$

et:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{\pi} \quad (\text{équation 2.11})$$

de sorte que:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \sqrt{\left(\frac{E_{\text{max}}}{2} \right)^2 - \left(\frac{E_{\text{max}}}{\pi} \right)^2}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2} \right)} E_{\text{max}}$$

La valeur efficace de la tension d'ondulation d'un redresseur simple alternance est:

$E_{\text{eff d'ondulation}} = 0,386 E_{\text{max}}$

(2.18)

ou encore:

$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{max}}}{2,6}$

(2.19)

Pour une charge résistive, nous avons:

$$I_{\text{eff d'ondulation}} = 0,386 \left(\frac{E_{\text{max}}}{R_c} \right) = \frac{I_{\text{max}}}{2,6} \quad (2.20)$$

Par définition, le *taux d'ondulation*, appelé aussi *coefficient de ronflement*, est le quotient de la valeur efficace de la tension d'ondulation par la valeur moyenne de la tension redressée, soit:

$$r\% = \left(\frac{\text{Valeur efficace de la tension d'ondulation}}{\text{Valeur moyenne de la tension redressée}} \right) \times 100 \quad (2.21)$$

de sorte que:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{0,386E_{\text{max}}}{0,318E_{\text{max}}} = 1,21$$

$$\boxed{r\% = 121\%} \quad (2.22)$$

Nous constatons que, pour un redresseur simple alternance, la valeur efficace de la composante alternative est supérieure à la valeur moyenne de la composante continue.

Remarque: Le taux d'ondulation peut également se calculer à partir du facteur de forme F . Nous avons:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{\sqrt{(E_{\text{eff de sortie}})^2 - (E_{\text{moy}})^2}}{E_{\text{moy}}}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{E_{\text{eff de sortie}}}{E_{\text{moy}}}\right)^2 - 1} = \sqrt{F^2 - 1}$$

de sorte que:

$$\boxed{r = \sqrt{F^2 - 1}} \quad (2.23)$$

Dans le cas du redresseur simple alternance, $F = 1,57$ (équation 2.13), ce qui donne:

$$r\% = \sqrt{(1,57)^2 - 1} \times 100 = 121\%$$

Fréquence de l'ondulation

La fréquence de l'ondulation est égale à la fréquence de la source de tension alternative qui alimente le redresseur simple alternance.

$$f \text{ d'ondulation} = f \text{ de la source d'alimentation} \quad (2.24)$$

Exemple 2.2

Un redresseur simple alternance alimenté par le secteur 110 V – 60 Hz comprend un transformateur, dont le rapport N_s/N_p est de 0,3, et une diode dont la résistance directe est négligeable. Calculez:

- les valeurs maximale, moyenne et efficace de la tension redressée;
- la valeur efficace de la tension d'ondulation;
- la tension inverse de crête supportée par la diode.

Solution

- Valeur maximale*

$$E_s = E_p \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$$

$$E_s = 110 \times 0,3 = 33 \text{ V}$$

$$E_{\text{max}} = E_s \sqrt{2}$$

$$E_{\text{max}} = 33 \sqrt{2} = 46,66 \text{ V}$$

Valeur moyenne

$$E_{\text{moy}} = 0,318E_{\text{max}}$$

$$E_{\text{moy}} = 0,318 \times 46,66 = 14,83 \text{ V}$$

Valeur efficace

$$E_{\text{eff}} = 0,5E_{\text{max}}$$

$$E_{\text{eff}} = 0,5 \times 46,66 = 23,33 \text{ V}$$

b)

La valeur efficace de la tension d'ondulation peut se calculer de deux façons:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{max}}}{2,6}$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{46,66}{2,6} = 17,94 \text{ V}$$

ou:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = E_{\text{moy}} r$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = 14,83 \times 1,21 = 17,94 \text{ V}$$

c)

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}} = 46,66 \text{ V}$$

Nous pouvons vérifier ces résultats à l'aide de la relation:

$$(E_{\text{eff de sortie}})^2 = (E_{\text{eff d'ondulation}})^2 + (E_{\text{moy}})^2$$

$$(23,33)^2 \approx (17,94)^2 + (14,83)^2$$

$$544,28 \approx 321,84 + 219,92$$

2.1.7 Facteur d'utilisation du transformateur d'alimentation

Le *facteur d'utilisation du transformateur d'alimentation* (F.U.T.) est défini (voir le paragraphe 1.5) par la relation:

$$\text{F.U.T.} = \frac{\text{Puissance en c.c. fournie par l'enroulement secondaire}}{\text{Puissance nominale en voltampères de l'enroulement secondaire}}$$

Pour un redresseur simple alternance, la puissance en c.c. fournie par le secondaire est:

$$P_{\text{c.c.}} = \frac{E_{\text{max}}^2}{\pi^2 R_c}$$

D'autre part, nous avons en courant alternatif:

$$E_{\text{eff. s}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \text{ et } I_{\text{eff. s}} = \frac{E_{\text{max}}}{2R_c}$$

ce qui donne une puissance en c.a. transportée par le secondaire:

$$P_{\text{c.a.}} = \left(\frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}}\right) \left(\frac{E_{\text{max}}}{2R_c}\right) = \frac{E_{\text{max}}^2}{2\sqrt{2}R_c}$$

de sorte que:

$$\text{F.U.T.} = \frac{E_{\text{max}}^2 / \pi^2 R_c}{E_{\text{max}}^2 / 2\sqrt{2}R_c} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} = 0,287$$

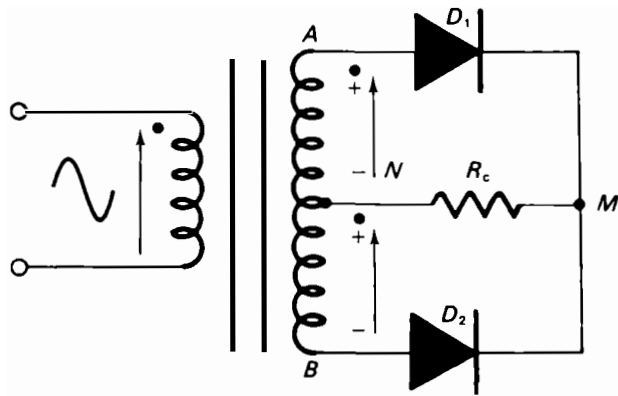


Figure 2.6 Redresseur double alternance à deux diodes.

Pour un redresseur simple alternance, nous avons donc:

$$\boxed{\text{F.U.T.} = 0,287} \quad (2.25)$$

Ainsi, un transformateur de 1 kVA alimentant un redresseur simple alternance ne pourra fournir qu'une puissance en c.c. de 287 W à une charge résistive. Le facteur d'utili-

sation du transformateur peut être considéré comme le facteur de puissance de l'enroulement secondaire. Puisque le rendement de la conversion c.a.-c.c. est de 40,6%, la puissance demandée au secondaire du transformateur est:

$$\frac{287 \times 100}{40,6} = 706 \text{ W}$$

2.2 REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE — MONTAGE À DEUX DIODES: Débit sur une charge résistive

Dans le montage à deux diodes (*montage va-et-vient*) de la figure 2.6, le transformateur à prise médiane permet d'obtenir au secondaire deux tensions alternatives identiques: $E_{NA} = E_{NB}$. Le point milieu N sert de point de retour. À un instant donné, lorsque la borne A est positive par rapport au point milieu N , la borne B est alors négative par rapport au point milieu N .

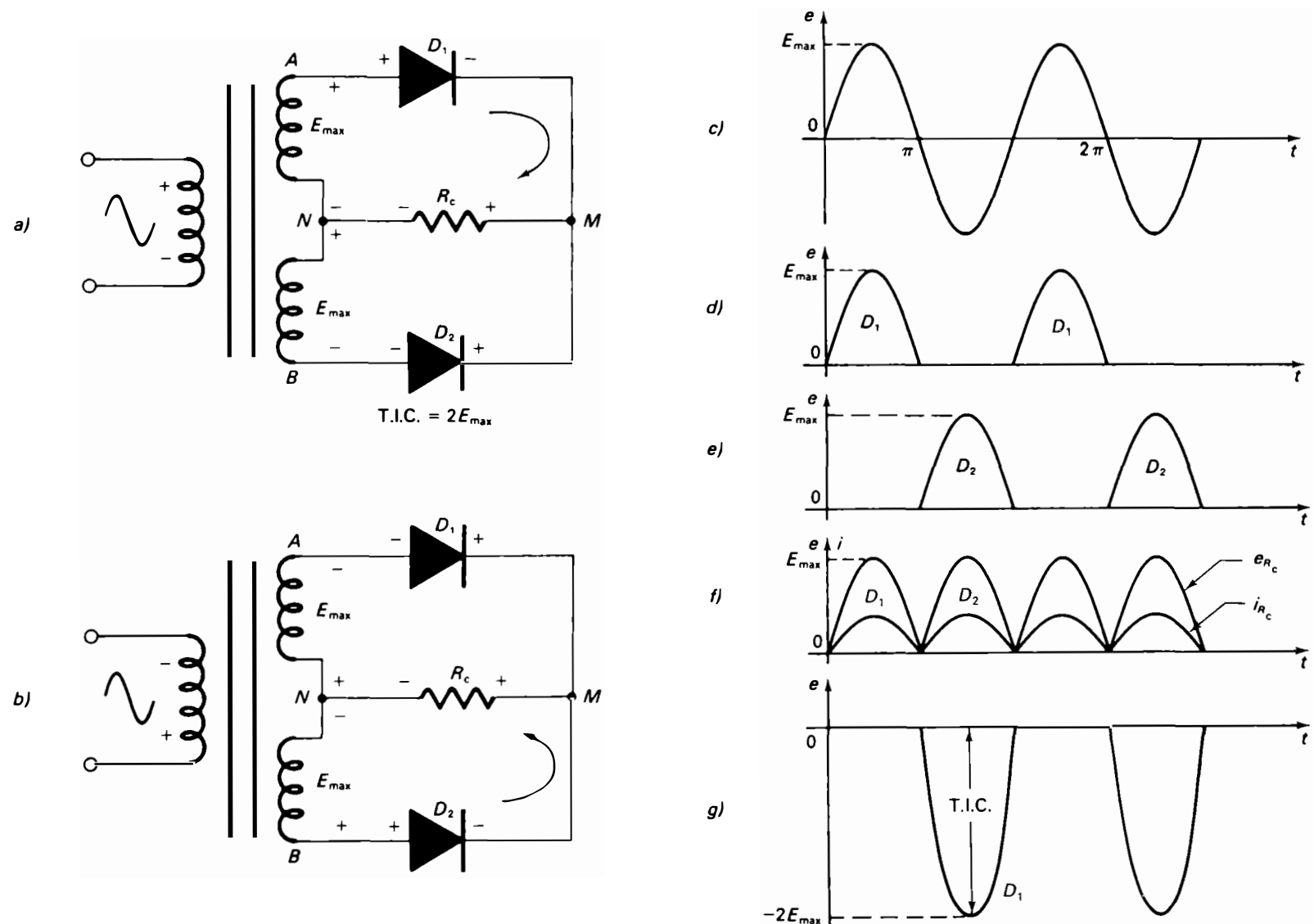


Figure 2.7 Fonctionnement du redresseur double alternance à deux diodes: a) et d) alternance positive; b) et e) alternance négative; c) tension d'entrée; f) tension et courant de sortie; g) tension inverse de crête répétitive.

2.2.1 Fonctionnement

Lorsque la borne A est positive par rapport à N , la diode D_1 , étant en polarisation directe, laisse passer le courant alors que la diode D_2 , en polarisation inverse, est bloquée. Un courant circule à travers la charge durant toute l'alternance positive (Figures 2.7.a et 2.7.d).

Lorsque la borne B devient positive par rapport à N , la diode D_2 laisse passer le courant qui circule à travers la charge durant toute l'alternance négative. La diode D_1 est alors bloquée (Figures 2.7.b et 2.7.c).

Les deux alternances sont utilisées de sorte que le courant circulant en permanence dans la charge est un *courant unidirectionnel pulsé* (Figure 2.7.f).

2.2.2 Tension inverse de crête répétitive

Lorsque la borne A est positive par rapport au point milieu N , la diode D_1 laisse passer le courant alors que la diode D_2 , étant bloquée, supporte une tension inverse. Nous voyons, à la figure 2.6, que la cathode de la diode D_1 , l'extrémité positive de la charge (point N), et la cathode de la diode D_2 sont reliées; à un instant donné, elles seront donc au même potentiel.

Quand la tension alternative de la borne A passera par sa valeur maximale (E_{\max}), la cathode de la diode D_2 sera au potentiel E_{\max} , si nous négligeons la faible chute de tension aux bornes de la diode D_1 . Au même instant, l'anode de D_2 , reliée à la borne B , se trouve au potentiel $-E_{\max}$. La tension inverse maximale supportée par la diode D_2 est alors $2E_{\max}$ (Figures 2.7.a et 2.7.g). De la même façon, lorsque la borne B est positive par rapport à N , la diode D_1 , en polarisation inverse, supporte une tension inverse maximale égale à $2E_{\max}$.

Dans un redresseur double alternance à deux diodes, la tension inverse de crête répétitive supportée par chaque diode est:

$$\text{T.I.C.} = 2E_{\max} \quad (2.26)$$

Remarque: E_{\max} désigne la valeur maximale de la *tension au secondaire prise entre une borne et le point milieu*:

$$E_{\max} = \sqrt{2}E_{NA} = \sqrt{2}E_{NB}$$

2.2.3 Valeurs du courant redressé de sortie

Valeur maximale

L'intensité maximale du courant pulsé circulant à travers la charge et à travers chacune des diodes est, d'après la loi d'Ohm:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max}}{R_c} \quad (2.27)$$

Le symbole R_c désigne la résistance de charge.

Remarque: Pour des calculs rigoureux, on tiendra compte de la résistance dynamique de la diode (R_D) et de la résistance des enroulements secondaires du transformateur (R_s) de sorte que:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max}}{R_c + R_D + R_s}$$

Valeur moyenne

La valeur moyenne du courant redressé double alternance dans la charge est définie par la relation:

$$I_{\text{moy}} = \int_0^\pi \frac{I_{\max} \sin \theta d\theta}{\pi}$$

Après intégration (voir le paragraphe 2.1.3):

$$I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\max}}{\pi} = 0,636I_{\max} \quad (2.28)$$

Remarque: Contrairement au cas du redresseur simple alternance, le courant moyen circulant dans les diodes n'est pas identique à celui circulant dans la charge.

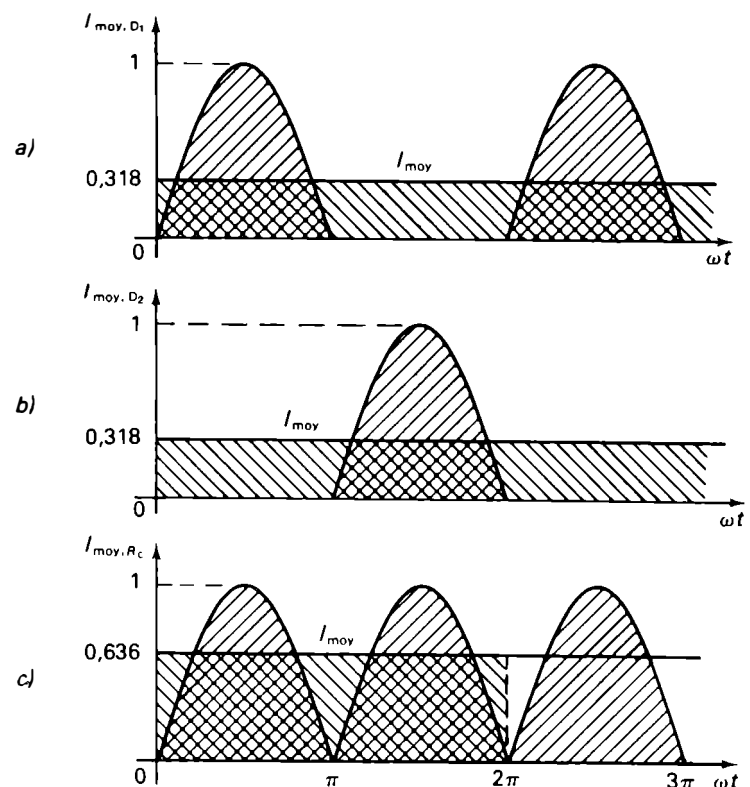


Figure 2.8 Valeur moyenne d'un courant sinusoïdal redressé double alternance; a) courant moyen dans la diode D_1 ; b) courant moyen dans la diode D_2 ; c) courant moyen dans la charge.

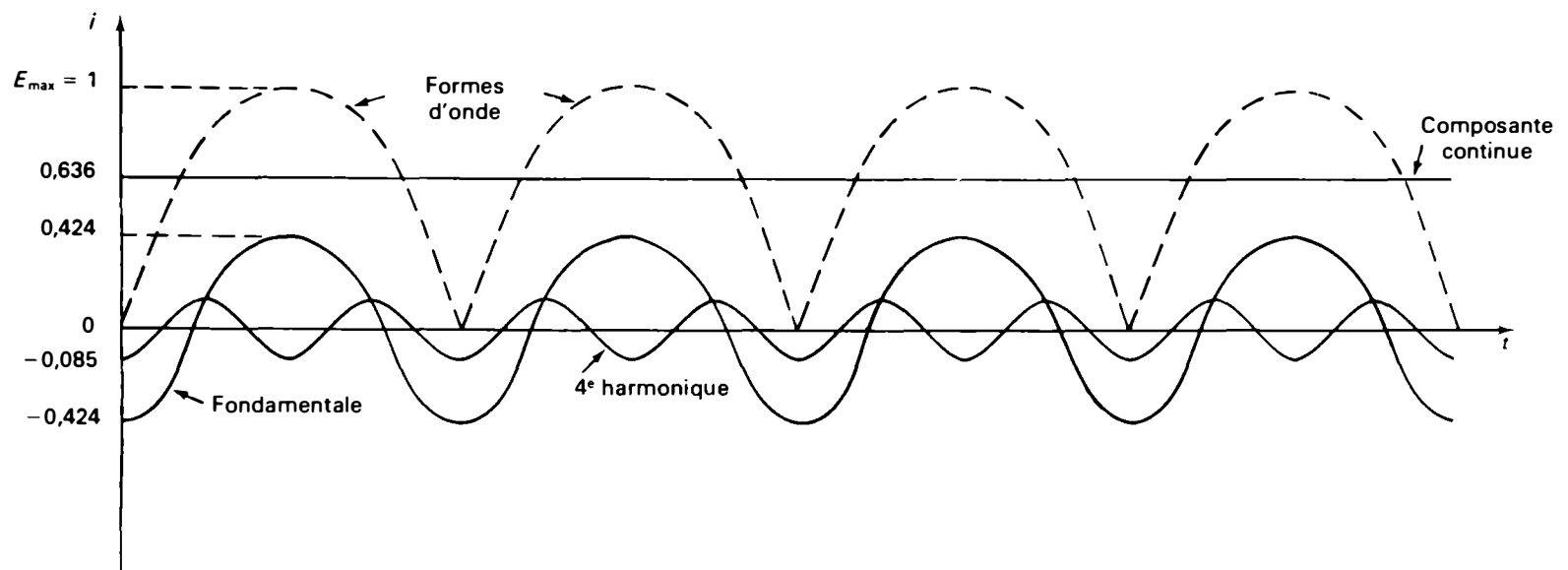


Figure 2.9 Composantes du courant de sortie d'un redresseur double alternance.

Dans le redresseur double alternance, le courant moyen traversant chaque diode est égal à la moitié du courant dans la charge (Figure 2.8):

$$I_{\text{moy}, D} = \frac{I_{\text{moy}} R_c}{2} = \frac{0,636 I_{\text{max}}}{2} \quad (2.29)$$

Si l'on fait un développement en série de Fourier, l'expression mathématique représentant la valeur instantanée du courant dans la charge est:

$$i = \frac{2I_{\text{max}}}{\pi} \left(1 - \frac{2}{3} \cos \omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t - \frac{2}{35} \cos \omega t - \dots - \frac{2 \cos n\omega t}{n^2 - 1} \right) \quad (2.30)$$

Le courant i est composé du *courant moyen* déjà calculé ($I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\text{moy}}}{\pi}$), auquel se superpose un *courant d'ondulation* comportant un terme fondamental et des harmoniques (Figure 2.9):

$$\left(i \text{ d'ondulation} \right) = \frac{2I_{\text{max}}}{\pi} \left(-\frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t - \dots \right)$$

On peut donc écrire:

$$i = 0,636 I_{\text{max}} - 0,424 I_{\text{max}} \cos 2\omega t - 0,085 I_{\text{max}} \cos 4\omega t - 0,036 I_{\text{max}} \cos 6\omega t \dots \quad (2.31)$$

Les différents termes de cette relation sont définis ainsi:

$0,636 I_{\text{max}}$: valeur moyenne du courant redressé (composante continue).

$0,424 I_{\text{max}} \cos 2\omega t$: valeur de la composante alternative fondamentale dont la fréquence est double de celle de la source.

$0,085 I_{\text{max}} \cos 4\omega t$: 4^e harmonique dont l'amplitude est décroissante et dont la fréquence est quadruple de celle de la source.

$0,036 I_{\text{max}} \cos 6\omega t$: 6^e harmonique dont l'amplitude est encore plus réduite et dont la fréquence est sextuple de celle de la source.

Valeur efficace

Pour un redresseur double alternance, l'équation générale (équation 2.8) du courant efficace devient:

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{max}}^2 \sin^2 \theta d\theta}$$

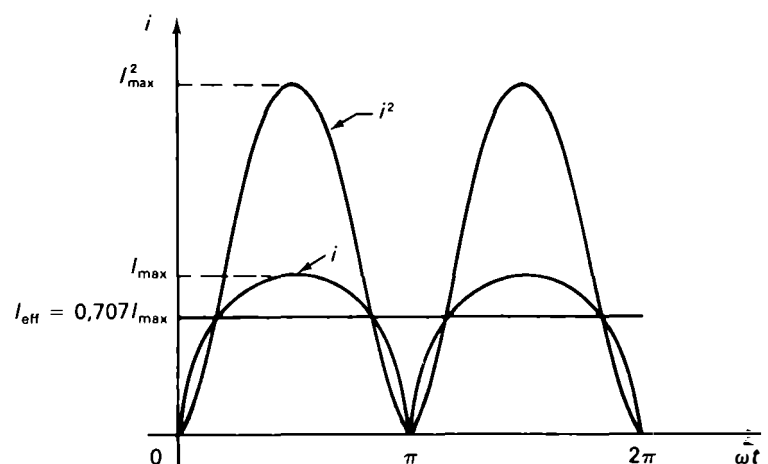


Figure 2.10 Valeur efficace d'un courant sinusoidal redressé double alternance.

Après intégration (voir le paragraphe 2.1.3):

$$I = \sqrt{\frac{I_{\max}^2}{2}}$$

La valeur efficace du courant redressé double alternance est donc:

$$I = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} = 0,707I_{\max} \quad (2.32)$$

2.2.4 Valeurs de la tension redressée de sortie d'un redresseur double alternance

Valeur maximale

La valeur de crête de la tension redressée double alternance est:

$$E_{\max} = \sqrt{2}E_{NA} = \sqrt{2}E_{NB} \quad (2.33)$$

où $E_{NA} = E_{NB}$: valeur efficace de la tension au secondaire entre le point milieu et une borne du transformateur.

Valeur moyenne

La valeur moyenne de la tension de sortie à vide pour un redresseur double alternance est:

$$E_{\text{moy}} = \int_0^{\pi} \frac{E_{\max} \sin \theta d\theta}{\pi}$$

Après intégration:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\max}}{\pi} = 0,636E_{\max} \quad (2.34)$$

Cette valeur moyenne est le double de celle obtenue dans le cas d'un redresseur simple alternance. Nous pouvons également écrire:

$$E_{\text{moy}} = I_{\text{moy}} R_c = \frac{2I_{\max}}{\pi} R_c$$

Lorsqu'un courant important circule à travers la charge, il faut tenir compte de la chute de tension aux bornes de l'enroulement secondaire et des diodes, de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\max}}{\pi} - I_{\text{moy}} (R_s + R_D)$$

Valeur efficace

La valeur efficace de la tension de sortie d'un redresseur double alternance est:

$$E = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (2.35)$$

Dans un redresseur double alternance, les valeurs efficaces de la tension et de l'intensité sont les mêmes pour la charge et pour la source.

Facteur de forme

Pour une tension redressée double alternance, le facteur de forme est:

$$F = \frac{E_{\text{eff}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{0,707E_{\max}}{0,636E_{\max}}$$

$$F = 1,11 \quad (2.36)$$

2.2.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu dans un redresseur double alternance

Le rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu dans un redresseur double alternance est défini par:

$$\eta\% = \left(\frac{P \text{ en c.c. dans la charge}}{P \text{ en c.a. fourni au circuit}} \right) \times 100$$

La puissance en courant continu dissipée dans la charge est:

$$P_{\text{c.c.}} = E_{\text{moy}} I_{\text{moy}} = \left(\frac{2E_{\max}}{\pi} \right) \left(\frac{2E_{\max}}{\pi R_c} \right)$$

$$P_{\text{c.c.}} = \frac{4E_{\max}^2}{\pi^2 R_c}$$

La puissance en courant alternatif fournie au circuit par le secondaire du transformateur est:

$$P_{\text{c.a.}} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}} = \left(\frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{E_{\max}}{\sqrt{2}R_c} \right)$$

$$P_{\text{c.a.}} = \frac{E_{\max}^2}{2R_c}$$

Alors:

$$\eta\% = \left(\frac{4E_{\max}^2 / \pi^2 R_c}{E_{\max}^2 / 2R_c} \right) \times 100 = \frac{8}{\pi^2} \times 100$$

$$\eta\% = 81,2\% \quad (2.37)$$

Le rendement théorique maximal du redresseur double alternance est double de celui fourni par le redresseur simple alternance.

Remarque: Si l'on tient compte de la résistance directe de la diode, la valeur théorique maximale du rendement devient alors:

$$\eta\% = \left(\frac{8}{\pi^2}\right) \left(\frac{R_c}{R_c + R_D}\right) \times 100$$

2.2.6 Valeurs de l'ondulation

Taux d'ondulation

La tension de sortie d'un redresseur double alternance est composée d'une tension continue constante à laquelle est superposée une tension alternative appelée ondulation. Vectoriellement nous pouvons écrire:

$$(E_{\text{eff de sortie}})^2 = (E_{\text{eff d'ondulation}})^2 + (E_{\text{moy}})^2$$

Puisque:

$$E_{\text{eff de sortie}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi}$$

Alors:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \sqrt{\left(\frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}}\right)^2 - \left(\frac{2E_{\text{max}}}{\pi}\right)^2}$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}\right)} E_{\text{max}}^2 = 0,307E_{\text{max}}$$

La valeur efficace de la tension d'ondulation d'un redresseur double alternance est donc:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = 0,307E_{\text{max}} \quad (2.38)$$

ou encore:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{max}}}{3,25} \quad (2.39)$$

Pour une charge résistive, nous avons:

$$I_{\text{eff d'ondulation}} = 0,307 \frac{E_{\text{max}}}{R} = \frac{I_{\text{max}}}{3,25} \quad (2.40)$$

Le taux d'ondulation est:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{0,307E_{\text{max}}}{0,636E_{\text{max}}} = 0,482$$

$$\boxed{r\% = 48,2\%} \quad (2.41)$$

Nous pouvons également calculer le taux d'ondulation à partir du facteur de forme (équation 2.23), ce qui donne:

$$r\% = (\sqrt{(1,11)^2 - 1}) \times 100 = 48,2\%$$

Pour un redresseur double alternance, nous constatons que la valeur de la composante continue est bien supérieure à la valeur efficace de la tension d'ondulation, ce qui va faciliter l'opération de filtrage. L'observation des figures 2.3, 2.5, 2.9 et 2.11 nous permet de comparer les tensions redressées obtenues à l'aide des deux types de redresseurs.

Fréquence de l'ondulation

La fréquence de l'ondulation est égale au double de la fréquence de la source alternative qui alimente le redresseur double alternance:

$$f \text{ d'ondulation} = 2f \text{ de la source d'alimentation} \quad (2.42)$$

2.2.7 Facteur d'utilisation du transformateur d'alimentation

Dans un redresseur double alternance, le facteur d'utilisation du transformateur est calculé à partir des enroulements primaire et secondaire considérés séparément.

Pour l'enroulement secondaire, avec prise médiane, nous avons deux circuits distincts, un pour chaque alternance. Chacun des circuits équivaut à un redresseur simple alternance. Le facteur d'utilisation (F.U.T.) pour l'enroulement secondaire sera donc égal à deux fois la valeur calculée pour un redresseur simple alternance (voir l'équation 2.25):

$$\text{F.U.T.} = 2 \times 0,287 = 0,574$$

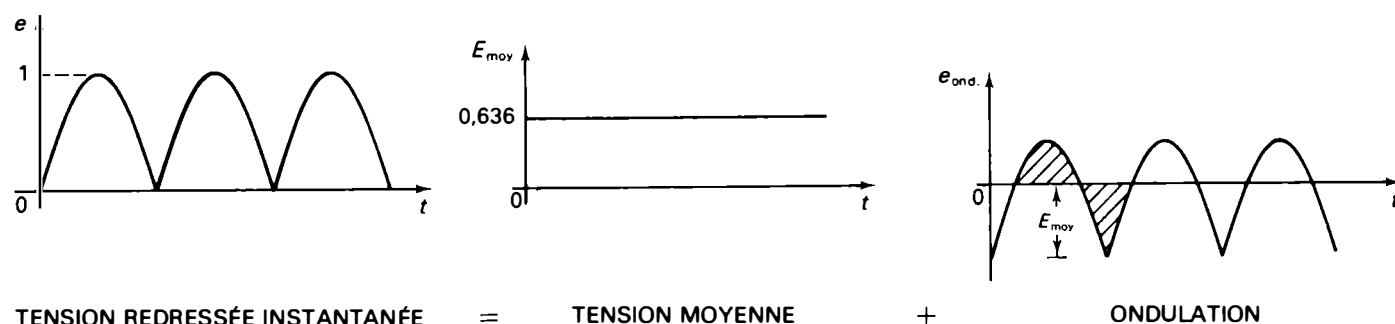


Figure 2.11 Tension redressée double alternance.

Pour un redresseur double alternance à deux diodes:

$$\boxed{\text{F.U.T. de l'enroulement secondaire} = 0,574} \quad (2.43)$$

Pour l'enroulement primaire, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi}$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\text{max}}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi}$$

Alors:

$$E = \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right) E_{\text{moy}} \quad \text{et} \quad I = \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right) I_{\text{moy}}$$

de sorte que:

$$EI = \left(\frac{\pi^2}{8}\right) E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}$$

Le facteur d'utilisation pour l'enroulement primaire est donc:

$$\frac{E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}}{EI} = \frac{8}{\pi^2} = 0,812$$

En pratique, on utilise la valeur moyenne de ces deux facteurs, soit:

$$\frac{0,574 + 0,812}{2} = 0,693$$

Pour un redresseur double alternance:

$$\boxed{\text{F.U.T.} = 0,693} \quad (2.44)$$

Ainsi, un transformateur de 1 kVA alimentant un redresseur double alternance fournira, à une charge résistive, une puissance en c.c. de 693 W. Comme le rendement de la conversion c.a.-c.c. est de 81,2%, la puissance demandée au secondaire du transformateur sera:

$$\frac{693 \times 100}{81,2} = 854 \text{ W}$$

Exemple 2.3

On veut construire un redresseur double alternance utilisant un transformateur à prise médiane et deux diodes. Ce redresseur doit fournir une tension moyenne (composante continue) de 24 V aux bornes d'une résistance de 80 Ω, à partir d'une source de tension alternative de 110 V et 60 Hz. La résistance directe des diodes et la résistance de l'enroulement secondaire du transformateur sont considérées comme négligeables. Calculez:

- la valeur maximale de la tension redressée;
- la valeur efficace de la tension au secondaire du transformateur;
- la valeur efficace de la tension d'ondulation (composante alternative);
- la tension inverse de crête supportée par chacune des diodes;
- la valeur maximale du courant circulant à travers la charge et à travers chacune des diodes;

f) la valeur moyenne (composante continue) du courant circulant:

- dans la charge,
- dans l'enroulement secondaire du transformateur,
- dans chacune des diodes;

g) la puissance redressée, en courant continu, dissipée dans la charge.

Tracez les représentations graphiques des tensions et des courants dans la charge et dans les diodes (valeurs maximales, moyennes, tension inverse de crête).

Solution

a) Tension redressée maximale

$$E_{\text{max}} = \frac{E_{\text{moy}}}{0,636} = \frac{24}{0,636}$$

$$E_{\text{max}} = 37,73 \text{ V}$$

b) Tension efficace au secondaire du transformateur

$$E_{\text{eff. s}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{37,73}{1,414}$$

$$E_{\text{eff. s}} = 26,68 \text{ V}$$

Il s'agit de la tension aux bornes du demi-enroulement secondaire, c'est-à-dire entre le point milieu et une borne. Les spécifications du transformateur en ce qui concerne les tensions seront: 110 V: 2 × 26,68 V, 110V: 26,68 V – 0 – 26,68 V ou 110 V: 53,36 CT (CT, Center Tap: prise médiane).

c) Tension efficace d'ondulation

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = rE_{\text{moy}} = 24 \times 0,48$$

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = 11,52 \text{ V}$$

d) Tension inverse de crête supportée par chacune des diodes

$$\text{T.I.C.} = 2E_{\text{max}} \quad (E_{\text{max}}: \text{valeur maximale de la tension entre le point milieu et une borne})$$

$$\text{T.I.C.} = 2 \times 37,73 = 75,46 \text{ V}$$

e) Valeur maximale du courant dans la charge

$$I_{\text{max. } R_c} = \frac{E_{\text{max}}}{R_c} = \frac{37,73}{80}$$

$$I_{\text{max. } R_c} = 0,471 \text{ A}$$

La valeur maximale du courant dans chacune des diodes est identique à celle du courant circulant dans la charge:

$$I_{\text{max. D}} = 0,471 \text{ A}$$

f) Valeur moyenne du courant dans la charge

$$I_{\text{moy. } R_c} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{24}{80}$$

$$I_{\text{moy. } R_c} = 0,3 \text{ A}$$

Valeur moyenne du courant dans l'enroulement secondaire

Le courant qui traverse la charge doit également traverser l'enroulement secondaire du transformateur:

$$I_{\text{moy. s}} = 0,3 \text{ A}$$

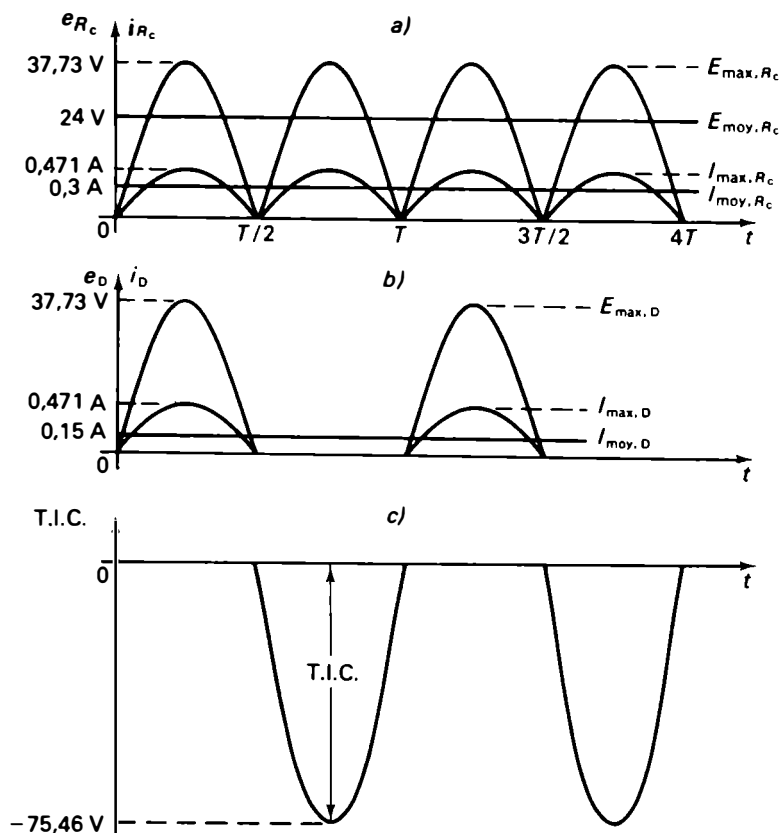


Figure 2.12 a) Tensions et courants de charge; b) tensions et courants de chaque diode; c) tension inverse de crête supportée par chaque diode.

Valeur moyenne du courant dans chaque diode

$$I_{\text{moy}, D} = \frac{I_{\text{moy}, R_c}}{2} = \frac{0,3}{2}$$

$$I_{\text{moy}, D} = 0,150 \text{ A}$$

g) Puissance redressée (en c.c.) dissipée dans la charge

$$P_{c.c.} = E_{\text{moy}, R_c} I_{\text{moy}, R_c} = 24 \times 0,3$$

$$P_{c.c.} = 7,2 \text{ W}$$

Les représentations graphiques des tensions et des courants dans la charge et dans les diodes sont illustrées à la figure 2.12.

2.3 REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE — MONTAGE EN PONT DE QUATRE DIODES: Débit sur une charge résistive

Le redresseur double alternance en pont est le montage le plus utilisé, car il ne nécessite pas l'emploi d'un transformateur à point milieu. Il utilise plutôt quatre diodes montées en pont (Figure 2.13).

2.3.1 Fonctionnement

Lorsque la borne A est positive par rapport à la borne B , les diodes D_1 et D_3 , étant en polarisation directe, laissent passer le courant qui circule à travers la charge durant toute

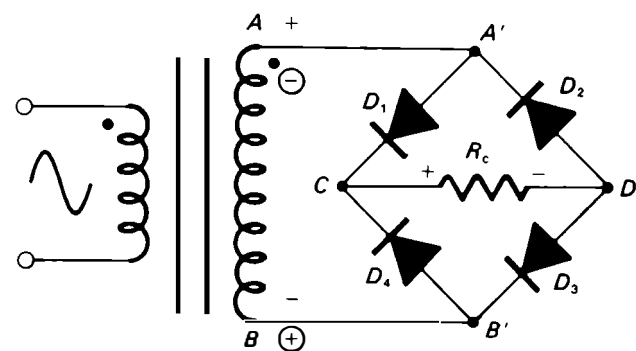


Figure 2.13 Redresseur double alternance en pont.

l'alternance positive (Figures 2.14.a et 2.14.e); les diodes D_2 et D_4 , en polarisation inverse, sont alors à l'état bloqué.

Lorsque la borne B devient positive, les diodes D_2 et D_4 laissent passer le courant qui circule à travers la charge durant toute l'alternance négative (Figures 2.14.b, et 2.14.f). Pendant ce temps, les diodes D_1 et D_3 sont bloquées. Les deux alternances sont utilisées de façon à ce qu'un courant unidirectionnel pulsé circule dans la charge, sans interruption (Figure 2.13.g).

2.3.2 Tension inverse de crête

Lorsque la borne A est positive, les diodes à l'état passant, D_1 et D_2 , sont comparables à des interrupteurs fermés tandis que les diodes à l'état bloqué, D_2 et D_4 , sont comparables à des interrupteurs ouverts. À la figure 2.14.c, on peut observer que les points A, A' et C sont au même potentiel positif tandis que les points B, B' et D sont au même potentiel négatif. Chacune des diodes à l'état bloqué, D_2 et D_4 , supporte donc toute la tension V_{BA} .

Dans un redresseur double alternance constitué de quatre diodes montées en pont, la tension inverse de crête supportée par chaque diode est:

$$\boxed{\text{T.I.C.} = E_{\text{max}}} \quad (2.45)$$

Le symbole E_{max} désigne la valeur maximale de la tension aux bornes du secondaire.

2.3.3 Valeurs des tensions et des courants de sortie

Les valeurs des tensions et des courants de sortie sont calculées de la même façon et à l'aide des mêmes formules de base que pour un redresseur double alternance à deux diodes. La seule différence réside dans la valeur de la tension d'entrée. Pour un redresseur double alternance en pont, la tension d'entrée du redresseur est la tension aux bornes de l'enroulement secondaire du transformateur alors que, pour un redresseur double alternance à deux diodes, la tension d'entrée est celle fournie par la moitié de l'enroulement secondaire, c'est-à-dire la différence de potentiel entre le point milieu et une borne.

Valeurs efficaces

Comme pour le redresseur double alternance à deux diodes, nous avons, après redressement:

$$\boxed{E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}}} \quad \text{et} \quad \boxed{I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}}} \quad (2.51)$$

2.3.4 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu pour un redresseur double alternance en pont

Le rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu pour un redresseur double alternance en pont est:

$$\boxed{\eta\% = 81,2\%} \quad (2.52)$$

2.3.5 Valeurs de l'ondulation

Taux d'ondulation

Le taux d'ondulation du redresseur double alternance en pont est identique à celui du redresseur double alternance à deux diodes:

$$\boxed{r\% = 48,2\%} \quad (2.53)$$

La valeur efficace de la tension d'ondulation pour un redresseur double alternance en pont est:

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = 0,307 E_{\text{max}} = \frac{E_{\text{max}}}{3,25} \quad (2.54)$$

Dans le cas d'une charge résistive, nous obtenons:

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = 0,307 \frac{E_{\text{max}}}{R_c} = \frac{I_{\text{max}}}{3,25} \quad (2.55)$$

Fréquence de l'ondulation

La fréquence de l'ondulation est égale au double de la fréquence de la source d'alimentation:

$$f \text{ d'ondulation} = 2f \text{ de la source d'alimentation} \quad (2.56)$$

2.3.6 Facteur d'utilisation du transformateur d'alimentation

Dans un redresseur double alternance en pont, le courant circulant dans l'enroulement secondaire est purement alternatif sans aucune composante continue. Le facteur d'utilisation du transformateur est donc:

$$\text{F.U.T.} = \frac{\text{Puissance moyenne en c.c.}}{\text{Puissance efficace en c.a.}}$$

$$\text{F.U.T.} = \frac{E_{\text{moy}}^2/R_c}{E_{\text{eff}}^2/R_c} = \left(\frac{1}{F}\right)^2$$

$$\text{F.U.T.} = \left(\frac{1}{1,11}\right)^2$$

$$\boxed{\text{F.U.T.} = 0,812} \quad (2.57)$$

Ainsi, avec un redresseur double alternance en pont, un transformateur d'alimentation de 1 kVA pourra fournir une puissance en courant continu de 812 W à une charge résistive. Comme le rendement de la conversion c.a.-c.c. est de 81,2%, la puissance demandée au secondaire du transformateur sera:

$$\frac{812 \times 100}{81,2} = 1000 \text{ W}$$

Exemple 2.4

Pour le redresseur de la figure 2.15, calculez:

- le courant moyen dans la charge;
- le courant moyen dans chaque diode;
- la valeur de crête du courant circulant dans la charge et dans chaque diode;
- la tension inverse de crête supportée par chaque diode;
- la puissance redressée (en c.c.) dissipée dans la charge.

Solution

a) Courant moyen dans la charge

$$E_{AB} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) E$$

$$E_{AB} = \left(\frac{1}{2}\right) (110) = 55 \text{ V}$$

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2} E$$

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2} \times 55 = 77,78 \text{ V}$$

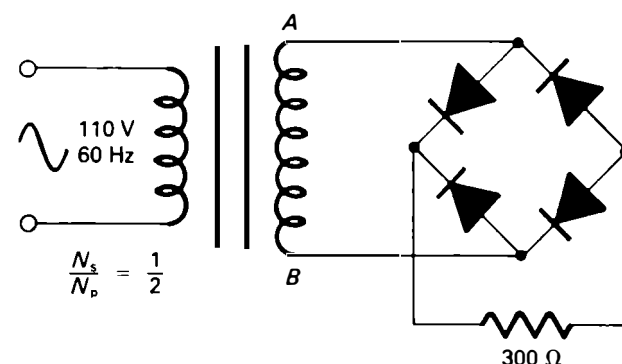


Figure 2.15 Exemple 2.4.

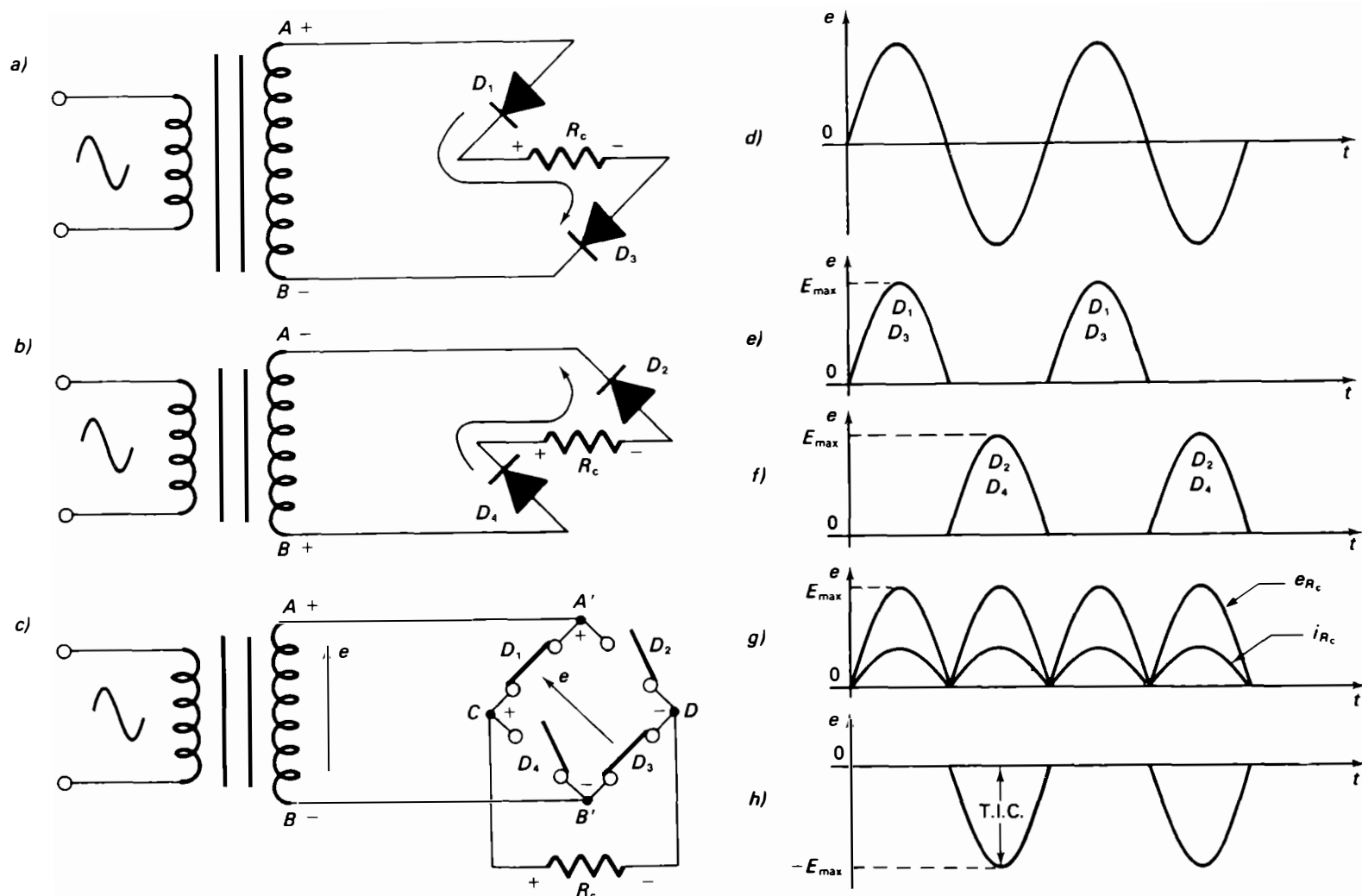


Figure 2.14 Fonctionnement du redresseur double alternance en pont: a) et e) alternance positive; b) et f) alternance négative; d) tension d'entrée; g) tension et courant de sortie; c et h) tension inverse de crête.

Valeurs maximales

La valeur de crête de la tension redressée pour un redresseur double alternance en pont est:

$$E_{\max} = \sqrt{2}E_{AB} \quad (2.46)$$

où E_{AB} désigne la valeur efficace de la tension au secondaire du transformateur (voir la figure 2.13.).

La valeur de crête du courant circulant à travers la charge et les diodes est:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max}}{R_c} \quad (2.47)$$

Pour des calculs rigoureux, on tiendra compte de la résistance de l'enroulement secondaire et de la résistance dynamique des diodes:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max}}{R_c + 2R_D + R_s}$$

Remarque: Nous employons le terme $2R_D$, car, dans ce montage, il y a deux diodes montées en série qui laissent passer le courant en même temps.

Valeurs moyennes

La valeur moyenne de la tension redressée, à vide, est:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\max}}{\pi} = 0,636E_{\max} \quad (2.48)$$

Lorsqu'un courant important circule à travers la charge, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\max}}{\pi} - I_{\text{moy}}(R_s + 2R_D)$$

La valeur moyenne du courant redressé circulant dans la charge est donc:

$$I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\max}}{\pi} = 0,636I_{\max} \quad (2.49)$$

La valeur moyenne du courant redressé traversant chaque diode est égale à la moitié de celle circulant dans la charge (Figure 2.8):

$$I_{\text{moy}, D} = \frac{I_{\text{moy}, R_c}}{2} = \frac{0,636I_{\max}}{2} \quad (2.50)$$

La valeur moyenne de la tension de sortie est:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi}$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{2 \times 77,78}{3,1416} = 49,50 \text{ V}$$

Le courant moyen dans la charge est donc:

$$I_{\text{moy}, R_c} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c}$$

$$I_{\text{moy}, R_c} = \frac{49,50}{300} = 0,165 \text{ A}$$

b) Courant moyen dans chaque diode

$$I_{\text{moy}, D} = \frac{I_{\text{moy}, R_c}}{2} = \frac{0,165}{2}$$

$$I_{\text{moy}, D} = \frac{0,165}{2} = 0,0825 \text{ A}$$

c) Courant de crête dans la charge et dans chaque diode

Le courant de crête dans la charge est égal au courant de crête dans chaque diode:

$$I_{\text{max}} = \frac{E_{\text{max}}}{R_c}$$

$$I_{\text{max}} = \frac{77,78}{300} = 0,259 \text{ A}$$

d) Tension inverse de crête de chaque diode

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}} = 77,78 \text{ V}$$

e) Puissance redressée (en c.c.) dissipée dans la charge

$$P_{\text{c.c.}} = E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}$$

$$P_{\text{c.c.}} = 49,50 \times 0,165 = 8,16 \text{ W}$$

2.4 COMPARAISON DES TROIS CIRCUITS REDRESSEURS

Le redresseur simple alternance est très peu utilisé, sauf dans certaines applications où la puissance demandée est faible. Son principal avantage réside dans la simplicité du montage. Les inconvénients peuvent se résumer ainsi:

- un très important taux d'ondulation (121%);
- un faible rendement de la conversion c.a.-c.c. (40,6%);
- un faible taux d'utilisation du transformateur (0,287);
- un effet de saturation de l'enroulement secondaire du transformateur, ce qui limite la puissance disponible dans la charge.

Le redresseur double alternance à deux diodes est plus avantageux:

- Le taux d'ondulation n'est que de 48,2%.

- Le rendement de la conversion c.a.-c.c. passe à 81,2%.
- Le taux d'utilisation du transformateur est amélioré; sa valeur moyenne pour les deux enroulements est de 0,693.
- Il n'y a aucun risque de saturation du transformateur.

Par contre, ce montage nécessite un transformateur à prise médiane et seule la moitié de l'enroulement est utilisée pour chaque alternance.

Le redresseur double alternance en pont est le plus avantageux. Il n'utilise pas de transformateur à prise médiane et, pour la même tension redressée à la sortie, la tension inverse de crête supportée par chaque diode est la moitié de celle supportée par les diodes du redresseur double alternance à deux diodes. Ses principales caractéristiques sont:

- Le taux d'ondulation (48,2%) et le rendement de la conversion c.a.-c.c. (81,2%) sont identiques à ceux du redresseur double alternance à deux diodes.
- Le taux d'utilisation du transformateur est augmenté et atteint 0,812.
- Parmi les trois redresseurs monophasés étudiés, le redresseur double alternance en pont permet d'obtenir la plus grande puissance dans la charge lors de l'utilisation de transformateurs d'alimentation possédant une puissance nominale identique.

Pour faciliter la réalisation pratique de ce montage, des ponts groupant les quatre diodes dans le même boîtier sont disponibles. Il existe également des assemblages de redresseurs secs au sélénium comprenant des éléments redresseurs branchés en pont. Ces différentes considérations permettent de choisir le montage le mieux adapté à l'utilisation demandée.

2.5 CHOIX DES COMPOSANTS: DIODES ET TRANSFORMATEURS

Dans les paragraphes précédents, nous avons calculé les valeurs exactes des tensions et des courants dans les composants pour chacun des trois montages fondamentaux. Nous allons maintenant déterminer les spécifications des diodes et des transformateurs utilisés pour des redresseurs monophasés sans filtrage débitant un courant dans une charge résistive. De plus, nous tiendrons compte d'une certaine marge indispensable de sécurité.

2.5.1 Diodes

Pour choisir les diodes dans le catalogue d'un fabricant, il faut considérer les valeurs suivantes:

- le courant direct moyen,
- le courant maximal répétitif,
- la tension inverse de crête,
- la température de fonctionnement de la diode.

Pour éviter la détérioration des diodes, qui peut être causée soit par des surtensions soit par des surintensités (répétitives ou transitoires), on ne les fait pas fonctionner à la limite de leurs valeurs nominales. Habituellement, on les utilise à 80% de leurs valeurs nominales.

Pour les calculs, on adopte généralement les marges de sécurité comprises entre:

- 25% et 50% pour les courants moyen et maximal,
- 50% et 100% pour la tension inverse de crête.

Ces chiffres correspondent à des facteurs de sécurité compris entre 1,25 et 1,5 pour les courants et entre 1,5 et 2 pour la tension inverse de crête.

Par exemple, lorsqu'une diode doit, d'une part, être traversée par un courant pulsé, dont la valeur moyenne et la valeur maximale répétitive sont de 1A et 4A respectivement, et, d'autre part, supporter une tension inverse de crête de 100 V, on choisira une diode présentant les caractéristiques suivantes:

$$I_{\text{moy}} \text{ nominal} = 1 \text{ A} \times 1,25 = 1,25 \text{ A} \\ \text{(facteur de sécurité de 1,25)}$$

$$I_{\text{max}} \text{ répétitif} = 4 \text{ A} \times 1,25 = 5 \text{ A} \\ \text{(facteur de sécurité de 1,25)}$$

$$\text{T.I.C.} = 100 \text{ V} \times 2 = 200 \text{ V} \\ \text{(facteur de sécurité de 2)}$$

Remarque: Le choix définitif des diodes dépend aussi du type de filtre utilisé, comme nous l'étudierons au chapitre 3. En effet, avec un filtre capacitif, la valeur instantanée du courant de crête circulant dans les diodes dépend de la valeur du condensateur de filtrage. Elle peut atteindre, lors de la mise en marche de l'appareil, jusqu'à 10 ou 15 fois la valeur du courant maximal circulant lorsqu'il n'y a pas de condensateur de filtrage.

2.5.2 Transformateurs

Pour choisir le transformateur d'alimentation dans le catalogue d'un fabricant, il faut tenir compte des valeurs suivantes:

- Tension au primaire: certains transformateurs possèdent des prises multiples sur l'enroulement primaire comme 110 V, 115 V, 220 V, etc.

- Fréquence de la source d'alimentation utilisée: 50 Hz, 60 Hz, 400 Hz, etc.
- Tension au secondaire avec ou sans prise médiane ou avec prises multiples.
- Courant au secondaire (valeur efficace).
- Puissance secondaire du transformateur exprimée en voltampères.

Les fabricants fournissent également d'autres spécifications telles que les dimensions du transformateur, le rapport puissance/poids (exemple: 4 W/lb), la tension d'isolation des enroulements, etc.

Le courant et la puissance au secondaire du transformateur varient selon le type de montage de redresseur employé.

Redresseur simple alternance

Pour un redresseur simple alternance, nous avons:

$$I_{\text{eff. s}} = \frac{I_{\text{max}}}{2} = \frac{\pi}{2} I_{\text{moy}} = 1,57 I_{\text{moy}} \quad (2.58)$$

La puissance au secondaire exprimée en voltampères est donnée par la relation:

$$P_s \text{ (VA)} = \frac{\text{Puissance redressée en c.c. dans la charge}}{\text{F.U.T.}}$$

Le F.U.T. d'un redresseur simple alternance est de 0,287 (équation 2.25) de sorte que:

$$P_s \text{ (VA)} = \frac{P_{\text{c.c.}}}{\text{F.U.T.}} = \frac{P_{\text{c.c.}}}{0,287} = 3,49 P_{\text{c.c.}} \quad (2.59)$$

Redresseur double alternance à deux diodes

Pour un redresseur double alternance à deux diodes (*montage va-et-vient*), nous pouvons supposer qu'il s'agisse de deux circuits simple alternance fonctionnant alternativement de sorte que:

$$I_{\text{eff. s}} \text{ pour chaque enroulement} = \frac{I_{\text{eff}} \text{ simple alternance}}{2}$$

$$I_{\text{eff. s}} \text{ pour chaque enroulement} = \frac{1,57 I_{\text{moy}}}{2} \\ = 0,79 I_{\text{moy}} \quad (2.60)$$

Le F.U.T. pour l'enroulement secondaire de ce redresseur est de 0,574 (équation 2.43) de sorte que:

$$P_s \text{ (VA)} = \frac{P_{\text{c.c.}}}{0,574} = 1,75 P_{\text{c.c.}}$$

Redresseur double alternance en pont

Pour un redresseur double alternance en pont de quatre diodes, nous avons:

$$I_{\text{eff. s}} = \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{\text{moy}} = 1,11 I_{\text{moy}} \quad (2.61)$$

Le F.U.T. pour l'enroulement secondaire de ce redresseur est de 0,812. Alors:

$$P_s \text{ (VA)} = \frac{P_{\text{c.c.}}}{0,812} = 1,23 P_{\text{c.c.}} \quad (2.62)$$

Afin d'éviter la surchauffe des transformateurs, on adoptera, comme pour les diodes de redressement, un facteur de sécurité compris entre 1,25 et 1,5 pour calculer le courant secondaire et la puissance nominale du transformateur d'alimentation.

Remarque: Le choix définitif du transformateur d'alimentation dépend du filtre et du régulateur utilisés. Pour déterminer la tension au secondaire, il faut prévoir une certaine réserve de tension, qui est de l'ordre de 15% à 20% de la tension de sortie. Cette réserve de tension est destinée à compenser la chute de tension dans le filtre (comprenant une bobine ou une résistance en série) ou dans le régulateur.

Exemple 2.5

On veut obtenir une tension redressée moyenne de 12 V et un courant moyen de 1 A dans une charge résistive branchée à la sortie d'un redresseur double alternance à deux diodes et sans filtre. La tension de la source alternative est de 110 V à 60 Hz.

- Calculez les valeurs I_{moy} et I_{max} répétitif circulant dans les diodes ainsi que la T.I.C. que doit supporter chaque diode.
- Déterminez les caractéristiques nominales des diodes (I_{moy} , I_{max} répétitif, T.I.C.), si l'on adopte les marges de sécurité suivantes: 25% pour les courants et 50% pour la T.I.C. Quelles diodes choisirez-vous d'après les catalogues des fabricants?
- Déterminez les caractéristiques du transformateur d'alimentation (E_s , $I_{\text{eff. s}}$, puissance nominale), si l'on adopte une marge de sécurité de 25% pour le courant.
- Calculez les valeurs I_{eff} du courant de charge et I_{eff} de l'ondulation dans la charge ainsi que la puissance redressée en c.c. dissipée dans la résistance minimale de charge.

Solution

- a) La valeur moyenne du courant circulant dans chaque diode est:

$$I_{\text{moy. D}} = \frac{I_{\text{moy. R}_c}}{2}$$

$$I_{\text{moy. D}} = \frac{1}{2} = 0,5 \text{ A}$$

Alors que I_{max} répétitif est:

$$I_{\text{max}} \text{ répétitif} = \frac{I_{\text{moy. R}_c}}{0,636}$$

$$I_{\text{max}} \text{ répétitif} = \frac{1}{0,636} = 1,57 \text{ A}$$

La tension inverse de crête de chaque diode est:

$$\text{T.I.C.} = 2E_{\text{max}} \text{ (du demi- secondaire)}$$

$$\text{T.I.C.} = 2 \times \left(\frac{12}{0,636} \right) = 37,7 \text{ V}$$

- b) Les caractéristiques nominales des diodes sont:

$$I_{\text{moy. D}} = 1,25 \times 0,5 = 0,625 \text{ A}$$

$$I_{\text{max}} \text{ répétitif} = 1,25 \times 1,57 = 1,96 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C.} = 1,50 \times 37,7 = 56,6 \text{ V}$$

Les diodes 1N4002 peuvent être utilisées dans ce montage.

- c) Les caractéristiques du transformateur d'alimentation sont:

$$E_{\text{demi-secondaire}} = \frac{0,707 E_{\text{moy. R}_c}}{0,636} = \frac{0,707 \times 12}{0,636}$$

$$E_{\text{demi-secondaire}} = 13,34 \text{ V}$$

$$I_{\text{eff. s}} = 0,79 I_{\text{moy}} = 0,79 \times 1$$

$$I_{\text{eff. s}} = 0,79 \text{ A}$$

Si nous tenons compte de la marge de sécurité, nous avons:

$$I_{\text{eff. s}} \text{ (marge de sécurité)} = 1,25 \times 0,79 = 0,99 \text{ A}$$

La puissance redressée, en c.c., dissipée dans la charge est:

$$P_{\text{c.c.}} = E_{\text{moy}} I_{\text{moy}} = 12 \times 1$$

$$P_{\text{c.c.}} = 12 \text{ W}$$

de sorte que:

$$P_s \text{ (VA)} = 1,75 P_{\text{c.c.}} = 1,75 \times 12$$

$$P_s \text{ (VA)} = 21 \text{ VA}$$

En tenant compte de la marge de sécurité, nous obtenons:

$$1,25 \times 21 = 26,25 \text{ VA}$$

Pour vérifier, nous pouvons procéder ainsi:

$$P_s = E_s I_s$$

$$P_s = (13,34 \times 2) 0,99 = 26,41 \text{ VA}$$

ce qui est en accord avec la valeur déjà calculée.

Le transformateur devra donc avoir les caractéristiques suivantes:

- primaire: 110 V – 60 Hz
- secondaire: 14 V-0-14 V et 1 A
- puissance nominale: 28 VA

- d) La valeur efficace du courant de charge est:

$$I_{\text{eff. R}_c} = 0,707 I_{\text{max}} = 0,707 \times 1,57$$

$$I_{\text{eff. R}_c} = 1,10 \text{ A}$$

alors que I_{eff} d'ondulation est:

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = 0,307 I_{\text{max}} = 0,307 \times 1,57$$

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = 0,482 \text{ A}$$

La puissance redressée en c.c. est déterminée de la façon suivante:

$$P_{\text{c.c.}} = E_{\text{moy}} I_{\text{moy}} = 12 \times 1$$

$$P_{\text{c.c.}} = 12 \text{ W}$$

Pour vérifier ces résultats, nous pouvons procéder de la façon suivante. Nous savons que le taux d'ondulation d'un redresseur double alternance est de 48,2%. À l'aide des résultats obtenus, nous calculons le taux d'ondulation:

$$r = \frac{E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation}}{E_{\text{moy}}} = \frac{0,482}{1}$$

$$r = 48,2\%$$

Le facteur de forme F d'un redresseur double alternance est égal à 1,11. À l'aide des résultats obtenus, nous calculons:

$$F = \frac{I_{\text{eff. R}_c}}{I_{\text{moy. R}_c}} = \frac{1,10}{1}$$

$$F = 1,11$$

Exemple 2.6

Refaites le problème de l'exemple 2.5 mais dans le cas d'un redresseur double alternance en pont.

Solution

a)

La valeur moyenne du courant circulant dans chaque diode est:

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\text{moy. R}_c}}{2} = \frac{1}{2}$$

$$I_{\text{moy}} = 0,5 \text{ A}$$

alors que I_{max} répétitif est:

$$I_{\text{max}} \text{ répétitif} = \frac{I_{\text{moy. R}_c}}{0,636} = \frac{1}{0,636}$$

$$I_{\text{max}} \text{ répétitif} = 1,57 \text{ A}$$

La T.I.C. de chaque diode est:

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}} \text{ au secondaire}$$

$$\text{T.I.C.} = \frac{12}{0,636} = 18,86 \text{ V}$$

b)

Les caractéristiques nominales des diodes sont:

$$I_{\text{moy}} = 1,25 \times 0,5 = 0,625 \text{ A}$$

$$I_{\text{max}} \text{ répétitif} = 1,25 \times 1,57 = 1,96 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C.} = 1,50 \times 18,86 = 28,3 \text{ V}$$

Les diodes 1N4001 peuvent être utilisées dans ce montage.

c)

Les caractéristiques du transformateur d'alimentation sont:

$$E_s = \frac{0,707 E_{\text{moy. R}_c}}{0,636} = \frac{0,707 \times 12}{0,636}$$

$$E_s = 13,34 \text{ V}$$

$$I_{\text{eff. s}} = 1,11 I_{\text{moy}} = 1,11 \times 1$$

$$I_{\text{eff. s}} = 1,11 \text{ A}$$

Si nous tenons compte de la marge de sécurité, nous avons alors:

$$I_{\text{eff. s}} \text{ (marge de sécurité)} = 1,25 \times 1,11 = 1,38 \text{ A}$$

La puissance redressée, en c.c., dissipée dans la charge est:

$$P_{\text{c.c.}} = 12 \times 1 = 12 \text{ W}$$

de sorte que:

$$P_s \text{ (VA)} = 1,23 P_{\text{c.c.}} = 1,23 \times 12$$

$$P_s \text{ (VA)} = 14,76 \text{ VA}$$

En tenant compte de la marge de sécurité, nous obtenons:

$$1,25 \times 14,76 = 18,45 \text{ VA}$$

Pour vérifier, nous pouvons procéder ainsi:

$$P_s = E_s I_s$$

$$P_s = 13,34 \times 1,38 = 18,40 \text{ VA}$$

ce qui est en accord avec la valeur déjà calculée.

La transformation devra donc avoir les caractéristiques suivantes:

- primaire: 110 V – 60 Hz
- secondaire: 14 V et 1,5 A
- puissance nominale: 21 VA

d)

La valeur efficace du courant de charge est:

$$I_{\text{eff. R}_c} = 0,707 I_{\text{max}} = 0,707 \times 1,57$$

$$I_{\text{eff. R}_c} = 1,10 \text{ A}$$

alors que I_{eff} d'ondulation est:

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = 0,307 I_{\text{max}} = 0,307 \times 1,57$$

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = 0,482 \text{ A}$$

La puissance redressée en c.c. est déterminée de la façon suivante:

$$P_{\text{c.c.}} = E_{\text{moy}} I_{\text{moy}} = 12 \times 1$$

$$P_{\text{c.c.}} = 12 \text{ W}$$

Remarque: Le montage en pont permet d'obtenir une puissance en c.c. identique à celle du montage à deux diodes, tout en utilisant des diodes, dont les T.I.C. sont inférieures, et un transformateur dont la puissance nominale est plus faible.

2.6 EFFET THERMIQUE DANS LES DIODES

Nous avons appris, au paragraphe 1.6.4, que les diodes possèdent une résistance directe. Aussi, lorsqu'un courant traverse une diode, il produit une certaine énergie calorifi-

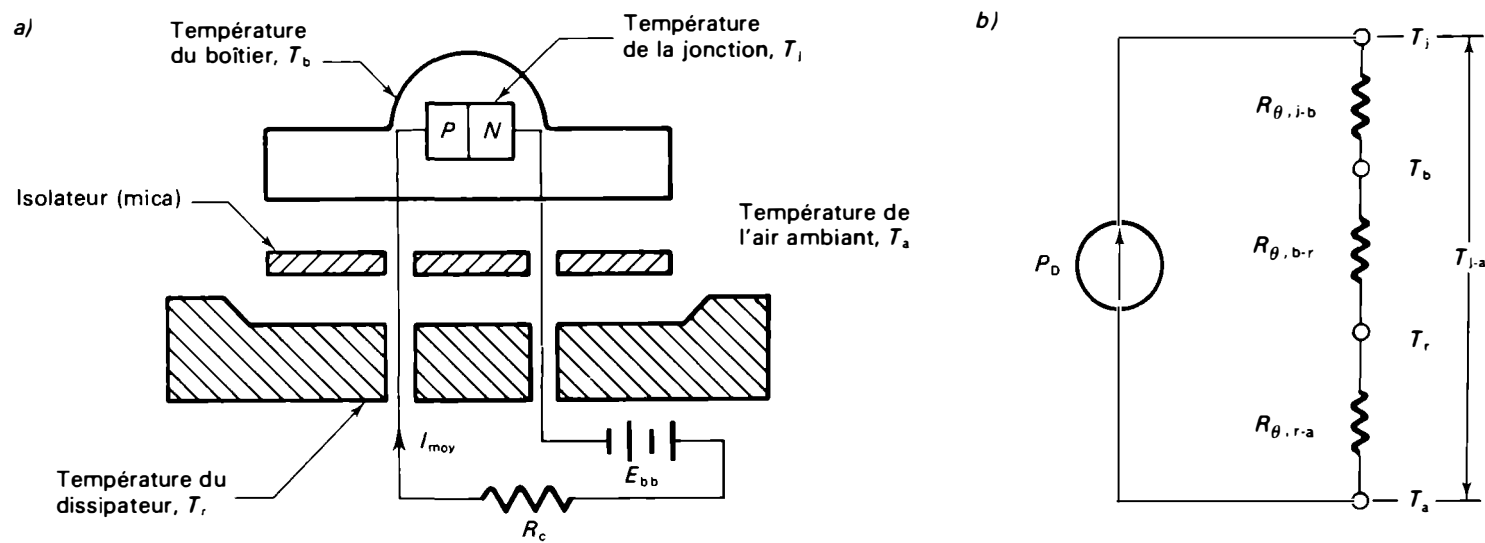


Figure 2.16 a) Diode montée sur un dissipateur thermique et b) schéma électrique analogue.

que qui en augmente la température. La température doit être maintenue dans les limites supportables par la diode (environ 175°C pour les diodes au silicium, Si, et 85°C pour les diodes au germanium, Ge) sinon celle-ci sera détériorée.

Pour les diodes de faible puissance, le boîtier est conçu de façon à pouvoir dissiper la chaleur provoquée par le passage du courant. Lorsque des diodes doivent transporter des courants élevés, leurs boîtiers sont constitués de façon à pouvoir être fixés sur des *dissipateurs thermiques* (ou *radiateur de refroidissement*) destinés à évacuer la chaleur.

2.6.1 Résistance thermique

L'effet thermique dans les diodes peut être étudié à l'aide d'une loi analogue à la loi d'Ohm, dans laquelle le courant est remplacé par la puissance calorifique à dissiper, la tension par la température et la résistance électrique par la résistance thermique. La *résistance thermique* est la résistance offerte, par un élément, au passage de la chaleur depuis le point le plus chaud jusqu'au point d'évacuation le plus froid.

La figure 2.16.a représente une diode montée sur un dissipateur thermique muni d'un isolateur électrique, alors que la figure 2.16.b illustre le schéma équivalent des différentes résistances thermiques au passage de la chaleur depuis la jonction jusqu'à l'air ambiant à travers le boîtier et le dissipateur.

Lorsqu'aucun courant ne traverse la diode, les températures de la jonction (T_j), du boîtier (T_b), du radiateur (T_r) et de l'air ambiant (T_a) sont identiques. Par contre, lorsque la diode est traversée par un courant, la température de la jonction s'élève, de sorte que la chaleur circule vers le boîtier et le dissipateur thermique pour se dégager dans

l'air ambiant jusqu'à ce qu'un équilibre thermique s'établisse.

La quantité de chaleur qui s'échappe de la diode est proportionnelle à l'écart de température existant entre la température de la jonction et celle de l'air ambiant. L'élévation de la température de la jonction est proportionnelle à la puissance dissipée à la jonction. C'est de là que vient la notion de *résistance thermique* (R_θ ou R_{TH}) qui détermine la circulation thermique entre la jonction et l'air ambiant; elle se mesure en degrés Celsius par watt ($^\circ\text{C}/\text{W}$).

La résistance thermique entre la jonction et le boîtier (ou *résistance thermique interne*) est le coefficient caractérisant l'élévation de température entre la jonction et le boîtier en fonction de la puissance dissipée. Elle est calculée à partir de la relation:

$$R_{\theta, j-b} = \frac{T_j - T_b}{P_D} \quad (2.63)$$

Le symbole $R_{\theta, j-b}$ désigne la résistance thermique exprimée en degrés Celsius par watt entre la jonction et le boîtier, alors que P_D désigne la puissance exprimée en watts dissipée à la jonction. La différence $T_j - T_b$ exprimée en degrés Celsius correspond à l'élévation de la température de la jonction par rapport à celle du boîtier.

La résistance thermique jonction-boîtier $R_{\theta, j-b}$ dépend de la construction de la diode et sa valeur est habituellement spécifiée par le fabricant.

Remarque: Dans les fiches techniques en langue anglaise, le boîtier est désigné par le mot *case* et le symbole de la résistance thermique jonction-boîtier est « $R_{\theta, j-c}$ ».

D'après la figure 2.16.b, nous distinguons:

- la résistance thermique entre la jonction et le boîtier: $R_{\theta, j-b}$

- la résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur thermique: $R_{\theta, b-r}$
- la résistance thermique entre le dissipateur et l'air ambiant: $R_{\theta, r-a}$

La résistance thermique totale entre la jonction et l'air ambiant est la somme des trois résistances thermiques. Nous avons donc:

$$R_{\theta, j-a} = R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r} + R_{\theta, r-a} \quad (2.64)$$

La température maximale atteinte par la jonction de la diode peut se calculer à partir des équations suivantes qui sont obtenues à partir du circuit analogique de la figure 2.16.b.

Pour une diode montée sur dissipateur thermique:

$$T_j = P_D (R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r} + R_{\theta, r-a}) + T_a \quad (2.65)$$

Pour une diode sans dissipateur thermique:

$$T_j = P_D (R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-a}) + T_a \quad (2.66)$$

En pratique, le choix d'un dissipateur thermique est basé sur les conditions suivantes:

1. La température maximale que peut supporter, sans dommage, la jonction de la diode; elle est spécifiée par le fabricant.
2. La température de l'air ambiant, qui dépend de l'environnement dans lequel l'équipement est utilisé: convection naturelle ou ventilation forcée.
3. La puissance dissipée à la jonction, qui dépend du courant circulant dans la diode et de la chute de tension à ses bornes en polarisation directe.

Pour un courant variable périodique, la puissance dissipée à la jonction est:

$$P_D = \frac{1}{2} \int_0^T v_D(t) i_D(t) dt$$

Les symboles v_D et i_D sont, respectivement, les valeurs instantanées de la chute de tension directe aux bornes de la diode et du courant direct la traversant. Pour un courant continu constant, nous avons:

$$P_D = V_D I_D$$

Les fabricants fournissent, dans leurs catalogues, des tableaux et des courbes (Figure 2.17) indiquant la valeur de la puissance moyenne dissipée par la diode en fonction du courant moyen direct y circulant.

4. Lorsqu'une diode respectant les exigences électriques d'un redresseur a été choisie, sa résistance thermique jonction-boîtier est connue d'après les spécifications fournies par le fabricant. Il faut alors calculer la résistance thermique boîtier-ambiance qui est la seule va-

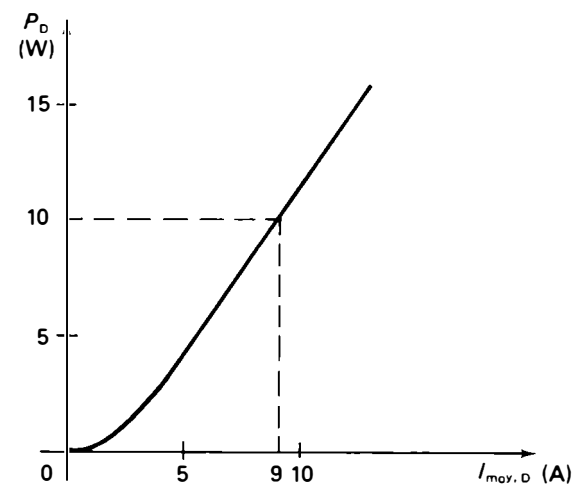


Figure 2.17 Puissance dissipée dans la diode en fonction du courant moyen.

riable ajustable, sur laquelle on peut agir pour maintenir la jonction de la diode à une température supportable.

De l'équation 2.66, nous tirons:

$$R_{\theta, b-a} = \frac{T_{j, \max} - T_a}{P_D} - R_{\theta, j-b} \quad (2.67)$$

Dans le cas d'une diode montée sur un dissipateur thermique, nous avons:

$$R_{\theta, r-a} = \frac{T_{j, \max} - T_a}{P_D} - (R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r}) \quad (2.68)$$

La résistance thermique boîtier-dissipateur thermique peut être considérée comme négligeable, car les températures du boîtier et du dissipateur sont pratiquement identiques. La résistance thermique du dissipateur est alors:

$$R_{\theta, r-a} = \frac{T_{b, \max} - T_a}{P_D} \quad (2.69)$$

Les dissipateurs thermiques se présentent sous la forme de clips à ailettes pour les diodes de faible puissance ou sous la forme de plaques et de profilés en aluminium moulé pour les diodes de forte puissance.

Les fabricants de dissipateurs thermiques donnent, dans leurs catalogues, des courbes indiquant la valeur de la résistance thermique dissipateur-ambiance en fonction de la surface du dissipateur (Figure 2.18) exposée à l'air libre ou refroidie par une ventilation forcée.

Remarque: Lorsque le boîtier est monté directement sur le dissipateur, la résistance thermique boîtier-dissipateur est négligeable, de l'ordre de quelques dixièmes de degré Celsius par watt. L'évacuation de la chaleur est facilitée par un bon contact mécanique, assuré par un couple de serrage suffisant, et par l'emploi d'une graisse spéciale aux silicones. Dans le cas où le boîtier doit être isolé

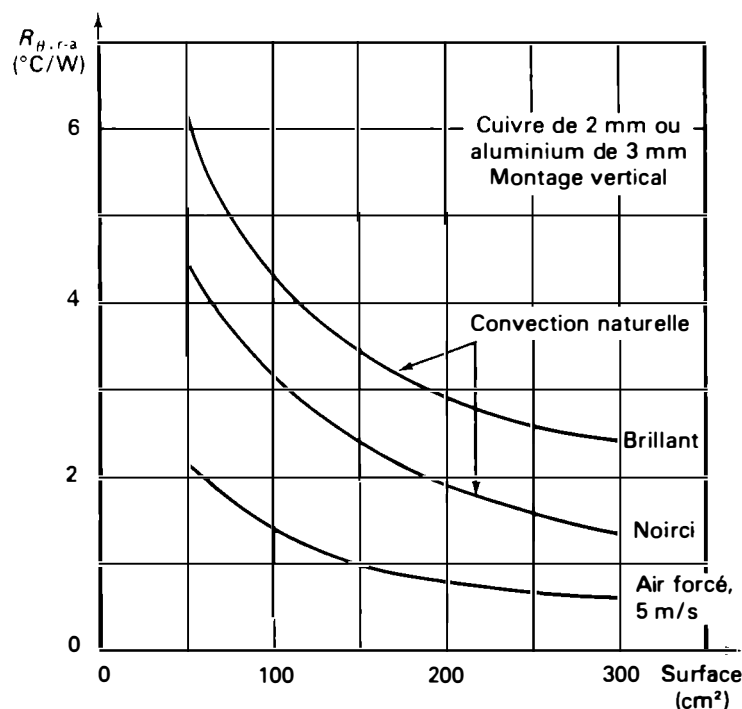


Figure 2.18 Résistance thermique en fonction de la surface du dissipateur thermique.

électriquement du dissipateur, on utilise généralement une mince feuille de mica. Pour réduire la résistance thermique de la feuille de mica, on la recouvre d'une pellicule de graisse aux silicones.

Exemple 2.7

La diode de redressement 1N1346A possède les caractéristiques suivantes: $I_{moy} = 6$ A; T.I.C. = 400 V; chute de tension directe $V_f = 1,1$ V; $T_{j, max} = 200^\circ\text{C}$; $R_{\theta, j-b} = 4,25^\circ\text{C/W}$.

- Calculez la puissance dissipée par la diode lorsqu'elle est utilisée à 80% de sa valeur nominale.
- Calculez la résistance thermique du dissipateur qui doit être utilisé si l'on veut que la température de la jonction ne dépasse pas 140°C pour une température ambiante, au voisinage du dissipateur, de 60°C . La résistance thermique boîtier-dissipateur est de $0,5^\circ\text{C/W}$.

Solution

a)

$$I_{moy} = 6 \times 80\% = 4,8 \text{ A}$$

$$P_D = I_{moy} V_f = 4,8 \times 1,1$$

$$P_D = 5,28 \text{ W}$$

b)

La résistance thermique jonction-ambiance est:

$$R_{\theta, j-a} = \frac{T_{j, max} - T_a}{P_D} = \frac{140 - 60}{5,28}$$

$$R_{\theta, j-a} = 15,15^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique du radiateur est donc:

$$R_{\theta, r-a} = R_{\theta, j-a} - (R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r})$$

$$R_{\theta, r-a} = 15,15 - (4,25 + 0,5) = 10,40^\circ\text{C/W}$$

2.6.2 Courbe d'utilisation des diodes ou courbe de dérive thermique (*Derating Curve*)

La puissance nominale et le courant direct nominal d'une diode sont généralement spécifiés pour une température de l'ambiance de 25°C . La puissance maximale que peut dissiper une diode est déterminée par la température maximale que peut supporter sa jonction. Aussi, la puissance nominale et, par conséquent, le courant direct dans la diode doivent être diminués lorsque la température de l'ambiance augmente, si l'on ne veut pas risquer de détériorer la diode.

Les fabricants fournissent habituellement des courbes indiquant la puissance maximale et le courant direct maximal admissible de la diode en fonction de la température du boîtier ou de la température de l'ambiance. Ces courbes sont appelées *courbes d'utilisation* ou *courbes de dérive thermique des diodes*.

La figure 2.19 représente une de ces courbes. Jusqu'à ce que le boîtier atteigne la température T_{b0} , la diode peut dissiper sa puissance maximale. La température T_{b0} est la température maximale du boîtier permettant le passage du courant direct nominal de la diode. Au-delà de cette température, la puissance de dissipation décroît jusqu'à ce que $T_b = T_{j, max}$. À cette température maximale, la diode ne peut dissiper aucune puissance sans risquer de détruire la jonction. Alors, le courant direct doit être nul.

Le taux de décroissance de la puissance dissipée en fonction de l'augmentation de la température du boîtier dépend directement de la résistance thermique jonction-boîtier. Entre les température T_{b0} et $T_{j, max}$ la puissance dissipée décroît de sa valeur maximale à une valeur nulle. On peut donc écrire:

$$\begin{aligned} \text{Taux de décroissance} &= \frac{P_{D, max}}{T_{j, max} - T_{b0}} \\ \text{de la puissance dissipée} &= \frac{1}{R_{\theta, j-b}} \end{aligned} \quad (2.70)$$

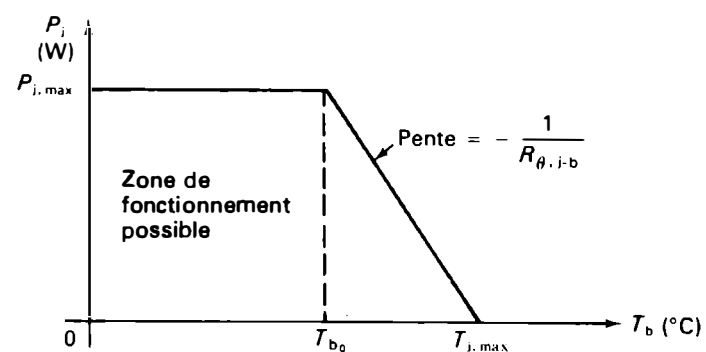


Figure 2.19 Puissance dissipée en fonction de la température du boîtier.

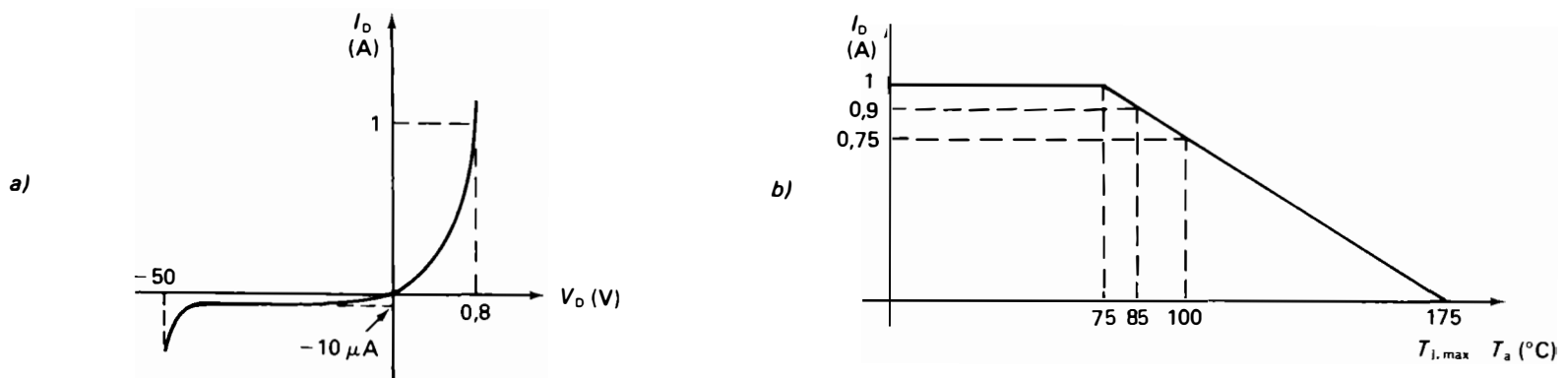


Figure 2.20 Caractéristiques de la diode 1N4001: a) courant-tension; b) courant direct moyen en fonction de la température de l'ambiance.

Exemple 2.8

Les principales caractéristiques de la diode au silicium 1N4001, spécifiées par le fabricant, sont les suivantes:

- Courant moyen direct entre 25°C et 75°C: $I_{\text{moy}} = 1 \text{ A}$.
- Courant inverse à l'état bloqué à $T_a = 25^\circ\text{C}$: $I_{\text{inv}} = 10 \mu\text{A}$.
- Courant de crête non répétitif admissible pendant un cycle: $I_s = 30 \text{ A}$.
- Tension inverse de crête: T.I.C. = 50 V.
- Chute de tension directe moyenne à $I_{\text{moy}} = 1 \text{ A}$: $V_D = 0,8 \text{ V}$.
- Température maximale de la jonction: $T_{j, \text{max}} = 175^\circ\text{C}$.
- Caractéristique courant-tension (voir la figure 2.20.a).
- Courbe d'utilisation: courant direct moyen en fonction de la température de l'ambiance (voir la figure 2.20.b).

Calculez le courant moyen qui pourra circuler dans la diode lorsque la température de l'ambiance atteindra: a) 85°C; b) 100°C.

Solution

D'après la courbe d'utilisation (Figure 2.20.b), nous constatons que pour une température d'ambiance inférieure à 75°C, le courant direct moyen est de 1 A. Au-dessus de 75°C, le courant direct moyen pouvant circuler à travers la diode doit être progressivement diminué, comme l'indique la courbe d'utilisation. Pour une température d'ambiance de 175°C, aucun courant ne peut circuler: $I_{\text{moy}} = 0$.

a)

Pour une température d'ambiance de 85°C, la valeur du courant direct moyen pouvant circuler dans la diode est:

$$\begin{aligned} I_{\text{max. D}} \text{ à } 85^\circ\text{C} &= I_{\text{max. D}} \text{ à } 75^\circ\text{C} - \left[\left(\frac{1}{T_{j, \text{max}} - T_{j0}} \right) \times \Delta T \right] \\ &= 1 - \left[\frac{1}{175 - 75} (85 - 75) \right] \end{aligned}$$

$$I_{\text{max. D}} \text{ à } 85^\circ\text{C} = 0,9 \text{ A}$$

Le facteur $\left(\frac{1}{175 - 75} \right)$ représente le taux de décroissance du courant en fonction de l'augmentation de la température.

b)

Si la température de l'ambiance s'élève jusqu'à 100°C, la diode ne pourra alors supporter qu'un courant direct moyen de:

$$\begin{aligned} I_{\text{max. D}} \text{ à } 100^\circ\text{C} &= I_{\text{max. D}} \text{ à } 75^\circ\text{C} - \left[\left(\frac{1}{T_{j, \text{max}} - T_{j0}} \right) \times \Delta T \right] \\ &= 1 - \left[\left(\frac{1}{175 - 75} \right) \times (100 - 75) \right] \end{aligned}$$

$$I_{\text{max. D}} \text{ à } 100^\circ\text{C} = 0,75 \text{ A}$$

On peut également obtenir les valeurs du courant direct moyen en utilisant la courbe illustrée à la figure 2.20.b.

2.7 REDRESSEURS DÉBITANT UN COURANT SUR UNE FORCE CONTRE-ÉLECTROMOTRICE

Nous analyserons le fonctionnement et calculerons les tensions et les courants des trois montages de base des redresseurs utilisés comme chargeurs de batteries d'accumulateurs.

2.7.1 Redressement simple alternance

Dans le schéma de la figure 2.21.a, la batterie, montée en opposition dans le circuit, se comporte comme une force

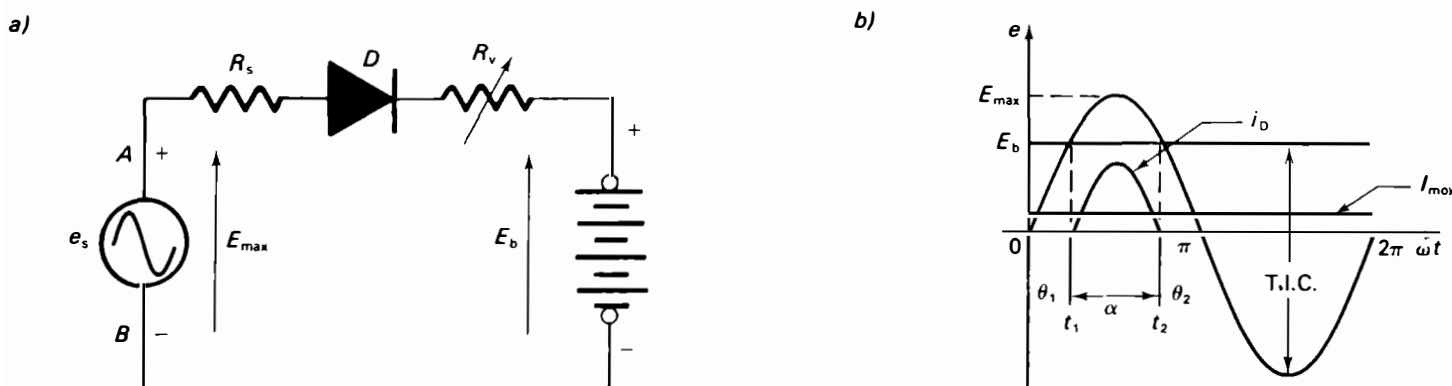


Figure 2.21 Redresseur simple alternance débitant un courant sur une force contre-électromotrice.

contre-électromotrice (E_b). La résistance R_v en série permet d'ajuster et de limiter le courant de charge. Nous supposons que la résistance de la source R_s , la résistance directe de la diode R_D et la résistance de la batterie sont négligeables.

Analyse du fonctionnement

Lorsque le point A est positif, la diode est en polarisation directe, mais le passage du courant n'est possible que si la tension de la source d'alimentation e_s est supérieure à la f.c.é.m. E_b (Figure 2.21.b).

Lorsque $e_s < E_b$, le courant est nul. Lorsque $e_s > E_b$, le courant instantané, d'après la loi d'Ohm, est:

$$i_D = \frac{E_{\max} \sin \omega t - E_b}{R_v} \quad (2.71)$$

Angle et durée de la conduction

Le courant commence à circuler au temps t_1 lorsque:

$$E_{\max} \sin \omega t_1 = E_b$$

Le temps t_1 correspond à l'angle de début de conduction: $\theta_1 = \omega t_1$.

L'angle de début de conduction est:

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{E_b}{E_{\max}} \right) \quad (2.72)$$

Le courant s'interrompt au temps t_2 , qui correspond à l'angle de fin de conduction: $\theta_2 = \omega t_2$.

L'angle de conduction de la diode, durant lequel le courant circule, est:

$$\alpha = \theta_2 - \theta_1$$

Comme les angles θ_1 et θ_2 sont supplémentaires, nous obtenons:

$$\alpha = \pi - 2\theta_1 \quad (2.73)$$

En ce qui concerne la durée de la conduction (τ), nous avons:

$$\tau = t_2 - t_1 = \frac{T}{2} - 2t_1$$

où T est la période et t_1 , le temps de début de conduction.

Valeur maximale du courant de charge

La valeur maximale du courant de charge est atteinte à l'instant où la tension de la source est maximale:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max} - E_b}{R_v} \quad (2.74)$$

Valeur moyenne de la tension de charge

La valeur moyenne de la tension de charge est fonction de la tension de la source alternative, de la tension de la batterie

d'accumulateurs et de l'angle de conduction de la diode. Par définition, nous avons, pour un redresseur simple alternance:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (E_{\max} \sin \theta - E_b) d\theta$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \left[-E_{\max} \cos \theta - E_b \theta \right]_{\theta_1}^{\theta_2}$$

de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \left[-E_{\max} (\cos \theta_2 - \cos \theta_1) - E_b (\theta_2 - \theta_1) \right]$$

Puisque θ_1 et θ_2 sont supplémentaires, $\cos \theta_2 = -\cos \theta_1$. Alors, puisque $\alpha = \theta_2 - \theta_1$, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} (E_{\max} 2 \cos \theta_1 - E_b \alpha)$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\max} \cos \theta_1}{\pi} - \frac{\alpha}{2\pi} E_b$$

de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\max} \cos \theta_1}{\pi} - \frac{\alpha^\circ}{360^\circ} E_b \quad (2.75)$$

Rappelons que E_{\max} désigne la valeur maximale de la tension de source, E_b , la tension de la batterie d'accumulateurs, θ_1 , l'angle du début de conduction (équation 2.72) et α , l'angle de conduction durant lequel le courant circule à travers la diode au cours d'une période (équation 2.73).

Valeur moyenne du courant de charge

La valeur moyenne du courant de charge est déterminée par la relation:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_v} = \frac{(E_{\max} \cos \theta_1)/\pi - E_b (\alpha^\circ/360^\circ)}{R_v} \quad (2.76)$$

Le courant moyen, qui peut être réglé à l'aide de R_v , permet de calculer le temps de charge de la batterie:

$$\text{Temps de charge} = \frac{\text{Capacité de la batterie en ampères-heure}}{\text{Courant moyen de charge}} \quad (2.77)$$

Valeur maximale de la tension inverse supportée par la diode

Lorsque la borne B est positive, la diode est comparable à un interrupteur ouvert et aucun courant n'y circule. La diode est alors soumise à la tension inverse $e + E_b$, la

source d'alimentation et la batterie d'accumulateurs se trouvant en série.

La tension inverse de crête est:

$$\boxed{\text{T.I.C.} = E_{\max} + E_b} \quad (2.78)$$

Exemple 2.9

On recharge une batterie, dont la f.é.m. est de 45 V et la capacité de 30 A-h, à l'aide d'un redresseur simple alternance dont le transformateur fournit au secondaire 64 V (60 Hz). La résistance à placer en série (R_v) est choisie de façon à limiter la valeur maximale du courant à 15 A.

Calculez:

- l'angle et la durée de la conduction pour chaque période;
- la valeur de R_v ;
- le courant moyen de charge;
- la tension inverse de crête supportée par la diode;
- les caractéristiques nominales de la diode, si l'on adopte les marges de sécurité suivantes: 50% pour les courants moyen et maximal et 100% pour la tension inverse de crête;
- la durée de la charge.

Solution

a) *Angle de conduction*

L'angle de début de conduction est:

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{E_b}{E_{\max}} \right)$$

Étant donné que:

$$E_{\max} = E_{\text{eff}} \sqrt{2} = 64 \sqrt{2} = 90 \text{ V}$$

Alors:

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{45}{90} \right) = 30^\circ$$

L'angle de conduction est donc:

$$\alpha = \pi - 2\theta_1 = 180^\circ - 2(30^\circ) = 120^\circ$$

Durée de la conduction

La durée de la période d'un courant alternatif de 60 Hz de fréquence est:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{60}$$

$$T = 16,66 \text{ ms}$$

Puisqu'une période correspond à un déplacement angulaire de 360° , la durée de la conduction pour un angle de 120° sera donc:

$$\frac{16,66 \times 120^\circ}{360^\circ} = 5,55 \text{ ms}$$

b) *Résistance en série*

Puisque:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max} - E_b}{R_v}$$

alors:

$$R_v = \frac{E_{\max} - E_b}{I_{\max}} = \frac{90 - 45}{15}$$

$$R_v = 3 \Omega$$

c) *Courant moyen de charge*

$$\begin{aligned} E_{\text{moy}} &= \frac{E_{\max} \cos \theta_1}{\pi} - E_b \left(\frac{\alpha^\circ}{360^\circ} \right) \\ &= 90 \left(\frac{\cos 30^\circ}{3,14} \right) - 45 \left(\frac{120^\circ}{360^\circ} \right) \end{aligned}$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{90 \times 0,866}{3,14} - \frac{45}{3} = 9,9 \text{ V}$$

Alors:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_v} = \frac{9,9}{3}$$

$$I_{\text{moy}} = 3,3 \text{ A}$$

d) *T.I.C.*

$$\text{T.I.C.} = E_{\max} + E_b = 90 + 45$$

$$\text{T.I.C.} = 135 \text{ V}$$

e) *Caractéristiques nominales de la diode*

$$I_{\text{moy}} \text{ nominal} = 1,5 \times 3,3 = 4,95 \text{ A}$$

$$I_{\max} \text{ nominal} = 1,5 \times 15 = 22,5 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C.} \text{ nominale} = 2 \times 135 = 270 \text{ V}$$

Nous pourrions choisir la diode 1N1062 dont les caractéristiques principales sont: courant direct moyen de 5 A; courant de crête, admissible pendant un cycle, de 60 A; tension inverse de crête de 400 V.

f) *Durée de la charge*

$$\text{Temps de charge} = \frac{\text{Capacité de la batterie}}{\text{Courant moyen de charge}}$$

$$\text{Temps de charge} = \frac{30}{3,3} = 9,09 \text{ h}$$

2.7.2 Redressement double alternance — montage à deux diodes

Le redresseur double alternance à deux diodes utilise les deux alternances mais la tension d'alimentation employée, pour chaque alternance, n'est que la moitié de la tension totale fournie par le secondaire du transformateur (Figure 2.22.a). Pour chaque alternance, on retrouve les conditions du fonctionnement simple alternance. La forme du courant de charge est représentée à la figure 2.22.b.

Angle et durée de la conduction

Le courant ne peut circuler à travers la batterie que si:

$$e_{NA} = E_{\max} \sin \omega t > E_b$$

$$\text{où } E_{\max} = \sqrt{2} E_{NA}$$

trouve au potentiel $-E_{\max}$. La diode bloquée D_2 est alors soumise à une tension inverse maximale dont la valeur est $2E_{\max}$. Il en sera de même pour la diode D_1 lors de l'alternance suivante.

Dans un redresseur double alternance à deux diodes débitant sur une force contre-électromotrice, la tension inverse de crête répétitive supportée par chaque diode est:

$$\boxed{\text{T.I.C.} = 2E_{\max}} \quad (2.84)$$

Remarque: Le symbole E_{\max} représente la valeur maximale de la tension au secondaire entre le point milieu et une borne du transformateur.

2.7.3 Redressement double alternance — montage en pont

Le redresseur double alternance à quatre diodes montées en pont utilise les deux alternances et la tension d'alimentation employée correspond à la tension fournie par le secondaire du transformateur.

Analyse du fonctionnement

Lorsque la borne A est positive, les diodes D_1 et D_2 sont conductrices alors que les diodes D_3 et D_4 sont bloquées et qu'elles supportent une tension inverse. Le courant ne commence à circuler à travers les diodes et la charge que lorsque la tension instantanée fournie par le secondaire du transformateur devient supérieure à la tension de la batterie: $e_{BA} > E_b$. Lorsque la borne B devient positive, le rôle des diodes est inversé mais la circulation du courant se produit dans des conditions identiques.

Angle et durée de la conduction

L'angle du début de conduction pour chaque alternance est:

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{E_b}{E_{\max}} \right) \quad (2.85)$$

où E_{\max} désigne la valeur maximale de la tension secondaire ($E_{\max} = \sqrt{2}E_{BA}$) et E_b , la tension de la batterie d'accumulateurs.

L'angle de conduction des diodes pour chaque alternance est déterminé par:

$$\boxed{\alpha = \pi - 2\theta_1} \quad (2.86)$$

alors que la durée de conduction pour chaque alternance est:

$$\tau = \frac{T}{2} - 2t_1$$

où T désigne la période et t_1 , le temps du début de conduction.

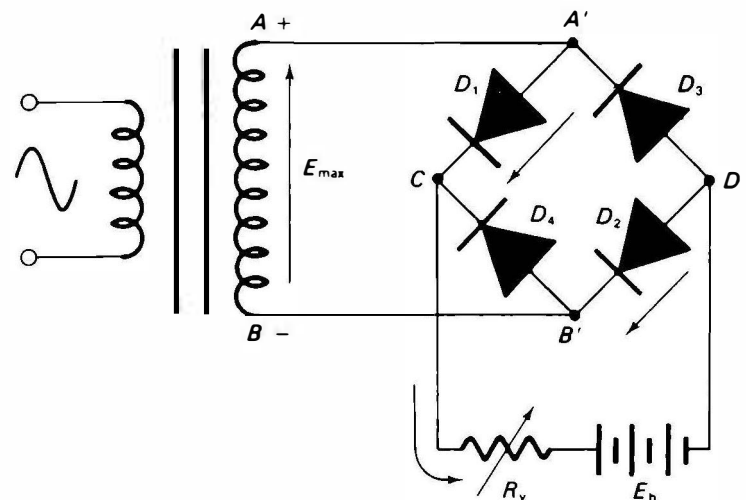


Figure 2.23 Redresseur double alternance avec pont de diodes débitant sur une force contre-électromotrice.

La forme du courant de charge est identique à celle que l'on obtient avec le redresseur double alternance à deux diodes (Figure 2.22.b). Les valeurs caractéristiques sont les suivantes.

Valeur maximale du courant de charge

$$\boxed{I_{\max} = \frac{E_{\max} - E_b}{R_v}} \quad (2.87)$$

Valeur moyenne de la tension de charge

$$\boxed{E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\max} \cos \theta_1}{\pi} - E_b \left(\frac{\alpha^\circ}{180^\circ} \right)} \quad (2.88)$$

Dans cette relation, θ_1 désigne l'angle du début de conduction (équation 2.85) et α , l'angle de conduction des diodes pour une alternance (équation 2.86).

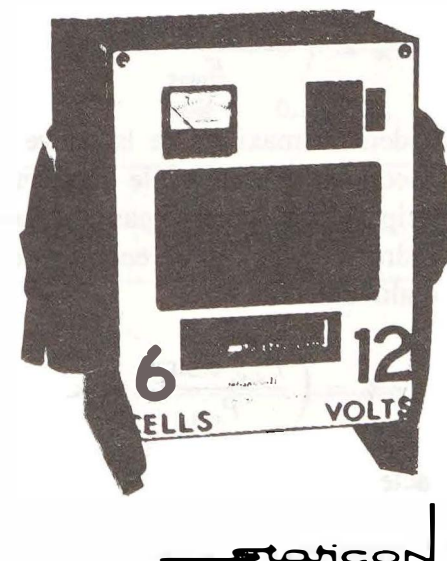


Photo 2.2 Chargeur de batteries.

a)

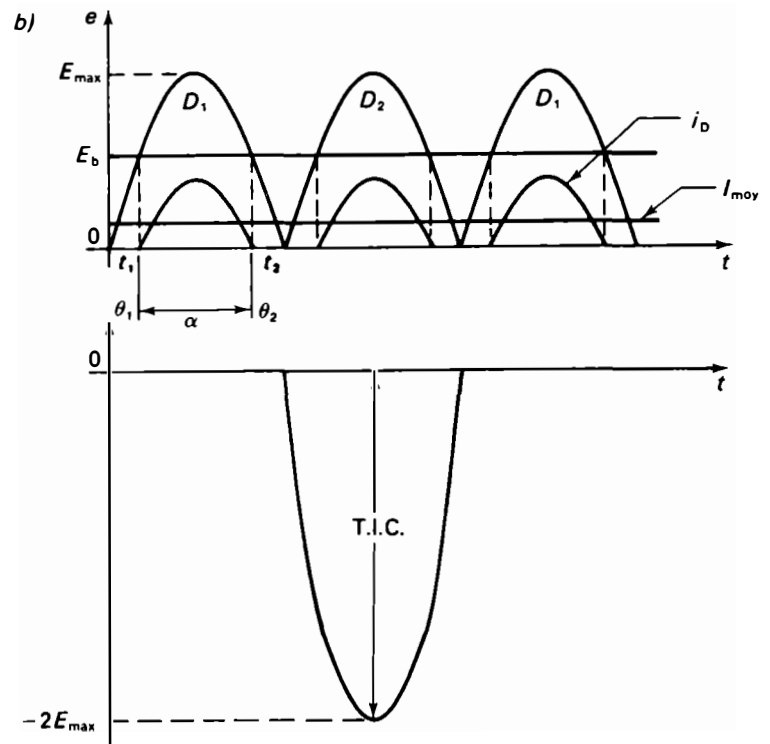
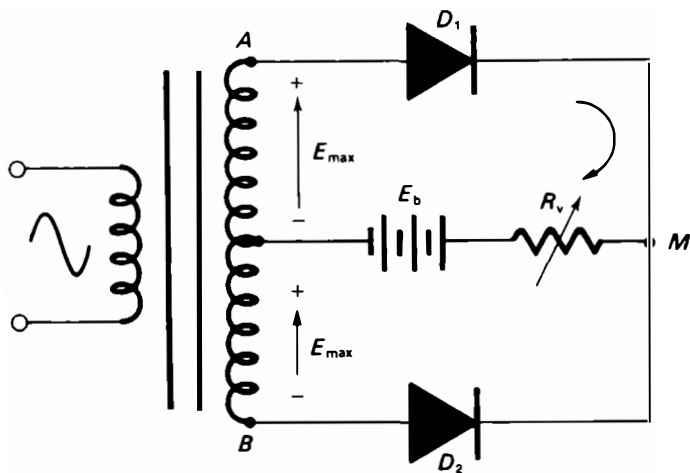


Figure 2.22 Redresseur double alternance à deux diodes débitant un courant sur une force contre-électromotrice.

L'angle de début de conduction est:

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{E_b}{E_{\max}} \right) \quad (2.79)$$

L'angle de conduction de la diode pour chaque alternance est:

$$\alpha = \pi - 2\theta_1 \quad (2.80)$$

et la durée de conduction pour chaque alternance est:

$$\tau = \frac{T}{2} - 2t_1$$

où T désigne la période et t_1 , le temps du début de conduction.

Valeur maximale du courant de charge

La valeur maximale de courant de charge est:

$$I_{\max} = \frac{E_{\max} - E_b}{R_v} \quad (2.81)$$

Valeur de la tension de charge

Par définition, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (E_{\max} \sin \theta - E_b) d\theta$$

Après intégration (voir le paragraphe 2.7.1), nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\max} \cos \theta_1}{\pi} - E_b \left(\frac{\alpha^\circ}{180^\circ} \right) \quad (2.82)$$

Dans cette relation, E_{\max} désigne la valeur maximale de la tension au secondaire du transformateur, entre une borne et le point milieu: $E_{\max} = \sqrt{2}E_{NA} = \sqrt{2}E_{NB}$, E_b , la tension de la batterie d'accumulateurs, θ_1 , l'angle du début de la conduction (équation 2.79) et α , l'angle de conduction des diodes pour une alternance (équation 2.80).

Valeur moyenne du courant de charge

La valeur moyenne du courant de charge est déterminé par le courant moyen à travers la batterie:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_v} \quad (2.83)$$

de sorte que le courant moyen à travers chaque diode est:

$$I_{\text{moy}} \text{ diode} = \frac{I_{\text{moy}} \text{ charge}}{2} = \frac{E_{\text{moy}}/2}{R_v}$$

Valeur maximale de la tension inverse supportée par chaque diode

Lorsque la borne A du transformateur illustré à la figure 2.22 est positive par rapport au point milieu N , la diode D_1 laisse passer le courant, alors que la diode D_2 , étant bloquée, supporte une tension inverse. Quand la tension de la borne A passera par sa valeur maximale, E_{\max} , la cathode de la diode D_2 sera au même potentiel E_{\max} , si nous négligeons la faible chute de tension aux bornes de la diode D_2 . Au même instant, l'anode de la diode D_2 se

Valeur moyenne du courant de charge

La valeur moyenne du courant de charge à travers la batterie est:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_v} \quad (2.89)$$

de sorte que le courant moyen à travers chaque diode est:

$$I_{\text{moy}, D} = \frac{I_{\text{moy}} \cdot R_c}{2} = \frac{E_{\text{moy}}/2}{R_v}$$

Valeur maximale de la tension inverse supportée par chaque diode

Quand la borne A du transformateur illustré à la figure 2.23 est positive, les points A , A' et C sont au même potentiel positif pendant que les points B , B' et D sont au même potentiel négatif. Les diodes bloquées D_3 et D_4 supportent alors la tension inverse E_{BA} dont le maximum est E_{max} . Dans un redresseur double alternance à quatre diodes montées en pont débitant un courant sur une force contre-électromotrice, la tension inverse de crête répétitive supportée par chaque diode est:

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}} \quad (2.90)$$

RÉSUMÉ

Les redresseurs sont des dispositifs qui, ne laissant passer le courant que dans un seul sens, permettent d'obtenir un courant unidirectionnel pulsé à partir du secteur alternatif.

Le développement en série de Fourier nous indique que la tension redressée pulsée obtenue à la sortie des redresseurs comprend une *composante continue* de valeur constante — appelée *valeur moyenne* — à laquelle est superposée une *composante alternative* — appelée *tension d'ondulation* — formée de tensions sinusoïdales de fréquence f ou de fréquences multiples de f (*harmoniques*).

Le courant redressé peut donc être considéré comme la somme d'un courant continu d'intensité égale à sa valeur moyenne et d'un courant alternatif correspondant à l'ondulation autour de cette valeur moyenne.

Le taux d'ondulation d'une tension redressée est le quotient de la valeur efficace de la tension d'ondulation (composante alternative) par la valeur moyenne de la tension redressée (composante continue).

$$r\% = \left(\frac{E_{\text{eff}} \text{ ondulation}}{E_{\text{moy}}} \right) \times 100$$

Le rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu est le quotient de la puissance continue dissipée dans la charge par la puissance alternative fournie au redresseur par l'enroulement secondaire du transformateur d'alimentation.

$$\eta\% = \left(\frac{P_{\text{c.c. charge}}}{P_{\text{c.a.}}} \right) \times 100\%$$

Le facteur d'utilisation du transformateur est le quotient de la puissance en courant continu dissipée dans la charge par la puissance nominale en voltampère (VA) de l'enroulement secondaire du transformateur.

$$\text{F.U.T.} = \frac{\text{Puissance en courant continu dissipée dans la charge}}{\text{Puissance nominale en VA de l'enroulement secondaire}}$$

Le facteur d'utilisation, qui correspond au facteur de puissance de l'enroulement secondaire, est utilisé pour déterminer la puissance nominale du transformateur d'alimentation.

Pour les redresseurs simple alternance et double alternance à deux diodes, le facteur d'utilisation du transformateur est différent du rendement de la conversion c.a.-c.c., car la puissance alternative fournie au circuit par le secondaire est inférieure à la puissance nominale du transformateur, la forme du courant circulant dans les enroulements secondaires n'étant pas sinusoïdale dans le cas de ces deux montages.

Les diodes semi-conductrices sont sensibles à la température; la température maximale de fonctionnement est de 175°C dans le cas des diodes au silicium et de 85°C, dans le cas des diodes au germanium. Pour calculer l'élévation de température due au passage du courant à travers les diodes et pour choisir les dissipateurs thermiques nécessaires à l'évacuation de la chaleur, on fait appel à la notion de résistance thermique. La *résistance thermique* est la résistance offerte par un élément au passage de la chaleur, à partir du point le plus chaud (jonction de la diode) jusqu'au point le plus froid (habituellement l'ambiance).

La résistance thermique (exprimée en degrés Celsius par watt) existant entre la jonction d'une diode et son boîtier se calcule à l'aide de la relation:

$$R_{\theta, j-b} = \frac{T_j - T_b}{P_D}$$

Les résistances thermiques de chaque élément s'additionnent pour former la résistance thermique totale:

$$R_{\theta, j-a} = R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r} + R_{\theta, r-a}$$

Pour les redresseurs monophasés, il existe trois types de montages:

- le redresseur simple alternance;
- le redresseur double alternance à deux diodes (montage va-et-vient) avec transformateur à point milieu;
- le redresseur double alternance de quatre diodes montées en pont.

Les caractéristiques essentielles de chacun de ces montages, tensions et courants dans la charge, dans les diodes et dans les transformateurs, taux et fréquence de l'ondulation, rendement de la conversion c.a.-c.c. et taux d'utilisation du transformateur sont présentées dans les tableaux 2.1 et 2.2.

Pour les redresseurs monophasés débitant un courant sur une force contre-électromotrice, comme c'est le cas dans les chargeurs de batterie d'accumulateurs, le courant et la tension de charge dépendent de la valeur de la f.c.é.m. Cette valeur détermine l'angle de conduction durant lequel le courant circulera à travers les diodes et la charge. Les caractéristiques essentielles des tensions et des courants concernant ces types de redresseurs sont présentées dans le tableau 2.3.

Tableau 2.1 Valeurs caractéristiques de la tension redressée.

Forme d'onde à la sortie	Redressement simple alternance	Redressement double alternance
E_{moy}	$\frac{E_{max}}{\pi} = 0,318 E_{max}$	$\frac{2E_{max}}{\pi} = 0,636 E_{max}$
E_{eff}	$\frac{E_{max}}{2} = 0,5 E_{max}$	$\frac{E_{max}}{\sqrt{2}} = 0,707 E_{max}$
E_{eff} d'ondulation	$\frac{E_{max}}{2,6} = 0,386 E_{max}$	$\frac{E_{max}}{3,25} = 0,307 E_{max}$
Taux d'ondulation, r%	121%	48,2%
Fréquence de l'ondulation	f de la source = $\frac{1}{T}$	2 fois la fréquence de la source = $\frac{1}{T/2}$
Facteur de forme, F	1,57	1,11

Rendement maximal de la conversion c.a.-c.c.	40,6%	81,2%	81,2%
Taux d'ondulation, $r\%$	121%	48,2%	48,2%
Fréquence de l'ondulation	fréquence de la source d'alimentation	2 fois la fréquence de la source	2 fois la fréquence de la source
Facteur de forme, F	1,57	1,11	1,11
DIODES DE REDRESSEMENT			
Nombre de diodes	1	2	4
I_{moy} par diode	$I_{\text{moy}} \text{ charge}$	$\frac{I_{\text{moy}} \text{ charge}}{2}$	$\frac{I_{\text{moy}} \text{ charge}}{2}$
I_{max} par diode	$I_{\text{max}} \text{ charge} = \frac{E_{\text{max}}}{R_c}$	$I_{\text{max}} \text{ charge} = \frac{E_{\text{max}}^*}{R_c}$	$I_{\text{max}} \text{ charge} = \frac{E_{\text{max}}}{R_c}$
Tension inverse de crête, T.I.C.	$E_{\text{max}} = 3,14E_{\text{moy}}$	$2E_{\text{max}}^* = 3,14E_{\text{moy}}$	$E_{\text{max}} = 1,57E_{\text{moy}}$
TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION			
$E_{\text{eff. s}}$	$2,22E_{\text{moy}}$	$1,11E_{\text{moy}}$ (pour un demi-secondaire)	$1,11E_{\text{moy}}$
$I_{\text{eff. s}}$	$1,57 I_{\text{moy}} \text{ charge}$	$0,79 I_{\text{moy}} \text{ charge}$	$1,11 I_{\text{moy}} \text{ charge}$
Puissance nominale du secondaire (VA)**	3,49 fois la puissance redressée en c.c. dans la charge***	1,75 fois la puissance redressée (F.U. secondaire)	1,23 fois la puissance redressée en c.c. dans la charge
F.U.T.	0,287	0,574 (F.U. secondaire) 0,693 (F.U. moyen, primaire et secondaire)	0,812

 * E_{max} de la tension V_{NA} .

 ** Puissance nominale du secondaire: $E_{\text{eff. s}} I_{\text{eff. s}}$.

 *** Puissance redressée en c.c. dans la charge: $E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}$.

Tableau 2.3 Redresseurs débitant un courant sur une f.c.é.m.

Circuit et forme d'onde	Redressement simple alternance	Redressement double alternance	Montage en pont
Angle de début de conduction, θ_1	$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{E_b}{E_{max}} \right)$	$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{E_b}{E_{max}^*} \right)$	$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{E_b}{E_{max}} \right)$
Angle de conduction α pour chaque alternance	$\alpha = \pi - 2\theta_1$	$\alpha = \pi - 2\theta_1$	$\alpha = \pi - 2\theta_1$
E_{moy} charge	$\frac{E_{max} \cos \theta_1}{\pi} - E_b \left(\frac{\alpha}{2\pi} \right)$	$\frac{2E_{max}^* \cos \theta_1}{\pi} - E_b \left(\frac{\alpha}{\pi} \right)$	$\frac{2E_{max} \cos \theta_1}{\pi} - E_b \left(\frac{\alpha}{\pi} \right)$
I_{moy} charge	$\frac{E_{moy}}{R_v}$	$\frac{E_{moy}}{R_v}$	$\frac{E_{moy}}{R_v}$
I_{moy} diode	I_{moy} charge	$\frac{I_{moy} \text{ charge}}{2}$	$\frac{I_{moy} \text{ charge}}{2}$
I_{max} diode	$\frac{E_{max} - E_b}{R_v}$	$\frac{E_{max}^* - E_b}{R_v}$	$\frac{E_{max} - E_b}{R_v}$
Tension inverse de crête, T.I.C.	$E_{max} + E_b$	$2E_{max}^*$	E_{max}

* E_{max} de la tension V_{NA} .

QUESTIONS

- 2.1 Quel est le but du redressement?
- 2.2 Dans le cas d'une tension redressée pulsée, qu'appelle-t-on composante continue et composante alternative?
- 2.3 Dans un redresseur double alternance à deux diodes, l'une des diodes est détériorée (diode ouverte). Que se passe-t-il?
- 2.4 Dessinez et analysez le fonctionnement d'un redresseur double alternance en pont. Dessinez les représentations graphiques des courants et des tensions du montage.
- 2.5 Quels sont les avantages d'un redresseur double alternance en pont?
- 2.6 Qu'appelle-t-on taux d'ondulation? Peut-il être supérieur à 100%? Expliquez votre réponse.
- 2.7 Qu'est-ce que le rendement de la conversion c.a.-c.c. dans un redresseur? Quelles sont les valeurs maximales du rendement de la conversion pour les trois montages de base?
- 2.8 Définissez le facteur d'utilisation d'un transformateur d'alimentation?
- 2.9 Qu'est-ce que la fréquence d'ondulation d'une tension redressée pulsée?
- 2.10 Définissez la résistance thermique jonction-boîtier d'une diode. Peut-on la faire varier?
- 2.11 La résistance thermique d'un dissipateur de chaleur augmente-t-elle ou diminue-t-elle, quand sa surface augmente? Pourquoi?
- 2.12 Dans le choix des diodes, quelles sont les valeurs limites, indiquées par les fabricants, qu'il ne faut pas dépasser? Expliquez.
- 2.12 Qu'appelle-t-on facteur de sécurité? Pourquoi l'utilise-t-on?
- 2.13 À quelle condition une tension alternative $e = E_{\max} \sin \omega t$ peut-elle recharger une batterie d'accumulateurs, dont la f.é.m. est E_b , à travers une diode (redresseur simple alternance)?
- 2.14 Dans un montage redresseur double alternance en pont, la tension d'alimentation aux bornes du secondaire du transformateur est $e = E_{\max} \sin \omega t$. Quelle est la tension inverse maximale que supporte chaque diode, si la charge est:
- a) une résistance R ?
- b) une batterie d'accumulateurs dont la f.é.m. est E_b ?

PROBLÈMES*

- 2.1 On applique une tension sinusoïdale $e = 50\sqrt{2} \sin 377t$ à un circuit formé par une diode de redressement à jonction et par une résistance de 25Ω . Calculez:
- a) les valeurs moyenne et efficace du courant dans la diode;
- b) la tension inverse de crête que doit pouvoir supporter la diode, pour que la marge de sécurité soit de 60%;
- c) la puissance alternative fournie à la charge.
- 2.2 À l'aide d'un redresseur monophasé simple alternance sans filtre, on veut obtenir une tension moyenne (redressée) de 24 V aux bornes d'une charge de 60Ω . La source d'alimentation est de 110 V et 60 Hz. Calculez:
- a) les caractéristiques du transformateur d'alimentation:
- tension de sortie au secondaire,
 - courant efficace circulant dans l'enroulement secondaire,
 - puissance nominale;
- b) les caractéristiques nominales de la diode:
- I_{\max} ,
 - $I_{\text{répétitif}}$;
 - T.I.C.
- On adopte les marges de sécurité suivantes: 25% pour les courants et 50% pour la T.I.C. La résistance directe de la diode est considérée comme négligeable.
- 2.3 Un redresseur simple alternance doit fournir un courant moyen de 1,5 A à une charge de 60Ω , à partir d'une source de tension alternative de 115 V et 60 Hz. Calculez:
- a) les valeurs efficace et maximale du courant circulant dans la charge;
- b) les valeurs moyenne et maximale de la tension aux bornes de la charge;
- c) les caractéristiques du transformateur d'alimentation:
- tension de sortie au secondaire,
 - courant efficace au secondaire,
 - puissance nominale;
- d) les caractéristiques nominales de la diode:
- I_{moy} ,
 - I_{\max} ,
 - T.I.C.
- On désire que le transformateur et la diode fonctionnent à 80% de leurs valeurs nominales.
- 2.4 On veut construire un redresseur double alternance, dont les éléments sont un transformateur avec prise médiane et deux diodes semi-conductrices. Le redresseur doit fournir une tension pulsée dont la valeur moyenne est de 60 V aux bornes d'une résistance de 50Ω . La source de tension alternative est de 110 V et 60 Hz.
- a) Tracez le schéma du circuit et les représentations graphiques des tensions et des courants de sortie.
- b) Déterminez les caractéristiques du transformateur: tension et courant (efficace) au secondaire ainsi que la puissance nominale. La marge de sécurité est de 25% pour le courant.
- c) Déterminez les caractéristiques essentielles des diodes: I_{moy} , I_{\max} répétitif et T.I.C., si l'on veut qu'elles ne fonctionnent qu'à 80%.
- 2.5 Refaites le problème 2.4, mais dans le cas d'un redresseur en pont de quatre diodes.
- 2.6 Déterminez les caractéristiques nominales requises pour les composants d'un redresseur double alternance à deux diodes et à transformateur à point milieu, qui doit fournir un courant pulsé, dont la valeur moyenne est de 4 A sous une tension moyenne redressée de 108 V, à partir d'une source alternative de 120 V et 60 Hz:
- I_{moy} , I_{\max} répétitif et T.I.C. des diodes; les facteurs de sécurité sont de 1,3 pour les courants et de 2 pour les T.I.C.
 - Tension et courant (efficace) au secondaire, puissance nominale et rapport de transformation du transformateur.
- 2.7 Refaites le problème 2.6, mais dans le cas d'un redresseur en pont à quatre diodes.

* Dans la résolution des problèmes de ce chapitre, on négligera la chute de tension aux bornes des diodes, la résistance directe des diodes et la résistance des enroulements du transformateur.

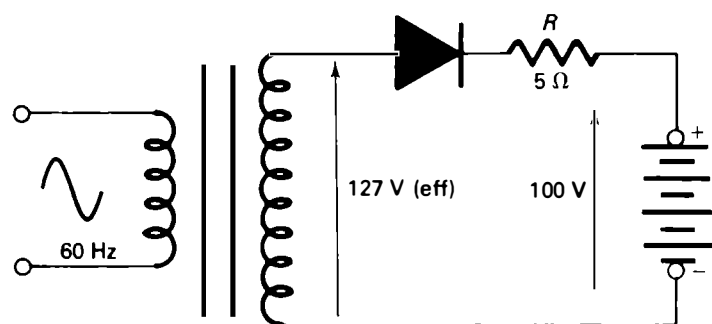


Figure 2.24 Problème 2.12.

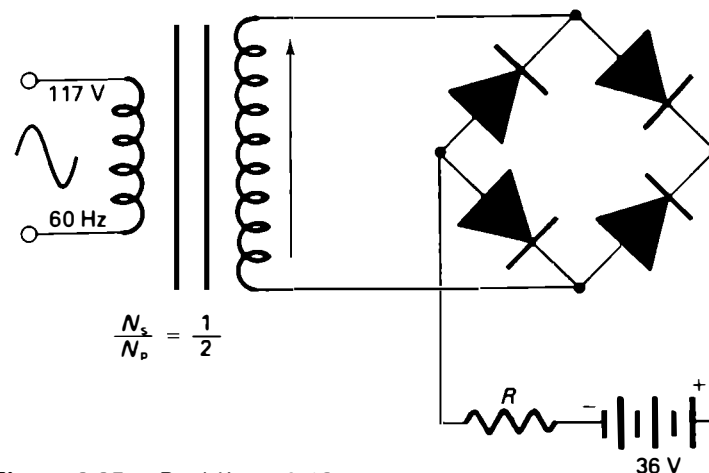


Figure 2.25 Problème 2.13.

2.8 On veut comparer les deux types de redresseurs double alternance (montage avec transformateur à point milieu et montage en pont). On utilise un transformateur à point milieu fournissant au secondaire une tension de 115 V - 0 - 115 V et 60 Hz.

- a) Calculez, dans chaque cas et pour une charge résistive de 15 Ω:
- le courant moyen dans la charge,
 - le courant moyen dans une diode,
 - le courant efficace de l'ondulation dans la charge,
 - le courant maximal répétitif dans une diode,
 - le courant efficace dans le secondaire du transformateur,
 - la tension inverse de crête supportée par une diode.
- b) En adoptant une marge de sécurité de 20% pour les courants et de 60% pour la T.I.C., déterminez les caractéristiques nominales des diodes requises.

2.9 Calculez la tension inverse de crête supportée par chaque diode dans:

- a) un redresseur simple alternance;
 b) un redresseur double alternance à deux diodes;
 c) un redresseur en pont.

Chaque redresseur fournit une tension moyenne redressée de 220 V.

2.10 La diode de redressement 1N1344A présente les caractéristiques suivantes: $I_{\text{max direct}} = 6$ A; T.I.C. = 200 V; chute de tension directe $V_F = 1,1$; $T_{j,\text{max}} = 200^\circ\text{C}$; $R_{\theta,j-b} = 4,25^\circ\text{C/W}$.

- a) Calculez la puissance dissipée par la diode lorsqu'elle n'est utilisée qu'à 80%.
- b) Calculez la résistance thermique du dissipateur de chaleur requis si l'on veut que la température de la jonction ne dépasse pas 100°C pour une température ambiante de 45°C . La résistance thermique boîtier-dissipateur est de $0,4^\circ\text{C/W}$.

2.11 Les caractéristiques de la diode 1N3290 sont les suivantes:

$I_{\text{max direct}} = 100$ A; T.I.C. = 300 V; chute de tension directe = 1,4 V, $T_{j,\text{max}} = 200^\circ\text{C}$; $R_{\theta,j-b} = 0,4^\circ\text{C/W}$.

- a) Calculez la puissance dissipée par la diode lorsqu'on adopte une marge de sécurité de 25% pour le courant.
- b) Quelle sera la température de la jonction, si l'on utilise un dissipateur de chaleur de 200 cm^2 ayant une résistance thermique de $0,7^\circ\text{C/W}$ (résistance thermique boîtier-dissipateur comprise) pour une température d'ambiance de 30°C ?

2.12 Dans le chargeur de batteries simple alternance de la figure 2.24, calculez:

- a) l'angle de conduction de la diode;
 b) la valeur maximale du courant;
 c) la tension inverse maximale supportée par la diode.

2.13 On recharge une batterie, dont la f.é.m. est de 36 V, à l'aide du montage double alternance de la figure 2.25. Calculez:

- a) l'angle et le temps de conduction pour chaque alternance;
 b) la résistance en série R pour que la batterie, dont la capacité est de $90\text{ A}\cdot\text{h}$, soit rechargée en 10 h;
 c) les caractéristiques des diodes si l'on adopte les marges de sécurité suivantes: 50% pour les courants et 100% pour la tension inverse maximale.

2.14 On veut fabriquer un chargeur de batteries simple alternance pouvant recharger cinq batteries d'automobile montées en série ayant, chacune, une f.é.m. de 12 V. La tension du secteur est de 110 V et 60 Hz.

- a) Déterminez le rapport de transformation du transformateur d'alimentation et la résistance R à placer en série avec les batteries, sachant que la diode utilisée supporte une tension inverse de crête de 300 V et un courant maximal de 45 A. On adopte une marge de sécurité de 50% pour I_{max} et pour la T.I.C.
- b) Calculez le courant moyen de charge et la durée de la charge si la capacité des batteries est de $110\text{ A}\cdot\text{h}$.

3 Filtrage

PRÉSENTATION

Les redresseurs étudiés au chapitre précédent nous ont permis de convertir une tension alternative sinusoïdale en une tension redressée pulsée, c'est-à-dire une tension variable mais de signe constant. Cette tension pulsée comprend une composante continue à laquelle est superposée une composante alternative. Elle peut être utilisée dans certaines applications telles que la charge de batteries d'accumulateurs ou l'alimentation de moteurs à courant continu. Cependant, pour obtenir une tension continue de valeur sensiblement constante, il faut bloquer ou, du moins, fortement réduire la composante alternative: c'est le rôle du filtre.

Au cours de ce chapitre, nous analyserons le fonctionnement des différents types de filtres passe-bas utilisés dans les alimentations à courant continu et nous examinerons l'effet de leurs divers composants. Nous calculerons ensuite les valeurs des tensions et des courants de sortie obtenus après le filtrage, ainsi que les valeurs du taux d'ondulation, de la tension d'ondulation résiduelle et du taux de régulation de chacun des filtres.

Enfin, nous déterminerons les caractéristiques requises pour chaque élément (condensateur, inductance, résistance) des filtres en fonction de leurs utilisations.

CONTENU

- 3.1 Filtre capacitif
 - 3.2 Filtre inductif
 - 3.3 Filtre LC
 - 3.4 Filtre en π
 - 3.5 Filtres résistifs
 - 3.6 Comparaison des différents types de filtres passe-bas utilisés dans les alimentations à courant continu
-

OBJECTIFS

Expliquer le fonctionnement des différents filtres utilisés dans les alimentations à courant continu.

Calculer les valeurs des tensions et des courants filtrés de sortie pour chacun des filtres.

Déterminer le taux d'ondulation, le taux de régulation et la valeur de la tension d'ondulation résiduelle de ces filtres.

Choisir les éléments (transformateurs d'alimentation, diodes de redressement, condensateurs de filtrage, inductances, résistances) constituant une alimentation non régulée.

Comparer les différents filtres — avantages et inconvénients — pour les redresseurs monophasés.

3.1 FILTRE CAPACITIF

Le filtre capacitif consiste en un condensateur C placé en parallèle avec la résistance de charge R_c ; c'est le *filtrage par condensateur en tête* (Figure 3.1.a).

L'adjonction du condensateur modifie le fonctionnement du circuit. La composante continue du courant redressé ne pourra traverser le condensateur et elle continuera de circuler dans la résistance de charge. Par contre, la composante alternative se partagera entre le condensateur et la résistance de charge. Le condensateur ne lui opposant qu'une faible impédance, la composante alternative sera très atténuée dans le courant de charge.

Ce type de filtre est actuellement le plus utilisé dans les alimentations d'équipements et les alimentations de laboratoire. C'est d'ailleurs pour ces raisons que nous l'étudierons en détail.

3.1.1 Fonctionnement dans le cas d'un redresseur simple alternance

Lors de la mise en service du circuit, au temps t_0 , nous supposons que le condensateur est entièrement déchargé et que la tension instantanée au secondaire du transformateur d'alimentation est nulle. Lorsque la borne A est positive, la diode laisse passer le courant et le condensateur C se charge, durant la demi-alternance $t_0 - t_1$, jusqu'à la valeur maximale de la tension du secondaire, E_{\max} (Figure 3.1.b).

Au moment de la mise sous tension, au temps t_0 , le condensateur non chargé se conduit momentanément comme un court-circuit, de sorte qu'un courant de surcharge élevé, $I_{\text{surch.}}$, circule pendant un temps très court à travers la diode (Figure 3.1.c). Ce courant initial, qui n'est limité que par la résistance directe de la diode et par la résistance de la source (résistance de l'enroulement du secondaire et résistance de l'enroulement du primaire reflétée au secondaire), peut être dangereux pour la diode. Pour réduire le courant de pointe, une faible résistance de protection $R_{\text{prot.}}$ de l'ordre de 1Ω , peut être placée en série avec la diode (Figure 3.1.a).

Au temps t_1 , et durant toute l'alternance négative, la diode ne laisse pas passer le courant, l'anode devenant moins positive que la cathode qui est au potentiel, E_{\max} , du condensateur chargé.

À partir du temps t_1 , le condensateur se décharge, à travers la résistance de charge, selon la relation:

$$e_c = E_{\max} e^{-t/R_c C}$$

jusqu'à ce que la tension d'alimentation redevienne supérieure à la tension aux bornes du condensateur partiellement déchargé, au temps t_2 . Le produit $R_c C$ représente la *constante de temps* du circuit.

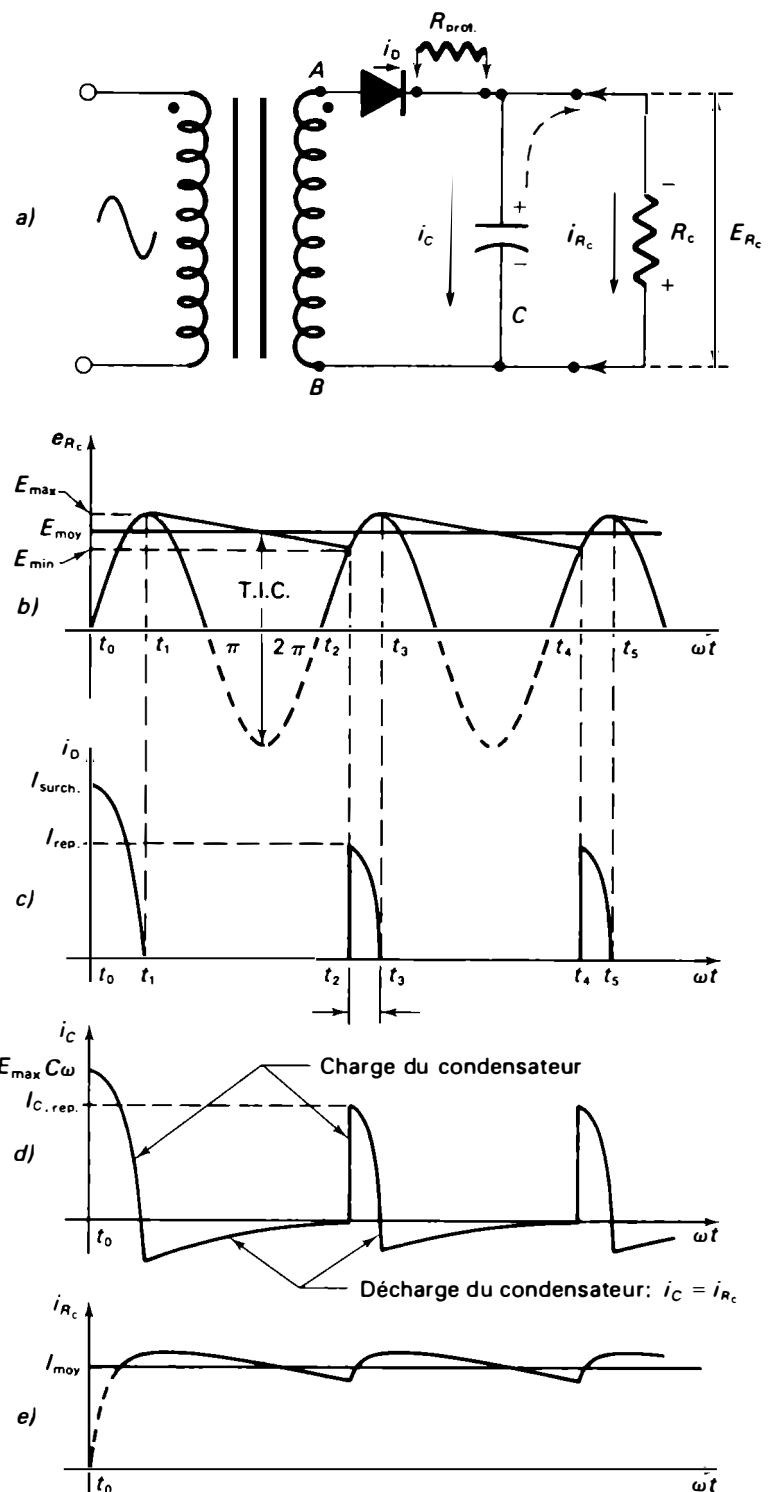


Figure 3.1 a) Redresseur simple alternance avec filtre capacitif; b) tension de sortie redressée; c) courant dans les diodes; d) courant dans le condensateur (idéal); e) courant dans la charge.

Durant l'intervalle de temps $t_2 - t_3$, la diode laisse, à nouveau, passer le courant dont une partie recharge le condensateur, alors que l'autre partie circule à travers la résistance de charge. Et le cycle recommence à partir du temps t_2 . La tension redressée aux bornes de la résistance de charge varie entre les valeurs E_{\max} et E_{\min} . Elle comprend, d'une part, une *composante alternative* (tension d'ondulation) de faible valeur et, d'autre part, une *composante continue*, E_{moy} , dont la valeur est proche de E_{\max} .

Le courant dans la diode ne circule que durant les intervalles de temps $t_0 - t_1$, $t_2 - t_3$ et $t_4 - t_5$. Nous distinguons:

- le courant de surcharge non répétitif (voir la figure 3.14) lors de la mise en service du circuit, durant l'intervalle de temps $t_0 - t_1$, (régime transitoire);
- le courant de crête répétitif durant les intervalles de temps $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$, etc., pour chaque alternance positive (régime permanent);
- la tension inverse de crête T.I.C. Lorsque la diode ne laisse pas passer le courant durant l'intervalle de temps $t_1 - t_2$, elle supporte une tension inverse égale à la somme de la tension instantanée au secondaire et de la tension de charge du condensateur (Figure 3.1.b):

$$\boxed{\text{T.I.C.} = 2E_{\max}} \quad (3.1)$$

Dans cette relation, E_{\max} désigne la valeur maximale de la tension au secondaire.

Remarque: Le condensateur de filtrage, étant placé en parallèle avec la résistance de charge, doit pouvoir supporter, entre ses bornes, une tension continue de sortie au moins égale à la tension maximale de sortie (voir la figure 3.1.a).

Lors du choix du condensateur de filtrage, il faudra prévoir une marge de sécurité (de l'ordre de 50% à 100%) pour la tension nominale (appelée aussi *tension de service*) appliquée à ses bornes.

Tension nominale du condensateur = E_{\max} de sortie + marge de sécurité de filtrage

3.1.2 Influence des paramètres R_c , C et ω

L'efficacité du filtre capacitif dépend des valeurs de R_c , de C et de ω .

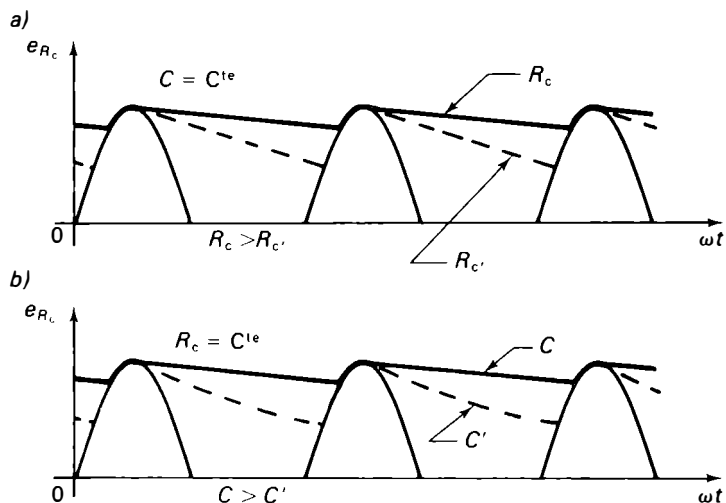


Figure 3.2 a) Influence de la résistance de charge; b) influence du condensateur de filtrage.

Paramètre R_c

La tension E_{moy} est d'autant plus élevée que R_c est élevé, c'est-à-dire lorsque le courant moyen dans la charge est faible (Figure 3.2.a). L'effet contraire se produit dans le cas de la tension d'ondulation; elle diminue lorsque R_c augmente.

Paramètre C

La tension E_{moy} augmente et la tension d'ondulation diminue lorsque la valeur du condensateur C augmente (Figure 3.2.b).

Paramètre ω

Lorsque la fréquence de l'ondulation double, comme c'est le cas dans le redresseur double alternance, les recharges du condensateur sont deux fois plus fréquentes. La tension E_{moy} augmente et l'ondulation diminue (Figure 3.3).

Donc, pour obtenir un bon filtrage, il faut que la constante de temps du circuit, $\tau = R_c C$, soit bien supérieure à la période de la source d'alimentation, T (Figure 3.4):

$$R_c C \gg T$$

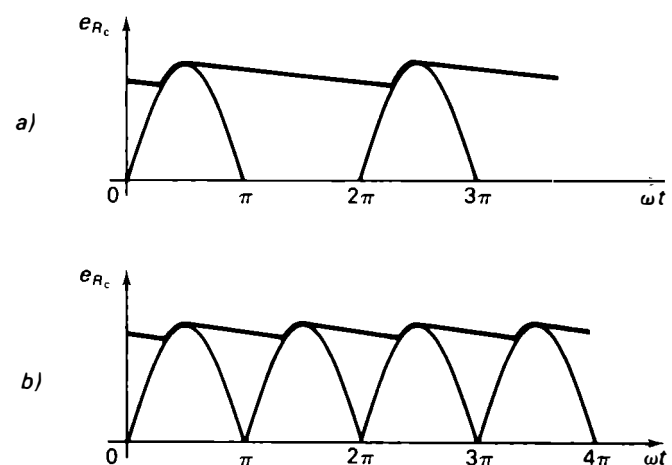


Figure 3.3 Influence de la fréquence de l'ondulation: a) redresseur simple alternance; b) redresseur double alternance.

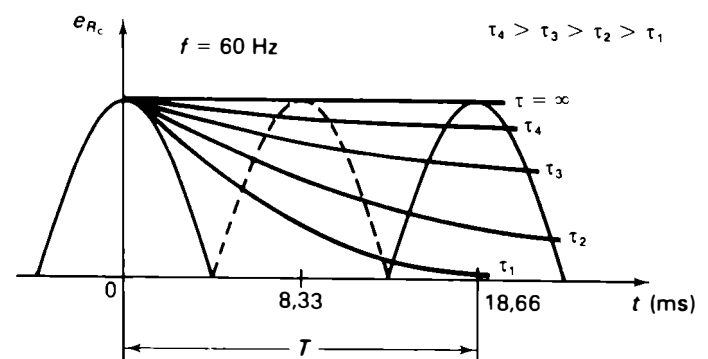


Figure 3.4 Influence de la constante de temps sur la tension de sortie.

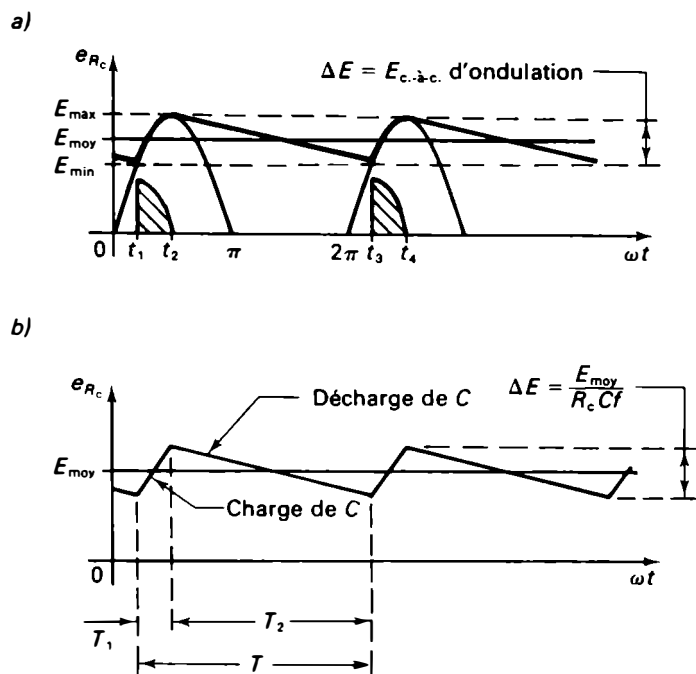


Figure 3.5 a) Tension de sortie d'un redresseur simple alternance avec filtre capacitif; b) forme d'onde triangulaire approximative.

On peut réaliser cela en augmentant soit R_c soit C . Puisque la valeur de R_c est déterminée par les conditions d'utilisation, on doit donc augmenter la valeur du condensateur. Dans le cas limite où la constante de temps est infinie, la tension de sortie $E_{\text{moy}} = E_{\max}$. Dans la plupart des cas, pour un filtre capacitif dont le courant de charge est faible, l'approximation $E_{\text{moy}} \approx E_{\max}$ est valable.

En résumé, le filtre capacitif:

- augmente la valeur moyenne de la tension et du courant redressés;
- diminue considérablement le taux d'ondulation.

Ces deux effets sont d'autant plus marqués que le produit $R_c C \omega$ est grand.

3.1.3 Évaluation de la tension moyenne

Pour déterminer la valeur moyenne de la tension de sortie d'un redresseur simple alternance avec filtre capacitif, certaines approximations doivent être faites pour simplifier les calculs, tout en assurant une précision suffisante.

Premièrement, on suppose que le circuit comprend une diode idéale et un condensateur idéal. Deuxièmement, le temps de charge T_1 très court est considéré comme négligeable par rapport au temps de décharge T_2 (voir la figure 3.5.b):

$$T_1 \ll T_2 \text{ et } T_2 \approx T = \frac{1}{f}$$

Troisièmement, les pentes des courbes de charge et de décharge du condensateur sont considérées comme linéaires.

La tension de sortie, redressée et filtrée, peut être représentée approximativement par une forme d'onde en dents de scie (Figure 3.5.b). Elle comprend une composante continue de valeur E_{moy} sur laquelle est superposée une tension d'ondulation dont la valeur crête-à-crête est:

$$E_{c.-\grave{a}-c. \text{ d'ondulation}} = \Delta E = E_{\max} - E_{\min} \quad (3.2)$$

où E_{\max} désigne la valeur maximale de la tension secondaire et E_{\min} , la valeur de la tension aux bornes du condensateur lorsque la diode commence à laisser passer le courant.

À partir de la figure 3.5.b, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{moy}} \text{ (ou } E_{c.c.}) = E_{\max} - \frac{\Delta E}{2} \quad (3.3)$$

et:

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} - \left(\frac{E_{\max} - E_{\min}}{2} \right) \quad (3.4)$$

Nous déterminons maintenant la tension moyenne de sortie en fonction des paramètres du circuit, R_c , C et f , et du courant de charge. Durant la décharge du condensateur entre les temps t_2 et t_3 , la quantité de charge perdue par le condensateur est, d'après la figure 3.5.:

$$\Delta Q = I_{\text{moy}} \Delta t = I_{\text{moy}} T_2 \quad (3.5)$$

Cette charge a été fournie durant l'intervalle de temps $t_1 - t_2$, lorsque la diode laissait passer le courant et qu'elle chargeait le condensateur; la variation de charge est:

$$\Delta Q = (E_{c.-\grave{a}-c. \text{ d'ondulation}}) C = (\Delta E) C \quad (3.6)$$

Puisque ΔQ de charge = ΔQ de décharge, nous pouvons écrire:

$$(\Delta E) C = I_{\text{moy}} T_2 \quad (3.7)$$

Pour un faible courant de charge, le temps de charge est très court par rapport au temps de décharge. Nous pouvons donc faire l'approximation suivante:

$$T_1 \ll T_2 \text{ et } T_2 \approx T = \frac{1}{f}$$

de sorte que:

$$\Delta E = E_{c.-\grave{a}-c. \text{ d'ondulation}} = \frac{I_{\text{moy}}}{C f} \quad (3.8)$$

Puisque $I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c}$, nous obtenons:

$$E_{c.-\grave{a}-c. \text{ d'ondulation}} = \Delta E = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c C f} \quad (3.9)$$

En combinant les équations 3.3, 3.8 et 3.9, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{2Cf} \quad (3.10)$$

et:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{E_{\text{moy}}}{2R_c Cf} \quad (3.11)$$

Après modification, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(\frac{2R_c Cf}{2R_c Cf + 1} \right) \quad (3.12)$$

Lorsque le courant de charge, I_{moy} , est faible, la tension d'ondulation est également faible, de sorte que nous pouvons supposer que $E_{\text{moy}} \approx E_{\text{max}}$. L'équation 3.11 devient alors:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{E_{\text{max}}}{2R_c Cf} \quad (3.13)$$

Ainsi, pour un faible courant de charge:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(1 - \frac{1}{2R_c Cf} \right) \quad (3.14)$$

Dans ces relations, E est exprimé en volts, I_{moy} en ampères, R_c en ohms, C en farads et f en hertz.

Remarque: En examinant les équations 3.9 à 3.14, nous constatons que la tension moyenne de sortie sera d'autant plus élevée et la tension d'ondulation d'autant plus faible que les valeurs de R_c , de C et de f seront grandes. En général, R_c et f sont fixés et ils dépendent du circuit d'utilisation. Ainsi, plus le condensateur C sera grand, plus la tension d'ondulation sera faible et meilleure sera l'efficacité du filtrage.

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est égale à 60 Hz, nous obtenons les relations suivantes:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{120C} \quad (3.15)$$

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(\frac{120R_c C}{120R_c C + 1} \right) \quad (3.16)$$

Pour un faible courant de charge, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(1 - \frac{1}{120R_c C} \right) \quad (3.17)$$

Dans ces relations, E est exprimé en volts, I_{moy} en ampères, R_c en ohms et C en farads.

Si nous exprimons E en volts, I_{moy} en milliampères et C en microfarads, nous pouvons alors écrire:

3.1.4 Calcul du taux d'ondulation

Par définition, le taux d'ondulation est:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}}$$

La forme d'onde de la tension d'ondulation étant triangulaire (voir la figure 3.5.b), la valeur efficace est:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{2\sqrt{3}} \quad (3.19)$$

La démonstration de l'équation 3.19 est fournie à l'appendice 1.

À partir des équations 3.8 et 3.9, nous obtenons:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{moy}}}{2\sqrt{3}R_c Cf} \quad (3.20)$$

et:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{I_{\text{moy}}}{2\sqrt{3}Cf} \quad (3.21)$$

d'où nous déduisons le taux d'ondulation:

$$r = \frac{E_{\text{moy}} / (2\sqrt{3}R_c Cf)}{E_{\text{moy}}}$$

$$r = \frac{1}{2\sqrt{3}R_c Cf} \quad (3.22)$$

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est de 60 Hz, nous obtenons les relations suivantes:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{moy}}}{208R_c C} \quad (3.23)$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{I_{\text{moy}}}{208C} \quad (3.24)$$

$$r = \frac{1}{208R_c C} \quad (3.25)$$

Dans ces relations, E est exprimé en volts, I_{moy} en ampères, R_c en ohms, C en farads et f en hertz.

Si nous exprimons E en volts, I_{moy} en milliampères et C en microfarads, nous pouvons alors écrire:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{4,8I_{\text{moy}}}{C} \quad (3.26)$$

et:

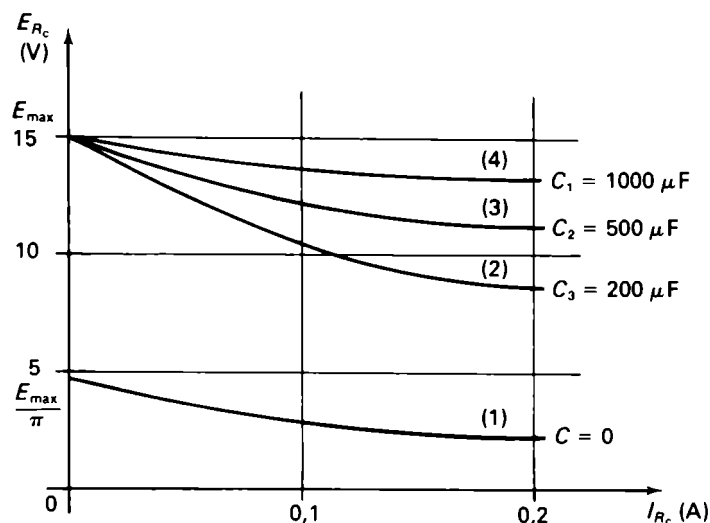


Figure 3.6 Courbes de régulation de tension pour différentes valeurs du condensateur de filtrage.

3.1.5 Détermination du taux de régulation d'un redresseur simple alternance avec filtre capacitif

La tension redressée, E_{moy} , diminue lorsque le courant de charge augmente, comme l'indiquent les caractéristiques 2), 3) et 4) de la figure 3.6. et les équations 3.10 et 3.15.

La décroissance de la tension filtrée de sortie est d'autant moins rapide que le condensateur de filtrage est grand. La tension de sortie à vide avec un condensateur de filtrage est:

$$E_{moy} \text{ à vide} = E_{max}$$

En effet, le condensateur se charge jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne la valeur E_{max} et il ne peut plus se décharger, car $I_{moy} = 0$.

Rappelons que la tension de sortie à vide d'un redresseur simple alternance sans condensateur de filtrage est:

$$E_{moy} \text{ à vide} = \frac{E_{max}}{\pi}$$

comme l'illustre la caractéristique 1) de la figure 3.6. Le taux de régulation, qui représente les variations de la tension de sortie en fonction des variations du courant de charge, est donné par la relation:

$$\text{Taux de régulation (\%)} = \left(\frac{E_{moy} \text{ à vide} - E_{moy} \text{ en charge}}{E_{moy} \text{ en charge}} \right) \times 100$$

(3.28)

3.1.6 Efficacité d'un filtre

L'efficacité d'un filtre est définie par le quotient de la valeur efficace de la tension d'ondulation à l'entrée du filtre par la valeur efficace de la tension d'ondulation à la sortie du filtre:

$$K = \frac{E_{eff} \text{ d'ondulation à l'entrée du filtre}}{E_{eff} \text{ d'ondulation à la sortie du filtre}} \quad (3.29)$$

Remarque: Pour calculer l'efficacité d'un filtre, nous utilisons la valeur efficace de la *composante alternative de la fréquence fondamentale*, c'est-à-dire le premier terme de la suite de fonctions sinusoïdales obtenue par le développement en série de Fourier (voir les paragraphes 2.1.3 et 2.2.3).

L'efficacité d'un filtre peut également être déterminée à l'aide du quotient du taux d'ondulation à l'entrée du filtre par le taux d'ondulation obtenu à la sortie du filtre:

$$K = \frac{r_{entrée \text{ du filtre}}}{r_{sortie \text{ du filtre}}} \quad (3.30)$$

ou:

$$K = \frac{E_{eff} \text{ d'ondulation à l'entrée} / E_{moy}}{E_{eff} \text{ d'ondulation à la sortie} / E_{moy}}$$

de sorte que:

$$K = \frac{E_{eff} \text{ d'ondulation à l'entrée}}{E_{eff} \text{ d'ondulation à la sortie}}$$

Le facteur d'efficacité K doit être le plus grand possible pour que le filtre soit efficace, alors que le taux d'ondulation à la sortie du filtre doit être le plus faible possible.

Exemple 3.1

À la sortie d'un filtre capacitif connecté à un redresseur double alternance, on obtient une tension moyenne de 50 V à laquelle est superposée une tension d'ondulation de 250 mV. Calculez:

- le taux d'ondulation à la sortie du filtre;
- le facteur d'efficacité du filtre.

Solution

a) Le taux d'ondulation est:

$$r = \frac{E_{eff} \text{ d'ondulation}}{E_{moy}} = \frac{0,250}{50}$$

$$r = 0,005, \text{ soit } 0,5\%$$

b) Le facteur d'efficacité est donné par la relation:

$$K = \frac{r_{entrée}}{r_{sortie}}$$

Dans le cas d'un redresseur double alternance sans filtre, le taux d'ondulation est de 48,2%, de sorte que:

$$K = \frac{0,482}{0,005} = 96,4$$

Exemple 3.2

Un redresseur simple alternance avec filtre capacitif présente les caractéristiques suivantes: transformateur d'alimentation de 115 V: 16 V à 60 Hz; condensateur de filtrage de 600 μF ; résistance de charge de 200 Ω .

- a) Calculez:
- les valeurs moyennes de la tension de sortie et du courant de charge;
 - la valeur crête-à-crête de la tension d'ondulation et les valeurs efficaces de la tension et du courant d'ondulation;
 - le taux d'ondulation;
 - le taux de régulation de tension.
- b) Tracez la représentation graphique de la tension de sortie et la courbe de régulation de tension.
- c) On désire obtenir un taux d'ondulation de 1%. Quelle doit être alors la valeur du condensateur de filtrage? Quelle tension ce dernier doit-il pouvoir supporter si la marge de sécurité est de 50%?

Solution

- a) *Valeur moyenne de la tension de sortie*

La valeur moyenne de la tension de sortie est déterminée à l'aide de l'équation 3.12:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(\frac{2R_c C_f}{2R_c C_f + 1} \right)$$

où: $E_{\text{max}} = \sqrt{2}E_s$

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2} \times 16 = 22,62 \text{ V}$$

de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = 22,62 \left(\frac{2 \times 200 \times 600 \times 10^{-6} \times 60}{2 \times 200 \times 600 \times 10^{-6} \times 60 + 1} \right)$$

$$E_{\text{moy}} = 22,62 \times 0,935 = 21,15 \text{ V}$$

Valeur moyenne du courant de sortie

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c}$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{21,15}{200} = 0,105 \text{ A}$$

Remarque: Comme il s'agit d'un faible courant de charge, nous pouvons utiliser l'équation 3.14:

$$E_{\text{moy}} = 22,62 \left(1 - \frac{1}{2 \times 200 \times 600 \times 10^{-6} \times 60} \right)$$

$$E_{\text{moy}} = 22,62 \times 0,930 = 21,03 \text{ V}$$

Les deux résultats sont pratiquement identiques.

Valeur crête-à-crête de la tension de sortie

À l'aide de l'équation 3.9, nous avons:

$$E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c C_f}$$

$$E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}} = \frac{21,15}{200 \times 600 \times 10^{-6} \times 60} = 2,94 \text{ V}$$

Valeur efficace de la tension d'ondulation

Nous pouvons déterminer la valeur efficace de la tension d'ondulation en utilisant soit l'équation 3.19 soit l'équation 3.27:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{2\sqrt{3}} \quad (\text{équation 3.19})$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{2,94}{3,46} = 0,849 \text{ V}$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{4,8 I_{\text{moy}}}{C} \quad (\text{équation 3.26})$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{4,8 \times 105}{600} = 0,840 \text{ V}$$

Valeur efficace du courant d'ondulation

$$I_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{R_c}$$

$$I_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{0,840}{200} = 4,2 \text{ mA}$$

Taux d'ondulation

$$r = \frac{4800}{R_c C} \quad (\text{équation 3.27})$$

$$r = \frac{4800}{200 \times 600} = 0,04 = 4\%$$

Taux de régulation

Le taux de régulation de tension est déterminé par l'équation 3.28:

$$\text{Taux de régulation de tension} = \frac{(E_{\text{moy}} \text{ à vide}) - (E_{\text{moy}} \text{ en charge})}{E_{\text{moy}} \text{ en charge}} \times 100$$

$$\text{Taux de régulation de tension} = \frac{(22,62 - 21,15)}{21,15} \times 100 = 6,63\%$$

- b) La tension de sortie et la courbe de régulation de tension sont illustrées à la figure 3.7.

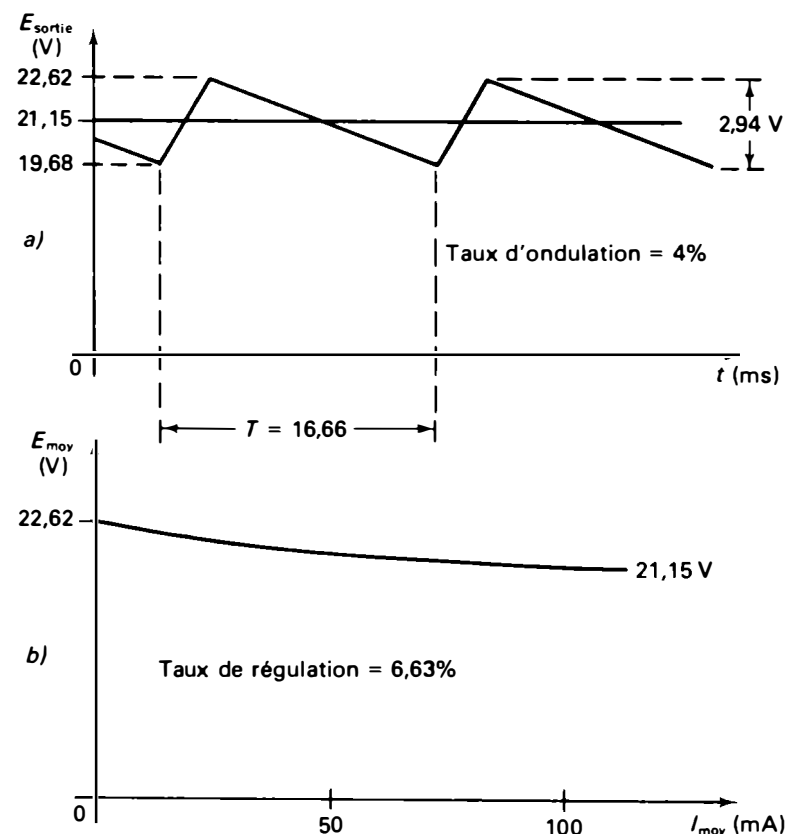


Figure 3.7 a) Tension filtrée de sortie; b) courbe de régulation de tension.

- c) Pour déterminer la valeur du condensateur de façon à ce que le taux d'ondulation soit de 1%, nous utilisons l'équation 3.27

$$r = \frac{4800}{R_c C}$$

$$C = \frac{4800}{R_c r}$$

$$C = \frac{4800}{200 \times 0,01} = 2400 \mu\text{F}$$

La tension que doit pouvoir supporter le condensateur est:

$$\text{Tension nominale} = E_{\text{max}} + \text{marge de sécurité}$$

$$\text{Tension nominale} = 21,15 + \frac{21,15 \times 50}{100} = 31,72 \text{ V}$$

Remarque: Un condensateur de filtrage quatre fois plus grand permet d'obtenir un taux d'ondulation quatre fois plus faible. (Nous avons supposé une diode et un condensateur idéals.)

3.1.7 Fonctionnement du filtre capacitif dans le cas d'un redresseur double alternance

Dans le cas des redresseurs double alternance, les deux alternances de la tension d'alimentation sont utilisées et, ainsi, les recharges du condensateur de filtrage sont deux fois plus fréquentes que dans le montage simple alternance.

Lorsque la borne A est positive par rapport à la prise médiane N , le condensateur de filtrage se charge jusqu'à la tension E_{max} , à travers la diode D_1 , durant l'intervalle de temps $t_2 - t_3$. Au temps t_3 , la diode est à l'état bloqué de sorte que le condensateur se décharge à travers la résistance de charge en fonction de la constante de temps $R_c C$ du circuit, durant l'intervalle de temps $t_3 - t_4$.

À partir du temps t_4 , la borne B étant positive par rapport à N , la diode D_2 laisse passer le courant et recharge le condensateur durant l'intervalle de temps $t_4 - t_5$. Et le cycle continue (voir la figure 3.8).

Remarque: Avec ce montage, la somme du temps de charge T_1 et du temps de décharge T_2 du condensateur est égale à une demi-période: $T/2$ (Figure 3.8.c).

Pour la même tension d'alimentation et la même charge, l'amplitude de la tension d'ondulation et le taux d'ondulation diminuent de moitié par rapport au montage simple alternance. La tension redressée et filtrée à la sortie est augmentée, ce qui donne un filtrage plus efficace.

La tension inverse de crête maximale supportée par chaque diode est, dans le cas du redresseur double alternance va-et-vient à deux diodes:

$$\text{T.I.C.} = 2E_{\text{max}}$$

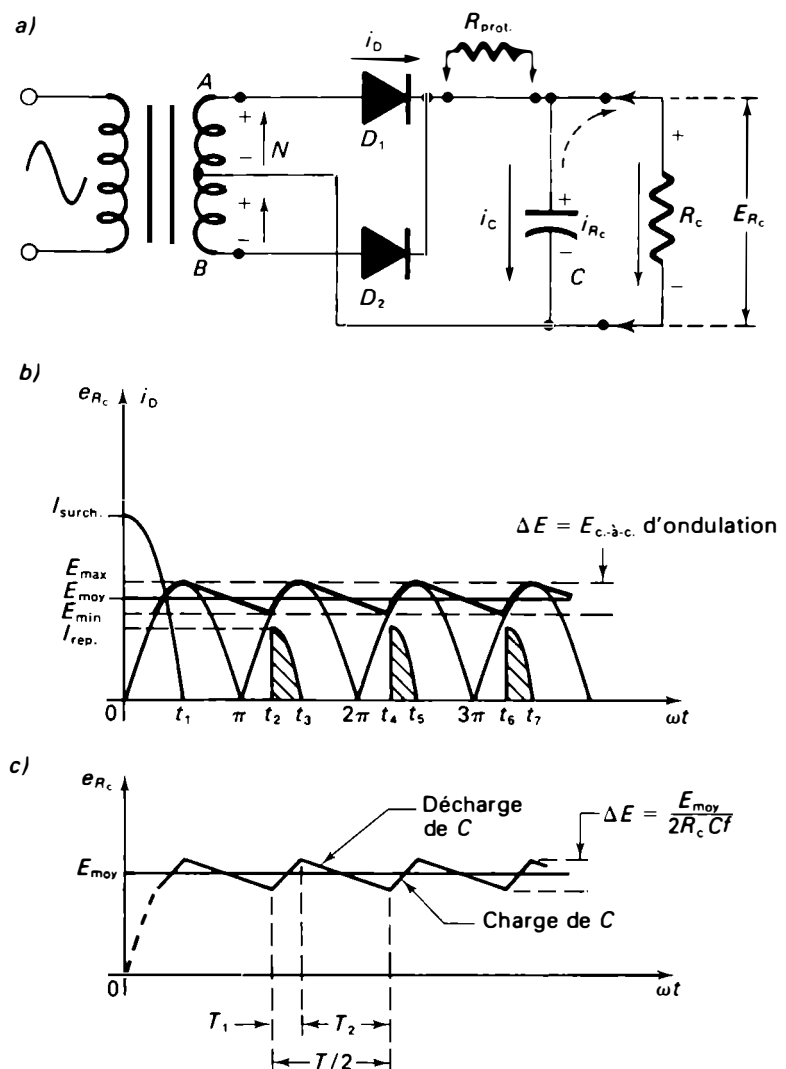


Figure 3.8 a) Redresseur double alternance avec filtre capacitif; b) tension de sortie et courant dans les diodes; c) forme d'onde triangulaire approximative.

où E_{max} désigne la valeur maximale de la tension du demi-secondaire (Figure 3.8.a).

Dans le cas de redresseur double alternance à pont de quatre diodes, elle est:

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}}$$

où E_{max} désigne la valeur maximale de la tension au secondaire.

3.1.8 Évaluation de la tension moyenne à la sortie du filtre

L'évaluation de la tension moyenne à la sortie du filtre se fait d'une façon identique à celle utilisée au paragraphe 3.1.3 pour le redresseur simple alternance; la seule différence réside dans la valeur de la tension crête-à-crête de l'ondulation qui devient, dans le cas du redresseur double alternance, la moitié de celle obtenue avec le redresseur

simple alternance. En nous référant aux figures 3.8.b et 3.8.c, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \left(\frac{E_{\text{max}} - E_{\text{min}}}{2} \right)$$

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{\Delta E}{2}$$

La quantité d'électricité perdue par le condensateur durant la décharge doit être récupérée durant la charge, de sorte que:

$$\Delta Q \text{ de charge} = \Delta Q \text{ de décharge}$$

En reprenant l'équation 3.7, nous avons:

$$E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}} = (\Delta E)C = I_{\text{moy}}T_2$$

T_2 étant le temps de décharge du condensateur à travers R_c .

Dans le cas du redresseur double alternance, la somme des temps de charge et de décharge du condensateur est égale à une demi-période (voir la figure 3.8.c). Étant donné que $T_1 \ll T_2$, nous pouvons supposer que:

$$T_2 \approx \frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$$

ce qui donne:

$$E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}} = \Delta E = \frac{I_{\text{moy}}}{2Cf} \quad (3.31)$$

et:

$$E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}} = \Delta E = \frac{E_{\text{moy}}}{2R_c Cf} \quad (3.32)$$

d'où:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{4Cf} \quad (3.33)$$

et:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{E_{\text{moy}}}{4R_c Cf} \quad (3.34)$$

Après modification, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(\frac{4R_c Cf}{4R_c Cf + 1} \right) \quad (3.35)$$

Pour un faible courant de charge, nous pouvons supposer que $E_{\text{moy}} \approx E_{\text{max}}$; l'équation 3.34 devient alors:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{E_{\text{max}}}{4R_c Cf} \quad (3.36)$$

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(1 - \frac{1}{4R_c Cf} \right) \quad (3.37)$$

Dans ces relations, E est exprimé en volts, I_{moy} en ampères, R_c en ohms, C en farads et f en hertz.

Remarque: En examinant les équations 3.31 à 3.35, nous constatons que plus la valeur de C sera élevée, plus la tension d'ondulation sera faible, ce qui donnera une tension moyenne de sortie plus élevée.

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est égale à 60 Hz, nous utilisons les relations suivantes:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{240C} \quad (3.38)$$

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(\frac{240R_c C}{240R_c C + 1} \right) \quad (3.39)$$

Pour un faible courant de charge, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(1 - \frac{1}{240R_c C} \right) \quad (3.40)$$

ou:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{4,17I_{\text{moy}}}{C} \quad (3.41)$$

Dans l'équation 3.41, E est exprimé en volts, I_{moy} en milliampères et C en microfarads.

3.1.9 Calcul du taux d'ondulation

Rappelons que le *taux d'ondulation* est:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}}$$

et que la valeur efficace d'une tension de forme triangulaire est:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{2\sqrt{3}}$$

À partir des équations 3.31 et 3.32, nous obtenons:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{moy}}}{4\sqrt{3}R_c Cf} \quad (3.42)$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{I_{\text{moy}}}{4\sqrt{3}Cf} \quad (3.43)$$

d'où l'on déduit le taux d'ondulation:

$$r = \frac{E_{\text{moy}} / (4\sqrt{3}R_c Cf)}{E_{\text{moy}}}$$

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3}R_c Cf} \quad (3.44)$$

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est de 60 Hz, nous obtenons les relations suivantes:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{moy}}}{416R_c C} \quad (3.45)$$

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{I_{\text{moy}}}{416C} \quad (3.46)$$

$$r = \frac{1}{416R_c C} \quad (3.47)$$

où E est exprimé en volts, I_{moy} en ampères, R_c en ohms et C en farads.

Si nous exprimons I_{moy} en milliampères et C en microfarads, nous avons alors:

$$r = \frac{2400}{R_c C} \quad (3.48)$$

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{2,4I_{\text{moy}}}{C} \quad (3.49)$$

Exemple 3.3

On désire construire une alimentation non régulée fournissant un courant de 500 mA sous une tension de 30 V et comprenant un redresseur en pont et un filtre capacitif. Le taux d'ondulation doit être de 1% et la fréquence de la source utilisée est de 60 Hz.

a) Calculez:

- la valeur minimale du condensateur de filtrage;
- le courant moyen circulant dans chaque diode et la tension inverse de crête qu'elle doit supporter;
- la tension au secondaire du transformateur d'alimentation;
- le taux de régulation de tension;
- les valeurs efficaces de la tension et du courant d'ondulation, ainsi que la valeur crête-à-crête de la tension d'ondulation.

b) Tracez la représentation graphique de la tension de sortie et la courbe de régulation de tension.

Solution

a) Valeur minimale du condensateur de filtrage

La valeur de la résistance à pleine charge est:

$$R_c = \frac{E_{\text{moy}}}{I_{\text{moy}}}$$

$$R_c = \frac{30}{0,5} = 60 \Omega$$

En modifiant l'équation 3.48, nous pouvons écrire:

$$C = \frac{2400}{R_c r}$$

de sorte que:

$$C = \frac{2400}{60 \times 0,01} = 4000 \mu\text{F}$$

Courant moyen dans chaque diode

$$I_{\text{moy}} \text{ par diode} = \frac{I_{\text{moy}}}{2}$$

$$I_{\text{moy}} \text{ par diode} = \frac{0,5}{2} = 0,250 \text{ A}$$

Tension inverse de crête

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}}$$

En modifiant l'équation 3.41, nous avons:

$$E_{\text{max}} = E_{\text{moy}} + \left(\frac{4,17I_{\text{moy}}}{C} \right)$$

de sorte que:

$$\text{T.I.C.} = 30 + \left(\frac{4,17 \times 500}{4000} \right) = 30,52 \text{ V}$$

Tension au secondaire du transformateur

$$E_{\text{eff. s}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}}$$

$$E_{\text{eff. s}} = \frac{30,52}{1,414} = 21,57 \text{ V}$$

Taux de régulation de la tension

$$\text{Taux de régulation} = \left(\frac{E_{\text{moy}} \text{ à vide} - E_{\text{moy}} \text{ en charge}}{E_{\text{moy}} \text{ en charge}} \right) \times 100$$

$$\text{Taux de régulation} = \frac{30,52 - 30}{30} \times 100 = 1,73\%$$

Tension efficace d'ondulation

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = E_{\text{moy}} r$$

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = 30 \times 0,01 = 0,3 \text{ V}$$

Nous pouvons aussi déterminer E_{eff} d'ondulation à l'aide de l'équation 3.46:

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{I_{\text{moy}}}{416C}$$

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{0,5}{416 \times 4000 \times 10^{-6}} = 0,3 \text{ V}$$

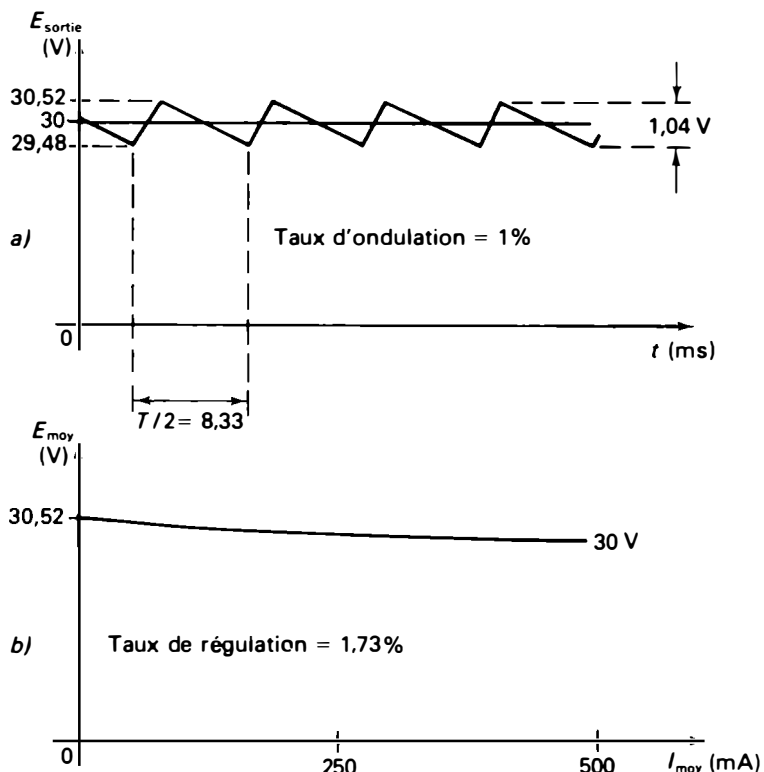


Figure 3.9 a) Tension filtrée de sortie; b) courbe de régulation de tension.

Courant efficace d'ondulation

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation}}{R_c}$$

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{0,3}{60} = 0,005 \text{ A}$$

Tension d'ondulation crête-à-crête

$$E_{\text{c.-à-c.}} \text{ d'ondulation} = 2\sqrt{3}E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation}$$

$$E_{\text{c.-à-c.}} \text{ d'ondulation} = 2\sqrt{3} \times 0,3 = 1 \text{ V}$$

b) La représentation graphique de la tension de sortie et la courbe de régulation de tension sont fournies à la figure 3.9.

3.1.10 Évaluation de la tension moyenne de sortie et du taux d'ondulation à l'aide de graphiques

Les méthodes de calcul pour la détermination de la tension de sortie (E_{moy}) et du taux d'ondulation d'un redresseur avec filtre capacitif sont longues et assez complexes. De plus, il est souvent inutile d'effectuer un calcul rigoureux conduisant à une précision de 1% ou 2%, alors que les transformateurs d'alimentation sont calculés à $\pm 5\%$ et que les tolérances sur les condensateurs électrolytiques de filtrage sont de -10% à $+50\%$ ou de -10% à $+100\%$.

Dans la grande majorité des cas usuels, le technicien utilise, pour les calculs d'alimentation, des graphiques (*graphiques de Schade*) qui ont déjà été établis et qui indiquent directement les valeurs recherchées en fonction des différents paramètres.

Rapport $E_{\text{moy}}/E_{\text{max}}$ pour le redresseur simple alternance

La figure 3.10 fournit le rapport de la tension moyenne de sortie (E_{moy}) à la tension maximale d'entrée (E_{max}) en fonction de $\omega R_c C$ et pour différents rapports R_s/R_c exprimés en pour cent dans le cas des redresseurs simple alternance. Le symbole R_s désigne la résistance interne de la source d'alimentation ou du transformateur et la résistance directe de la diode.

En pratique, on travaille habituellement avec des rapports $R_s/R_c \leq 1\%$ et des produits $\omega R_c C$ compris entre 10 et 200.

Exemple 3.4

Un redresseur simple alternance avec filtre capacitif présente les caractéristiques suivantes: $R_c = 1000 \Omega$; $R_s/R_c = 0,05\%$; $C = 1000 \mu\text{F}$. Pour une fréquence de 60 Hz, nous avons:

$$\omega R_c C = 2 \times 3,14 \times 60 \times 1000 \times 1000 \times 10^{-6} = 377$$

D'après la figure 3.10, nous obtenons directement $E_{\text{moy}} \approx E_{\text{max}}$. Ainsi, pour un redresseur simple alternance fournissant un faible courant de charge, $E_{\text{moy}} \approx E_{\text{max}}$.

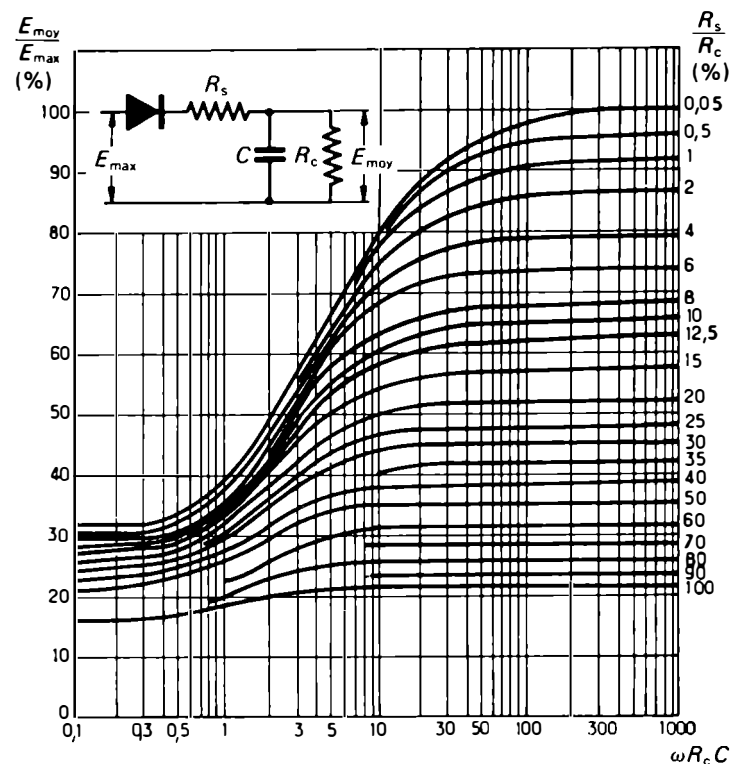


Figure 3.10 $E_{\text{moy}}/E_{\text{max}}$ en fonction de $\omega R_c C$ avec R_s/R_c (%) comme paramètre pour les montages redresseurs simple alternance (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

Exemple 3.5

Supposons que le redresseur soit connecté à une résistance de charge de 50Ω et que R_s/R_c soit égal à 1%. Alors, nous avons pour $f = 60 \text{ Hz}$:

$$\omega R_c C = 377 \times 50 \times 1000 \times 10^{-6} = 18,85$$

En utilisant le graphique de la figure 3.10, nous obtenons directement $E_{\text{moy}} \approx 0,85E_{\text{max}}$. Ainsi, lorsque le courant de charge augmente, la tension de sortie (E_{moy}) décroît.

Rapport $E_{\text{moy}}/E_{\text{max}}$ pour le redresseur double alternance

La figure 3.11. fournit le rapport de la tension moyenne de sortie à la tension maximale d'entrée en fonction de $\omega R_c C$ pour les montages redresseurs double alternance va-et-vient en pont. Avec ces montages, l'efficacité du filtrage est meilleure et, avec un condensateur identique, la tension moyenne de sortie est plus élevée que celle obtenue à l'aide d'un redresseur simple alternance. Ainsi, pour $\omega R_c C = 10$ et $R_s/R_c = 0,5\%$ nous obtenons, d'après les graphiques des figures 3.10 et 3.11:

$$E_{\text{moy}} = 0,8E_{\text{max}} \text{ (redresseurs simple alternance)}$$

$$E_{\text{moy}} = 0,9E_{\text{max}} \text{ (redresseurs double alternance)}$$

Valeur minimale de $\omega R_c C$

Les courbes de la figure 3.12 permettent de déterminer la valeur minimale de $\omega R_c C$ pour obtenir le taux d'ondulation

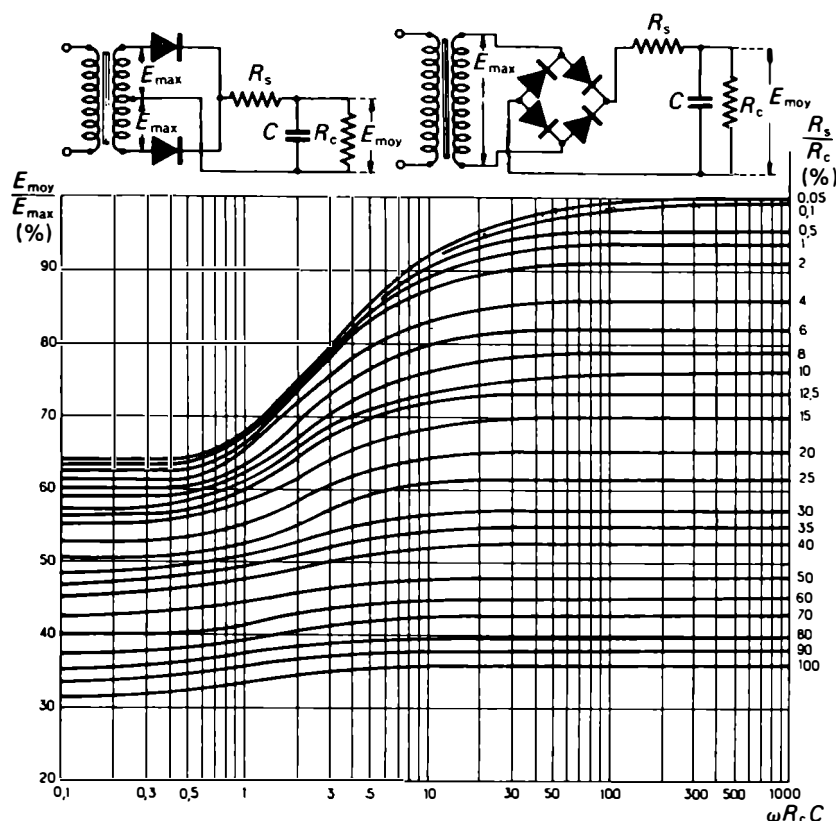


Figure 3.11 E_{moy}/E_{max} en fonction de $\omega R_c C$ avec R_s/R_c (%) comme paramètre pour les montages redresseurs double alternance (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

désiré, en fonction du rapport R_s/R_c en pour cent, pour les montages redresseurs simple alternance et double alternance, ainsi que pour les doubleurs de tension (qui seront étudiés au chapitre 5). Comme R_c et ω sont habituellement fixés et qu'ils dépendent du circuit d'utilisation, nous pou-

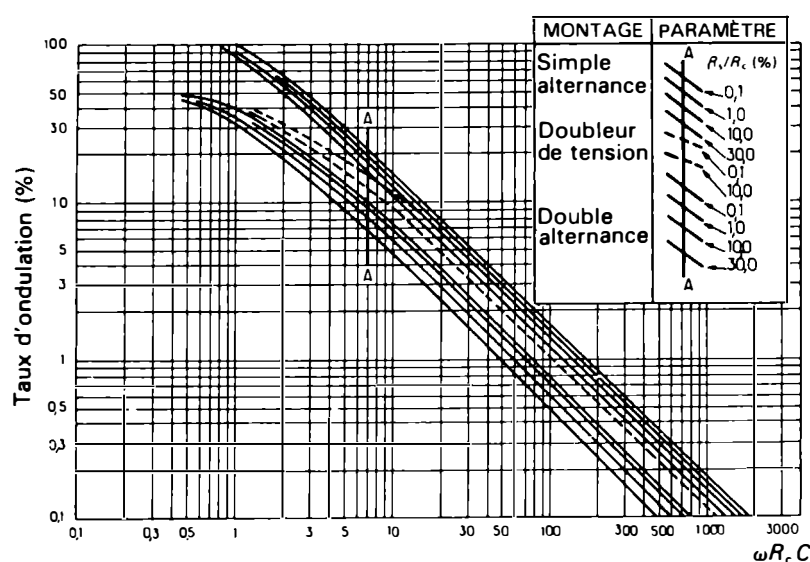


Figure 3.12 Pourcentage d'ondulation en fonction de $\omega R_c C$ pour les montages redresseurs simple alternance et double alternance avec filtre à condensateur d'entrée et pour les montages doubleurs de tension à deux alternances (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

vous donc déterminer la valeur minimale de C pour obtenir le taux d'ondulation voulu.

Exemple 3.6

Déterminez, à l'aide des courbes de la figure 3.12, la valeur minimale du condensateur de filtrage pour un redresseur double alternance débitant un courant dans une charge résistive de 100Ω et dont le rapport $R_s/R_c = 1\%$. Le taux d'ondulation recherché est de 2% . La fréquence de la source est de 60 Hz .

Solution

Pour un taux d'ondulation de 2% , la courbe $R_s/R_c = 1\%$ indique que $\omega R_c C = 38$ de sorte que:

$$C = \frac{38}{\omega R_c}$$

$$C = \frac{38}{377 \times 100} = 1008 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Nous choisissons donc un condensateur de $1000 \mu\text{F}$.

3.1.11 Influence du condensateur de filtrage sur le courant circulant dans les diodes de redressement

Nous avons appris, aux paragraphes 3.1.1 et 3.1.7, que l'adjonction d'un condensateur en parallèle avec la résistance de charge modifie le temps de conduction des diodes. Les diodes ne laissent passer le courant que durant l'intervalle de temps nécessaire à la charge du condensateur (voir les figures 3.1.c et 3.8.b). Lorsque la diode laisse passer le courant, le condensateur doit récupérer, en se chargeant, la quantité d'électricité perdue durant la décharge, et cela pendant un intervalle de temps T_1 , d'autant plus court que le condensateur de filtrage est grand (Figure 3.13). Comme la valeur moyenne du courant reste la même durant toute la période T , la diode doit être capable de laisser passer un courant élevé durant un intervalle de temps très court.

Courant initial de surcharge non répétitif (régime transitoire)

Le *courant initial de surcharge non répétitif* est la valeur maximale de courant que doit supporter la diode lors de la mise en marche du circuit (Figure 3.14). À cet instant, le condensateur déchargé se comporte pratiquement comme un court-circuit et le courant initial n'est alors limité que par les résistances suivantes:

- La *résistance interne de la source*. Lorsqu'un transformateur d'alimentation est utilisé, cette résistance comprend la résistance de l'enroulement secondaire et la résistance de l'enroulement primaire reflétée au secondaire, $(N_s/N_p)^2 R_p$.
- La *résistance directe des diodes*, R_D .
- La *résistance de protection*, R_{prot} , qui peut être placée en série pour limiter la valeur maximale du courant initial

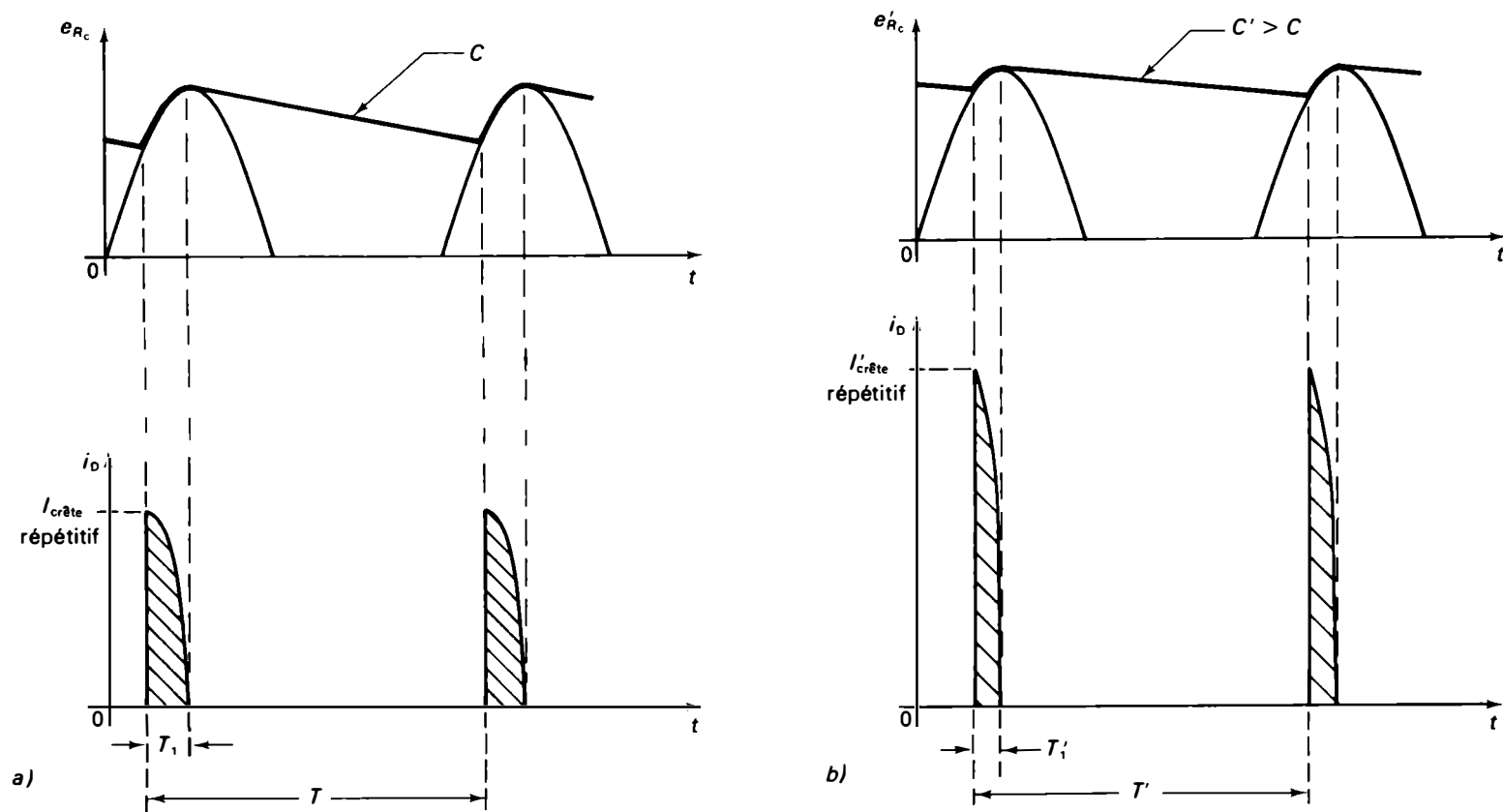


Figure 3.13 Formes de la tension de sortie et du courant dans les diodes pour un filtre capacitif: a) condensateur de faible valeur; b) condensateur de forte valeur.

de surcharge. Cependant, la valeur de la résistance de protection ne doit pas être trop importante (de l'ordre de l'ohm, ou de quelques ohms) pour ne pas limiter le rendement du redresseur.

Si nous appelons R_s l'ensemble de ces résistances en série, nous avons, à l'instant de la mise en service du redresseur:

$$I_{\max} \text{ de surcharge} = \frac{E_{\max} \text{ de la source}}{R_s} \quad (3.50)$$

Le courant initial doit être limité en dessous de la valeur maximale du courant direct de surcharge I_{FSM} (*Peak Surge Current, one cycle*) que peut supporter la diode, pendant un cycle, sans être détériorée. Si le courant initial de surcharge est trop élevé, on ajoute la résistance de protection ou on choisit une diode aux caractéristiques plus élevées.

En pratique, on utilise généralement un rapport R_s/R_c de l'ordre de 1% pour maintenir un bon taux de régulation de tension. Ce rapport peut atteindre 5% et même 10%, mais le rendement du redresseur diminue proportionnellement.

Remarque: Le courant initial de surcharge ne maintient sa valeur maximale que pendant un laps de temps très court, de l'ordre de 1 ms. Durant l'intervalle de temps correspondant à la charge du condensateur de filtrage, l'amplitude du courant décroît en fonction du temps selon la relation:

$$i \text{ de surcharge} = \frac{E_{\max}}{R_s} e^{-t/R_s C} \quad (3.51)$$

où:

$e = 2,718$, t = durée de la surcharge et $R_s C$ = constante de temps du circuit de charge du condensateur.

Exemple 3.7

Un redresseur simple alternance présente les caractéristiques suivantes: transformateur d'alimentation de 115 V - 16 V; diode 1N4001; condensateur de filtrage de 500 μF ; résistance de charge de 100 Ω .

Calculez:

- la valeur de R_s ;
- la valeur du rapport R_s/R_c ;
- la constante de temps du circuit de charge du condensateur.

Solution

a) Valeur de R_s ,

$$R_s = \frac{E_{\max}}{I_s}$$

où:

$$E_{\max} = \sqrt{2} E_{\text{eff}}$$

$$E_{\max} = \sqrt{2} \times 16 = 22,6 \text{ V}$$

Le courant de surcharge non répétitif de la diode 1N4001 est de 30 A. En utilisant la diode à 80% de sa valeur nominale, nous aurons comme valeur du courant de surcharge:

$$\frac{30 \times 80}{100} = 24 \text{ A}$$

de sorte que:

$$R_s = \frac{22,6}{24} = 0,94 \Omega$$

Dans ce redresseur, il n'est pas indispensable de placer une résistance de protection, car la somme de la résistance interne de la source et de la résistance directe de la diode est supérieure à 1 Ω .

b) Valeur du rapport R_s/R_c

$$\frac{R_s}{R_c} = \frac{0,94}{100} = 0,0094 \text{ ou } 0,94\%$$

c) Constante de temps du circuit de charge du condensateur

$$\tau = R_s C$$

$$\tau = 0,94 \times 500 \times 10^{-6} = 0,47 \text{ ms}$$

Exemple 3.8

Dans le redresseur de l'exemple 3.7, le transformateur d'alimentation est remplacé; la nouvelle tension au secondaire est de 70 V.

Calculez:

- la nouvelle valeur de R_s et la chute de tension aux bornes de R_{prot} ;
- la valeur du rapport R_s/R_c .

Solution

a) Valeur de R_s

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2} E_{\text{eff}}$$

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2} \times 70 = 99 \text{ V}$$

de sorte que:

$$R_s = \frac{E_{\text{max}}}{I_s}$$

$$R_s = \frac{99}{24} = 4,125 \Omega$$

Si l'on suppose que la somme de la résistance interne de la source et de la résistance directe de la diode est égale à 1 Ω , il faut placer en série une résistance de protection dont la valeur est:

$$R_{\text{prot}} = 4,125 - 1 = 3,125 \Omega$$

La chute de tension aux bornes de la résistance de protection est:

$$E_{R_{\text{prot}}} = R_{\text{prot}} I_{\text{max}}$$

où:

$$I_{\text{max}} = \frac{E_{\text{max}}}{R_c}$$

En remplaçant E_{max} à l'aide de l'équation 3.16, nous pouvons écrire:

$$I_{\text{max}} = E_{\text{max}} \left(\frac{120 R_c C}{120 R_c C + 1} \right) / R_c$$

$$I_{\text{max}} = 99 \left(\frac{120 \times 100 \times 500 \times 10^{-6}}{120 \times 100 \times 500 \times 10^{-6} + 1} \right) / 100$$

$$I_{\text{max}} = 0,848 \text{ A}$$

Alors:

$$E_{R_{\text{prot}}} = 3,125 \times 0,848 = 2,65 \text{ V}$$

b) Valeur de R_s/R_c

$$\frac{R_s}{R_c} = \frac{4,125}{100} = 0,4125 \text{ ou } 4,125\%$$

Courant direct de crête répétitif (régime permanent)

Chaque fois que la diode est à l'état passant, elle est traversée par un courant de crête dont la valeur dépend du condensateur de filtrage. Lorsque la valeur du condensateur est augmentée, le filtrage est amélioré, l'angle de conduction des diodes diminue et, par conséquent, le courant de crête répétitif augmente (Figure 3.13). Le courant de crête répétitif doit être limité en dessous des caractéristiques du courant direct de crête répétitif I_{FRM} (Repetitive Peak Forward Current), si l'on ne veut pas diminuer la durée de vie des diodes.

La quantité d'électricité emmagasinée dans le condensateur pendant la charge, c'est-à-dire durant la conduction des diodes, est égale à la quantité d'électricité circulant dans le circuit pendant la décharge du condensateur. En faisant les approximations suivantes:

- T_1 est considéré comme négligeable par rapport à la période, car $T_1 \ll T$,
 - les impulsions du courant dans les diodes sont considérées comme rectangulaires,
- nous pouvons alors écrire:

$$I_{\text{crête}} T_1 = I_{\text{moy}} T$$

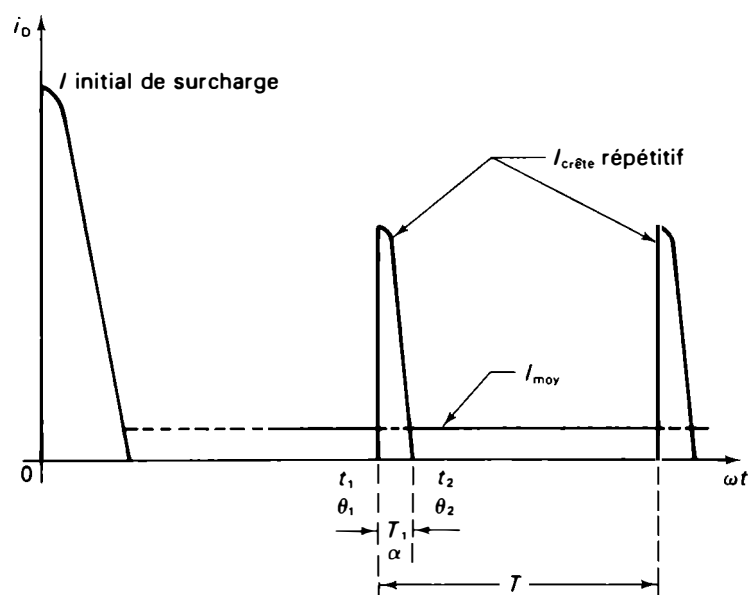


Figure 3.14 Forme approximative du courant initial de surcharge et du courant de crête répétitif circulant dans la diode pour un redresseur simple alternance avec filtre capacitif.

de sorte que:

$$I_{\text{crête}} = I_{\text{moy}} \left(\frac{T}{T_1} \right) \quad (3.52)$$

Dans le cas d'un redresseur simple alternance, nous avons:

$$I_{\text{crête}} \text{ répétitif} = I_{\text{moy}} \left(\frac{360^\circ}{\alpha} \right) \quad (3.53)$$

et, dans le cas d'un redresseur double alternance:

$$I_{\text{crête}} \text{ répétitif} = I_{\text{moy}} \left(\frac{180^\circ}{\alpha} \right) \quad (3.54)$$

L'angle de conduction α dépend des paramètres R_c , C et ω et, par conséquent, du taux d'ondulation. Il est défini par:

$$\alpha = \theta_2 - \theta_1 \quad (3.55)$$

où θ_1 désigne l'angle du début de conduction, θ_2 , l'angle de fin de conduction et I_{moy} , le courant moyen à la sortie du filtre.

Détermination de l'angle du début de conduction

Au temps t_1 , la diode commence à laisser passer le courant. Alors, la valeur instantanée de la tension d'entrée est:

$$e_s = E_{\min} = E_{\max} \sin \theta_1$$

Puisque:

$$E_{\min} = E_{\max} - E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}$$

nous obtenons:

$$\begin{aligned} \sin \theta_1 &= \frac{E_{\max} - E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{E_{\max}} \\ \sin \theta_1 &= 1 - \frac{E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{E_{\max}} \end{aligned} \quad (3.56)$$

Pour un redresseur simple alternance, l'équation 3.9 donne:

$$E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c C f}$$

Pour une faible charge ou pour un faible taux d'ondulation, $E_{\text{moy}} \approx E_{\max}$ de sorte que:

$$\sin \theta_1 = 1 - \frac{E_{\max}/R_c C f}{E_{\max}}$$

Ainsi, pour un redresseur simple alternance, nous obtenons:

$$\theta_1 = \arcsin \left(1 - \frac{1}{R_c C f} \right) \quad (3.57)$$

et, pour un redresseur double alternance:

$$\theta_1 = \arcsin \left(1 - \frac{1}{2R_c C f} \right) \quad (3.58)$$

Dans ces relations, R_c est exprimé en ohms, C en farads et f en hertz.

Nous pouvons également déterminer θ_1 en fonction du taux d'ondulation r à partir de l'équation 3.56, sachant que $E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}} = 2\sqrt{3}E_{\text{eff}}$ d'ondulation. Nous obtenons, après quelques modifications:

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{1 - \sqrt{3}r}{1 + \sqrt{3}r} \right) \quad (3.59)$$

La démonstration de cette relation est fournie à l'appendice 2.

Remarque: Si le taux d'ondulation r diminue, ce qui correspond à un meilleur filtrage, le rapport $(1 - \sqrt{3}r)/(1 + \sqrt{3}r)$ augmente; l'angle du début de conduction θ_1 augmente et se rapproche de 90° . Par conséquent, l'angle de conduction diminue et la valeur de crête des impulsions de courant dans les diodes devient plus élevée (Figure 3.13).

Détermination de l'angle de fin de conduction

Lorsque la diode est à l'état passant, la valeur instantanée du courant qui la traverse est:

$$i_D = i_{R_c} + i_C$$

La valeur instantanée du courant de charge est:

$$i_{R_c} = \left(\frac{E_{\max}}{R_c} \right) \sin \omega t$$

alors que la valeur instantanée du courant dans le condensateur est:

$$i_C = \left(\frac{E_{\max}}{X_C} \right) \cos \omega t = C\omega E_{\max} \cos \omega t$$

Nous obtenons:

$$i_D = \left(\frac{E_{\max}}{R_c} \right) \sin \omega t + C\omega E_{\max} \cos \omega t \quad (3.60)$$

avec $\omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_2$.

Au temps t_2 , la diode ne laisse plus passer le courant, le condensateur commence à se décharger et le courant dans celui-ci est inversé. Nous pouvons donc écrire pour $i_D = 0$:

$$-C\omega E_{\max} \cos \omega t_2 = \left(\frac{E_{\max}}{R_c} \right) \sin \omega t_2$$

$$\frac{\sin \omega t_2}{\cos \omega t_2} = -R_c C \omega$$

$$\tan \omega t_2 = -R_c C \omega$$

de sorte que:

$$\theta_2 = \arctan (-R_c C \omega)$$

Le signe négatif indique que cet angle est situé dans le deuxième quadrant (90° à 180°); plus le produit $R_c C \omega$ augmente, plus l'angle de fin de conduction se rapproche de 90° . L'angle de fin de conduction dans le cas des redresseurs simple alternance et double alternance est:

$$\theta_2 = 180^\circ - \arctan R_c C \omega \quad (3.61)$$

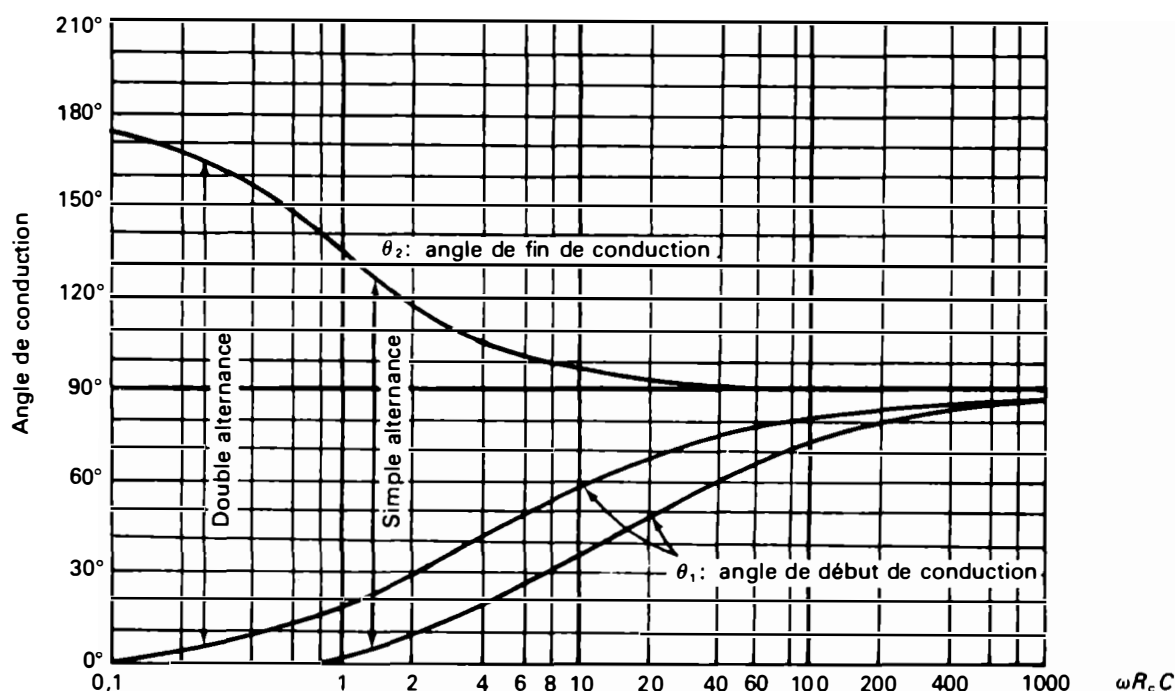


Figure 3.15 Angles de conduction des diodes pour les montages redresseurs simple alternance et double alternance avec filtre capacitif (R_c en ohms, C en farads et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

$$\theta_2 = 180^\circ - \arctan \frac{1,814}{(1 + \sqrt{3}r)r}$$

où r désigne le taux d'ondulation à la sortie du filtre.

L'angle de conduction des diodes pour les redresseurs simple alternance et double alternance avec filtre capacitif peut être obtenu directement en fonction de $R_c C \omega$, à l'aide du graphique de la figure 3.15. Ce graphique indique que l'augmentation du produit $R_c C \omega$, qui correspond à un meilleur filtrage, entraîne une diminution de l'angle de conduction et que cet angle est plus faible pour les montages redresseurs double alternance.

Exemple 3.9

Un redresseur double alternance en pont avec filtre capacitif fournit une tension de sortie de 50 V aux bornes d'une résistance de charge de 200 Ω . Le condensateur de filtrage est de 500 μF et la fréquence de la source, de 60 Hz. Calculez:

- le taux d'ondulation et la durée de l'impulsion;
- l'angle de conduction des diodes;
- le courant de crête répétitif dans les diodes.

Solution

a) Taux d'ondulation

$$r = \frac{2400}{R_c C} = \frac{2400}{200 \times 500} \quad (\text{équation 3.48})$$

$$r = 0,024 \text{ ou } 2,4\%$$

b) Angles de conduction

L'angle de début est donné par l'équation 3.58:

$$\theta_1 = \arcsin \left(1 - \frac{1}{2 \times 200 \times 500 \times 10^{-6} \times 60} \right) = 66,44^\circ$$

ou par l'équation 3.59:

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{1 - \sqrt{3} \times 0,024}{1 + \sqrt{3} \times 0,024} \right) = 66,95^\circ$$

Quant à l'angle de fin de conduction, il est déterminé par l'équation 3.61:

$$\theta_2 = 180^\circ - \arctan (200 \times 500 \times 10^{-6} \times 377)$$

$$\theta_2 = 180^\circ - 88,48^\circ = 91,52^\circ$$

Alors, nous avons: $\alpha = \theta_2 - \theta_1$

$$\alpha = 92^\circ - 67^\circ = 25^\circ$$

En utilisant le graphique de la figure 3.15, nous obtenons les résultats suivants:

$$\text{Pour } R_c C \omega = 200 \times 500 \times 10^{-6} \times 377 = 37,7:$$

$$\theta_1 \approx 72^\circ$$

$$\theta_2 \approx 91^\circ$$

de sorte que: $\alpha = \theta_2 - \theta_1 = 91^\circ - 72^\circ$

$$\alpha = 19^\circ$$

La durée de l'impulsion de courant est donc:

$$\frac{(1/60) \times 25^\circ}{360^\circ} = 1,15 \text{ ms}$$

c) Courant de crête répétitif

$$I_{\text{crête}} \text{ répétitif} = I_{\text{moy}} \left(\frac{180^\circ}{\alpha} \right) \quad (\text{équation 3.54})$$

$$I_{\text{crête}} \text{ répétitif} = \frac{50}{200} \left(\frac{180^\circ}{25^\circ} \right) = 0,250 \times 7,2 = 1,8 \text{ A}$$

Pour chaque diode, le courant de crête répétitif est 7,2 fois supérieur au courant moyen dans la charge.

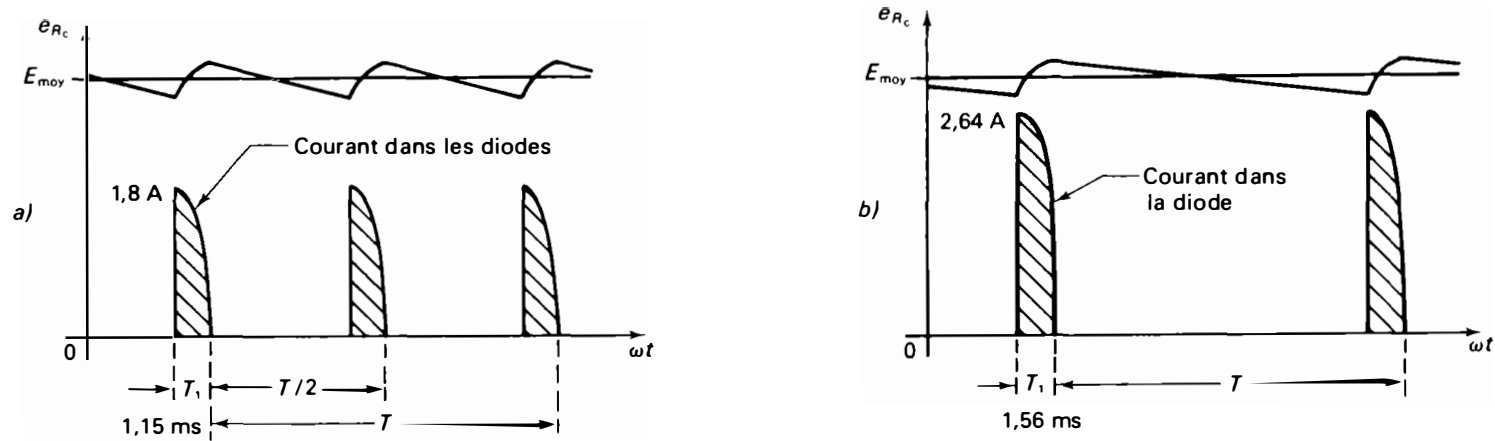


Figure 3.16 Filtrage par condensateur: a) redresseur double alternance en pont; b) redresseur simple alternance obtenu en débranchant une diode du pont. (E_{max} , R_c et C sont identiques.)

Exemple 3.10

Dans le redresseur double alternance en pont de l'exemple 3.9, nous débranchons une diode et nous obtenons alors un redresseur simple alternance. Calculez:

- a) le taux d'ondulation;
- b) l'angle de conduction des diodes et la durée de l'impulsion;
- c) le courant de crête répétitif.

Solution

a) Taux d'ondulation

$$r = \frac{4800}{R_c C} \quad (\text{équation 3.27})$$

$$r = \frac{4800}{200 \times 500} = 0,048 \text{ ou } 4,8\%$$

b) Angle de conduction

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{1 - \sqrt{3} \times 0,048}{1 + \sqrt{3} \times 0,048} \right) = 37,8^\circ \quad (\text{équation 3.59})$$

$$\theta_2 = 180^\circ - \arctan(200 \times 500 \times 10^{-6} \times 377) \quad (\text{équation 3.61})$$

$$\theta_2 = 180^\circ - 88,48^\circ = 91,52^\circ$$

de sorte que:

$$\alpha = \theta_2 - \theta_1$$

$$\alpha = 92^\circ - 58^\circ = 34^\circ$$

En utilisant le graphique de la figure 3.15, nous obtenons les résultats suivants:

Pour $R_c C \omega = 37,7$:

$$\theta_1 = 58^\circ$$

$$\theta_2 = 91^\circ$$

de sorte que:

$$\alpha = \theta_2 - \theta_1 = 91^\circ - 58^\circ$$

$$\alpha = 33^\circ$$

La durée de l'impulsion de courant est donc:

$$\frac{(1/60) 34^\circ}{360^\circ} = 1,56 \text{ ms}$$

c) Courant de crête répétitif

$$I_{\text{crête}} \text{ répétitif} = I_{\text{moy}} \left(\frac{360^\circ}{\alpha} \right) \quad (\text{équation 3.54})$$

$$I_{\text{crête}} \text{ répétitif} = \frac{50}{200} \left(\frac{360^\circ}{34^\circ} \right) = 0,25 \times 10,58 = 2,64 \text{ A}$$

Dans le montage redresseur simple alternance, le courant de crête répétitif dans les diodes est 10,5 fois supérieur au courant moyen dans la charge.

Remarque: Les impulsions de courant dans les diodes sont deux fois moins fréquentes pour les redresseurs simple alternance. Chaque impulsion dure plus longtemps et sa valeur de crête est plus élevée (Figure 3.16).

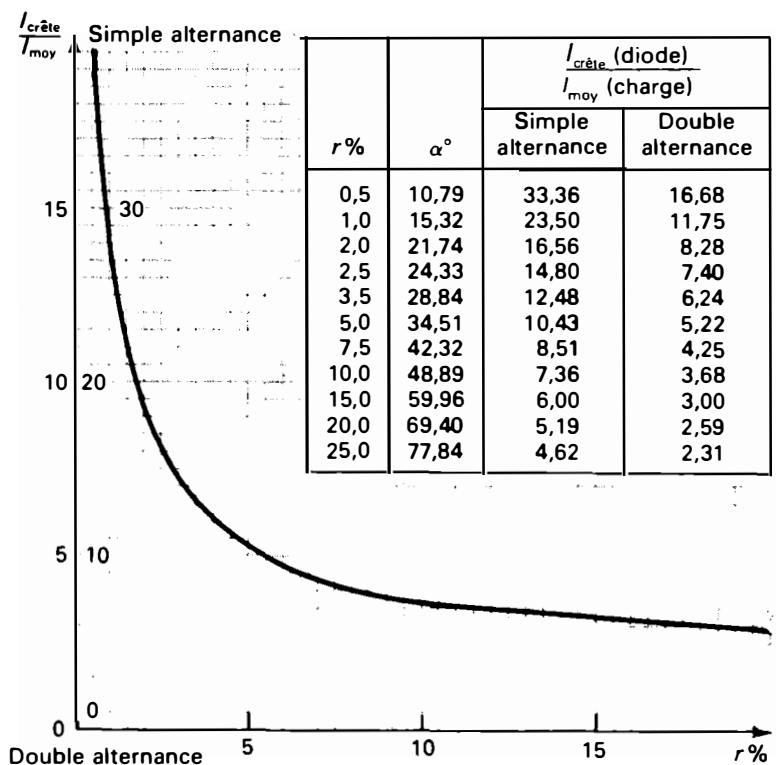


Figure 3.17 Rapport $I_{\text{crête}} \text{ répétitif} / I_{\text{moy}}$ en fonction du taux d'ondulation pour des montages redresseurs simple alternance et double alternance (angle de conduction: $\alpha = \theta_2 - \theta_1$).

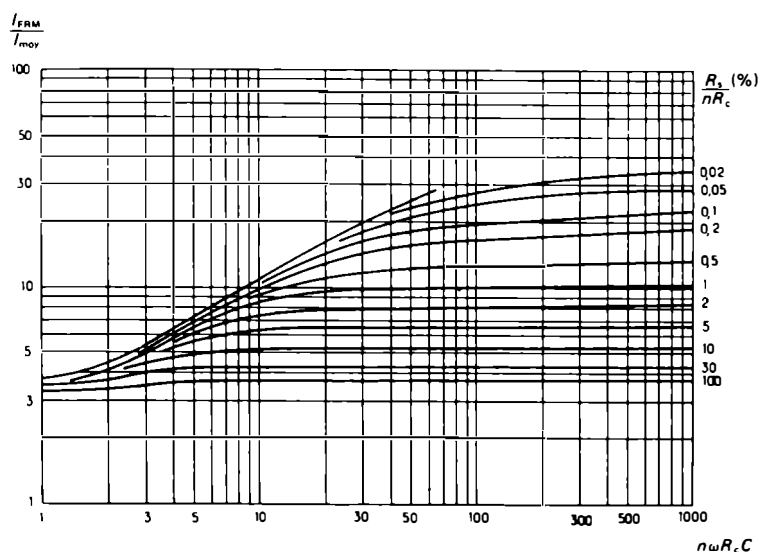


Figure 3.18 Rapport du courant de crête répéitif sur le courant moyen par diode en fonction de $n\omega R_c C$ (C en farads, R_c en ohms, $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde, $n = 1$ pour le redresseur simple alternance et $n = 2$ pour le redresseur double alternance).

La valeur de crête du courant dans les diodes, en régime permanent, peut également être obtenue à l'aide de graphiques. La courbe de la figure 3.17, obtenue à partir des équations 3.52, 3.59 et 3.61 fournit directement le rapport du courant de crête répéitif et du courant moyen par diode (I_{FRM} / I_{moy}) en fonction du taux d'ondulation (r), pour des montages redresseurs simple alternance et double alternance.

La figure 3.18 indique directement le rapport du courant de crête répéitif sur le courant moyen par diode en fonction de $\omega R_c C$ pour des montages redresseurs simple alternance et double alternance et pour différentes valeurs de R_s/R_c en pour cent.

Exemple 3.11

En reprenant les données des exemples 3.9 et 3.10, déterminez la valeur de crête du courant répéitif dans les diodes à l'aide de la courbe de la figure 3.17.

Solution

Dans le cas du redresseur double alternance, le taux d'ondulation r est de 2,4%. Pour $\alpha \approx 24^\circ$, nous obtenons, d'après la courbe:

$$I_{\text{crête répéitif}} \approx I_{\text{moy}} (7,4)$$

$$I_{\text{crête répéitif}} \approx \left(\frac{50}{200}\right) 7,4 \approx 1,8 \text{ A}$$

Dans le cas du redresseur simple alternance, le taux d'ondulation r est de 4,8%. Pour $\alpha \approx 34^\circ$, nous obtenons, d'après la courbe:

$$I_{\text{crête répéitif}} \approx I_{\text{moy}} (10,4)$$

$$I_{\text{crête répéitif}} \approx \left(\frac{50}{200}\right) 10,4 \approx 2,6 \text{ A}$$

3.1.12 Alimentation symétrique

Lorsqu'une tension positive et une tension négative par rapport à la masse sont requises pour alimenter, par exemple, des amplificateurs opérationnels ou des amplificateurs de puissance nécessitant un point milieu, on utilise une *alimentation symétrique* (Figure 3.19).

Les alimentations symétriques permettent d'obtenir des tensions de sortie de valeur égale mais de polarités opposées: $+E_s$ et $-E_s$. Il est aussi possible d'utiliser seulement les deux bornes extrêmes et l'on obtient alors une tension de sortie double.

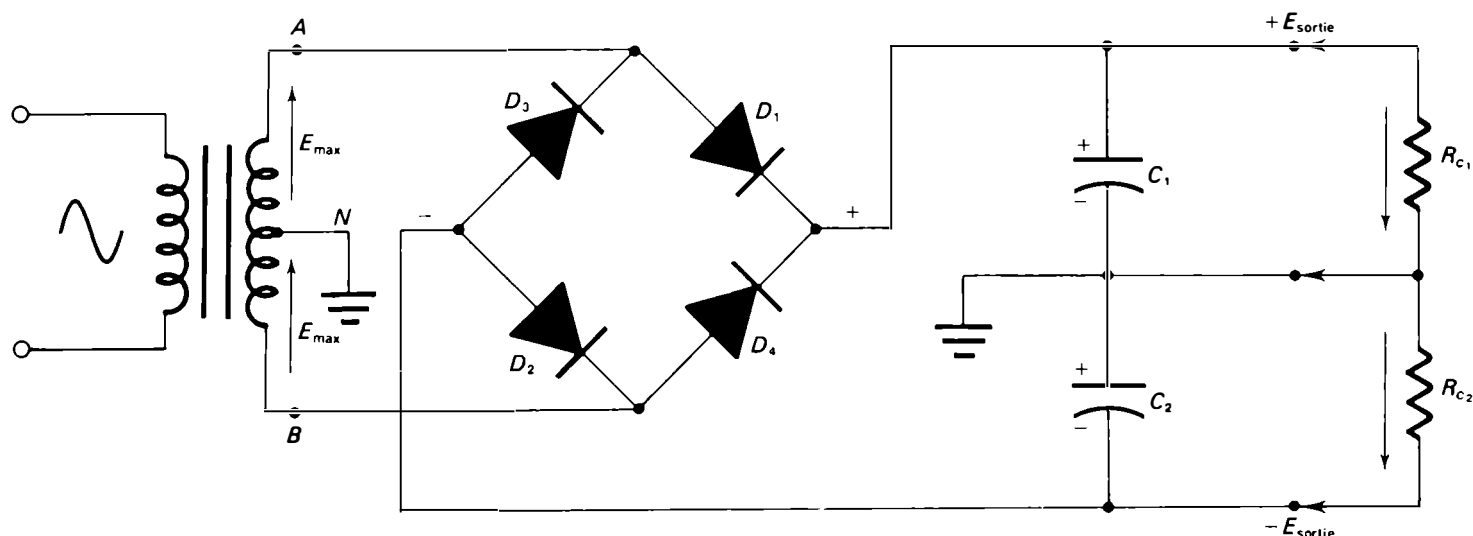


Figure 3.19 Alimentation à deux voies symétriques, l'une positive et l'autre négative.

Remarque: Avec les alimentations non stabilisées — ou non régulées — les tensions de sortie mentionnées ne sont valables que pour le courant de charge nominal. Lorsque l'alimentation se trouve à vide, c'est-à-dire lorsqu'elle ne débite aucun courant, la tension de sortie augmente et nous avons:

$$|+E_{\text{sortie}} (\text{à vide})| = |-E_{\text{sortie}} (\text{à vide})| = E_{\text{max}}$$

Pour le courant de charge nominal, nous obtenons:

$$E_{\text{sortie}} (\text{avec charge nominale}) = E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}} (\text{nominale})}{4Cf}$$

Dans ces deux relations, E_{max} désigne la tension maximale du demi-secondaire V_{NA} .

3.1.13 Choix des composants

Spécifications des diodes

Pour choisir les diodes, il faut vérifier les spécifications suivantes:

- courant direct moyen (I_0);
- courant initial de surcharge non répétitif (I_{FSM});
- courant de crête répétitif (I_{FRM});
- tension inverse de crête non répétitive (V_{RSM});
- tension inverse de crête répétitive (V_{RRM});
- température de fonctionnement (T_{oper}).

Des marges de sécurité (voir le paragraphe 2.5) doivent être prévues pour assurer la fiabilité du montage.

Spécifications des transformateurs d'alimentation

Les principales caractéristiques, dont il faut tenir compte pour choisir un transformateur d'alimentation, sont les suivantes:

- tensions au primaire et au secondaire;
- courant au secondaire;
- puissance au secondaire en voltampères;
- fréquence de la source d'alimentation utilisée.

Spécifications des condensateurs de filtrage

Les condensateurs utilisés pour le filtrage sont des condensateurs électrolytiques (ou chimiques) possédant, comme principal avantage, de fortes capacités pour un faible volume. Cependant, ces condensateurs présentent certains inconvénients: leurs polarités ne doivent jamais être inversées; leur courant de fuite augmente avec la température et avec la tension appliquée à leurs bornes; l'électrolyte peut sécher avec le temps, ce qui réduit la durée de vie du condensateur. Les condensateurs électrolytiques les plus utilisés sont à l'aluminium et au tantale¹.

¹ Tantale (Ta): métal blanc brillant et très dur. Numéro atomique: 73; masse atomique: 180,9; densité: 16,6; température de fusion: 2850°C.

3.1.14 Condensateurs électrolytiques à l'aluminium

Constitution

Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium comprennent les éléments suivants:

- L'armature positive (anode) est constituée d'une mince bande d'aluminium dont l'épaisseur est de l'ordre de $10 \mu\text{m}$ à $40 \mu\text{m}$.
- L'armature négative (cathode) est constituée par une autre bande d'aluminium, plus mince que l'anode, et par un électrolyte, généralement un mélange de glycol, d'acide borique et de borate d'ammonium. L'électrolyte, fluide ou pâteux, est retenu par une bande de gaze ou de papier buvard.
- Le diélectrique est une fine couche d'alumine isolante qui est déposée sur l'anode par électrolyse lors de la fabrication du condensateur. La couche étant très mince (de l'ordre du micromètre) et sa constante diélectrique relativement élevée ($\epsilon = 9$), on peut obtenir de fortes capacités sous un encombrement réduit. Pour augmenter la surface des armatures, on utilise de longues bandes d'aluminium et de gaze imprégnée d'électrolyte, qui sont enroulées de façon à former un cylindre (Figure 3.20).

Ces condensateurs sont généralement présentés dans un boîtier étanche en aluminium parfois recouvert d'une

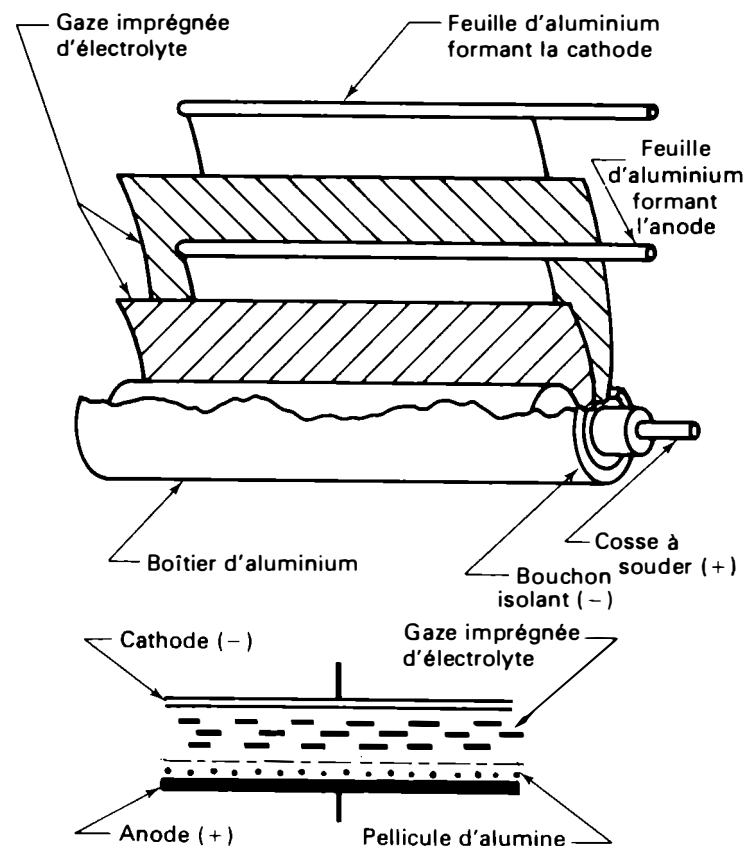


Figure 3.20 Condensateur électrolytique à l'aluminium.

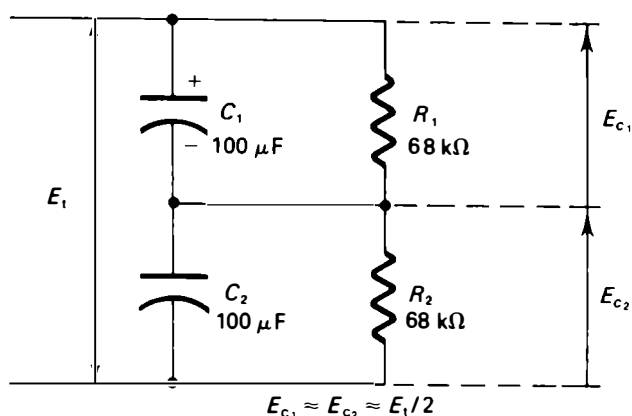


Figure 3.21 Condensateurs électrolytiques branchés en série.

gaine plastique. Les sorties se font par des cosses ou par des fils.

Caractéristiques

Les principales caractéristiques du condensateur électrolytique à l'aluminium sont:

- *Capacité nominale*: c'est la capacité C indiquée par le fabricant. Les valeurs de C varient entre $1 \mu\text{F}$ et $100\,000 \mu\text{F}$.
- *Tolérances*: la tolérance absolue correspond à l'écart maximal ΔC existant entre la valeur nominale, indiquée sur le condensateur, et la valeur réelle mesurée dans les conditions normales d'emploi. On utilise habituellement la tolérance relative $\Delta C/C$ exprimée en pourcentage. Les tolérances se situent entre -10% et $+50\%$ pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, dont la tension nominale (ou tension de service) est supérieure à 50 V et entre -10% et $+100\%$ pour ceux dont la tension nominale est inférieure à 50 V .
- *Tension nominale* (ou tension de service): c'est la valeur limite de la tension appliquée entre les électrodes en régime permanent. Elle correspond sensiblement à 90% de la tension de pointe qui est la valeur maximale pouvant être supportée par le condensateur et qui ne doit jamais être dépassée. Une tension supérieure provoque

la détérioration de la couche d'alumine (*claquage de l'isolant*), qui s'accompagne souvent d'un dégagement gazeux pouvant provoquer l'explosion du condensateur. Les tensions nominales des condensateurs électrolytiques à l'aluminium varient de $2,5 \text{ V}$ à 550 V .

- *Courant de fuite*: c'est le courant continu dû aux pertes par conduction. Il est de l'ordre de quelques microampères. Il augmente avec la température et avec la tension appliquée.
- *Influence de la fréquence*: certains condensateurs ne fonctionnent pas aux fréquences élevées; ils doivent être utilisés à des fréquences inférieures à 1 kHz .
- *Influence de la température*: la température agit sur la capacité, le courant de fuite et la durée de vie du condensateur. La capacité diminue lorsque la température baisse. L'électrolyte se congèle vers -40°C . Les températures de fonctionnement de ce type de condensateurs se situent généralement entre -40°C et $+85^\circ\text{C}$. Le courant de fuite augmente lorsque la température augmente. La durée de vie diminue lorsque la température augmente.

Remarques

1. Il existe des condensateurs électrolytiques non polarisés qui peuvent être utilisés en courant alternatif pendant un temps limité, car leur échauffement devient rapidement dangereux. On les obtient en bobinant ensemble deux anodes et une cathode. Ce type de condensateurs est surtout utilisé pour le démarrage des moteurs asynchrones monophasés.
2. Il est parfois nécessaire de connecter plusieurs condensateurs en série lorsque la tension d'utilisation est supérieure à la tension nominale d'un condensateur (tension nominale maximale = 550 V). Les condensateurs doivent être de même modèle, de même valeur et de même isolement. Afin de répartir également les tensions, il faut placer en parallèle des résistances de quelques dizaines de kilohms (Figure 3.21).

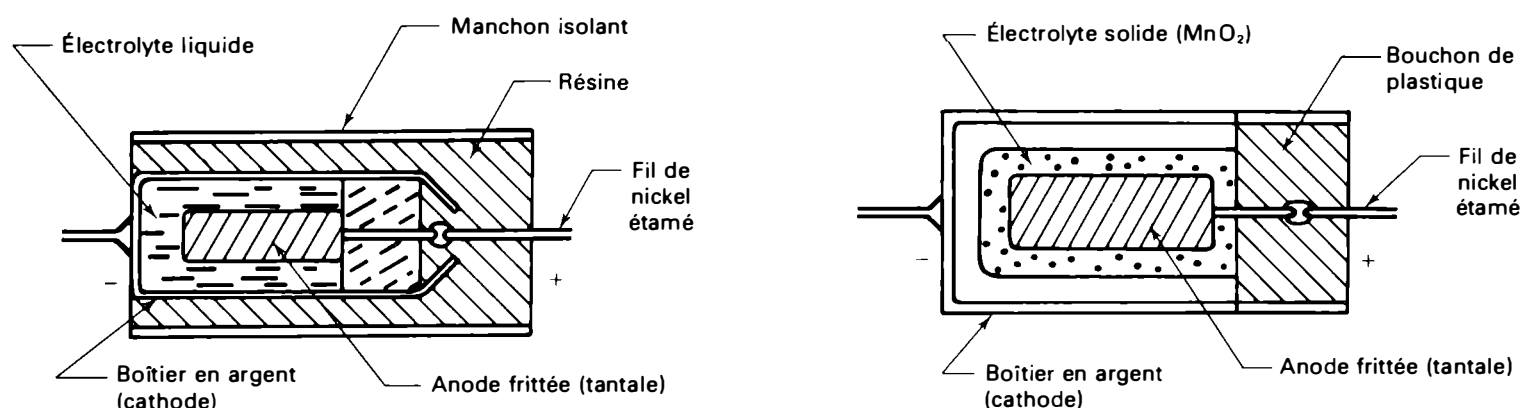


Figure 3.22 Condensateurs au tantale avec anode massive frittée et électrolyte liquide ou solide.

3.1.15 Condensateurs électrolytiques au tantale

Constitution

Les condensateurs électrolytiques au tantale comprennent les éléments suivants:

- *L'armature positive* (anode) est constituée d'une mince feuille de tantale, dont l'épaisseur est d'environ $10 \mu\text{m}$, ou d'un cylindre massif de tantale obtenu par frittage².
- *L'armature négative* (cathode) est constituée par un boîtier généralement en argent ou en cuivre argenté et par un électrolyte. L'électrolyte peut être liquide (acide sulfurique, acide borique, chlorure de lithium, glycol) ou solide (bioxyde de manganèse).
- *Le diélectrique* est une fine couche d'oxyde de tantale (Ta_2O_5) déposée sur l'anode. Sa constante diélectrique est supérieure à celle de l'alumine ($\epsilon \approx 11$ à 13), ce qui permet d'obtenir des condensateurs dont les volumes sont encore plus réduits.

Les condensateurs au tantale avec anode en feuille sont construits de la même façon que les condensateurs à l'aluminium. Les condensateurs avec anode massive (Figure 3.22) sont insérés dans un manchon isolant en résine qui protège le boîtier. Les sorties sont constituées par des fils de nickel étamé.

Caractéristiques

Les principales caractéristiques des condensateurs électrolytiques au tantale sont:

- *Capacité nominale*: les valeurs de C varient, selon les types, de $0,22 \mu\text{F}$ à $4700 \mu\text{F}$.
- *Tolérances*: elles varient selon les types. Pour le modèle à anode en feuille, elles se situent entre -10% et $+50\%$; pour le modèle à anode massive, elles sont de $\pm 20\%$, alors que pour le modèle à électrolyte solide, elles sont de $\pm 10\%$.
- *Tension nominale*: pour le modèle à électrolyte liquide, elle varie entre 6 V et 150 V , alors que, pour le modèle à électrolyte solide, elle varie entre 6 V et 50 V .
- *Courant de fuite*: il est beaucoup plus faible que celui des condensateurs à l'aluminium, de l'ordre de $1 \mu\text{A}$ à $4 \mu\text{A}$, suivant les valeurs de C et de la tension de service.
- *Influence de la fréquence*: certains condensateurs doivent être utilisés à des fréquences inférieures à 1 kHz .
- *Influence de la température*: le courant de fuite augmente lorsque la température augmente. Les températures de fonctionnement peuvent varier entre -55°C et $+150^\circ\text{C}$.

² Le frittage est une opération de métallurgie qui consiste à comprimer une poudre métallique pour l'agglomérer et la mouler.

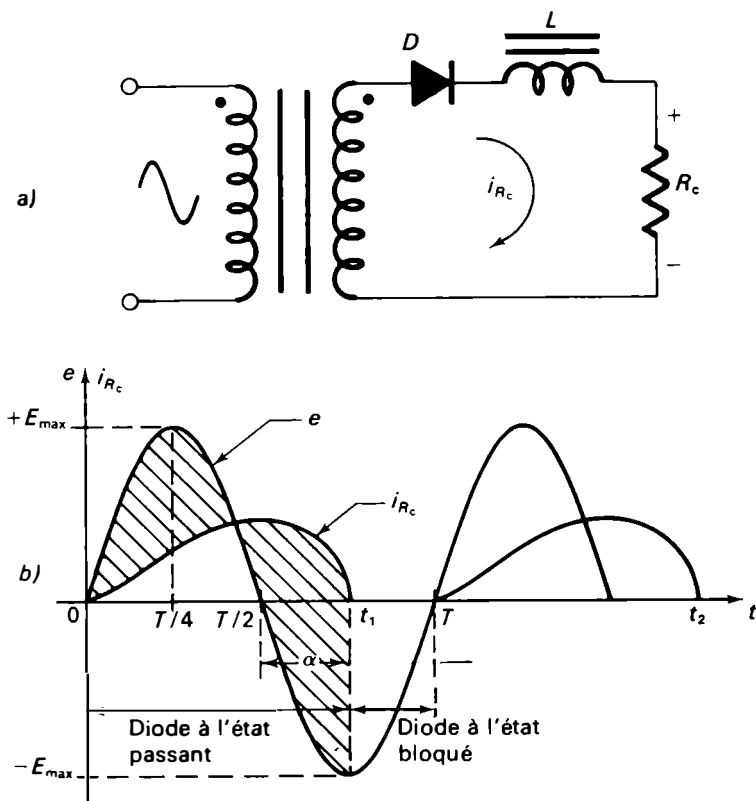


Figure 3.23 a) Redresseur simple alternance avec filtre inductif; b) tension au secondaire du transformateur et courant de charge.

Comme pour les condensateurs à l'aluminium, leurs polarités ne doivent jamais être inversées. Les condensateurs au tantale qui sont plus fiables et plus petits que les condensateurs à l'aluminium (à capacité et tension nominales égales), sont surtout utilisés dans les applications à basse tension, telles que les circuits transistorisés et intégrés.

En résumé, lors de la réalisation de filtres capacitifs, il faudra tenir compte, dans le cas des condensateurs, de:

- la polarité;
- la valeur de la capacité minimale en fonction du taux d'ondulation désiré;
- la valeur de la tension nominale appliquée à ses bornes (il faudra prévoir une certaine marge de sécurité).

La capacité nominale, la tension de service et la polarité d'un condensateur électrolytique sont toujours imprimées sur le boîtier.

3.2 FILTRE INDUCTIF

Le filtre inductif le plus simple consiste en une inductance (aussi appelée *bobine de lissage*) placée en série avec la résistance de charge (Figure 3.23.a). Il utilise la propriété des inductances de s'opposer à toute variation du courant qui les traverse. L'inductance montée en série oppose donc

une forte réactance au passage de la composante alternative de la tension redressée et seulement une faible résistance au passage de la composante continue, ce qui contribue à réduire la tension d'ondulation ainsi que le courant de pointe traversant les diodes.

3.2.1 Filtre inductif dans un redresseur monophasé simple alternance

Fonctionnement

Durant l'alternance positive, lorsque la valeur instantanée de la tension augmente (entre 0° et 90°), l'inductance s'oppose à la croissance du courant qui la traverse. Lorsque la valeur de la tension décroît (entre 90° et 180°), l'inductance s'oppose à la diminution du courant qui atteint alors sa valeur maximale et qui se prolonge après l'inversion de la tension d'alimentation, c'est-à-dire après 180° (Figure 3.23.b).

En résumé, lorsqu'un redresseur monophasé simple alternance débite sur un circuit en série $R_c L$ (R_c étant la résistance de charge et L , l'inductance):

- le maximum de courant se produit après le maximum de tension, car le courant croît moins vite et plus longtemps que la tension. Le courant se déplace progressivement en arrière de la tension;
- le courant se prolonge après l'inversion de la tension d'alimentation. L'énergie, emmagasinée dans l'inductance durant la croissance du courant, est restituée au circuit lorsque le courant diminue;
- la durée du débit du courant augmente avec la constante de temps, L/R_c , du circuit.

La figure 3.24 illustre les effets d'une augmentation de la valeur de l'inductance sur la forme du courant dans une charge résistive. Nous observons trois effets distincts:

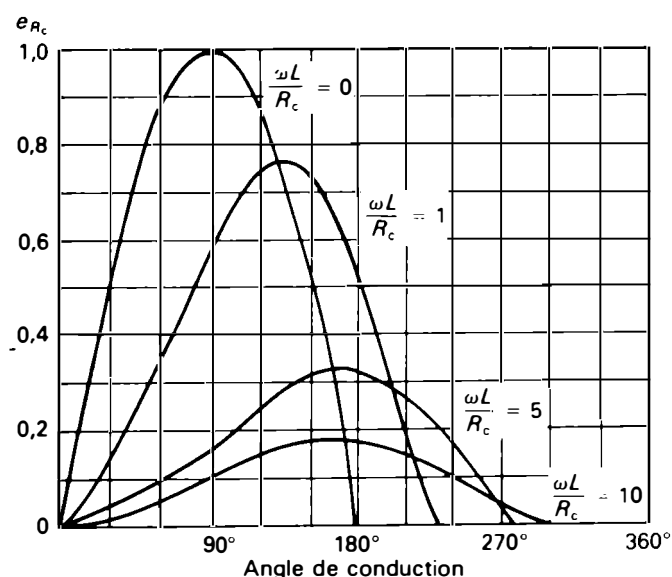


Figure 3.24 Effets d'une augmentation de la valeur de l'inductance sur la forme du courant de sortie d'un redresseur simple alternance avec filtre inductif et charge résistive constante.

1. Le temps requis pour que le courant atteigne sa valeur maximale devient de plus en plus long.
2. La durée du débit du courant dans la charge devient également de plus en plus longue.
3. La valeur de crête du courant devient de plus en plus faible.

Valeurs de la tension moyenne, du courant moyen dans la charge, du taux d'ondulation et de la tension inverse de crête

Le filtre inductif est peu employé avec les redresseurs monophasés simple alternance pour deux raisons principales. Premièrement, la tension moyenne de sortie est relativement faible. Sa valeur est donnée par:

$$E_{\text{moy}} = \int_0^{\pi + \alpha} \frac{E_{\text{max}} \sin \omega t \, d\omega t}{2\pi} \quad (3.62)$$

où $\pi + \alpha$ correspond à l'angle total de conduction de la diode. La valeur de l'angle α , durant l'alternance négative de la tension d'alimentation, dépend des valeurs de L et R_c . Elle approche 180° dans le cas d'un circuit uniquement inductif.

Après intégration, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{2\pi} [-\cos \omega t]_0^{\pi + \alpha}$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{2\pi} [1 - \cos(\pi + \alpha)] \quad (3.63)$$

La tension moyenne de sortie est donc:

$$E_{\text{moy}} = 0,159 E_{\text{max}} [1 - \cos(\pi + \alpha)] \quad (3.64)$$

D'après l'équation 3.64, nous observons que la valeur de la tension moyenne diminue lorsque l'angle α augmente. Lorsque l'angle α tend vers 180° , dans le cas d'une inductance pure, E_{moy} tend vers 0.

Deuxièmement, le courant à travers la charge est interrompu, lors de chaque alternance négative, durant un temps correspondant à l'angle $\pi - \alpha$ (Figure 3.23.a). La valeur moyenne du courant de charge est:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{2\pi R_c} [1 - \cos(\pi + \alpha)] \quad (3.65)$$

Si nous tenons compte des résistances de la bobine (R_B), de la diode (R_D) et de la source (R_S), la valeur du courant moyen dans la charge est alors:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{2\pi(R_c + R)} [1 - \cos(\pi + \alpha)] \quad (3.66)$$

où $R = R_B + R_D + R_S$ et où R_B = résistance interne de la bobine.

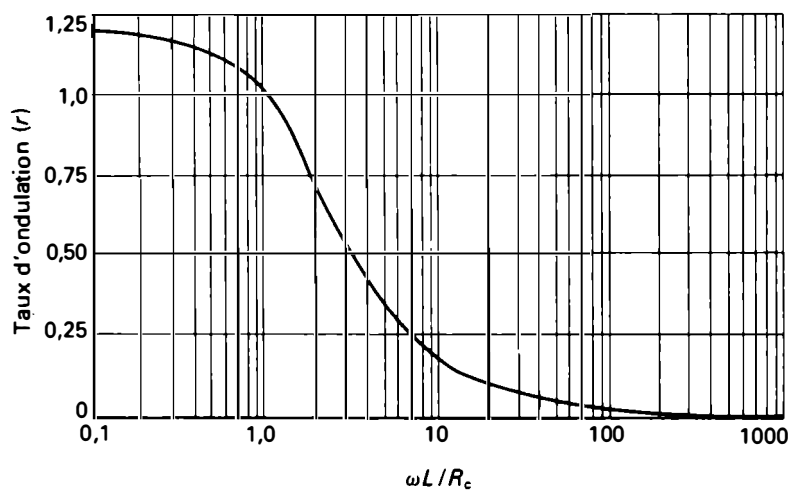


Figure 3.25 Taux d'ondulation d'un redresseur simple alternance avec filtre inductif en fonction de $\omega L/R_c$.

La courbe de la figure 3.25. fournit directement le taux d'ondulation pour un redresseur simple alternance avec filtre inductif en fonction du rapport $\omega L/R_c$.

La courbe de la figure 3.26 donne le rapport $E_{\text{moy}}/E_{\text{max}}$ pour un redresseur simple alternance avec filtre inductif en fonction de $\omega L/R_c$.

L'adjonction d'un filtre inductif en série réduit la valeur de crête du courant dans la diode et améliore le taux de régulation de tension. La valeur maximale de la tension inverse supportée par la diode est égale à E_{max} , soit la valeur de crête de la tension d'entrée.

Exemple 3.12

Dans le cas du redresseur simple alternance avec filtre inductif de la figure 3.27:

- a) calculez les valeurs de la tension moyenne, du courant moyen dans la charge, du taux d'ondulation et de la tension inverse de crête supportée par la diode;

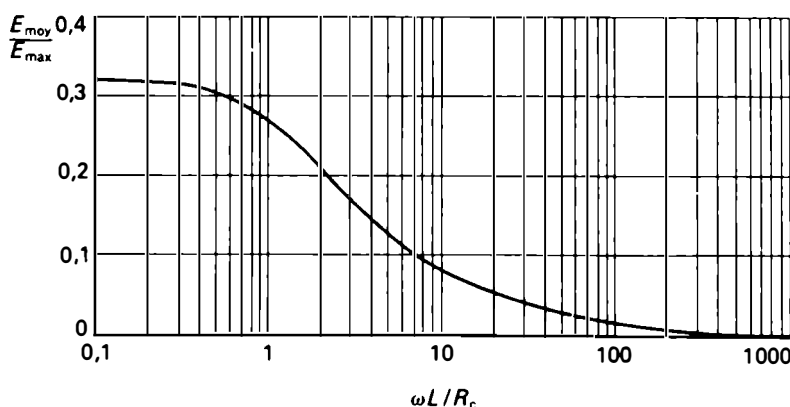


Figure 3.26 Rapport de conversion $E_{\text{moy}}/E_{\text{max}}$ pour un redresseur simple alternance avec filtre inductif en fonction de $\omega L/R_c$.

- b) calculez les valeurs de la tension moyenne, du courant moyen et du taux d'ondulation, si l'on retire l'inductance;
c) tracez la forme du courant de charge dans les deux cas.

Solution

- a) Nous avons:

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2}E_s = \sqrt{2} \times 42$$

$$E_{\text{max}} = 59,4 \text{ V}$$

$$\frac{\omega L}{R_c} = \frac{377 \times 2,7}{100} = 10,1$$

D'après la figure 3.24, pour un rapport $\omega L/R_c$ égal à 10, l'angle total de conduction de la diode est:

$$\pi + \alpha = 300^\circ$$

À l'aide de l'équation 3.64, nous pouvons déterminer la tension moyenne:

$$E_{\text{moy}} = 0,159 \times 59,4 (1 - \cos 300^\circ)$$

$$E_{\text{moy}} = 9,44 \times 0,5 = 4,72 \text{ V}$$

D'après la courbe de la figure 3.26, nous obtenons, pour $\omega L/R_c = 10$:

$$\frac{E_{\text{moy}}}{E_{\text{max}}} = 0,08$$

de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = 0,08E_{\text{max}} = 0,08 \times 59,4$$

$$E_{\text{moy}} = 4,75 \text{ V}$$

Le courant moyen dans la charge est:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{4,7}{100}$$

$$I_{\text{moy}} = 0,047 \text{ A}$$

Le taux d'ondulation est déterminé à l'aide de la courbe de la figure 3.25. Pour $\omega L/R_c$ égal à 10, nous avons:

$$r = 0,17 \text{ ou } 17\%$$

La tension inverse de crête est égale à:

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}} = 59,4 \text{ V}$$

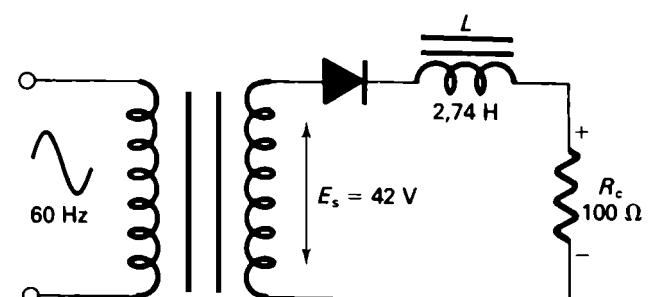


Figure 3.27 Exemple 3.12.

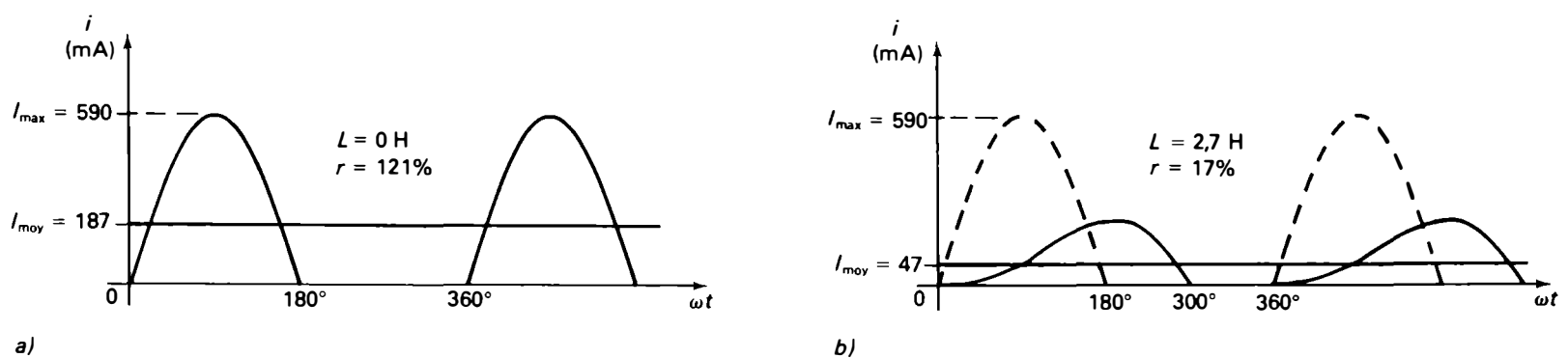


Figure 3.28 Courant dans la charge: a) sans filtre; b) avec filtre inductif en série.

b)

Dans le cas du redresseur sans filtre, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = 0,318E_{\text{max}} = 0,318 \times 59,4$$

$$E_{\text{moy}} = 18,9 \text{ V}$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{18,9}{100}$$

$$I_{\text{moy}} = 0,189 \text{ A}$$

Le taux d'ondulation d'un redresseur simple alternance sans filtre est:

$$r = 121\%$$

c)

La forme du courant, dans chacun des cas, est illustrée à la figure 3.28.

3.2.2 Filtre inductif dans un redresseur monophasé double alternance

Fonctionnement

Dans le cas d'un redresseur double alternance avec filtre inductif en série, la tension moyenne de sortie est augmentée et le courant circulant dans la charge n'est plus interrompu (Figure 3.29.b). Si l'on néglige les composantes alternatives des 4^e et 6^e harmoniques, étant donné leur très faible

amplitude, la valeur instantanée du courant dans la charge, d'après le développement en série de Fourier, est:

$$i \approx \frac{2I_{\text{max}}}{\pi} - \left(\frac{4I_{\text{max}}}{3\pi} \right) \cos 2\omega t \quad (3.67)$$

où $I_{\text{max}} = E_{\text{max}}/R_c$. Rappelons que E_{max} est la valeur maximale de la tension d'entrée: $E_{\text{max}} = \sqrt{2}E_{\text{NA}}$.

Pour simplifier, nous ne tenons pas compte des résistances de la bobine, de la diode et de la source. Pour la composante alternative, dont la pulsation est 2ω , l'impédance du circuit en série $R_c L$ est:

$$Z = \sqrt{R_c^2 + (2\omega L)^2} = \sqrt{R_c^2 + 4\omega^2 L^2}$$

ce qui donne, pour la composante alternative:

$$I_{\text{max}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{R_c^2 + 4\omega^2 L^2}}$$

La valeur instantanée du courant dans la charge est donnée par:

$$i \approx \underbrace{\frac{2E_{\text{max}}}{\pi R_c}}_{\text{composante continue}} - \underbrace{\frac{4E_{\text{max}}}{3\pi \sqrt{R_c^2 + 4\omega^2 L^2}} \cos(2\omega t - \phi)}_{\text{composante alternative (2^e harmonique)}} - \dots \quad (3.68)$$

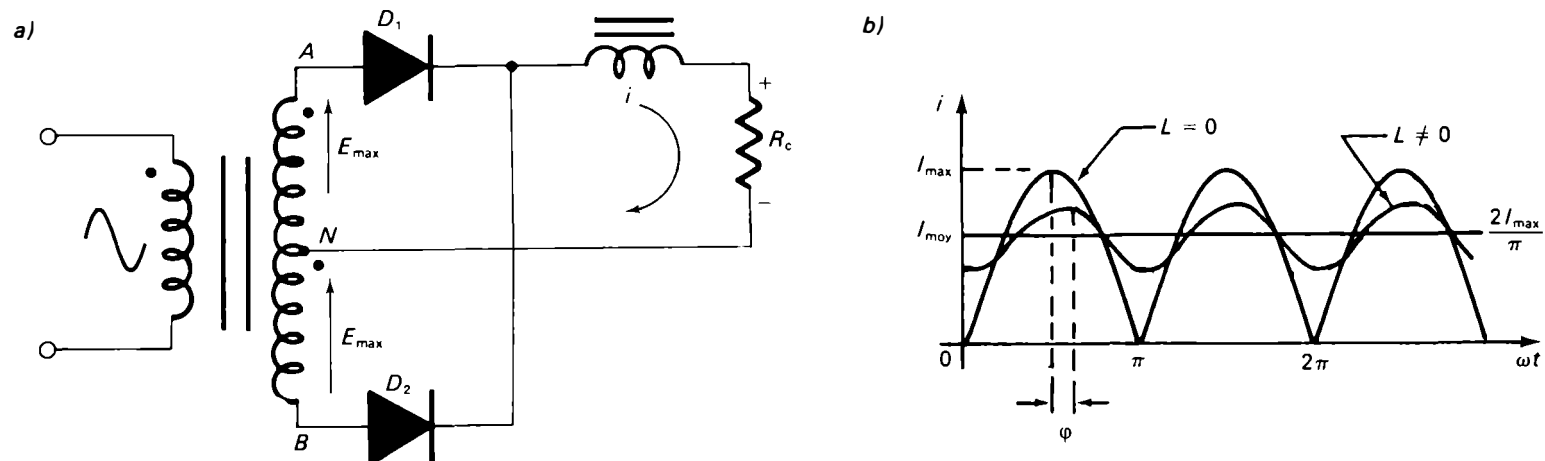


Figure 3.29 a) Redresseur double alternance avec filtre inductif; b) forme du courant de charge avec et sans filtrage.

Le symbole ϕ désigne l'angle de déphasage entre le courant dans la charge et la tension:

$$\phi = \arctan \left(\frac{2\omega L}{R_c} \right) \quad (3.69)$$

Remarque: Dans le cas d'un filtre inductif et d'une charge résistive, le courant est déphasé en arrière par rapport à la tension (Figure 3.29.b).

Calcul de la tension moyenne de sortie

La valeur moyenne de la tension de sortie pour un redresseur double alternance avec filtre inductif est:

$$E_{\text{moy}} \approx \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} = 0,636E_{\text{max}} \quad (3.70)$$

Dans cette équation, on suppose que le filtre est composé d'une inductance pure n'ayant aucune résistance interne. En pratique, on ne peut négliger la résistance de la bobine, d'autant plus que le filtre inductif possède une meilleure efficacité lorsqu'il est traversé par un courant important, c'est-à-dire lorsque la résistance de charge est faible. Dans ce cas, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} \left(\frac{R_c}{R_c + R} \right) \quad (3.71)$$

Le symbole R désigne la somme de la résistance interne de la bobine, R_b , de la résistance directe de la diode, R_D , et de la résistance de la source (résistance du demi-enroulement secondaire), R_s .

Nous pouvons écrire, sous une autre forme:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} - I_{\text{moy}}R \quad (3.72)$$

Cette équation indique qu'une bobine de filtrage ayant une forte résistance interne diminue la tension de sortie, ce qui a pour effet de produire une faible régulation de tension.

Remarque: La tension de sortie à vide, c'est-à-dire lorsque $I_{\text{moy}} = 0$, est:

$$E_{\text{moy}} \approx \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} = 0,636E_{\text{max}} \quad (3.73)$$

Calcul du taux d'ondulation

Par définition, le *taux d'ondulation* d'un courant ondulé (ou pulsé) est le quotient de la valeur efficace de la composante alternative (ou ondulation) par la valeur moyenne de la composante continue:

$$r = \frac{I_{\text{eff}} \text{ de la composante alternative}}{I_{\text{moy}} \text{ de la composante continue}}$$

Si nous reprenons les deux premiers termes du développement en série de Fourier de l'équation 3.68, nous pouvons alors écrire:

$$I_{\text{moy}} \text{ de la composante continue} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi R_c}$$

La valeur efficace de la composante alternative de pulsation 2ω (ou 2^e harmonique), que nous considérons comme sinusoïdale, est:

$$I_{\text{eff}, 2} = \frac{4E_{\text{max}}}{(3\pi\sqrt{2})\sqrt{R_c^2 + 4\omega^2L^2}}$$

$$I_{\text{eff}, 2} = \frac{4E_{\text{max}}}{(3\pi\sqrt{2}R_c)\sqrt{1 + \frac{4\omega^2L^2}{R_c^2}}}$$

Pour simplifier les calculs, nous avons négligé les harmoniques supérieurs, la 4^e, la 6^e harmonique, etc. Nous avons:

$$\frac{2\omega L}{R_c} \gg 1$$

de sorte que:

$$\frac{4\omega^2L^2}{R_c^2} \gg 1$$

Après simplification, nous obtenons:

$$I_{\text{eff}, 2} = \frac{2E_{\text{max}}}{3\pi\sqrt{2}\omega L}$$

Le taux d'ondulation est donc:

$$r = \frac{2E_{\text{max}}/3\pi\sqrt{2}\omega L}{2E_{\text{max}}/\pi R_c}$$

$$r = \frac{R_c}{3\sqrt{2}\omega L} \quad (3.74)$$

où R_c est exprimé en ohms, L en henrys et ω en radians par seconde.

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est de 60 Hz, nous avons:

$$r = \frac{R_c}{1600L} \quad (3.75)$$

Les équations 3.74 et 3.75 indiquent clairement que le taux d'ondulation d'un filtre inductif en série diminue, d'une part, lorsque l'inductance de filtrage augmente et, d'autre part, lorsque la résistance de charge diminue, c'est-à-dire lorsque le courant circulant dans la charge est important. En conclusion, le filtre inductif en série ne devrait être utilisé que dans le cas de courants de charge assez importants.

Le choix d'un filtre inductif est souvent un compromis entre la valeur de l'inductance, la valeur de la résistance interne, l'encombrement et la masse de la bobine.

Une augmentation de la valeur de l'inductance améliore le filtrage mais occasionne une augmentation de la résistance interne de la masse et du coût de la bobine. La résistance peut être réduite à l'aide d'un fil de plus gros diamètre. Toutefois, cela augmente la masse et le coût de la bobine de filtrage.

Exemple 3.13

Un redresseur double alternance en pont avec filtre inductif doit fournir un courant de charge de 2 A, sous une tension moyenne de 100 V. La fréquence de la source d'alimentation est de 60 Hz. Calculez:

- la valeur de l'inductance nécessaire pour obtenir un taux d'ondulation de 3%;
- la tension au secondaire du transformateur, si la résistance interne de la bobine de filtrage est de 5 Ω .

Solution

- a) La résistance de charge est:

$$R_c = \frac{E_{moy}}{I_{moy}} = \frac{100}{2}$$

$$R_c = 50 \Omega$$

En transformant l'équation 3.75, nous obtenons:

$$L = \frac{R_c}{1600 r} = \frac{50}{1600 \times 0,03}$$

$$L = 1,04 \text{ H}$$

En pratique, nous choisirions une inductance de 1 H.

- b) Nous avons:

$$E_{moy} = \frac{2E_{max}}{\pi} - I_{moy} R_B$$

de sorte que:

$$E_{max} = \frac{(E_{moy} + I_{moy} R_B) \pi}{2}$$

$$E_{max} = \frac{(100 + 2 \times 5) (3,14)}{2} = 172,7 \text{ V}$$

La tension au secondaire est donc:

$$E_s = \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{172,7}{1,414} = 122,13 \text{ V}$$

$$E_s = 122 \text{ V}$$

Exemple 3.14

Détermination expérimentale du taux d'ondulation. Un bloc d'alimentation avec filtre inductif fournit une tension de sortie que l'on observe à l'oscilloscope (voir la figure 3.30). Calculez le taux d'ondulation?

Solution

Par définition:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{moy}}$$

La tension moyenne est donnée par la relation:

$$E_{moy} = E_{max} - \frac{E_{max} - E_{min}}{2}$$

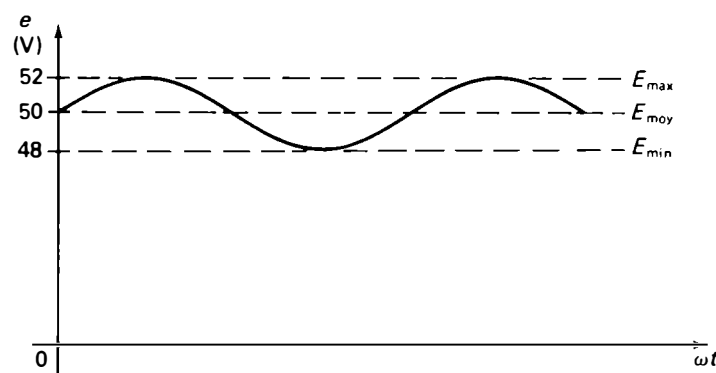


Figure 3.30 Oscillogramme de la tension de sortie.

À l'aide des valeurs fournies par l'oscillogramme de la figure 3.30, nous calculons:

$$E_{moy} = 52 - \frac{52 - 48}{2}$$

$$E_{moy} = 50 \text{ V}$$

Dans le cas d'un filtre inductif, la tension d'ondulation n'est pas exactement sinusoïdale. Toutefois, pour faciliter les calculs, nous la considérons comme telle. Nous pouvons donc écrire:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{c.-à-c.}}}{2\sqrt{2}}$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{52 - 48}{2 \times 1,414} = 1,41 \text{ V}$$

Le taux d'ondulation est donc:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{moy}} = \frac{1,41}{50}$$

$$r = 0,0282 \text{ ou } 2,82\%$$

3.3 FILTRE LC OU FILTRE EN « L » INVERSÉ

Le filtre LC est une combinaison du filtre inductif et du filtre capacitif. Il comprend une inductance en tête placée en série dans le circuit de charge et un condensateur monté en parallèle sur la résistance de charge (Figure 3.31.a). Il est à noter que, depuis la mise sur le marché des circuits régulateurs intégrés peu coûteux, le filtre LC n'est pratiquement plus utilisé.

3.3.1 Fonctionnement

Nous avons appris dans les paragraphes 3.1.7 et 3.2.2, que le taux d'ondulation augmente lorsque la résistance de charge augmente dans un filtre inductif (équation 3.74 et 3.75) mais diminue lorsque la résistance de charge augmente dans un filtre capacitif (équation 3.44 et 3.48). Une combinaison de ces deux filtres, comme c'est le cas dans le filtre LC, doit nous permettre d'obtenir un taux d'ondulation indépendant de la résistance de charge.

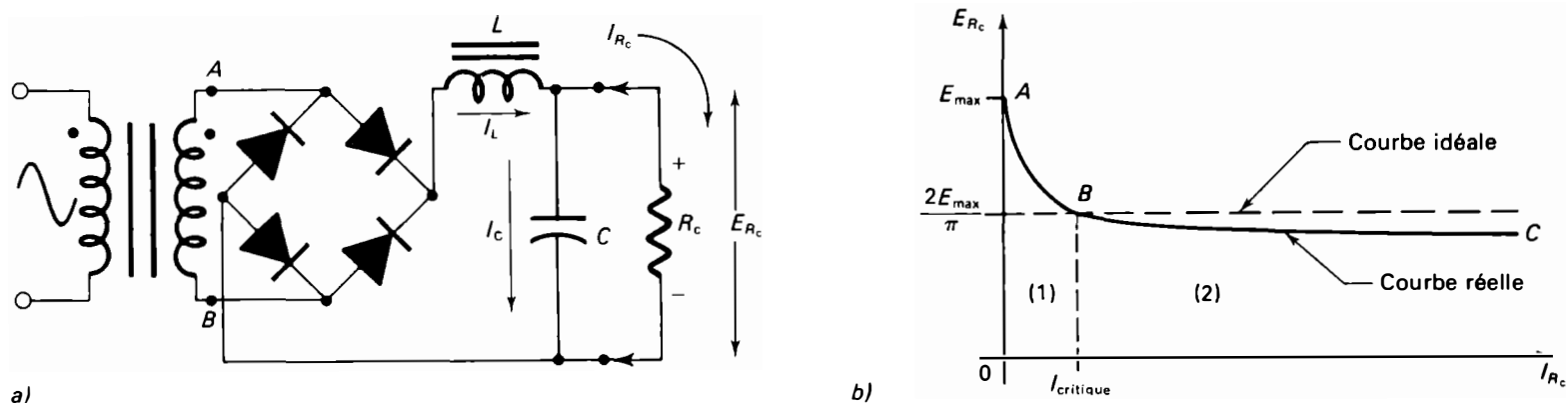


Figure 3.31 a) Filtre LC; b) représentation graphique de la tension de sortie en fonction du courant de charge.

Dans le filtre LC, l'inductance en série oppose une forte impédance au passage des courants harmoniques (composante alternative) et une faible résistance au passage de la composante continue. Pendant le même temps, le condensateur en parallèle bloque la composante continue mais il ne présente qu'une faible impédance aux courants harmoniques de sorte qu'il les court-circuite. Autrement dit, l'inductance tend à maintenir un courant de charge constant alors que le condensateur contribue à maintenir une tension de sortie constante.

Lorsqu'il n'y a aucune charge, c'est-à-dire lorsque $R_c \rightarrow \infty$ et $I_{R_c} = 0$, le filtre LC fonctionne comme un filtre capacitif. Le condensateur se charge à la valeur maximale de la tension de la source. Nous avons:

$$E_{\text{sortie à vide}} = E_{\text{max}} \quad (\text{voir la figure 3.31.b})$$

Lorsque la résistance de charge diminue et que le courant de charge augmente, le condensateur se charge et se décharge selon la constante de temps $R_c C$. La valeur moyenne de la tension de sortie décroît rapidement de A vers B (région 1 de la figure 3.31.b).

Lorsque le courant de charge est faible, l'action de l'inductance est limitée, le courant de charge est alors discontinu. Au point B, quand le courant atteint la valeur critique I_{critique} , l'énergie emmagasinée dans l'inductance durant l'augmentation de tension est suffisante pour maintenir un courant de charge ininterrompu. La valeur moyenne de la tension de sortie demeure alors sensiblement constante lorsque le courant de charge augmente (région 2 de la figure 3.31.b). À condition d'utiliser une inductance ayant une valeur suffisante, appelée *inductance critique*, nous pouvons calculer la valeur de la tension moyenne de sortie.

3.3.2 Valeur de la tension moyenne de sortie

En reprenant les deux premiers termes du développement en série de Fourier, nous avons la valeur instantanée de

la tension, dans le cas d'un redresseur double alternance:

$$v \approx \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} - \left(\frac{4E_{\text{max}}}{3\pi} \right) \cos 2\omega t - \dots \quad (3.76)$$

Si nous considérons une *inductance idéale*, c'est-à-dire une inductance ne possédant aucune résistance interne, nous obtenons la valeur moyenne de la tension de sortie; pour un redresseur double alternance, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} \quad (3.77)$$

En tenant compte des résistances de la bobine (R_b), des diodes (R_D) et de la source (R_s), nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} - I_{\text{moy}} R \quad (3.78)$$

où $R = R_b + R_D + R_s$.

Remarque: Cette valeur moyenne de la tension de sortie est identique à celle obtenue avec un filtre inductif (voir l'équation 3.72). Toutefois, le taux d'ondulation est très différent, ce que nous démontrerons au paragraphe 3.3.3.

3.3.3 Valeur de l'inductance critique d'un filtre LC

L'*inductance critique* d'un filtre LC est l'inductance minimale permettant le passage d'un courant de charge continu, c'est-à-dire un courant ne présentant aucune interruption. Les figures 3.32.a et 3.32.b illustrent de l'inductance sur la forme du courant de charge.

Pour la figure 3.32.a, la valeur de l'inductance est insuffisante de sorte que le courant de charge est discontinu. La figure 3.32.b représente la condition limite où le courant dans la charge n'est pas discontinu. Dans ce cas, l'inductance est à sa valeur critique. En pratique, L doit avoir une valeur supérieure ou, du moins, égale à la valeur critique que nous calculerons.

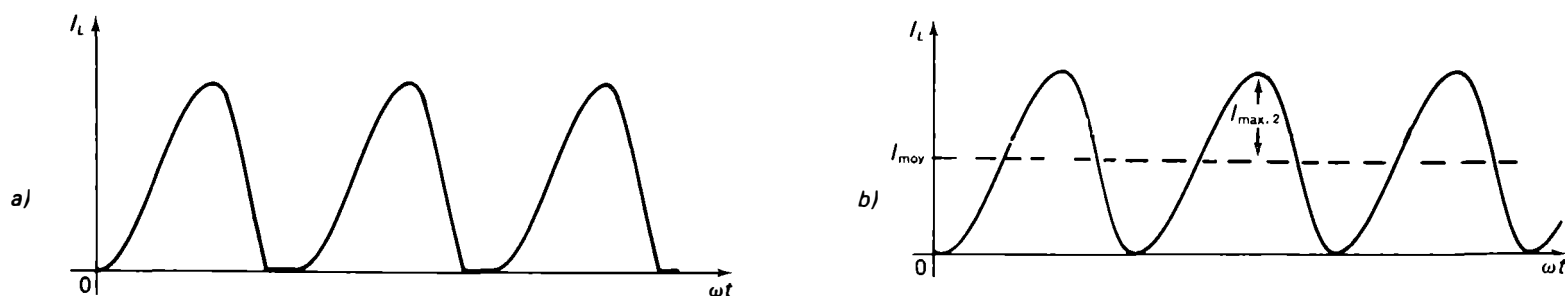


Figure 3.32 Forme du courant dans l'inductance: a) avec une inductance insuffisante; b) avec l'inductance critique L_{critique} .

Dans un redresseur double alternance muni d'un filtre LC , le courant dans l'inductance comprend une composante continue de valeur:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi R_c}$$

à laquelle est superposée une composante alternative sinusoïdale, de pulsation 2ω , dont la valeur de crête est:

$$I_{\text{max},2} = \frac{4E_{\text{max}}}{3\pi Z_2}$$

Le symbole Z_2 désigne l'impédance que le filtre oppose aux courants harmoniques de pulsation 2ω (2^e harmonique):

$$Z_2 = \sqrt{X_L^2 + X_C^2}$$

Pour obtenir un bon filtrage, il faut que:

$$X_L \gg X_C \text{ et } X_C \ll R_c \quad \text{pour la pulsation } 2\omega = 4\pi f$$

Alors: $Z_2 = X_L = 2\omega L$

et: $I_{\text{max},2} = \frac{4E_{\text{max}}}{3\pi 2\omega L}$

Pour obtenir un courant de charge toujours positif, c'est-à-dire un courant sans aucune interruption, la valeur moyenne doit dépasser ou, du moins, être égale à la valeur de la crête négative de la composante alternative de pulsation 2ω (voir la figure 3.32.b). Soit $I_{\text{moy}} \geq I_{\text{max}}$ (de la composante alternative de 2^e harmonique). Nous pouvons donc écrire:

$$\frac{2E_{\text{max}}}{\pi R_c} \geq \frac{4E_{\text{max}}}{3\pi 2\omega L_{\text{critique}}} \quad (3.79)$$

Après simplification, la valeur de l'inductance critique est:

$$L_{\text{critique}} \geq \frac{R_c}{3\omega} \quad (3.80)$$

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est de 60 Hz, nous obtenons:

où R_c est exprimé en ohms et L_{critique} en henrys.

À cause des approximations faites au cours des calculs (nous n'avons pas tenu compte des harmoniques supérieures à la 2^e), la valeur de L_{critique} devrait être plus élevée pour obtenir un bon filtrage. En pratique, nous choisirons comme valeur de l'inductance critique:

$$L_{\text{critique}} \geq \frac{R_c}{1000} \quad (3.82)$$

Nous pouvons également déterminer la valeur du *courant critique* I_{critique} qui représente la valeur minimale du courant de charge continu sans aucune interruption (voir la figure 3.32.b).

La valeur du courant critique, si l'on néglige la valeur de la résistance interne de la bobine, est:

$$I_{\text{critique}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi R_c} \quad (3.83)$$

D'après l'équation 3.80, $R_c \leq 3\omega L_{\text{critique}}$ de sorte que:

$$I_{\text{critique}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi 3\omega L_{\text{critique}}} \quad (3.84)$$

Dans cette relation I est exprimé en ampères, E en volts, L_{critique} en henrys et ω en radians par seconde.

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est de 60 Hz, nous obtenons:

$$I_{\text{critique}} \approx \frac{5,7 \times 10^{-4} E_{\text{max}}}{L_{\text{critique}}} \quad (3.85)$$

Remarques

1. À partir de la relation:

$$\frac{2E_{\text{max}}}{\pi R_c} \geq \frac{4E_{\text{max}}}{3\pi Z_2} \quad (\text{équation 3.79})$$

nous obtenons, après simplification:

$$Z_2 \geq \frac{2R_c}{3}$$

d'où:

Le symbole Z_2 désigne l'impédance que le filtre LC oppose au passage des courants harmoniques de pulsation 2ω (2^e harmonique).

Cette relation indique que le courant dans l'inductance et, par conséquent, dans la charge devient continu sans aucune interruption, lorsque la résistance de charge R_c est inférieure ou, au plus, égale à 1,5 fois l'impédance du filtre LC .

2. D'après la relation:

$$L_{\text{critique}} \geq \frac{R_c}{1000}$$

nous savons que, pour un faible débit, c'est-à-dire lorsque R_c est élevé, l'inductance doit être élevée pour obtenir un faible taux d'ondulation. Cependant, si la résistance de charge diminue, ce qui se traduit par une augmentation du courant de charge, la valeur de l'inductance peut être réduite.

En résumé, il faut que la bobine de filtrage présente une forte inductance pour les faibles courants de charge et une inductance moindre lorsque le courant de charge augmente. On peut résoudre ce problème en utilisant une bobine à inductance variable (*swinging choke*).

Pour un courant de charge nominal, la bobine à inductance variable fonctionne dans la zone de saturation magnétique et présente une inductance suffisante pour le filtrage. Lorsque le courant de charge diminue, le noyau magnétique de la bobine n'est plus saturé et la valeur de l'inductance augmente, ce qui maintient un bon filtrage. Par exemple, une bobine à inductance variable peut avoir une inductance de 30 H pour un courant nul et seulement de 4 H pour un courant de 100 mA. Ainsi, la bobine de filtrage présentera toujours une valeur au moins égale à celle de l'inductance critique.

Pour les composantes alternatives, le filtre LC forme un *diviseur de tension*. Aussi, pour obtenir un filtrage efficace, la réactance de la bobine, $X_L = 2\omega L$, doit être beaucoup plus élevée que la réactance du condensateur $X_C = 1/2\omega C$. Si $X_L \gg X_C$, le courant sinusoïdal de la composante alternative traversant la bobine est essentiellement déterminé par la réactance de la bobine. Sa valeur efficace est:

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{4E_{\text{max}}}{3\pi\sqrt{2}X_L} \quad (3.87)$$

Après transformation, nous obtenons:

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \left(\frac{2}{3\sqrt{2}X_L} \right) \left(\frac{2E_{\text{max}}}{\pi} \right)$$

$$I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{\sqrt{2}E_{\text{moy}}}{3X_L} \quad (3.88)$$

Bien que la réactance du condensateur $X_C = 1/2\omega C$ soit beaucoup plus faible que la résistance de charge R_c , elle n'est cependant pas nulle. La tension de l'ondulation résiduelle à la sortie du filtre est produite par le passage du courant d'ondulation à travers la réactance du condensateur. Nous avons donc:

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = (I_{\text{eff}} \text{ d'ondulation}) X_C$$

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{\sqrt{2}X_C E_{\text{moy}}}{3X_L}$$

La composante continue sera réduite dans le rapport $R_c/(R_c + R_B)$ (relation dans les ponts diviseurs de tension). Puisque R_B , résistance interne de la bobine, est faible, la composante continue sera peu affectée. Le taux d'ondulation est:

$$r = \frac{E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation}}{E_{\text{moy}}} = \left(\frac{\sqrt{2}X_C E_{\text{moy}}}{3X_L} \right) / E_{\text{moy}} \quad (3.89)$$

$$r = \frac{\sqrt{2}X_C}{3X_L} = \left(\frac{\sqrt{2}}{3} \right) \cdot \left(\frac{1}{2\omega C} \right) \cdot \left(\frac{1}{2\omega L} \right) \quad (3.90)$$

Le taux d'ondulation d'un filtre LC est donc:

$$r = \frac{0,47}{4\omega^2 LC} \quad (3.91)$$

où L est exprimé en henrys, C en farads et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde.

Lorsque la tension de la source d'alimentation est de 60 Hz, nous obtenons, pour un redresseur double alternance muni d'un filtre LC :

$$r = \frac{0,83}{LC} \quad (3.92)$$

où L est exprimé en henrys et C en microfarads.

Dans le cas d'un redresseur simple alternance, nous obtenons:

$$r = \frac{7,85}{LC} \quad (3.93)$$

où L est exprimé en henrys et C en microfarads. La fréquence de la source est de 60 Hz.

Remarque: Les équations 3.92 et 3.93 démontrent que, pour un filtre LC , le taux d'ondulation est indépendant de la résistance de charge.

Détermination du taux d'ondulation à l'aide de graphiques

La courbe de la figure 3.33 fournit directement la valeur du taux d'ondulation en fonction du produit $\omega^2 LC$, pour un redresseur monophasé double alternance.

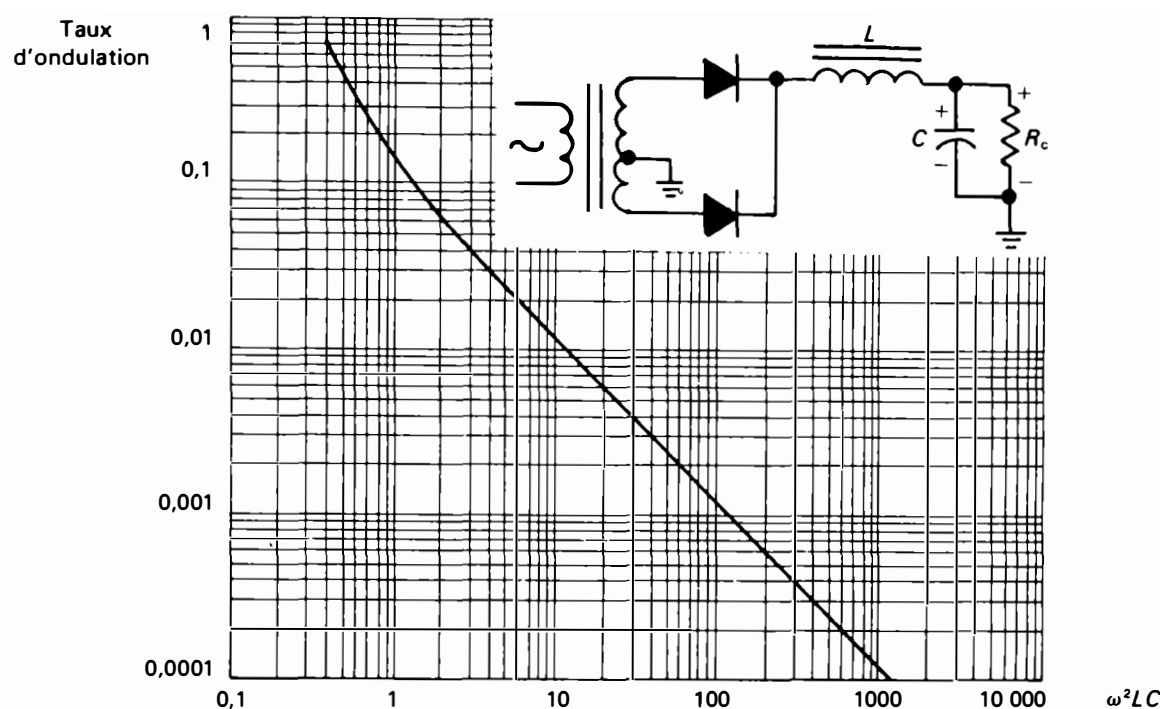


Figure 3.33 Taux d'ondulation en fonction de $\omega^2 LC$ pour un redresseur monophasé double alternance (L en henrys, C en microfarads et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

Exemple 3.15

On veut construire une alimentation non régulée avec filtre LC , semblable à celle illustrée à la figure 3.31.a. Elle doit fournir un courant de 200 mA sous une tension continue de 20 V. Le taux d'ondulation maximal doit être de 2%. La source d'alimentation est de 120 V et 60 Hz.

- Calculez la valeur de l'inductance et du condensateur requis.
- Déterminez les caractéristiques du transformateur d'alimentation et des diodes de redressement, si la résistance interne, en c.c., de la bobine de filtrage est évaluée à 20Ω .

Solution

a) Inductance critique

D'après l'équation 3.82, nous pouvons écrire:

$$L_{\text{critique}} \geq \frac{R_c}{1000}$$

où:

$$R_c = \frac{E_{\text{max}}}{I_{\text{moy}}}$$

$$R_c = \frac{20}{0,2} = 100 \Omega$$

Nous obtenons donc: $L_{\text{critique}} \geq \frac{100}{1000} = 0,1 \text{ H}$

Condensateur de filtrage

D'après l'équation 3.92, nous pouvons écrire:

$$r = \frac{0,83}{LC}$$

$$C = \frac{0,83}{Lr}$$

$$C = \frac{0,83}{0,1 \times 0,02} = 415 \mu\text{F}$$

En pratique, nous choisirons une inductance plus élevée, telle qu'une inductance de 0,5 H et 300 A. Un condensateur de filtrage de $100 \mu\text{F}$ et 50 V sera alors suffisant.

b) Caractéristiques du transformateur d'alimentation

La tension moyenne de sortie d'un redresseur double alternance à filtre π est:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} - I_{\text{moy}}R_b$$

de sorte que: $E_{\text{max}} = \frac{\pi E_{\text{moy}}}{2} + I_{\text{moy}}R_b$

$$E_{\text{max}} = \frac{20 \times 3,14}{2} + (0,2 \times 20) = 35,4 \text{ V}$$

La tension efficace du secondaire (entre la prise médiane et une borne) est:

$$E_{s,\text{eff}} = E_{\text{max}}/\sqrt{2}$$

$$E_{s,\text{eff}} = 35,4/\sqrt{2} = 25 \text{ V}$$

La valeur du courant au secondaire du transformateur est, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%:

$$0,2 + \frac{0,2 \times 50}{100} = 0,3 \text{ A}$$

Nous choisirons un transformateur d'alimentation de 120 V/25 V - 0 - 25 V et 300 mA.

Caractéristiques des diodes de redressement

$$I_{D,\text{moy}} = \frac{0,2}{2} = 0,1 \text{ A}$$

$$I_{D,\text{max}} = I_{D,\text{moy}} + I_{\text{max}} \text{ d'ondulation}$$

où (voir l'équation 3.88):

$$I_{\text{max}} \text{ d'ondulation} = \left(\frac{\sqrt{2}E_{\text{moy}}}{3X_L} \right) (\sqrt{2})$$

La réactance inductive opposée à la 2^e harmonique est:

$$X_L = 2\omega L$$

Nous obtenons donc:

$$I_{D, \max} = 0,1 + \frac{2 \times 20}{3 \times 2 \times 377 \times 0,5}$$

$$I_{D, \max} = 0,135 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C.} = 2E_{\max}$$

$$\text{T.I.C.} = 2 \times 35,4 = 70,8 \text{ V}$$

Si l'on adopte une marge de sécurité de 50% pour les courants et de 100% pour les tensions, les caractéristiques des diodes sont:

$$I_{\text{moy, nominal}} = 0,1 \times 1,5 = 0,150 \text{ A}$$

$$I_{\text{max, nominal}} = 0,135 \times 1,5 = 0,202 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C.} = 70,8 \times 2 = 141,6 \text{ V}$$

Nous pourrions choisir des diodes 1N859.

3.4 FILTRE EN π OU FILTRE CLC

Le filtre en π est une combinaison du filtre capacitif et du filtre LC. Il comprend un condensateur en tête suivi par une cellule LC (Figure 3.34.a). Dans ce filtre, le condensateur en tête, C_1 , se charge à la valeur maximale de la tension de la source. Lorsqu'aucun courant de charge ne circule, la tension de sortie est:

$$E_{\text{moy}} \text{ à vide} \approx E_{\max}$$

où $E_{\max} = \sqrt{2}E_{\text{eff}}$ de la source.

Dans le cas d'un redresseur double alternance, le condensateur C_1 se charge et se décharge, deux fois par période, à travers l'impédance LC_2 et la résistance de charge R_c . La tension aux bornes de C_1 aura une forme sensi-

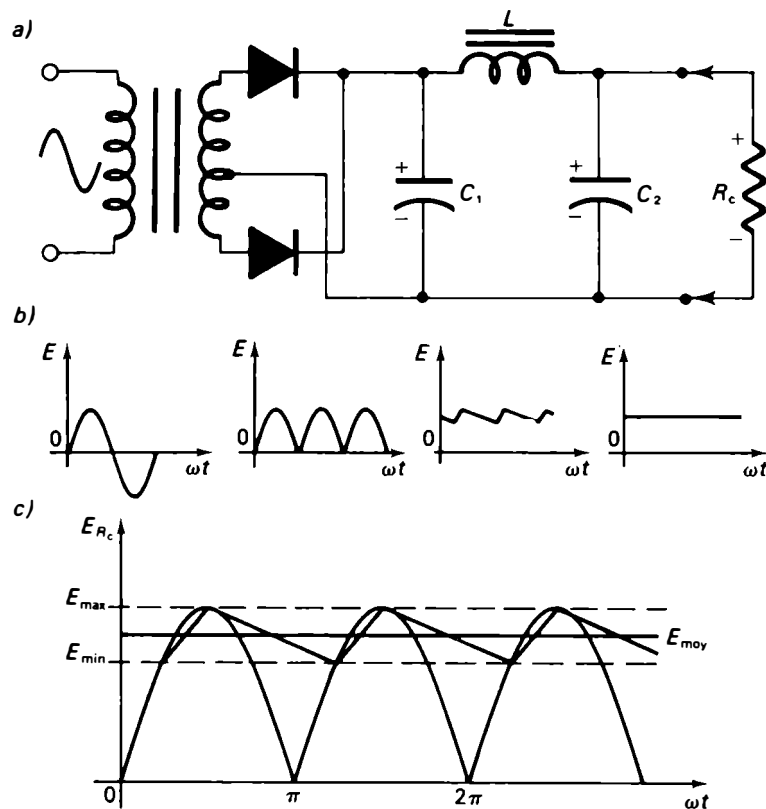


Figure 3.34 a) Filtre en π ; b) tension de sortie du filtre en π .

blement triangulaire (Figure 3.34.b), comme c'est le cas dans le filtre capacitif.

La quantité d'électricité perdue dans le condensateur C_1 durant la décharge est:

$$\Delta Q = I_{\text{moy}} \Delta t \left(\Delta t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \right)$$

$$\Delta Q = \frac{I_{\text{moy}}}{2f} \quad (3.94)$$

ce qui produit une variation de tension aux bornes de C_1 égale à:

$$\Delta E = E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}} = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{I_{\text{moy}}}{2fC_1} \quad (3.95)$$

Nous pouvons écrire:

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} - \frac{\Delta E}{2} = E_{\max} - \frac{I_{\text{moy}}}{4fC_1} \quad (3.96)$$

Pour un redresseur double alternance muni d'un filtre en π , la valeur moyenne de la tension de sortie, si l'on tient compte de la chute de tension aux bornes de la bobine, est:

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} - \frac{I_{\text{moy}}}{4fC_1} - I_{\text{moy}}R_B \quad (3.97)$$

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est de 60 Hz, nous obtenons les relations suivantes:

— redresseur double alternance

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} - \frac{I_{\text{moy}}}{240C_1} - I_{\text{moy}}R_B \quad (3.98)$$

— redresseur simple alternance

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} - \frac{I_{\text{moy}}}{120C_1} - I_{\text{moy}}R_B \quad (3.99)$$

Dans ces relations, E est exprimé en volts, I en ampères, C en farads et R_B en ohms.

La valeur de la tension de sortie d'un filtre en π est supérieure à celle obtenue avec un filtre LC. Cependant, la régulation de tension est moins bonne, ce qui se traduit par une chute plus rapide de la tension de sortie lorsque le courant de charge augmente (Figure 3.35).

Le taux d'ondulation du filtre en π est plus faible que celui du filtre LC à cause de l'action du condensateur en tête, mais il dépend de la valeur de la résistance de charge. Le taux d'ondulation pour un redresseur double alternance avec filtre en π est donné par:

$$r = \sqrt{2} \left(\frac{X_{C_2}}{R_c} \frac{X_{C_1}}{X_L} \right) \quad (3.100)$$

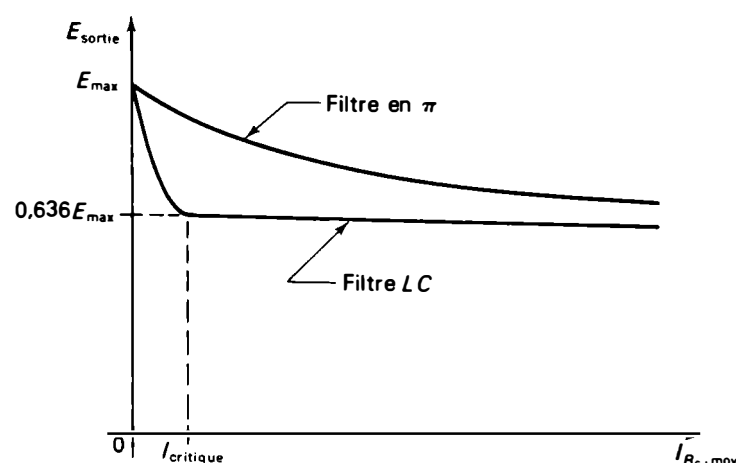


Figure 3.35 Courbe de régulation de tension pour un filtre LC et pour un filtre en π .

de sorte que, après transformation et simplification:

$$r = \frac{3300}{C_1 C_2 L R_c} \quad (3.101)$$

où L est exprimé en henrys, C en microfarads et R_c en ohms. La fréquence est de 60 Hz.

Le taux d'ondulation dans le cas d'un redresseur simple alternance avec filtre en π est:

$$r = \frac{26\,000}{C_1 C_2 L R_c} \quad (3.102)$$

où L est exprimé en henrys, C en microfarads et R_c en ohms. La fréquence est de 60 Hz.

Remarque: Un double filtre en π comprenant deux cellules en cascade diminuera encore le taux d'ondulation pour permettre un meilleur filtrage; mais la chute de tension aux bornes de la deuxième inductance en série diminuera la valeur de la tension de sortie et celle du taux de régulation.

Exemple 3.16

On veut construire une alimentation devant fournir une tension continue de 9 V avec un taux d'ondulation de 0,1% à une résistance de charge de 500 Ω . On utilisera un redresseur double alternance en pont suivi d'un filtre en π . Calculez:

- la valeur minimale de l'inductance à utiliser si l'on choisit deux condensateurs de 50 μF ;
- la tension aux bornes du secondaire du transformateur. La source d'alimentation est de 120 V et 60 Hz;
- la tension de sortie à vide et le taux de régulation de cette alimentation.

Solution

a) Pour un redresseur double alternance avec un filtre en π , nous avons:

$$r = \frac{3300}{C_1 C_2 L R_c} \quad (\text{équation 3.101})$$

de sorte que:

$$L = \frac{3300}{C_1 C_2 R_c r} = \frac{3300}{50 \times 50 \times 500 \times 0,001}$$

$$L = 2,64 \text{ H}$$

Nous pourrions choisir une bobine de filtrage de 3 H, dont la résistance directe est de 80 Ω .

b)

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{9}{500}$$

$$I_{\text{moy}} = 0,018 \text{ A}$$

La tension de sortie d'un filtre en π (double alternance) est:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{240C} - I_{\text{moy}} R_h \quad (\text{équation 3.98})$$

Alors:

$$E_{\text{max}} = 9 + \frac{0,018}{240 \times 50 \times 10^{-6}} + 0,018 \times 80$$

$$E_{\text{max}} = 11,94 \text{ V}$$

La tension aux bornes du secondaire du transformateur est:

$$E_{\text{eff. s}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{11,94}{\sqrt{2}}$$

$$E_{\text{eff. s}} = 8,44 \text{ V}$$

Nous choisirons un transformateur de 120 V:9 V.

c) La tension de sortie à vide est:

$$E_{\text{moy}} \text{ à vide} = E_{\text{max}}$$

$$E_{\text{moy}} \text{ à vide} = 11,94 \text{ V}$$

Le taux de régulation est:

$$\frac{E_{\text{max}} - E_{\text{moy}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{11,94 - 9}{9} = 0,326 \text{ ou } 32,6\%$$

Dans cet exemple, le filtre en π présente un faible taux d'ondulation (0,1%). Par contre, son taux de régulation est médiocre (32,6%).

3.5 FILTRES RÉSISTIFS

Lorsque le courant de charge est faible et lorsqu'une certaine ondulation résiduelle est tolérable, l'inductance d'un filtre LC ou d'un filtre en π peut être remplacée par une résistance. Le coût et l'encombrement des résistances sont moindres que ceux des bobines mais les chutes de tension à leurs bornes diminuent la valeur de la tension de sortie. Les filtres résistifs ne peuvent être utilisés que dans le cas d'alimentation de faible puissance.

3.5.1 Filtre RC

Le filtre RC le plus simple est composé d'une résistance R , placée en série dans le circuit de charge, et d'un condensateur, placé en parallèle avec la résistance de charge (Figure 3.36). Dans ce type de filtre, R est choisi nettement

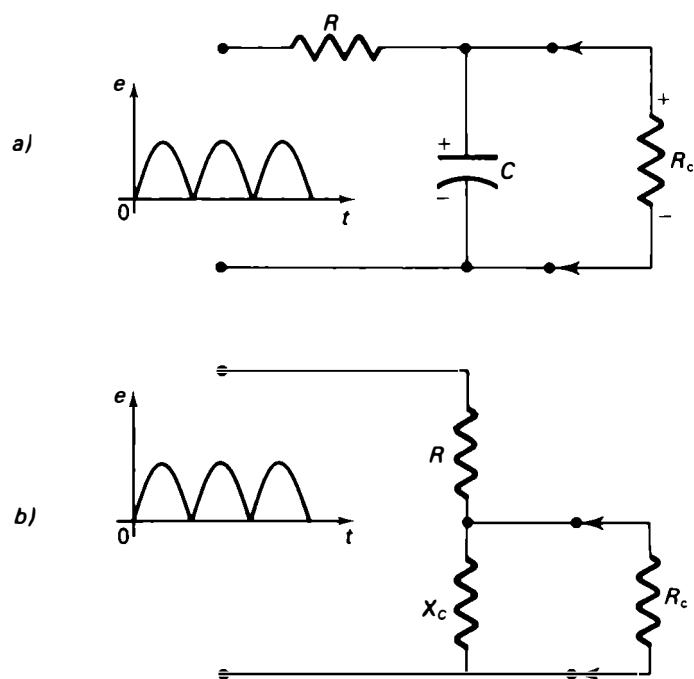


Figure 3.36 a) Filtre RC; b) circuit équivalent.

plus grand que X_C . En pratique, nous avons généralement une valeur de R de dix à quinze fois plus élevée que la valeur de X_C .

Pour les composantes alternatives, le circuit se comporte comme un diviseur de tension. Du fait que R soit beaucoup plus grand que X_C , la tension d'ondulation de sortie est beaucoup plus petite que la tension d'ondulation d'entrée. Nous pouvons donc écrire:

$$E_{\text{sortie d'ondulation}} = (E_{\text{entrée d'ondulation}}) \frac{X_C}{Z}$$

Pour la 2^e harmonique, nous obtenons:

$$\begin{aligned} E_{\text{sortie d'ondulation}} &= \left(E_{\text{entrée d'ondulation}} \right) \times \left(\frac{1/j2\omega C}{R + 1/j2\omega C} \right) \\ &= \left(E_{\text{entrée d'ondulation}} \right) \times \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (2\omega RC)^2}} \right) \end{aligned}$$

Puisqu'en pratique, $(2\omega RC)^2 \gg 1$, nous avons alors:

$$E_{\text{sortie d'ondulation}} = \frac{E_{\text{entrée d'ondulation}}}{2\omega RC}$$

L'atténuation des composantes alternatives est d'autant plus grande que la résistance en série R est élevée, mais cela cause une perte excessive de tension continue à ses bornes.

Lorsque le filtre RC est utilisé avec un redresseur double alternance, la composante alternative de 2^e harmonique est la principale source d'ondulation. En reprenant le deuxième terme du développement en série de Fourier

(équation 3.76), nous avons, à l'entrée du filtre, une tension d'ondulation:

$$E_2 = \frac{4E_{\text{max}}}{3\sqrt{2}\pi}$$

Si $1/2\omega C \gg R_c$, le courant d'ondulation de 2^e harmonique est:

$$I_2 \approx \frac{4E_{\text{max}}}{3\sqrt{2}\pi R}$$

ce qui produit une tension d'ondulation aux bornes de C , dont la valeur efficace est:

$$E_C = \frac{\sqrt{2}E_{\text{max}}}{3\pi\omega RC}$$

La valeur de la tension de sortie à vide est égale à E_{max} , mais elle décroît rapidement lorsque le courant de charge augmente. Dans le cas de $3 \leq R_c/R \leq 5$, la valeur moyenne de la tension de sortie est obtenue à l'aide de la relation:

$$E_{\text{moy}} \approx \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} \left(\frac{R_c}{R + R_c} \right) \quad (3.103)$$

Nous obtenons donc:

$$r = \frac{E_{\text{eff. C}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{1 + R/R_c}{3\sqrt{2}\omega RC} \quad (3.104)$$

Lorsque la fréquence de la source d'alimentation est de 60 Hz, nous obtenons:

$$r = \frac{1 + R/R_c}{1600RC} \quad (3.105)$$

où R est exprimé en ohms et C en farads.

Exemple 3.17

Dans le cas du redresseur double alternance avec filtre RC de la figure 3.36, calculez:

- la tension moyenne de sortie;
- le taux d'ondulation;
- la valeur du condensateur pour que le taux d'ondulation soit de 0,5%.

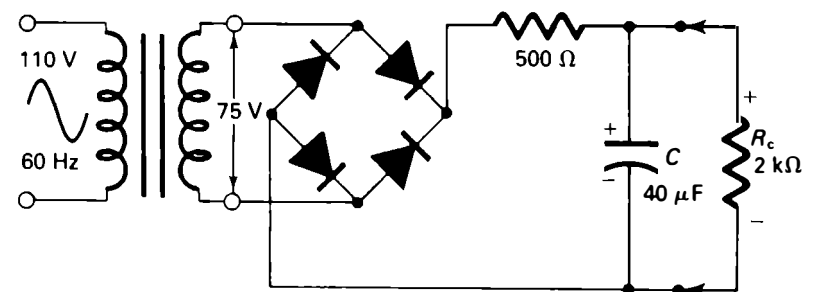


Figure 3.37 Exemple 3.17.

Solution

a)

$$E_{\max} = \sqrt{2}E_{\text{eff.s}} = \sqrt{2} \times 75$$

$$E_{\max} = 106\text{V}$$

Dans un filtre RC , la tension moyenne de sortie est déterminée à l'aide de l'équation 3.103:

$$E_{\text{moy}} = \frac{3E_{\max}}{\pi} \left(\frac{R_c}{R_c + R} \right)$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{2 \times 106}{3,14} \left(\frac{2000}{2000 + 500} \right) = 54\text{ V}$$

b) L'équation 3.105 nous permet de calculer le taux d'ondulation:

$$r = \frac{1 + R/R_c}{1600RC}$$

$$r = \frac{1 + 500/2000}{1600 \times 500 \times 40 \times 10^{-6}} = 0,039 \text{ ou } 3,9\%$$

c) La valeur minimale du condensateur pour obtenir un taux d'ondulation de 0,5% est calculée à partir de l'équation 3.105:

$$C = \frac{1 + R/R_c}{1600Rr}$$

$$C = \frac{1 + 500/2000}{1600 \times 500 \times 0,05} = 312\ \mu\text{F}$$

3.6 COMPARAISON DES DIFFÉRENTS TYPES DE FILTRES PASSE-BAS UTILISÉS DANS LES ALIMENTATIONS À COURANT CONTINU

Les différents filtres utilisés dans les alimentations à courant continu présentent leurs propres caractéristiques et performances.

3.6.1 Filtre capacitif

Le *filtre capacitif* est actuellement le plus employé dans la construction des alimentations à courant continu de faible et moyenne puissances. Il fournit une tension de sortie élevée par rapport à sa tension d'entrée (E_{moy} de sortie $\approx E_{\max}$) pour les faibles débits. Il présente une bonne efficacité avec un faible taux d'ondulation, particulièrement si l'on utilise des condensateurs de valeur élevée, de l'ordre de 1000 μF à 4000 μF , ou plus.

Les principaux inconvénients de ce filtre sont:

- la production de surintensités importantes dans les courants qui traversent les diodes. Le courant de pointe dans les diodes est très supérieur au courant moyen circulant dans la résistance de charge, de sorte qu'il faut choisir des diodes pouvant supporter des courants de pointe élevés;

- une médiocre régulation de tension. La tension de sortie du filtre diminue assez rapidement avec l'augmentation du courant de charge (courbe 1 de la figure 3.38).

3.6.2 Filtre inductif

Le *filtre inductif* comportant seulement une bobine en série est surtout employé dans les alimentations devant fournir des courants importants, comme c'est le cas dans les redresseurs polyphasés. Dans le cas des redresseurs monophasés, la tension de sortie est plus faible que celle obtenue avec le filtre capacitif (E_{moy} de sortie $\approx 0,636E_{\max}$). Le filtre inductif présente une bonne régulation de tension, surtout si la bobine n'a qu'une faible résistance interne. Le taux d'ondulation diminue lorsque la valeur de l'inductance et la valeur du courant de charge augmentent. Les principaux inconvénients de ce filtre sont l'encombrement et le coût relatif des bobines.

3.6.3 Filtre LC

Le *filtre LC* fournit une tension de sortie égale à celle du filtre inductif simple et un filtrage supérieur. Le taux d'ondulation ne dépend pas du courant de charge et il diminue lorsque les valeurs de l'inductance ou du condensateur augmentent.

Le filtre LC présente une très bonne régulation de tension pour des courants de charge supérieur à la valeur minimale I_{critique} (courbe 3 de la figure 3.38). Le filtre LC , comme le filtre inductif simple, permet d'éliminer les surintensités dans les diodes lors de la mise en marche de l'alimentation. Il améliore le taux d'utilisation du transformateur, ce qui augmente l'efficacité du montage redresseur. Dans ce filtre, il faut tenir compte de l'encombrement de la bobine lors de certaines applications.

3.6.4 Filtre en π

Le *filtre en π* , ou filtre CLC , qui est une combinaison des filtres capacitifs et LC , fournit une tension de sortie élevée proche de E_{\max} pour les faibles débits. Par contre, la régulation de tension est moins bonne que celle du filtre LC (courbe 2 de la figure 3.38). Le filtre en π représente un faible taux d'ondulation inférieur à celui du filtre LC . Cependant, son efficacité diminue lorsque le courant de charge augmente.

Les filtres LC et en π sont pratiquement délaissés au profit des filtres capacitifs, car on dispose maintenant de condensateurs de 1000 μF , de 4000 μF et plus, peu encombrants et peu coûteux, qui permettent un bon filtrage.

3.6.5 Filtres résistifs RC

Les *filtres résistifs RC* ne sont pratiquement utilisés que pour des alimentations de faible puissance fournissant des

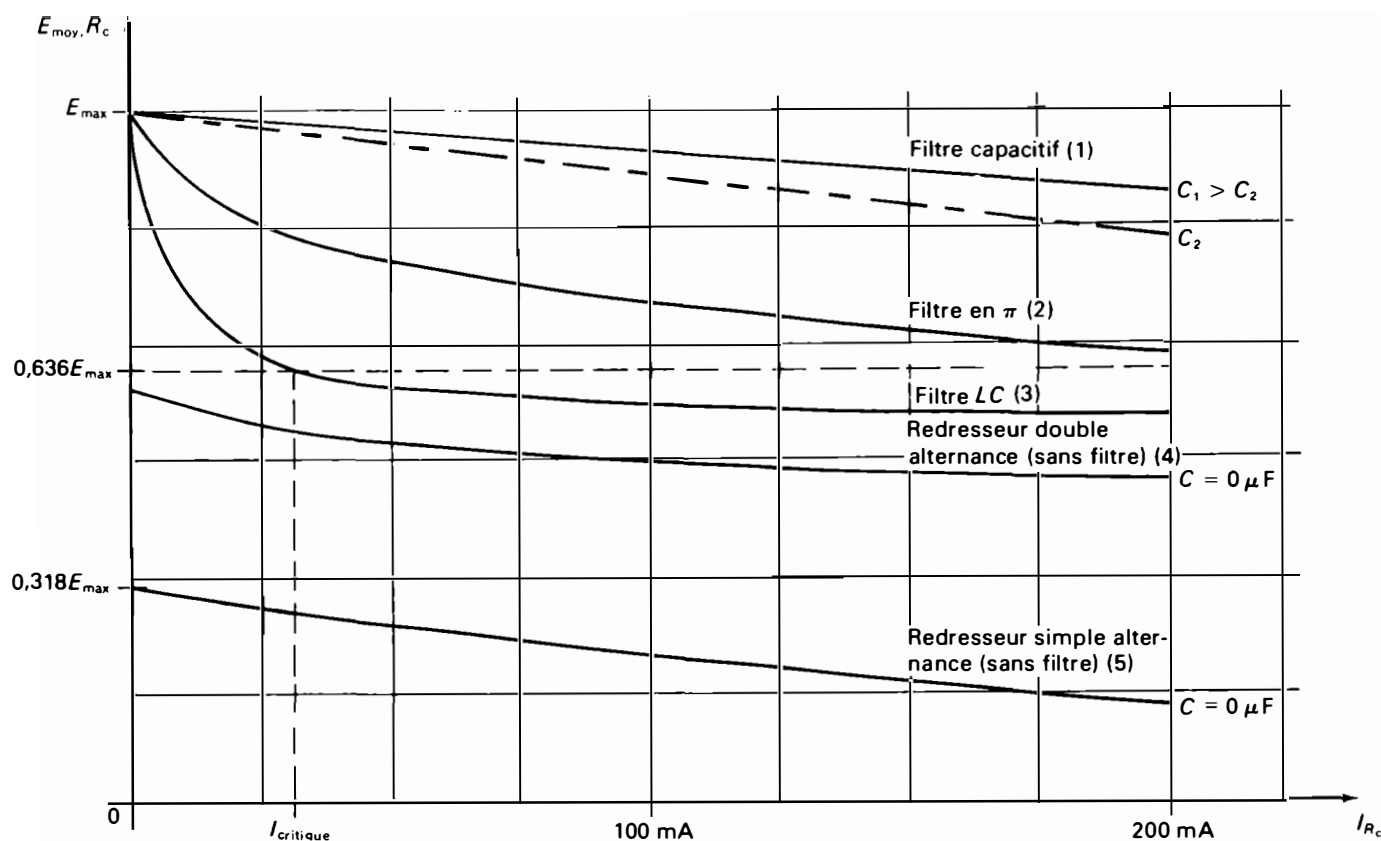


Figure 3.38 Courbes de régulation de tension pour des redresseurs de faible puissance munis de différents types de filtres.

courants de charge peu élevés. Pour assurer un bon filtrage, la résistance en série R doit être élevée, tout en restant faible comparativement à R_c . Cependant, une résistance de filtrage élevée produit une chute de tension assez impor-

tante à ses bornes, ce qui conduit à une baisse de la tension de sortie. Les filtres résistifs ont un encombrement et un prix plus faibles que les filtres LC et en π .

RÉSUMÉ

Dans une alimentation à courant continu, le filtrage permet de convertir une tension redressée pulsée en une tension continue sensiblement constante.

La tension redressée pulsée, obtenue à la sortie des diodes de redressement, comprend une composante continue de valeur constante et une composante alternative formée de tensions sinusoïdales de fréquence f ou de fréquences multiples de f .

Le rôle du filtre est de bloquer ou, du moins, d'atténuer fortement la composante alternative afin d'obtenir à sa sortie une tension continue constante présentant une tension d'ondulation résiduelle minimale, c'est-à-dire un facteur de forme qui tend vers 1.

Les principales caractéristiques électriques d'un filtre sont:

- sa tension continue de sortie;
- son courant continu — ou courant moyen — à la sortie;
- son taux d'ondulation;
- son taux de régulation de tension.

Le taux d'ondulation d'un filtre indique le pourcentage de la tension d'ondulation résiduelle à la sortie du filtre par rapport à la valeur moyenne de la tension continue de sortie:

$$r\% = \left(\frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}} \right) 100$$

Plus la tension d'ondulation résiduelle à la sortie d'un filtre est faible par rapport à la tension d'ondulation à l'entrée, meilleure est son efficacité. Le taux d'ondulation idéal serait de 0%; en pratique, on peut obtenir des taux d'ondulation de l'ordre de 0,1%.

Le taux de régulation de tension indique le pourcentage des variations de tension à la sortie du filtre par rapport aux variations de courant dans la charge:

$$\text{Taux de régulation (\%)} = \left(\frac{E_{\text{moy à vide}} - E_{\text{moy en charge}}}{E_{\text{moy en charge}}} \right) \times 100$$

Le taux de régulation idéal serait de 0%; en pratique, pour obtenir des taux de régulation de l'ordre de 0,1%, il faut placer un circuit régulateur à la sortie du filtre.

Les *taux d'ondulation et de régulation* sont plus faibles pour les redresseurs double alternance que pour les redresseurs simple alternance.

L'*efficacité du filtrage* et la *stabilité de la tension de sortie* varient considérablement d'un type de filtre à l'autre. On distingue les différents types de filtres suivants:

- Le *filtre capacitif* possède un taux d'ondulation qui augmente lorsque le courant dans la charge augmente. Ce type de filtre présente une régulation médiocre: la tension de sortie varie de façon importante avec le débit. Le filtre capacitif provoque des surintensités élevées dans les courants traversant les diodes, puisque le condensateur doit se charger durant un intervalle de temps très court. L'efficacité du filtrage augmente avec la valeur du condensateur mais les diodes doivent supporter des courants de pointe croissants. Actuellement, c'est le type de filtre le plus répandu dans les alimentations de faible et moyenne puissances.
- Le *filtre inductif* simple présente un taux d'ondulation qui diminue lorsque le débit augmente. Ce type de filtre est seulement utilisé dans des alimentations fournissant des courants importants.
- Le *filtre LC* a un taux d'ondulation qui ne dépend pas du courant débité dans la charge, à condition que la valeur de l'inductance soit supérieure à une valeur critique, soit:

$$L_{\text{critique}} \geq \frac{R_c}{1000}$$

Le filtre *LC* présente une bonne régulation de tension, améliore le taux d'utilisation du transformateur d'alimentation et réduit le courant de pointe dans les diodes.

Cependant, son encombrement est supérieur à celui du filtre capacitif.

- Le *filtre CLC*, ou *filtre en π* , présente un taux d'ondulation inférieur à celui du filtre *LC*. Par contre, sa régulation de tension est moins bonne.
- *Plusieurs cellules LC ou CLC* peuvent être montées en cascade afin d'améliorer le filtrage, mais l'encombrement et le coût de ces filtres sont alors plus importants. Dans certains cas, les inductances peuvent être remplacées par des résistances lorsque les courants de charge sont faibles.

Les calculs théoriques concernant les filtres fournissent des résultats qu'il faut interpréter, c'est-à-dire qu'ils ne donnent qu'un ordre de grandeur des éléments à utiliser. Signalons qu'en pratique, on utilise fréquemment des tables, des graphiques et des abaques qui facilitent l'établissement des projets de redresseurs avec filtres.

Dans le choix des composants, il faut évidemment tenir compte des facteurs de sécurité choisis et des marges de tolérance des différents composants:

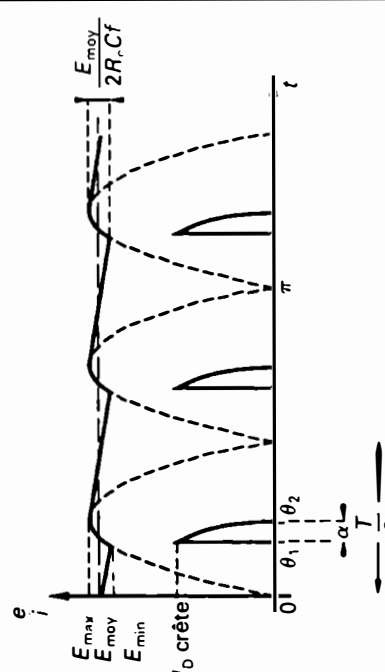
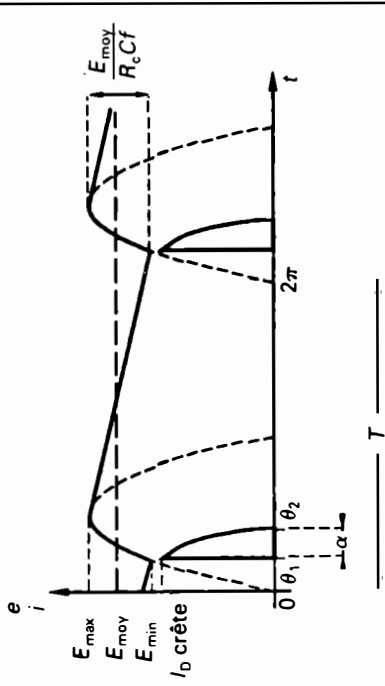
- transformateurs d'alimentation: $\pm 5\%$;
- inductances: $\pm 20\%$;
- condensateurs électrolytiques de filtrage: aluminium, de -10% à $+50\%$ et de -10% à $+100\%$; tantale, $\pm 20\%$;
- résistances: $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ et $\pm 20\%$.

Le choix du type de filtre dépend de plusieurs facteurs. C'est généralement un compromis entre, d'une part, les dimensions, la masse et le coût du filtre et, d'autre part, les caractéristiques électriques requises pour le filtre: tension et courant de sortie, taux d'ondulation et de régulation tolérables.

Les principales caractéristiques électriques pour chaque type de filtre sont présentées au tableau 3.1.

Tableau 3.1 Filtre capacitif débitant un courant dans une charge résistive.*

Forme d'onde à la sortie	Redressement simple alternance	Redressement double alternance
Charge résistive		
E_{moy} de sortie à vide	$E_{\text{max}} = \sqrt{2}E_{\text{eff},s}$	$E_{\text{max}}^{**} = \sqrt{2}E_{\text{eff},s}$ (montage en pont)
E_{moy} de sortie en charge (pour $I_{R_c} \leq 1A$)	$E_{\text{max}} - \left(\frac{E_{\text{max}} - E_{\text{min}}}{2} \right)$ $E_{\text{max}} \left(1 - \frac{1}{2R_c Cf} \right)$	$E_{\text{max}} - \left(\frac{E_{\text{max}} - E_{\text{min}}}{2} \right)$ $E_{\text{max}} \left(1 - \frac{1}{4R_c Cf} \right)$
	$E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{2Cf}$	$E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{4Cf}$
	$\frac{E_{\text{max}}}{1 + \sqrt{3}r}$	$\frac{E_{\text{max}}}{1 + \sqrt{3}r}$
$E_{c,\phi-c}$ d'ondulation	$\frac{E_{\text{moy}}}{R_c Cf} \approx \frac{E_{\text{max}}}{R_c Cf}$	$\frac{E_{\text{moy}}}{2R_c Cf} \approx \frac{E_{\text{max}}}{2R_c Cf}$
E_{eff} d'ondulation = $\frac{E_{c,\phi-c} \text{ d'ondulation}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{E_{\text{moy}}}{2\sqrt{3}R_c Cf} \approx \frac{E_{\text{max}}}{2\sqrt{3}R_c Cf}$	$\frac{E_{\text{moy}}}{4\sqrt{3}R_c Cf} \approx \frac{E_{\text{max}}}{4\sqrt{3}R_c Cf}$
Taux d'ondulation $r = \frac{E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation}}{E_{\text{moy}}}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}R_c Cf}$	$\frac{1}{4\sqrt{3}R_c Cf}$

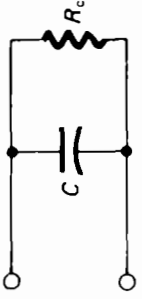
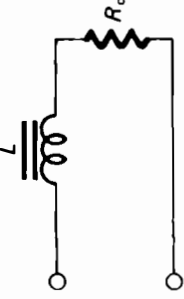
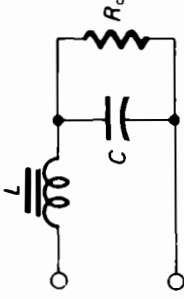
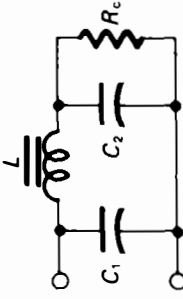


Dans le cas de f de la source = 60 Hz	
E_{moy} de sortie de charge	$E_{\text{max}} \left(1 - \frac{1}{240R_c C} \right)$
	$E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{240C}$
$E_{\text{c. à c.}}$ d'ondulation	$E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{120C}$
	$\frac{E_{\text{moy}}}{60R_c C} \approx \frac{E_{\text{max}}}{120R_c C}$
E_{eff} d'ondulation	$\frac{E_{\text{moy}}}{416R_c C} \approx \frac{E_{\text{max}}}{416R_c C}$
Taux d'ondulation: r	$\frac{1}{416R_c C}$
Courant direct de crête répétitif des diodes	
Angle de conduction par alternance: α	$\alpha = \theta_2 - \theta_1$
Angle du début de conduction: θ_1	$\theta_1 = \arcsin \left(1 - \frac{1}{R_c C f} \right)$ ou $\theta_1 = \arcsin \left(\frac{1 - \sqrt{3}r}{1 + \sqrt{3}r} \right)$
Angle de fin de conduction: θ_2	$\theta_2 = 180^\circ - \arctan R_c C \omega$ ou $\theta_2 = 180^\circ - \arctan \left(\frac{1,814}{(1 + \sqrt{3}r)r} \right)$
Courant de crête répétitif I_0 crête répétitif	$(I_{\text{moy}} \text{ charge}) \frac{180^\circ}{\alpha}$

* Dans ces formules, E est exprimé en volts, I en ampères, R en ohms, C en farads et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde.

** Dans le cas d'un redresseur double alternance, montage va-et-vient; $E_{\text{max}} = \sqrt{2}E_{\text{eff}}$ du demi-secondaire.

Tableau 3.2 Récapitulation des différents modes de filtrage (avec charges résistives).*

Type de filtres		Tension de sortie: E_{moy} ou $E_{c.c.}$		Taux d'ondulation r	Remarques
		à vide	en charge		
Capacitif		Simple alternance	$E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{120C}$	$\frac{1}{208R_c C}$	
		Double alternance	$E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{240C}$	$\frac{1}{416R_c C}$	Filtre actuellement le plus répandu
Inductif		Simple alternance	$0,159E_{\text{max}}[1 - \cos(\pi + \alpha)]$	D'après la courbe de la figure 3.25	$(\pi + \alpha)$: angle de conduction
		Double alternance	$0,318E_{\text{max}}$ (pour I_{critique}) $0,636E_{\text{max}}$ (pour I_{critique})	$\frac{2E_{\text{max}}}{\pi} - I_{\text{moy}}R_b$	$\frac{R_c}{1600L}$
LC		Simple alternance	$0,318E_{\text{max}} - I_{\text{moy}}R_b$	$\frac{7,85 \times 10^{-6}}{LC}$	Non employé dans le redressement simple alternance
		Double alternance	E_{max}	$0,636E_{\text{max}} - I_{\text{moy}}R_b$	$\frac{8,3 \times 10^{-7}}{LC}$
π ou CLC		Simple alternance	E_{max}	$\frac{5 \times 10^{-8}}{2C_1 C_2 L R_c}$	En pratique, $C_1 = C_2$
		Double alternance	$E_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{120C_1} - I_{\text{moy}}R_b$	$\frac{1 \times 10^{-8}}{3C_1 C_2 L R_c}$	

<p>CLC à deux cellules</p>	Simple alternance	E_{\max}	$E_{\max} - \frac{I_{\text{moy}}}{120C_1} - I_{\text{moy}}R_b$	$\frac{7 \times 10^{-14}}{4C_1C_2C_3L_1L_2R_c}$	R_b : résistance en c.c. de la bobine
	Double alternance	E_{\max}	$E_{\max} - \frac{I_{\text{moy}}}{240C_1} - I_{\text{moy}}R_b$	$\frac{7 \times 10^{-14}}{12C_1C_2C_3L_1L_2R_c}$	
<p>RC</p>	Simple alternance	E_{\max}	—	—	Filtre utilisé pour les faibles puissances
	Double alternance	E_{\max}	$0,636E_{\max} \left(\frac{R_c}{R + R_c} \right)$ ($3 \leq \frac{R_c}{R} \leq 5$)	$\frac{1 + R/R_c}{1600RC}$	
<p>CRC</p>	Simple alternance	E_{\max}	$E_{\max} - \frac{I_{\text{moy}}}{120C_1} - I_{\text{moy}}R$	$\frac{1 \times 10^{-5}}{C_1C_2RR_c}$	—
	Double alternance	E_{\max}	$E_{\max} - \frac{I_{\text{moy}}}{240C_1} - I_{\text{moy}}R$	$\frac{1 \times 10^{-5}}{4C_1C_2RR_c}$	
<p>Aucun filtrage</p>	Simple alternance	$0,318E_{\max}$	$\approx 0,318E_{\max}$	1,21	—
	Double alternance	$0,636E_{\max}$	$\approx 0,636E_{\max}$	0,48	

* Dans ces formules, E est exprimé en volts, I en ampères, L en henrys et C en farads ($f = 60$ Hz).

Tableau 3.3 Courant dans une alimentation symétrique à filtre capacitif.

Résistances de charge égales	
<p style="text-align: center;">T: 120:10 CT</p>	
<p>a) Circuit (le courant est nul dans le fil neutre).</p> <p style="text-align: center;">Résistances de charge inégales</p>	<p>b) Schéma équivalent.</p> <p style="text-align: center;">Résistance de charge unique</p>
<p>c) Le courant dans le fil neutre est égal à la différence des courants de charge.</p>	<p>d) Le schéma équivalent correspond à un montage va-et-vient utilisant les diodes D_1 et D_4.</p>

QUESTIONS

- 3.1 Quel est le but du filtrage?
- 3.2 Qu'appelle-t-on efficacité d'un filtre?
- 3.4 Qu'appelle-t-on taux d'ondulation et taux de régulation de tension d'un filtre?
- 3.5 Quels sont les effets d'un filtrage défectueux dans un récepteur de radio?
- 3.6 Expliquez le fonctionnement d'un filtre capacitif. Quelle est l'utilité du condensateur de filtrage?
- 3.7 Quels sont les effets du condensateur de filtrage sur la T.I.C. des diodes:
- d'un redresseur simple alternance;
 - d'un redresseur double alternance.
- 3.8 Dans le cas du filtre capacitif, qu'appelle-t-on:
- courant de crête ou courant de pointe répétitif;
 - courant de crête non répétitif?
- Quelles différences existe-t-il entre ces deux courants de crête?
- 3.9 Quels sont les effets d'une augmentation de la valeur du condensateur de filtrage sur les courants de crête des diodes?
- 3.10 Dans un redresseur simple alternance avec filtre capacitif, à quel moment de la période la diode commence-t-elle à conduire? Pourquoi? À quel moment cesse-t-elle de conduire? Pourquoi?
- 3.11 Quels sont les effets d'une augmentation de la valeur du condensateur de filtrage sur:
- le taux d'ondulation;
 - le taux de régulation de tension;
 - la tension moyenne de sortie;
 - le courant de crête répétitif dans les diodes?
- 3.12 Dans un redresseur avec filtre capacitif, qu'arrive-t-il, lorsque la résistance de charge est diminuée:
- à la tension et au courant moyen de sortie;
 - au courant de crête dans les diodes;
 - au taux d'ondulation?
- 3.13 Pourquoi le taux d'ondulation d'un filtre capacitif est-il plus élevé pour un redresseur simple alternance que pour redresseur double alternance?
- 3.14 Quels sont les avantages et les inconvénients du filtre capacitif?
- 3.15 Décrivez le principe de fonctionnement d'un condensateur électrolytique. Pourquoi utilise-t-on des condensateurs électrolytiques dans le filtrage?
- 3.16 Quelles sont les caractéristiques essentielles conditionnant l'emploi des condensateurs électrolytiques de filtrage?
- 3.17 Quels sont les effets produits par une inductance placée en série dans le circuit de charge d'un redresseur double alternance? Expliquez pourquoi.
- 3.18 Qu'appelle-t-on inductance critique et courant critique d'un filtre LC?
- 3.19 Que se passe-t-il si l'inductance d'un filtre LC a une valeur inférieure à la valeur critique?
- 3.20 Analysez le fonctionnement du filtre LC: tension de sortie, forme du courant de charge, taux d'ondulation et de régulation.
- 3.21 Analysez le fonctionnement du filtre en π , ou filtre CLC: tensions de sortie à vide et en charge, taux d'ondulation et de régulation.
- 3.22 Quelle est la valeur de la T.I.C., en fonction de E_{\max} , supportée par les diodes des circuits redresseurs suivants:
- simple alternance sans filtre;
 - double alternance: montages avec transformateur à point milieu et en pont sans filtre;
 - simple alternance avec filtre capacitif et avec filtre inductif simple;
 - double alternance avec filtre capacitif: montages avec transformateur à point milieu et en pont.
- 3.23 Analysez le fonctionnement du filtre résistif RC.
- 3.24 Quels sont les avantages et les inconvénients des filtres résistifs?

PROBLÈMES

- 3.1 Calculez le taux d'ondulation d'une tension moyenne de 15 V à laquelle est superposée une tension efficace d'ondulation de 120 mV.
- 3.2 Calculez le taux d'ondulation d'une tension, obtenue à la sortie d'un filtre capacitif, dont la valeur moyenne est de 30 V et la valeur maximale, de 30,4 V.
- 3.3 La valeur de crête de la tension de sortie d'un filtre capacitif est de 24,84 V. Calculez la valeur moyenne de cette tension, sachant que le taux d'ondulation est de 2%.
- 3.4 Une alimentation non stabilisée fournit une tension à vide de 12 V. Un courant de 180 mA circule dans une résistance de charge de 60 Ω . Quel est le taux de régulation de cette alimentation?
- 3.5 La tension de sortie à vide d'une alimentation non stabilisée est de 28 V. Calculez la valeur de la tension de sortie à pleine charge, sachant que son taux de régulation est de 4%.
- 3.6 La tension de sortie d'un filtre capacitif est de 5 V. Quelle est la valeur efficace de sa tension d'ondulation, sachant que le taux d'ondulation est de 0,5%?
- 3.7 Un redresseur double alternance muni d'un filtre capacitif fournit une tension de sortie de 20 V, à laquelle est superposée une tension d'ondulation de 24 mV. Calculez:
- le taux d'ondulation à la sortie du filtre;
 - le facteur d'efficacité du filtre.

- 3.8 Un redresseur simple alternance avec filtre capacitif doit alimenter une résistance de charge de 50 Ω . Le taux d'ondulation toléré est de 5%; le rapport de transformation du transformateur d'alimentation est:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{1}{6}$$

La source d'alimentation est de 120 V et 60 Hz. Calculez:

- la valeur minimale du condensateur nécessaire;
 - les valeurs moyennes de la tension et du courant de sortie.
- 3.9 Refaites le problème 3.8, mais dans le cas d'un redresseur double alternance avec montage en pont.
- 3.10 Dans le redresseur simple alternance avec filtre capacitif illustré à la figure 3.39, on tolère un taux d'ondulation de 2%.

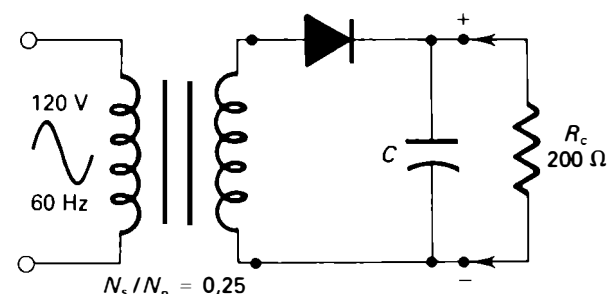


Figure 3.39 Problème 3.10.

- a) Calculez la valeur minimale de C nécessaire, la valeur de la tension nominale qu'il doit pouvoir supporter, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%.
- b) Calculez les valeurs du courant de sortie et de la tension de sortie en charge.
- c) Calculez la valeur de l'angle de conduction de la diode.
- d) Calculez la valeur du courant de crête répétitif dans la diode.
- e) Tracez la représentation graphique de la tension de sortie et indiquez-y les valeurs E_{\max} , E_{\min} et $E_{c.c.}$ ou E_{moy} .

3.11 Refaites le problème 3.10, mais dans le cas d'un redresseur double alternance avec montage en pont.

3.12 Dans le redresseur double alternance avec filtre capacitif, illustré à la figure 3.40, les diodes sont considérées comme idéales.

- a) Calculez la valeur de la tension de sortie en charge.
- b) Calculez la puissance (en c.c.) dissipée dans la charge.
- c) Calculez les valeurs de crête et efficace de la tension d'ondulation.
- d) Calculez les valeurs de crête et efficace du courant d'ondulation.
- e) Calculez le taux d'ondulation.
- f) Calculez l'angle de conduction des diodes et la valeur du courant de crête répétitif qui les traverse.
- g) Tracez la représentation graphique de la tension de sortie en charge et indiquez-y les valeurs E_{\max} , E_{\min} et $E_{c.c.}$ ou E_{moy} .

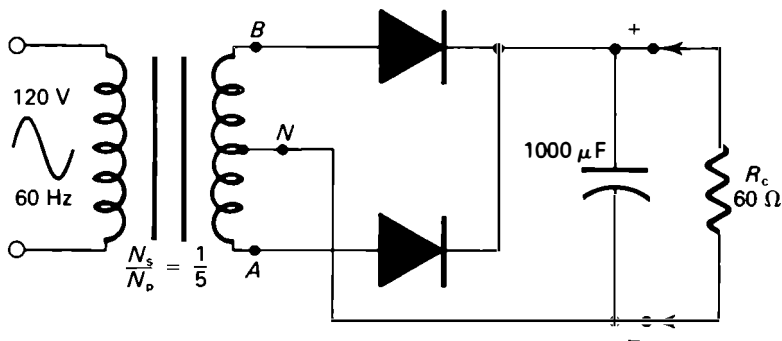


Figure 3.40 Problème 3.12.

3.13 Refaites le problème 3.12, mais dans le cas d'un redresseur double alternance avec montage en pont. Le pont est branché entre les bornes A et B du secondaire du transformateur.

3.14 On désire construire une alimentation non régulée fournissant une tension de 30 V aux bornes d'une résistance de charge de 100 Ω. Elle comprend un redresseur double alternance utilisant un transformateur avec prise médiane et un condensateur de filtrage. Le taux d'ondulation toléré est de 1%. La source d'alimentation est de 120 V et 60 Hz. Calculez:

- a) les spécifications requises pour le transformateur d'alimentation (tension et courant moyen au secondaire) pour qu'il fonctionne à 80% de sa valeur nominale.
- b) les spécifications requises pour les diodes, si l'on adopte une marge de sécurité de 40% pour les courants et de 80% pour les tensions:
 - I_{moy} ,
 - $I_{\text{crête}}$ répétitif,
 - T.I.C.
- c) les spécifications requises pour le condensateur:
 - capacité nominale,
 - tension nominale avec une marge de sécurité de 50%.

3.15 Calculez les spécifications des composants du redresseur illustré à la figure 3.41. La charge demande 200 mA sous 20 V c.c. Le taux d'ondulation toléré est de 0,5%.

- a) Spécifications du transformateur:
 - tension et courant au secondaire, pour que le transformateur fonctionne à 70% de sa puissance nominale,
 - rapport de transformation.
- b) Spécifications des diodes: courant moyen, courant de crête répétitif T.I.C., pour que les diodes fonctionnent à 80% de leurs valeurs nominales.
- c) Spécifications du condensateur de filtrage:
 - capacité nominale,
 - tension nominale avec une marge de sécurité de 50%.

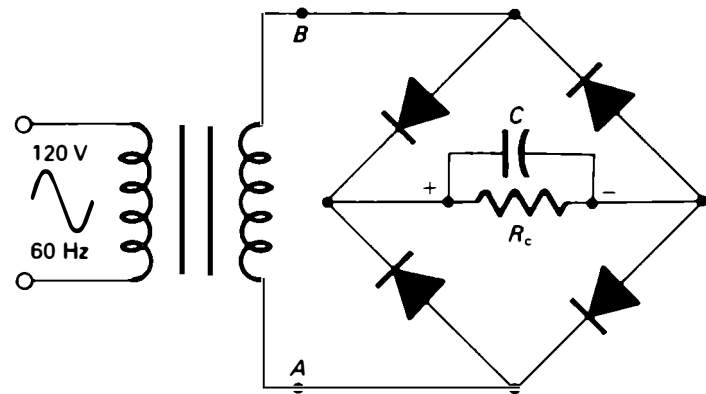


Figure 3.41 Problème 3.15.

3.16 Les caractéristiques d'un redresseur simple alternance avec filtre capacitif sont: transformateur de 120 V:30 V et 60 Hz, résistance de charge $R_c = 150 \Omega$; résistance de la source $R_s = 1,5 \Omega$. Déterminez, à l'aide des graphiques des figures 3.10 et 3.12:

- a) la valeur du condensateur de filtrage pour que le taux d'ondulation soit de 2%;
- b) la valeur de la tension continue (ou tension moyenne) de sortie.

3.17 Refaites le problème 3.16, mais dans le cas d'un redresseur double alternance en pont. Utilisez les graphiques des figures 3.11 et 3.12.

3.18 Dans le redresseur avec filtre inductif illustré à la figure 3.42, calculez:

- a) la valeur de l'inductance critique, si l'on tolère un taux d'ondulation de 5%.
- b) les valeurs de la tension et du courant de sortie.

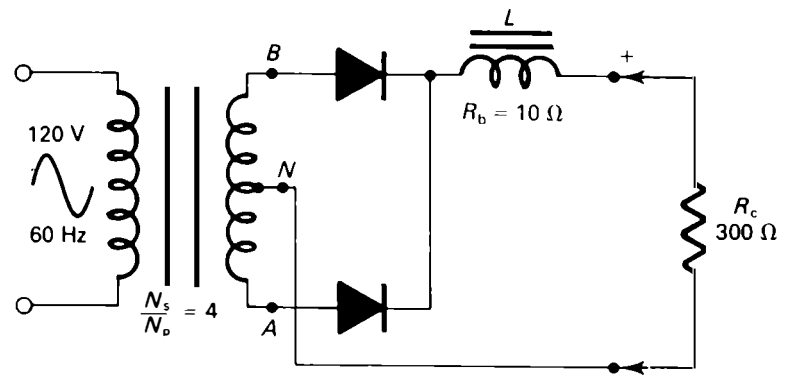


Figure 3.42 Problème 3.18.

3.19 Un redresseur simple alternance avec filtre inductif est alimenté par une source alternative de 120 V et 60 Hz. Calculez la valeur de la tension moyenne de sortie, sachant que l'angle de conduction de la diode est de 210° .

3.20 À l'aide du redresseur à filtre LC de la figure 3.43, on veut obtenir un taux d'ondulation de 1%. Calculez

- les valeurs de L et de C ;
- les spécifications du transformateur (tension efficace et courant moyen au secondaire), pour que celui-ci fonctionne à 80% de sa valeur nominale;
- les spécifications des diodes (I_{moy} et la T.I.C.) dans le cas d'une marge de sécurité de 50%.

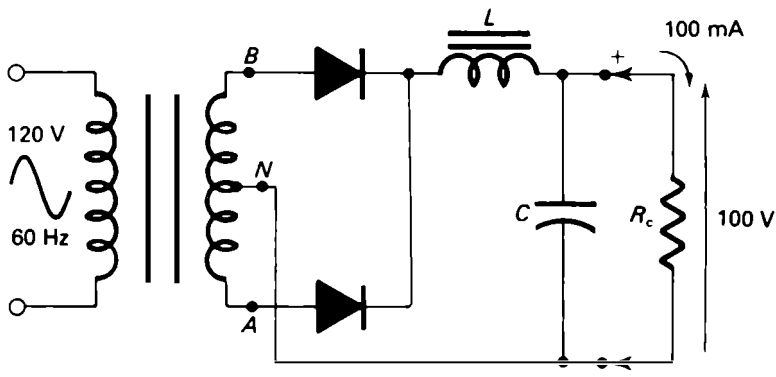


Figure 3.43 Problème 3.20.

3.21 Un redresseur double alternance en pont avec filtre LC doit fournir un courant de 100 mA sous une tension de 80 V c.c. On tolère une tension d'ondulation résiduelle de 0,9 V. Calculez:

- les valeurs de L_{critique} et de C .
- la valeur de la tension au secondaire du transformateur.

3.22 Un filtre en π comprend les éléments suivants: deux condensateurs de $50 \mu\text{F}$ et une bobine de 1,5 H dont la résistance en c.c. est de 40Ω . Il est placé à la sortie d'un redresseur en pont alimenté par un transformateur de 120 V: 60 V et 60 Hz.

Calculez:

- la tension de sortie à vide du filtre;
- la tension de sortie lorsqu'un courant de 100 mA circule dans la charge;
- le taux d'ondulation du filtre;
- le taux de régulation de tension de cette alimentation non stabilisée.

3.23 Un redresseur double alternance en pont muni d'un filtre en π doit fournir une tension continue de 40 V aux bornes d'une résistance de charge de 500Ω . Le taux d'ondulation toléré est de 0,1%. Calculez:

- les valeurs de la bobine et des condensateurs de filtrage.
- les caractéristiques du transformateur d'alimentation: tension et courant au secondaire pour qu'il fonctionne à 70% de sa puissance nominale. La source d'alimentation est de 120 V et 60 Hz.

Note: on choisira deux condensateurs identiques, $C_1 = C_2$, et on choisira une bobine de filtrage $L = 2L_{\text{critique}}$. La résistance en c.c. de la bobine de filtrage est évaluée à 20Ω .

3.24 Un redresseur double alternance en pont avec filtre RC comprend les éléments suivants: un transformateur d'alimentation de 120 V: 40 V et 60 Hz, une résistance de filtrage $R = 800 \Omega$, un condensateur de filtrage $C = 40 \mu\text{F}$. Calculez:

- la tension et le courant de sortie pour une résistance de charge de $2,5 \text{ k}\Omega$;
- le taux d'ondulation du filtre.

3.25 Un redresseur double alternance en pont avec filtre CRC comprend les éléments suivants: un transformateur d'alimentation de 120 V: 60 V et 60 Hz, une résistance de filtrage $R = 300 \Omega$ et deux condensateurs de filtrage, $C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}$. Calculez:

- la tension de sortie pour un courant de charge de 50 mA;
- le taux d'ondulation du filtre;
- le taux de régulation de cette alimentation non stabilisée.

4 Régulation de tension et de courant

PRÉSENTATION

Une alimentation comprenant seulement un transformateur d'alimentation, des diodes de redressement et un filtre n'est pas suffisante pour fournir une tension de sortie continue constante sans aucune ondulation résiduelle, lorsqu'elle est soumise à des variations de la tension d'entrée (tension du réseau), du courant de charge et de la température. Il faut donc ajouter un circuit régulateur de tension (ou de courant) entre le filtre et les circuits d'utilisation.

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord la notion de régulation de tension et de courant. Puis nous analyserons le fonctionnement des principaux types de régulateurs de tension linéaires et à découpage constitués de composants discrets et de circuits intégrés. Nous déterminerons ensuite les caractéristiques des divers composants nécessaires à la construction de régulateurs de tension et de courant. Enfin, nous analyserons le fonctionnement de quelques circuits de protection contre les surintensités, les surchauffes et les surtensions.

CONTENU

- 4.1 Introduction à la régulation
 - 4.2 Différents types de régulateurs de tension
 - 4.3 Régulateurs de tension shunt à composants discrets
 - 4.4 Régulateurs de tension série à composants discrets
 - 4.5 Régulateurs de tension à amplificateurs opérationnels
 - 4.6 Régulateurs de tension linéaires à circuits intégrés
 - 4.7 Régulateurs de tension à découpage
 - 4.8 Régulateurs de courant
 - 4.9 Protection des alimentations contre les surintensités, les surchauffes et les surtensions.
-

OBJECTIFS

Connaître et comprendre le principe de la régulation de tension et de courant.

Analyser le fonctionnement des montages régulateurs de tension fondamentaux.

Calculer les valeurs des tensions et des courants régulés ainsi que les valeurs des taux de régulation.

Déterminer les caractéristiques des composants des montages régulateurs.

Faire la conception de régulateurs de tension et de courant.

4.1 INTRODUCTION À LA RÉGULATION

Une *alimentation régulée* (ou *stabilisée*) est un générateur dont une des grandeurs de sortie, la tension ou le courant, peut être stabilisée à une ou à plusieurs valeurs fixes. Dans une alimentation régulée en tension, la tension de sortie, V_{sortie} , est maintenue constante et indépendante, dans des limites données, de la tension d'entrée, $V_{\text{entrée}}$, du courant de charge, I_{R_c} , et de la température, T . Ainsi, à partir d'une tension redressée filtrée variant autour d'une valeur moyenne, un régulateur de tension doit fournir une tension continue constante avec une très faible ondulation résiduelle, tout en fournissant un courant variable selon une certaine gamme. Le régulateur de tension permet donc:

- d'obtenir une tension de sortie continue constante pour une charge variable;
- de réduire le plus possible la tension d'ondulation résiduelle encore présente après le filtrage;
- d'éliminer, ou d'atténuer fortement, les effets des variations de la tension d'entrée (tension du réseau d'alimentation).

4.1.1 Taux et facteurs de régulation

Taux de régulation de tension

Le *taux de régulation de tension* est la caractéristique la plus importante, car il permet d'évaluer les performances d'une alimentation stabilisée. Il indique, en pour cent, les variations de la tension de sortie par rapport aux variations du courant circulant dans la charge. Par définition, nous pouvons écrire:

$$\text{Taux de régulation (en \%)} = \frac{V_{\text{vide}} - V_{\text{p.c.}}}{V_{\text{p.c.}}} \times 100 \quad (4.1)$$

Dans cette relation, V_{vide} désigne la tension de sortie lorsqu'aucun courant ne circule dans la charge (résistance de charge infinie) et $V_{\text{p.c.}}$ désigne la tension de sortie à pleine charge (courant de charge maximal, $I_{\text{p.c.}}$, et résistance de charge minimale, $R_{\text{c.min}}$).

Dans une alimentation stabilisée bien conçue, la tension de sortie à pleine charge est pratiquement égale à la tension de sortie à vide, de sorte que nous pouvons écrire:

$$V_{\text{p.c.}} \approx V_{\text{vide}} \quad (4.2)$$

Idéalement, le taux de régulation de tension serait de 0%. En pratique, les taux de régulation sont inférieurs à 1% (de l'ordre de 0,1% et même de 0,05%). La figure 4.1 représente les courbes caractéristiques de régulation de tension d'une alimentation stabilisée idéale (courbe 1) et d'une alimentation non stabilisée (courbe 2).

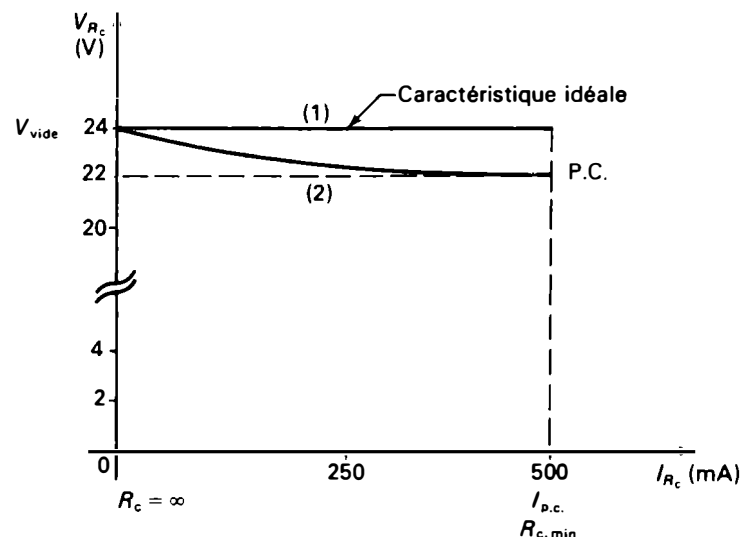


Figure 4.1 Caractéristiques de régulation de tension

$$V_{R_c} = f(I_{R_c}).$$

Lorsque l'on utilise une alimentation, il est utile de connaître la valeur de la résistance minimale de charge pouvant être branchée à ses bornes. Elle se calcule à l'aide de la loi d'Ohm:

$$R_{\text{c.min}} = \frac{V_{\text{p.c.}}}{I_{\text{p.c.}}} \quad (4.3)$$

Le symbole $I_{\text{p.c.}}$ désigne le courant maximal, à pleine charge, pouvant être fourni par l'alimentation.

Exemple 4.1

La courbe 2 de la figure 4.1 représente la caractéristique de régulation d'une alimentation non stabilisée. Calculez:

- a) le taux de régulation de cette alimentation;
- b) la résistance minimale de charge.

Solution

- a) D'après l'équation 4.1, le taux de régulation est:

$$\text{Taux de régulation} = \frac{24 - 22}{22} \times 100$$

$$\text{Taux de régulation} = 9,1\%$$

- b) La valeur de la résistance de charge minimale est, d'après l'équation 4.3:

$$R_{\text{c.min}} = \frac{V_{\text{p.c.}}}{I_{\text{p.c.}}}$$

$$R_{\text{c.min}} = \frac{22}{0,5} = 44 \Omega$$

Facteurs de régulation de tension

D'autres facteurs sont à considérer dans l'évaluation des performances d'un régulateur de tension; les plus impor-

tants sont: le *facteur de stabilisation de tension* (K_s), l'*impédance de sortie* (Z_{sortie}) et le *coefficient de température* (K_T).

Le *facteur de stabilisation de tension* (K_s), appelé aussi *facteur de régulation amont*, ou *taux de régulation de ligne*, indique comment les variations de la tension d'entrée vont se répercuter sur la tension de sortie. Celles-ci comprennent l'ondulation résiduelle, encore présente après le filtrage, et les variations du secteur d'alimentation.

Par définition, nous pouvons écrire:

$$K_s = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta V_{\text{entrée}}} \right|_{I_{R_c} = C^{\text{te}}} \quad (4.4)$$

Dans cette relation, $\Delta V_{\text{entrée}}$ désigne les variations de la tension d'entrée et ΔV_{sortie} , les variations de la tension de sortie. Le facteur de stabilisation de tension est évalué dans le cas d'une valeur constante du courant de charge, I_{R_c} . Cette valeur peut être la valeur nominale du courant de charge.

L'*impédance de sortie* (Z_{sortie}), appelée aussi *facteur de régulation aval*, correspond à l'impédance interne équivalente du régulateur, vue des bornes de sortie, selon le théorème de Thévenin. Par définition, nous avons:

$$Z_{\text{sortie}} = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta I_{R_c}} \right|_{V_{\text{entrée}} = C^{\text{te}}} \quad (4.5)$$

L'impédance de sortie est évaluée dans le cas d'une tension d'entrée constante.

Le *coefficient de température* (K_T) d'un régulateur de tension indique les répercussions des variations de température sur la tension de sortie. Il est défini par:

$$K_T = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}/V_{\text{sortie}}}{\Delta T} \right|_{\substack{I_{R_c} = C^{\text{te}} \\ V_{\text{entrée}} = C^{\text{te}}}} \quad (4.6)$$

Dans cette relation, $\Delta V_{\text{sortie}}/V_{\text{sortie}}$ désigne la variation relative de la tension de sortie et ΔT , les variations de température. Le coefficient de température est calculé dans le cas d'une tension d'entrée et d'un courant de charge constants. Il est particulièrement important pour les équipements soumis à de fortes variations de température, tels que ceux utilisés dans certaines applications industrielles, astronautiques et militaires.

Ces coefficients doivent être les plus faibles possible. En effet, lorsque K_s est petit, la tension de sortie est très peu sensible aux variations de la tension d'entrée; lorsque Z_{sortie} et K_T sont faibles, la tension de sortie dépend très peu des variations du courant de charge et de celles de la température du régulateur. Les variations de la tension de sortie, ΔV_{sortie} , du régulateur sont essentiellement provoquées par les variations de la tension d'entrée à réguler et par les variations ΔI_{R_c} du courant de charge:

$$\Delta V_{\text{sortie}} = K_s \Delta V_{\text{entrée}} + Z_{\text{sortie}} \Delta I_{R_c} \quad (4.7)$$

Si nous tenons également compte des variations de température, nous pouvons écrire:

$$\Delta V_{\text{sortie}} = K_s \Delta V_{\text{entrée}} + Z_{\text{sortie}} \Delta I_{R_c} + K_T \Delta T \quad (4.8)$$

En conclusion, les principales caractéristiques d'un régulateur de tension sont les suivantes:

- Taux de régulation en fonction de la charge (*Load regulation*) pour des variations de la charge entre 0% et 100%, c'est-à-dire pour une variation du courant de charge comprise entre $I_{R_c} = 0$ et I_{R_c} maximal.
- Taux de régulation en fonction du réseau (*Line regulation*) pour une variation de la tension du réseau de $\pm 10\%$.
- Ondulation résiduelle à la sortie (*Ripple*); elle peut être exprimée soit en valeur efficace soit en valeur crête-à-crête.
- Coefficient de température (*Temperature coefficient*).
- Impédance interne ou impédance de sortie (*Output impedance*) pour une fréquence d'utilisation spécifiée ou pour une gamme de fréquences donnée.
- Temps de réponse (*Transient recovery time*); il correspond à l'intervalle de temps nécessaire au régulateur pour ramener la tension de sortie dans les tolérances spécifiées, à la suite d'une brusque variation de la charge. Il est habituellement exprimé en micro-secondes pour une variation du courant de charge entre 10% et 90%.
- Températures limites d'utilisation (par exemple, entre -20°C et $+70^\circ\text{C}$).

Remarque: Une alimentation régulée en courant maintient le courant continu de sortie constant dans des limites données, malgré les variations de la tension d'entrée et les variations de l'impédance de charge.

La figure 4.2 représente la caractéristique de régulation de courant d'une alimentation régulée en courant.

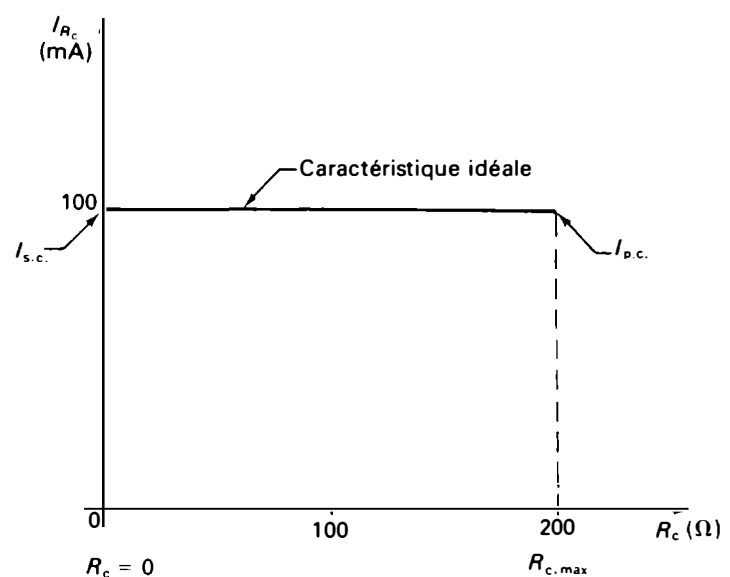


Figure 4.2 Caractéristique de régulation de courant, $I_{R_c} = f(R_c)$.

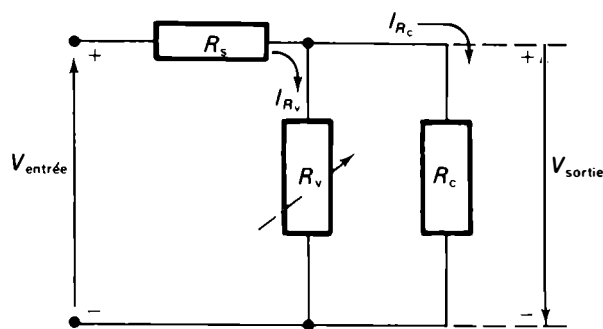


Figure 4.3 Schéma synoptique du régulateur parallèle.

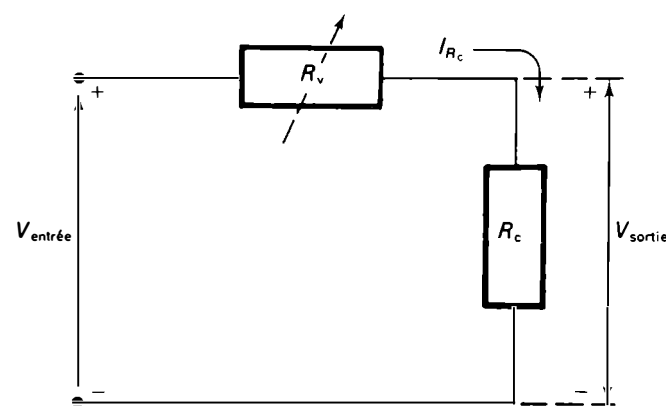


Figure 4.4 Schéma synoptique du régulateur série.

Le taux de régulation de courant est calculé à partir de l'équation:

$$\text{Taux de régulation de courant (en \%)} = \left(\frac{I_{s.c.} - I_{p.c.}}{I_{p.c.}} \right) \times 100 \quad (4.9)$$

Dans cette relation, $I_{s.c.}$ désigne le *courant* dans le cas d'une *résistance de charge nulle*, ou *courant de court-circuit*, et $I_{p.c.}$ désigne le *courant à pleine charge*, c'est-à-dire le courant circulant dans la résistance de charge maximale.

Dans une alimentation régulée en courant correctement conçue, le courant de pleine charge et le courant de court-circuit sont sensiblement égaux, de sorte que nous pouvons écrire:

$$I_{s.c.} \approx I_{p.c.} \quad (4.10)$$

4.2 DIFFÉRENTS TYPES DE RÉGULATEURS DE TENSION

La stabilisation de la tension continue de sortie d'une alimentation peut être obtenue suivant différents principes. Actuellement, les plus utilisés sont la régulation linéaire (*Linear regulation*) et la régulation à découpage (*Switching regulation*).

4.2.1 Régulation linéaire

La *régulation linéaire* est un principe par lequel l'effet de régulation est obtenu à l'aide d'une action progressive sur un élément dont la résistance est variable. Une partie de l'énergie est absorbée par cet élément et doit être dissipée ensuite dans l'air ambiant. On distingue deux types fondamentaux de régulateurs linéaires de tension: les *régulateurs parallèle* et les *régulateurs série*.

Régulateur parallèle (ou shunt)

Dans le régulateur parallèle (Figure 4.3), l'élément à résistance variable R_v , est placé en parallèle avec la résistance de charge R_c . Lorsque cette dernière augmente, le courant de charge I_{R_c} diminue et la tension de sortie V_{sortie} tend à augmenter; en même temps, la résistance R_v diminue et draine un courant plus important. Si l'augmentation du courant circulant à travers R_v est égale à la diminution du courant de charge I_{R_c} , alors le courant à travers la résistance tampon R_s demeurera constant et la tension de sortie:

$$V_{sortie} = V_{entrée} - V_{R_s}$$

sera stabilisée. Cela revient à faire en sorte que la résistance équivalente $R_v // R_c$ soit constante. L'élément R_v est, dans la pratique, un transistor; la tension fixe de référence est habituellement fournie par une diode Zener.

Régulateur série

Dans le régulateur série (Figure 4.4), qui est le plus couramment utilisé, l'élément à résistance variable R_v est placé directement en série avec la résistance de charge de sorte qu'il est traversé par la totalité du courant de charge. Lorsque, par exemple, la résistance de charge augmente, le courant de charge I_{R_c} diminue et la tension de sortie V_{sortie} tend à augmenter. Cependant, si la résistance de l'élément R_v augmente simultanément, la chute de tension à ses bornes compensera l'augmentation de V_{sortie} , car:

$$V_{sortie} = V_{entrée} - V_{R_v}$$

La tension de sortie sera alors stabilisée. Dans la pratique, l'élément R_v est un transistor agissant comme une résistance variable alors que l'élément fournissant la tension de

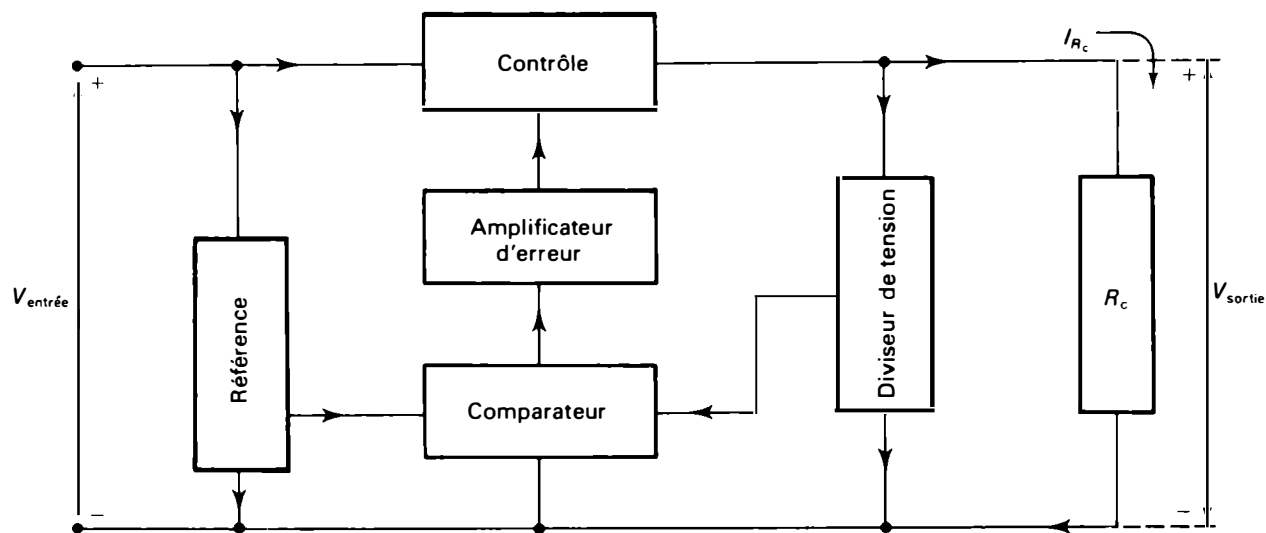


Figure 4.5 Schéma synoptique du régulateur série à rétroaction.

référence est une diode Zener. Les divers éléments du régulateur série sont le plus souvent incorporés dans un circuit intégré.

Un modèle de régulateur série plus perfectionné utilise le principe de la rétroaction (Figure 4.5). Une fraction de la tension de sortie est prélevée pour être comparée à une tension de référence. L'élément comparateur fournit une tension proportionnelle à la différence entre ces deux tensions, appelée *tension* ou *signal d'erreur*:

$$V_{\text{erreur}} = V_{\text{Réf}} - V_{\text{sortie}}$$

Le signal d'erreur, après avoir été amplifié, sert à contrôler la tension de sortie, c'est-à-dire à la maintenir à une valeur constante et prédéterminée. Il s'agit, en fait, d'un asservissement.

4.2.2 Régulation à découpage

La *régulation à découpage* est un principe de régulation par contrôle, en tout-ou-rien, des temps de conduction en fonction de la puissance demandée à la sortie. L'action régulatrice agit sur les temps de consommation de l'énergie provenant du secteur, ceux-ci devenant plus importants lorsque la puissance demandée par la charge tend à croître. Ce principe est particulièrement utilisé dans les alimentations sans transformateur d'alimentation pour obtenir une augmentation de rendement et une réduction du volume et de la masse de l'appareil.

Le régulateur à découpage fondamental comprend trois éléments essentiels: un *commutateur électronique*, un *générateur d'impulsions*, qui commande l'ouverture et la fermeture du commutateur, et un *filtre* (Figure 4.6). Dans

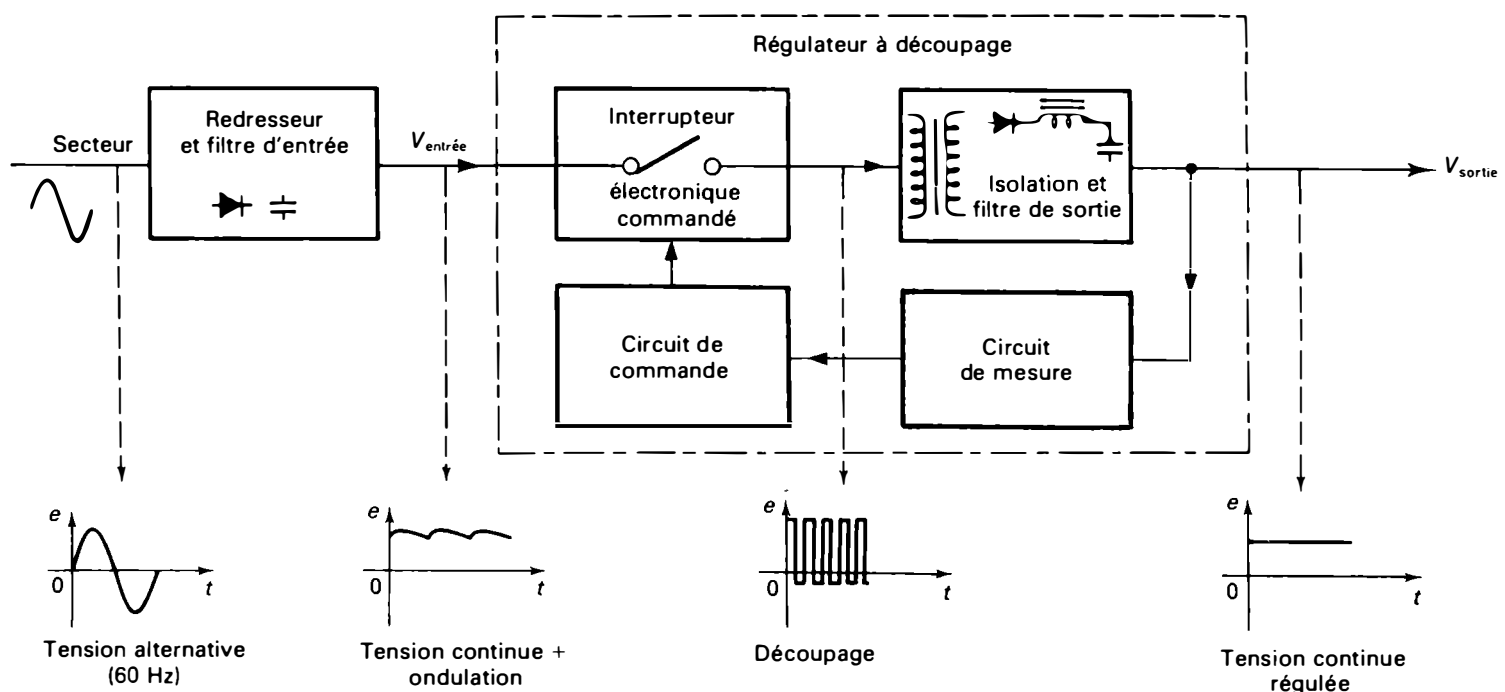


Figure 4.6 Schéma de principe d'une alimentation à découpage.

ce type de régulateur, la tension d'entrée non régulée est appliquée à un convertisseur c.c.-c.c. comprenant un *découpeur*, ou *hacheur électronique*, fonctionnant à une fréquence de l'ordre de 50 kHz à 200 kHz, un transformateur de haute fréquence assurant l'isolation entre l'entrée et la sortie de l'alimentation et un filtre. La tension continue de sortie est comparée à une tension de référence par un circuit qui ajustera les temps de conduction du transistor de commutation de manière à maintenir une valeur constante.

L'effet de régulation est obtenu à l'aide d'une action sur le temps de conduction du transistor de commutation et non pas à l'aide de la variation progressive de la résistance d'un élément régulateur, comme c'est le cas dans les régulateurs linéaires. Une très faible quantité d'énergie est dissipée et le rendement du régulateur est nettement amélioré.

4.2.3 Technologie des composants électroniques utilisés dans les régulateurs de tension

La technologie des composants électroniques évolue très vite et, actuellement, les alimentations stabilisées comportent des régulateurs de tension réalisés à l'aide de composants discrets, de circuits intégrés (C.I.) ou d'une combinaison de composants discrets et de C.I.

Régulateurs de tension à composants discrets

Les *régulateurs de tension à composants discrets* sont des montages comportant des transistors associés à d'autres composants tels que les diodes, les résistances, les condensateurs, etc. Chaque élément constitutif est un composant discret (composant distinct ou séparé). Le montage des composants discrets du régulateur s'effectue généralement sur le circuit imprimé approprié.

Régulateurs de tension à circuits intégrés

Un circuit intégré (C.I.) peut être considéré comme un ensemble de composants électroniques miniaturisés disposés sur une puce (ou pastille) semi-conductrice ou sur un substrat isolant de très faibles dimensions. L'ensemble de ces composants constitue un circuit complet assumant une fonction donnée: amplification, opération logique, régulation, etc. À la fin des années 60, les fabricants de circuits intégrés ont commencé à produire les premiers régulateurs de tension intégrés. La technologie des C.I. se développe très rapidement de sorte qu'il existe des C.I. pour chaque type d'applications, telles que la régulation de tension linéaire, la régulation de tension à découpage, la régulation de courant, etc. Ces régulateurs de tension sont constitués soit de C.I. monolithiques soit de C.I. hybrides sur couche épaisse.

Tout le *circuit intégré monolithique* est réalisé sur une même puce de silicium et toutes les opérations de fabrication peuvent être automatisées. Le *circuit intégré hybride* est un assemblage de puces sur un substrat isolant. Celles-ci sont reliées entre elles par de minces fils soudés. Les divers éléments du circuit intégré hybride sont fabriqués à l'aide du procédé monolithique, du procédé à couches ou, encore, d'une combinaison de circuits distincts qui sont ensuite interconnectés sur un substrat isolant et placés dans le même boîtier.

Les différents modèles de régulateurs de tension à circuits intégrés peuvent fournir des tensions de sortie généralement comprises entre 2 V et 48 V et des courants variant entre 150 mA et 30 A. Ils se présentent sous plusieurs formes de boîtiers comportant trois, quatre, huit broches de raccordement ou plus (Figure 4.7).

Les progrès réalisés dans la technologie des C.I. a permis d'augmenter les possibilités et d'améliorer les performances et la fiabilité des composants électroniques, tout en réduisant leur coût et leur volume.

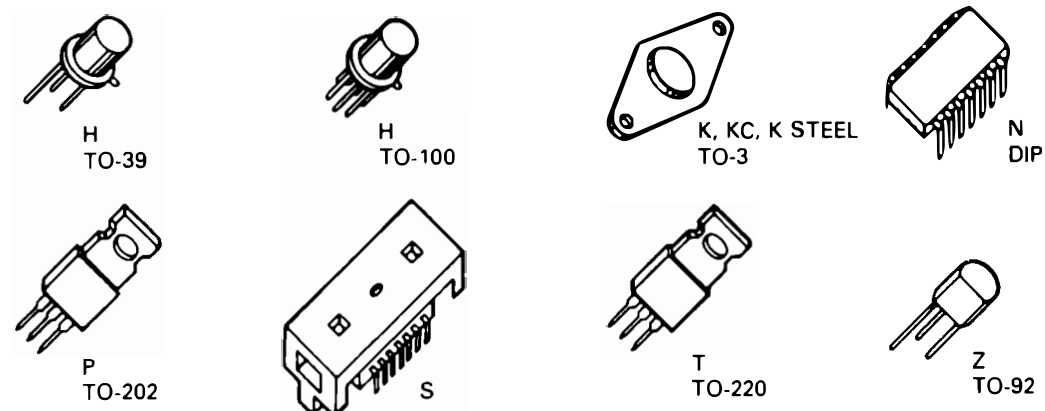


Figure 4.7 Types de boîtiers des régulateurs de tension à circuits intégrés.

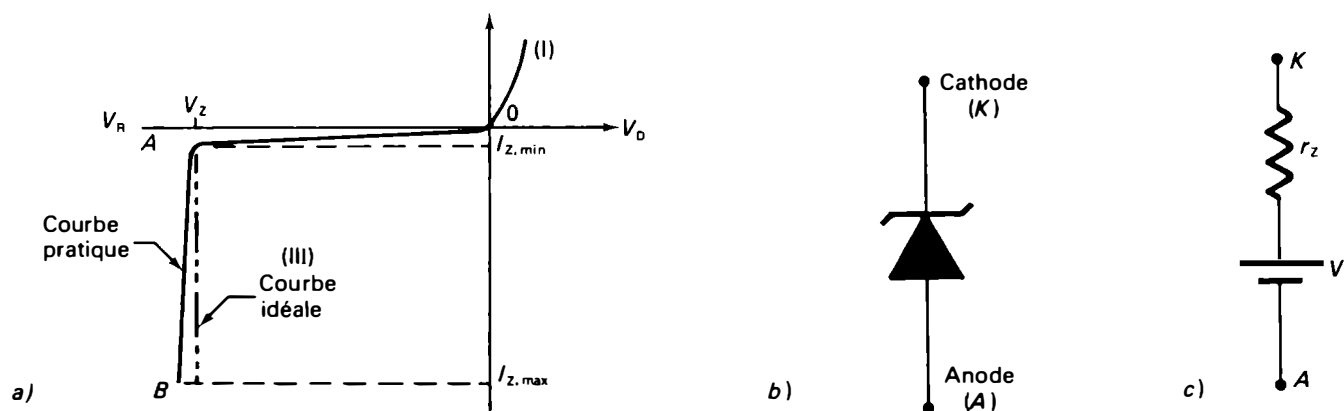


Figure 4.8 Diode Zener: a) caractéristique courant-tension; b) symbole; c) circuit équivalent.

Régulateurs de tension à composants discrets et à circuits intégrés

La construction des régulateurs de tension a évolué progressivement à partir des montages à composants discrets jusqu'aux montages à C.I. La première étape a été l'utilisation d'amplificateurs opérationnels pour remplacer les amplificateurs différentiels à transistors. Ces régulateurs de tension comprennent à la fois des composants discrets, tels que des diodes Zener, des transistors, des résistances, etc., et des circuits intégrés, tels que les amplificateurs opérationnels.

4.3 RÉGULATEUR DE TENSION SHUNT À COMPOSANTS DISCRETS

Le régulateur de tension shunt comprend essentiellement une *diode stabilisatrice de tension* (diode Zener) qui fournit directement ou indirectement la tension fixe de référence, et un *circuit de dérivation* constitué par un transistor placé en parallèle avec la résistance de charge.

4.3.1 Diode stabilisatrice de tension ou diode Zener

Les diodes Zener sont des dispositifs électroniques fournissant, dans certaines conditions, un courant variable sous une tension constante. Elles ont été mises au point par l'américain Clarence Zener qui a effectué les premières études sur le phénomène de claquage de la jonction. La figure 4.8.a illustre la caractéristique courant-tension de la diode Zener.

En polarisation directe (quadrant I), la caractéristique de la diode Zener est comparable à celle d'une diode ordinaire. Le dopage approprié a permis d'obtenir une caractéristique inverse présentant un coude très prononcé à une tension déterminée. L'idéal serait que la courbe fasse

un angle droit. Alors, la résistance en sens inverse serait très grande jusqu'à cette tension et deviendrait pratiquement nulle ensuite. En pratique, lorsque la diode est en polarisation inverse (quadrant III), c'est à partir d'une tension spécifique, *tension de claquage* ou *tension de Zener*, que le très faible courant inverse, qui était demeuré sensiblement constant (région de OA de la courbe), augmente brusquement. Alors, il n'est limité que par la résistance du circuit extérieur. Lorsque la tension de Zener (V_z) est atteinte en polarisation inverse, la diode Zener maintient cette tension pratiquement constante à ses bornes dans les limites de fonctionnement; celles-ci sont définies par un courant inverse compris entre une valeur minimale, $I_{z,min}$, et une valeur maximale, $I_{z,max}$ (région AB de la courbe). La diode Zener peut être considérée comme une source de tension de référence V_z en série avec une faible résistance r_z (résistance dynamique de la diode Zener). (Voir la figure 4.8.c.)

Caractéristiques électriques des diodes Zener

Les principales caractéristiques des diodes Zener, fournies par les fabricants dans les fiches techniques, sont la tension de Zener, le courant inverse minimal, le courant inverse maximal, la puissance nominale, la résistance dynamique, le coefficient de température et la température maximale de la jonction (Figure 4.9).

Tension de Zener

La tension de Zener (V_z) est la caractéristique essentielle; elle indique la valeur de la tension inverse produisant le claquage de la jonction.

Courant inverse minimal

Le courant inverse minimal ($I_{z,min}$) est le courant inverse le plus faible qui permet l'effet Zener.

Courant inverse maximal

Le courant inverse maximal ($I_{z,max}$) est le courant inverse le plus grand que peut supporter la diode Zener sans risque d'être détériorée.

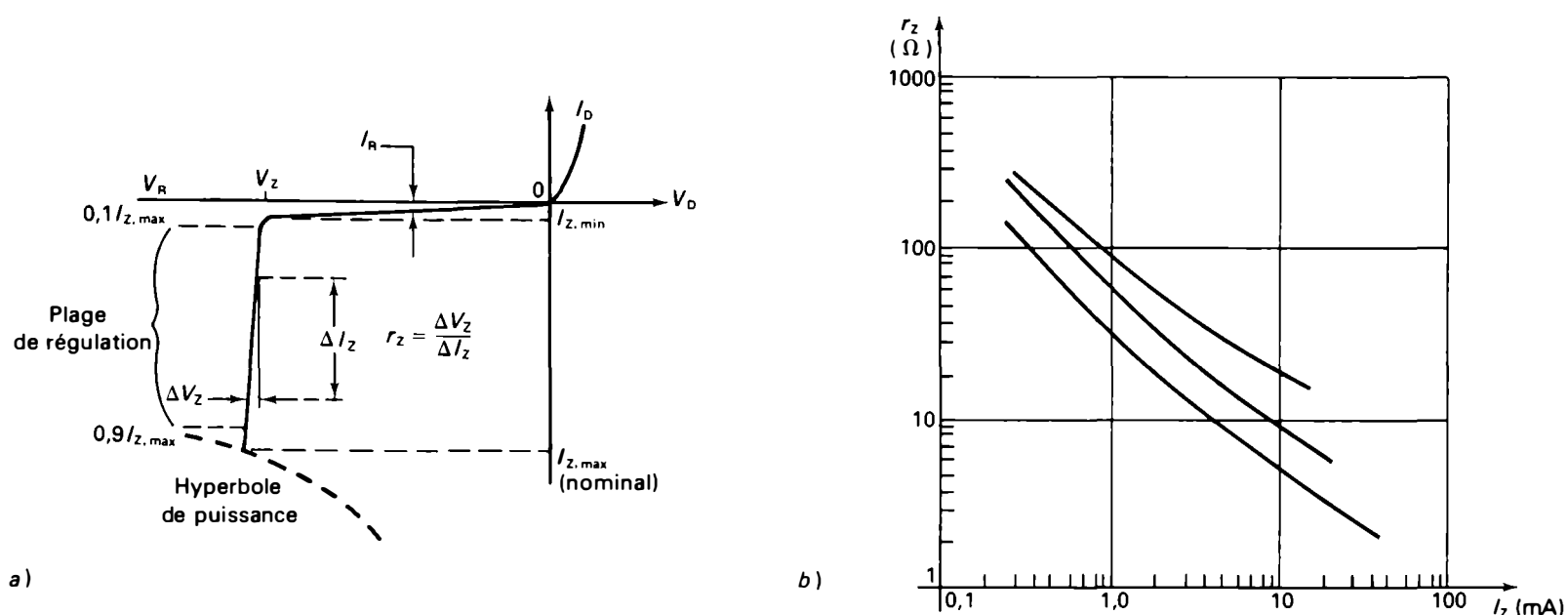


Figure 4.9 Caractéristiques de la diode Zener: a) courant en fonction de la tension; b) impédance en fonction du courant.

Puissance nominale

La puissance nominale ($P_{Z, \text{nom}}$) est la puissance maximale pouvant être dissipée par la diode. Elle est calculée à l'aide de la relation:

$$P_{Z, \text{nom}} = V_Z I_{Z, \text{max}} \quad (4.11)$$

Pour des calculs plus rigoureux, nous devons employer la relation:

$$P_{Z, \text{nom}} = V_Z I_{Z, \text{max}} + r_Z I_{Z, \text{max}}^2 \quad (4.12)$$

où r_Z désigne la résistance dynamique de la diode Zener.

Résistance, ou impédance, dynamique

La résistance, ou impédance, dynamique (r_Z) correspond à la pente de la caractéristique inverse: $\Delta V_R / \Delta I_Z$. Il ne s'agit pas une valeur fixe; elle dépend du point de fonctionnement défini par la valeur du courant I_Z . De plus, elle diminue à mesure que le courant augmente.

La résistance dynamique des diodes Zener est faible, variant généralement entre 2 Ω et 50 Ω , selon la puissance de la diode.

Coefficient de température

La tension de Zener varie également en fonction de la température de fonctionnement. Dans le cas des diodes Zener dont les tensions sont inférieures à 5 V, elle décroît lorsque la température augmente. Au contraire, dans le cas des diodes dont les tensions sont supérieures à 7 V, elle croît avec la température. Le coefficient de température, ou coefficient de variation de tension en fonction de la température, est exprimé en millivolts par degré Celsius ($\text{mV}/^\circ\text{C}$) ou en pourcentage de la tension de Zener par degré Celsius.

Température maximale de la jonction

La plupart des diodes Zener étant fabriquées en silicium, la température maximale de jonction $T_{j, \text{max}}$ est généralement fixée entre 150°C et 175°C. Les diodes Zener de puissance doivent être montées sur un dissipateur de chaleur, afin d'améliorer leur refroidissement et de permettre une plus grande puissance dissipée. La puissance maximale que peut dissiper la jonction est calculée à l'aide de la relation:

$$P_{Z, \text{max}} = \frac{T_{j, \text{max}} - T_a}{R_{\theta, j-a}} \quad (4.13)$$

Dans cette relation, $P_{Z, \text{max}}$ désigne la puissance maximale de la diode (exprimée en watts), $T_{j, \text{max}}$, la température maximale tolérée par la jonction (exprimée en degrés Celsius), T_a , la température de l'ambiance (exprimée en degrés Celsius) et $R_{\theta, j-a}$, la résistance thermique jonction-ambiance (exprimée en degrés Celsius par watt [$^\circ\text{C}/\text{W}$]). (Voir le paragraphe 2.6.)

La résistance thermique jonction-ambiance se calcule à l'aide de la relation:

$$R_{\theta, j-a} = R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r} + R_{\theta, r-a} \quad (4.14)$$

En combinant les équations 4.13 et 4.14, nous obtenons la température maximale de la jonction:

$$T_{j, \text{max}} = P_{Z, \text{max}} (R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r} + R_{\theta, r-a}) + T_a \quad (4.15)$$

ou:

$$T_{j, \text{max}} = P_{Z, \text{max}} R_{\theta, j-a} + T_a \quad (4.16)$$

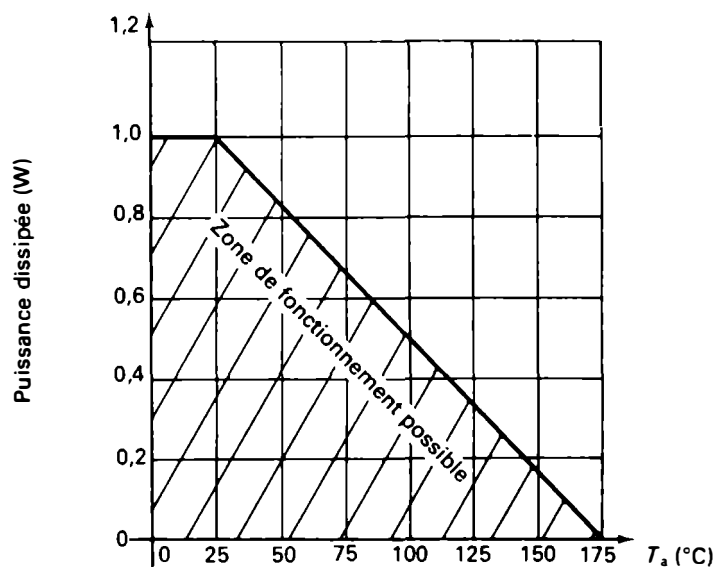


Figure 4.10 Courbe de dérive thermique d'une diode Zener. La diode, dont la puissance nominale est de 1 W à 25°C, ne peut dissiper que 0,67 W à la température de 75°C.

Dans ces relations, $R_{\theta, j-b}$ désigne la résistance thermique jonction-boîtier (valeur fournie par le fabricant), $R_{\theta, b-r}$, la résistance thermique boîtier-dissipateur (résistance thermique de la rondelle isolante entre le boîtier et le dissipateur) et $R_{\theta, r-a}$, la résistance thermique du dissipateur.

Dans le cas des diodes Zener montées sur des dissipateurs thermiques, la température de la jonction dépend principalement de la résistance thermique du dissipateur. Celle-ci est déterminée par les facteurs suivants: le type de matériau utilisé, l'épaisseur, la surface, la forme et la couleur du dissipateur, ainsi que la vitesse de circulation de l'air ambiant. Les fabricants fournissent des courbes indiquant la valeur de la résistance thermique en fonction de la surface, de l'épaisseur et du matériau du dissipateur (Figure 2.18).

Exemple 4.2

Une diode Zener montée sur un dissipateur présente les caractéristiques suivantes: $T_{j, \max}$ de 170°C; $R_{\theta, j-b}$ de 2,6°C/W; $R_{\theta, b-r}$ de 0,9°C/W. Calculez la résistance thermique du dissipateur, $R_{\theta, r-a}$, sachant que la diode Zener doit dissiper une puissance de 10 W et que la température de l'ambiance est de 70°C.

Solution

D'après l'équation 4.15, nous avons:

$$T_{j, \max} = P_{Z, \max} (R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r} + R_{\theta, r-a}) + T_a$$

de sorte que:

$$R_{\theta, r-a} = \frac{T_{j, \max} - T_a}{P_{Z, \max}} - R_{\theta, j-b} - R_{\theta, b-r}$$

$$R_{\theta, r-a} = \frac{170 - 70}{10} - 2,6 - 0,9$$

$$R_{\theta, r-a} = 6,5^\circ\text{C/W}$$

Dans les fiches techniques, les caractéristiques des diodes Zener sont indiquées pour une température d'ambiance de 25°C. Le fabricant fournit également des courbes de dérive thermique (Figure 4.10) qui permettent de déterminer la puissance maximale pouvant être dissipée en fonction de la température ambiante.

Différentes diodes Zener sont disponibles dans le commerce; leurs tensions de Zener varient entre 2 V et 200 V et leurs puissances, entre 250 mW et 50 W et plus. Elles peuvent être classées en deux grandes catégories: les diodes dont les tensions sont inférieures à 5 V et les diodes dont les tensions sont supérieures à 7 V. Dans le cas des diodes à basses tensions ($V_Z \leq 5$ V), le claquage serait dû à l'*effet de champ*, selon la théorie proposée par Clarence Zener; dans le cas des diodes à tensions supérieures à 7 V, il est dû au *phénomène d'avalanche*. Le

Tableau 4.1 Principales caractéristiques de quelques diodes Zener.*

Type	V_Z à $I_{Z,T}$ (V)	$I_{Z,T}$ (mA)	r_z à $I_{Z,T}$ (Ω)	$I_{Z, \max}$ (mA)	$P_{Z, \max}$ (W)	$T_{j, \max}$ ($^\circ\text{C}$)
1N4372A	3,0	20	29	125	0,400	175
1N5242B	12	30	30	38	0,500	175
1N4734A	5,6	45	5	162	1	175
1N3022B	12	21	9	79	1	175
1N4752A	33	7,5	45	27	1	175
1N5352B	15	75	2,5	320	5	175
1N3002B(R)	75	33	22	130	10	175
1N3350B(R)	200	65	100	240	50	175

* Le symbole $I_{Z,T}$ désigne le courant de contrôle (*Test current*) de la tension de régulation d'une diode Zener.

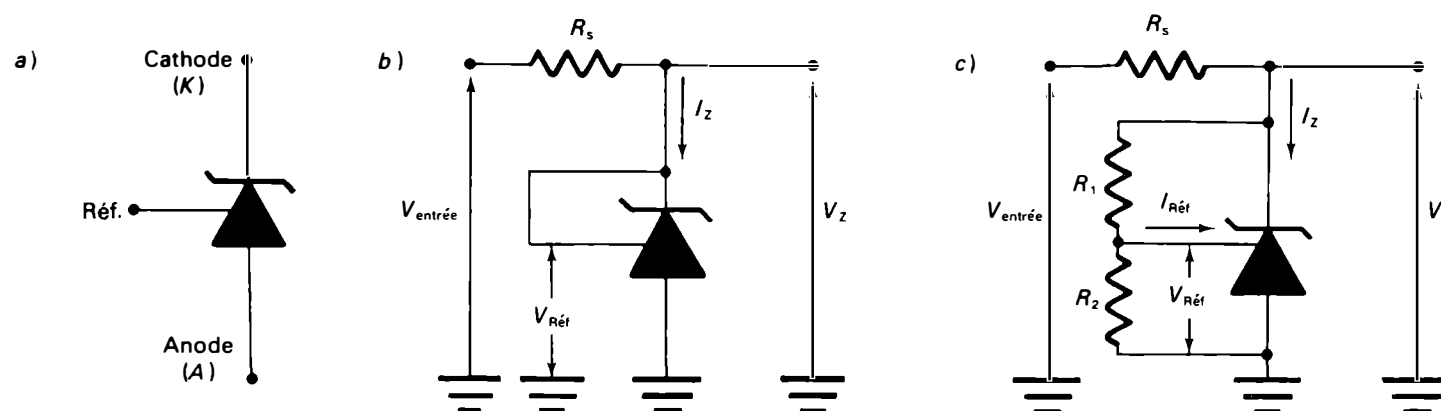


Figure 4.11 Diode Zener programmable: a) représentation graphique; b) montage fournissant la tension de référence $V_Z = V_{\text{Réf}}$; c) montage fondamental fournissant $V_Z > V_{\text{Réf}}$.

coude apparaissant dans la caractéristique courant-tension est moins prononcé pour les diodes à basses tensions que pour les diodes à tensions supérieures à 7 V. De plus, leurs résistances inverses sont plus élevées.

Les diodes, dont la tension de claquage se situe entre 5 V et 7 V, présentent une combinaison des deux effets suivant le point de fonctionnement. Cependant, toutes les diodes ayant une tension de claquage sont appelées « diodes Zener », quelles que soient leurs conditions de fonctionnement.

4.3.2 Diode Zener programmable ou régulateur shunt programmable

La diode Zener programmable (Figure 4.11.a) est une diode régulatrice de tension à trois broches: anode (A), cathode (K) et borne Réf. Elle est contrôlée en tension par la borne Réf. Cette entrée à haute impédance n'absorbe qu'un très faible courant.

Dans un montage régulateur shunt, l'utilisation de la diode Zener programmable fournit des avantages par rapport à la simple diode Zener: une tension de sortie réglable, une excellente stabilité thermique et une faible impédance de sortie. Par exemple, la diode Zener programmable μ A431 présente les caractéristiques suivantes:

- $I_{\text{Réf}}$ compris entre 3 A et 10 A.
- Tension de sortie réglable V_{sortie} de 2,5 V à 30 V.
- Tension de référence $V_Z = 2,5$ V.
- Impédance de sortie de 1,5 Ω jusqu'à environ 65 kHz.

La figure 4.11.b donne un exemple d'utilisation de la diode en tension minimale, $V_{\text{Réf}}$. En réunissant la borne Réf. à la cathode, on obtient la tension de Zener minimale, soit:

$$V_{Z,\text{min}} = V_{\text{Réf}}$$

La figure 4.11.c représente le montage fondamental de la diode Zener programmable, qui permet d'élever la ten-

sion V_Z au-dessus de la tension de référence $V_{\text{Réf}}$. Il s'agit d'un multiplicateur formé de deux résistances, R_1 et R_2 , placées en parallèle avec la diode. La valeur de la tension ajustable V_Z est calculée à l'aide de la relation suivante:

$$V_Z = V_{\text{Réf}} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (4.17)$$

$$V_Z = V_{\text{Réf}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (4.18)$$

ce qui équivaut à:

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_Z}{V_{\text{Réf}}} - 1 \right) \quad (4.19)$$

En pratique, R_2 est inférieur à 10 k Ω ; une bonne valeur peut être de 2,7 k Ω .

Exemple 4.3

On désire obtenir une tension de sortie V_Z de 20 V à l'aide d'une diode Zener programmable dont la tension de référence est $V_{\text{Réf}} = 2,5$ V. Calculez la valeur de la résistance R_1 nécessaire, sachant que la résistance R_2 est de 3 k Ω .

Solution

En utilisant l'équation 4.19, nous obtenons:

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_Z}{V_{\text{Réf}}} - 1 \right)$$

$$R_1 = 3 \times 10^3 \left(\frac{20}{2,5} - 1 \right)$$

$$R_1 = 21 \text{ k}\Omega$$

4.3.3 Régulateur de tension shunt à diode Zener

Le régulateur de tension shunt le plus simple est constitué par une diode Zener D_Z placée en parallèle avec la résis-

la tension de sortie V_{sortie} demeurent constantes. Nous pouvons résumer ce fonctionnement ainsi:

Lorsque $R_c \uparrow$, alors $I_{R_c} \downarrow$, $I_Z \uparrow$, I_{R_s} et V_{R_s} restent constants et $V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} - V_{R_s}$ demeure stable.

Tension d'entrée et résistance de charge variables

Une situation limite se présente lorsque la tension d'entrée augmente en même temps que le courant de charge diminue:

Lorsque, simultanément, $V_{\text{entrée}} \uparrow$ et $I_{R_c} \downarrow$, alors $I_Z \uparrow$, $I_{R_s} \uparrow$, $V_{R_s} \uparrow$ et $V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \uparrow - V_{R_s} \uparrow$ demeure constant.

Dans le régulateur de tension shunt à diode Zener, nous avons les relations suivantes:

Tension régulée de sortie

$$V_{\text{sortie}} = V_Z + r_Z I_Z \approx V_Z \quad (4.20)$$

car la chute de tension $r_Z I_Z$ est très faible, de l'ordre d'une fraction de volt.

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} - V_{R_s} \quad (4.21)$$

$$\text{où: } V_{R_s} = R_s I_{R_s} \quad (4.22)$$

Courant total circulant dans la résistance en série

$$I_{R_s} = I_Z + I_{R_c} \quad (4.23)$$

$$I_{R_s} = \frac{V_{\text{entrée}} - V_Z}{R_s}$$

Courant circulant dans la diode Zener

$$I_Z = \frac{V_{\text{sortie}} - V_Z}{r_Z} \quad (4.24)$$

$$I_{Z,\text{min}} \leq I_Z \leq I_{Z,\text{max}}$$

Courant de charge

$$I_{R_c} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} \quad (4.25)$$

Calcul de la résistance en série

La valeur de la résistance en série est déterminée à l'aide des équations 4.21, 4.22 et 4.23. Nous obtenons:

$$R_s = \frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}}{I_{R_c} + I_Z} \quad (4.26)$$

Lorsque la charge et la tension d'entrée varient simultanément, nous obtenons les relations suivantes:

$$R_{s,1} = \frac{V_{\text{entrée,min}} - V_{\text{sortie}}}{I_{Z,\text{min}} + I_{R_c,\text{max}}} \quad (4.27)$$

En pratique, nous choisissons une valeur moyenne correspondant à:

$$R_s = \frac{R_{s,1} + R_{s,2}}{2} \quad (4.29)$$

Remarque: La valeur minimale de la résistance en série doit limiter le courant dans la diode Zener à une valeur égale (ou inférieure) à la valeur maximale $I_{Z,\text{max}}$ supportée par la diode, lorsque le régulateur fonctionne à vide.

$$R_{s,\text{min à vide}} = \frac{V_{\text{entrée,max}} - V_Z}{I_{Z,\text{max}}} \quad (4.30)$$

où $V_{\text{entrée,max}}$ désigne la valeur maximale de la tension à l'entrée du régulateur, V_Z , la tension de Zener de la diode et $I_{Z,\text{max}}$, le courant maximal toléré par la diode Zener. Pour des calculs plus rigoureux, on doit utiliser la relation suivante:

$$R_{s,\text{min à vide}} = \frac{V_{\text{entrée,max}} - V_Z - r_Z}{I_{Z,\text{max}}}$$

Le symbole r_Z désigne la résistance dynamique de la diode Zener.

La puissance de dissipation de la résistance en série est calculée d'après la relation:

$$P_{R_s} = R_s I_{Z,\text{max}}^2 \quad (4.31)$$

Choix de la diode Zener

La tension de Zener est:

$$V_Z \approx V_{\text{sortie}} \quad (4.32)$$

Si nous tenons compte de la résistance dynamique r_Z de la diode, la tension est:

$$V_Z = V_{\text{sortie}} - r_Z I_Z \quad (4.33)$$

La puissance maximale de dissipation de la diode Zener est:

$$P_{Z,\text{max}} = V_Z I_{Z,\text{max}} \quad (4.34)$$

ou, si l'on tient compte de la résistance dynamique de la diode Zener:

$$P_{Z,\text{max}} = V_Z I_{Z,\text{max}} + r_Z I_{Z,\text{max}}^2 \quad (4.35)$$

Le courant maximal doit être supérieur au courant maximal de charge:

$$I_{Z,\text{max}} \geq I_{R_c,\text{max}}$$

Nous pouvons écrire, à partir de l'équation 4.26:

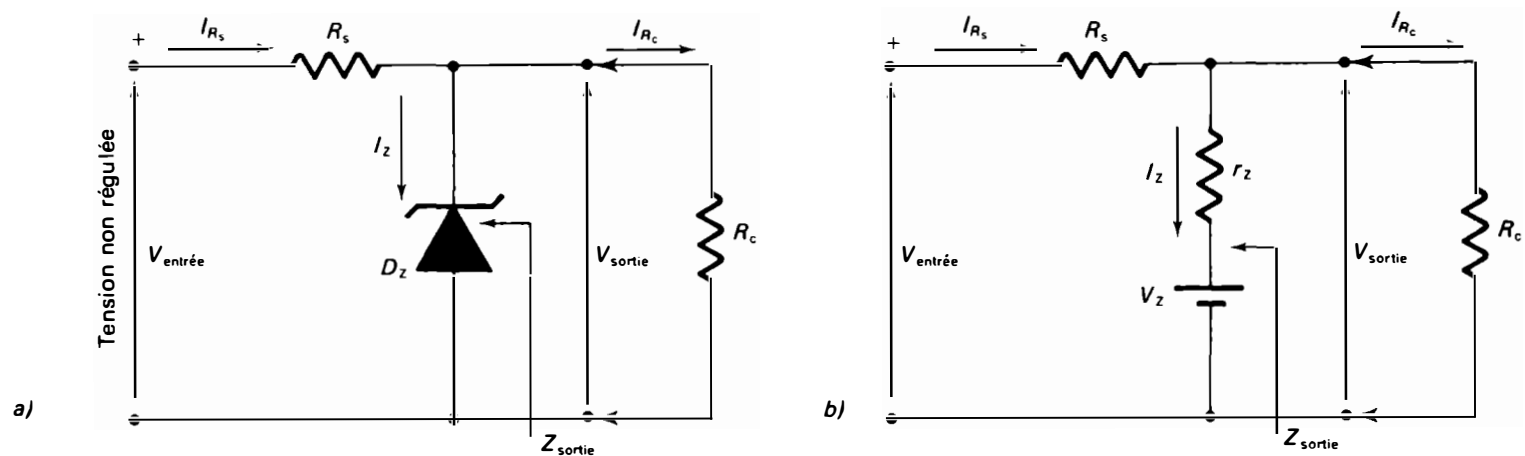


Figure 4.12 a) Régulateur shunt à diode Zener; b) schéma équivalent.

tance de charge R_c et par une résistance tampon R_s placée en série (Figure 4.12.a).

Analyse du fonctionnement

Dans ce régulateur de tension, la tension de sortie V_{sortie} est sensiblement égale à la tension de Zener de la diode V_z . La résistance tampon en série R_s absorbe la différence de tension entre la tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$ et la tension de référence V_z . Cette résistance limite également le courant

dans la diode Zener, lorsqu'aucune charge n'est connectée à la sortie du régulateur (cas du régulateur à vide; Figure 4.13.a). Lors du fonctionnement en charge (Figure 4.13.b), le courant à travers la diode Zener diminue à mesure que le courant de charge augmente; inversement, lorsque le courant de charge diminue, celui de la diode Zener augmente. Ainsi, pour que le régulateur fonctionne, la diode Zener doit toujours être traversée par un courant I_z dont la valeur est comprise entre une valeur minimale $I_{z,\text{min}}$ et une valeur maximale $I_{z,\text{max}}$. Si le courant I_z cesse ou devient inférieur à $I_{z,\text{min}}$, la diode Zener passe à l'état bloqué; si le courant I_z dépasse la valeur maximale, la diode est alors détériorée.

Le montage régulateur shunt permet de maintenir une tension de sortie sensiblement constante dans les trois situations suivantes.

Tension d'entrée variable et courant de charge constant (régulation amont ou régulation de ligne)

Si, par exemple, la tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$ augmente, le courant I_{R_s} dans la résistance en série et le courant I_z à travers la diode Zener augmentent. Il en résulte une augmentation de la chute de tension V_{R_s} et la tension de sortie reste constante. Nous pouvons résumer le fonctionnement sous la forme suivante:

Lorsque $V_{\text{entrée}} \uparrow$, alors $I_{R_s} \uparrow$, $I_z \uparrow$, $V_{R_s} \uparrow$
 et $V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \uparrow - V_{R_s} \uparrow$ demeure constant.

Le symbole \uparrow indique que la quantité est croissante et le symbole \downarrow indique que la quantité est décroissante.

Courant de charge variable et tension d'entrée constante (régulation aval ou régulation de charge)

Si, par exemple, la résistance de charge décroît, alors le courant de charge augmente et le courant à travers la diode Zener diminue; cependant, la tension V_z à ses bornes et

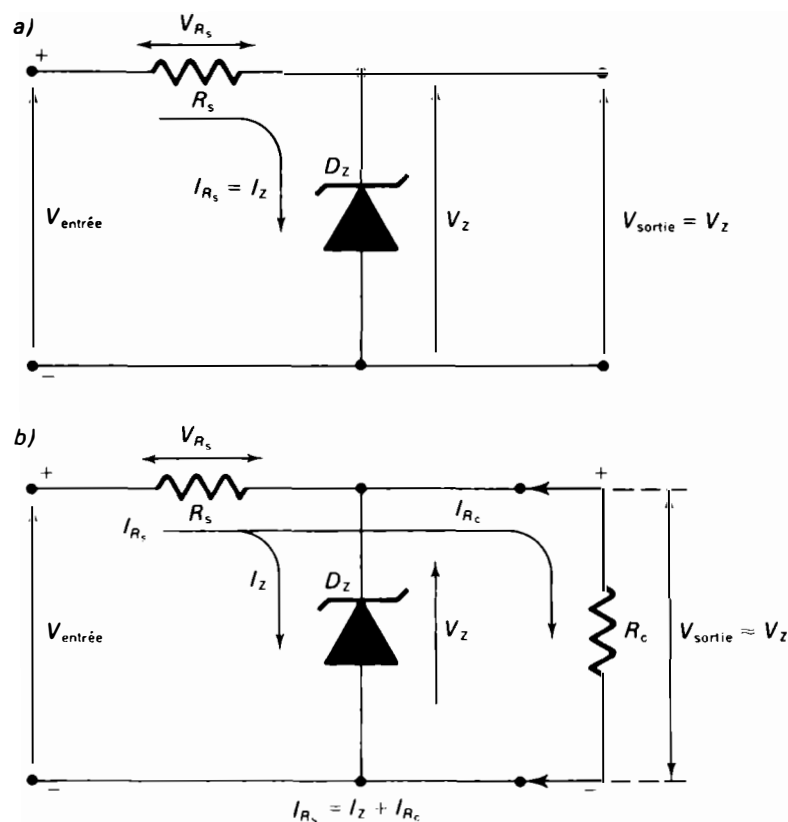


Figure 4.13. Courants et tensions dans un régulateur shunt à diode Zener; a) fonctionnement à vide; b) fonctionnement en charge.

de sorte que:

$$I_{Z, \max} = \frac{V_{\text{entrée, max}} - V_Z - R_s I_{R_c, \min}}{R_s + r_Z} \quad (4.36)$$

ou, pour un calcul simplifié:

$$I_{Z, \max} = \frac{V_{\text{entrée, max}} - V_Z}{R_s} \quad (4.37)$$

Détermination de la résistance de charge minimale

Le régulateur de tension shunt à diode Zener cesse de stabiliser la tension de sortie lorsque aucun courant ne traverse la diode Zener ($I_Z = 0$). Dans ce cas, $I_{R_s} = I_{R_c}$ et la résistance de charge est minimale. En supposant que V_Z soit égale à V_{sortie} , nous pouvons alors écrire:

$$\frac{V_Z}{R_{c, \min}} = \frac{V_{\text{entrée}} - V_Z}{R_s}$$

de sorte que:

$$R_{c, \min} = \left(\frac{V_Z}{V_{\text{entrée}} - V_Z} \right) R_s \quad (4.38)$$

Lorsque la tension d'entrée varie, la valeur minimale de la résistance de charge est obtenue à l'aide de la relation:

$$R_{c, \min} = \left(\frac{V_Z}{V_{\text{entrée, min}} - V_Z} \right) R_{s, \max} \quad (4.39)$$

Exemple 4.4

Dans le régulateur de tension shunt de la figure 4.14.a, la diode Zener possède les caractéristiques suivantes: V_Z de 20 V, $I_{Z, \min}$ de 5 mA et $I_{Z, \max}$ de 70 mA (r_Z est considérée comme négligeable).

Calculez:

- les tensions maximale et minimale d'entrée permettant une tension de sortie constante;
- la tension d'entrée maximale pouvant être supportée par le montage fonctionnant à vide;
- la puissance maximale de dissipation de la diode Zener et de la résistance en série.

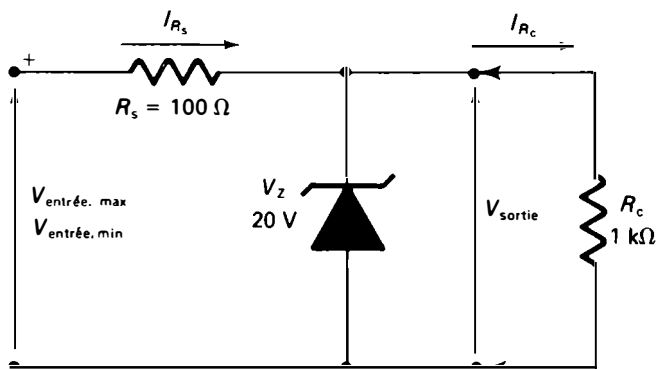


Figure 4.14 Exemple 4.4

Solution

a) Le courant de charge est déterminé à l'aide de l'équation 4.25:

$$I_{R_c} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} \approx \frac{V_Z}{R_c}$$

$$I_{R_c} = \frac{20}{1000} = 20 \text{ mA}$$

de sorte que:

$$I_{R_s, \max} = I_{R_c} + I_{Z, \max} \quad (\text{équation 4.23})$$

$$I_{R_s, \max} = 20 + 70 = 90 \text{ mA}$$

et:

$$V_{R_s, \max} = R_s I_{R_s, \max}$$

$$V_{R_s, \max} = 100 \times 0,09 = 9 \text{ V}$$

La tension d'entrée maximale est calculée à partir de l'équation 4.21:

$$V_{\text{entrée, max}} = V_Z + V_{R_s, \max}$$

$$V_{\text{entrée, max}} = 20 + 9 = 29 \text{ V}$$

La tension d'entrée minimale se calcule de la même façon:

$$I_{R_s, \min} = I_{R_c} + I_{Z, \min}$$

$$I_{R_s, \min} = 20 + 5 = 25 \text{ mA}$$

et:

$$V_{R_s, \min} = R_s I_{R_s, \min}$$

$$V_{R_s, \min} = 100 \times 0,025 = 2,5 \text{ V}$$

de sorte que:

$$V_{\text{entrée, min}} = V_Z + V_{R_s, \min} = 20 + 2,5$$

$$V_{\text{entrée, min}} = 22,5 \text{ V}$$

Ainsi, lorsque la résistance de charge de 1 k Ω est connectée, la tension d'entrée peut varier entre 22,5 V et 29 V.

b) La tension maximale d'entrée pouvant être supportée par le montage, lorsque la résistance de charge est retirée, devient:

$$V_{\text{entrée, max}} \text{ à vide} = V_Z + R_s I_{Z, \max}$$

$$V_{\text{entrée, max}} \text{ à vide} = 20 + 100 \times 0,07 = 27 \text{ V}$$

La tension d'entrée de régulateur peut varier entre 22,5 V (en charge) et 27 V (à vide).

c) La puissance maximale de dissipation de la diode est:

$$P_{Z, \max} = V_Z I_{Z, \max} \quad (\text{équation 4.34})$$

$$P_{Z, \max} = 20 \times 0,07 = 1,4 \text{ W}$$

La puissance maximale de dissipation de la résistance en série est:

$$P_{R_s, \max} = R_s I_{R_s, \max}^2 \quad (\text{équation 4.31})$$

$$P_{R_s, \max} = 100(0,09)^2 = 0,810 \text{ W}$$

Nous choisirons une résistance en série de 100 Ω et 1 W.

Exemple 4.5

Un régulateur de tension shunt comprend la diode Zener 1N3022 dont les caractéristiques sont: V_Z de 12 V; $I_{Z, \max}$ de 0,079 A; r_Z de 9 Ω ; P_Z de 1 W. Sachant que la tension d'entrée est de 22 V, calculez:



Figure 4.15 Circuits équivalents du régulateur de tension shunt pour: a) déterminer le facteur de stabilisation; b) déterminer l'impédance de sortie.

- a) les caractéristiques minimales de la résistance en série R_s (valeur ohmique et puissance de dissipation);
 b) les valeurs de I_{R_s} , de I_z et de V_{sortie} lorsqu'aucune résistance de charge n'est connectée;
 c) les valeurs de I_{R_c} , de I_{R_s} , de I_z et de V_{sortie} lorsque R_c est de 500Ω et que R_c est de $1 \text{ k}\Omega$;
 d) le taux de régulation de tension pour une variation de la résistance de charge de 500Ω à l'infini (fonctionnement à vide).

Solution

a)

$$R_{s,\text{min}} = \frac{V_{\text{entrée}} - V_z}{I_{z,\text{max}}} \quad (\text{équation 4.30})$$

$$R_{s,\text{min}} = \frac{22 - 12}{0,079} = 126,6 \Omega$$

$$P_{R_s} = R_s I_{z,\text{max}}^2 \quad (\text{équation 4.31})$$

$$P_{R_s} = 126,6 \times (0,079)^2 = 0,790 \text{ W}$$

En pratique, nous choisirons une résistance de 130Ω et 1 W .

b) Lorsque le régulateur fonctionne à vide, nous avons:

$$I_{R_s} = I_z = \frac{V_{\text{entrée}} - V_z}{R_{s,\text{min}}} \quad (\text{équation 4.30})$$

$$I_{R_s} = I_z = \frac{22 - 12}{130}$$

$$I_{R_s} = 77 \text{ mA}$$

$$V_{\text{sortie}} = V_z + r_z I_z \quad (\text{équation 4.20})$$

$$V_{\text{sortie}} = 12 + 9 \times 0,077 = 12,7 \text{ V}$$

c) Pour une résistance de charge de 500Ω , nous avons:

$$I_{R_c} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} \quad (\text{équation 4.25})$$

$$I_{R_c} = \frac{12}{500} = 24 \text{ mA}$$

$$I_{R_s} = \frac{V_{\text{entrée}} - V_z}{R_s}$$

$$I_{R_s} = \frac{22 - 12}{130} = 77 \text{ mA}$$

$$I_z = I_{R_s} - I_{R_c} \quad (\text{équation 4.23})$$

$$I_z = 77 - 24 = 53 \text{ mA}$$

$$V_{\text{sortie}} = V_z + r_z I_z \quad (\text{équation 4.20})$$

$$V_{\text{sortie}} = 12 + (9 \times 0,053) = 12,48 \text{ V}$$

Pour une résistance de charge de $1 \text{ k}\Omega$, nous avons:

$$I_{R_c} = \frac{12}{1000} = 12 \text{ mA}$$

$$I_{R_s} = \frac{22 - 12}{130} = 77 \text{ mA}$$

$$I_z = 77 - 12 = 65 \text{ mA}$$

$$V_{\text{sortie}} = 12 + (9 \times 0,065) = 12,58 \text{ V}$$

d) Le taux de régulation est:

$$\text{Taux de régulation} = \left(\frac{12,7 - 12,48}{12,48} \right) \times 100$$

$$\text{Taux de régulation} = 1,76\%$$

Détermination du facteur de stabilisation

Le *facteur de stabilisation*, ou *coefficient de régulation amont*, est défini par l'équation 4.4:

$$K_s = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta V_{\text{entrée}}} \right|_{I_{R_c}} = C^{\text{te}}$$

La diode Zener peut être comparée à un générateur de tension de référence, V_z , et à une faible résistance, r_z (en général, de l'ordre de 4Ω à 20Ω), qui est la résistance dynamique de la diode (Figure 4.8.c). Dans le régulateur shunt à diode Zener, lorsque le courant de charge I_{R_c} est constant ($\Delta I_{R_c} = 0$), les variations ΔV_{sortie} de la tension de sortie sont provoquées par celles de la tension d'entrée, soit $\Delta V_{\text{entrée}}$ aux bornes de r_z (en réalité, r_z est en parallèle avec la résistance de charge R_c). Le circuit équivalent illustré à la figure 4.15.a montre que les résistances R_s et r_z forment un diviseur de tension. Nous obtenons alors:

$$V_{\text{sortie}} = K_s V_{\text{entrée}} = \left(\frac{r_z}{R_s + r_z} \right) V_{\text{entrée}}$$

de sorte que:

$$K_s = \frac{r_z}{R_s + r_z} \quad (4.40)$$

Détermination de l'impédance de sortie du régulateur

L'impédance du régulateur, ou coefficient de régulation *aval*, est définie par l'équation 4.5:

$$Z_{\text{sortie}} = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta I_{R_c}} \right|_{V_{\text{entrée}} = C^{\text{te}}}$$

La valeur de l'impédance de sortie peut être déduite à partir du circuit équivalent de la figure 4.15.b, ce qui donne, lorsque R_c est déconnectée:

$$Z_{\text{sortie}} = \frac{r_z R_s}{r_z + R_s} \quad (4.41)$$

Idéalement, l'impédance de sortie devrait être la plus faible possible et tendre vers une valeur nulle. En pratique, la valeur minimale de l'impédance de sortie de ce régulateur est limitée par la valeur de la résistance dynamique de la diode Zener.

Exemple 4.6

On désire construire un régulateur de tension shunt à l'aide de la diode Zener IN4734A, dont les caractéristiques essentielles sont: V_z de 5,1 V; r_z de 7 Ω ; $I_{z,\text{max}}$ de 0,178 A; P_z de 1 W.

- Calculez la valeur minimale de la résistance série, $R_{s,\text{min}}$, et sa puissance de dissipation pour une tension d'entrée de 12 V \pm 2 V. (On choisira une résistance ayant une tolérance de 10%.)
- Si la tension d'entrée du régulateur est de 12 V \pm 2 V, calculez les valeurs maximale et minimale de la tension de sortie à vide (résistance de charge débranchée).
- Calculez le facteur de stabilisation, K_s , et l'impédance de sortie, Z_{sortie} , du régulateur.
- Calculez la plus faible valeur que peut prendre la résistance de charge, pour que le régulateur fonctionne correctement.
- Calculez la plus grande variation de la tension de sortie en charge, due aux variations combinées de la tension d'entrée et du courant de charge.

Solution

a) Calcul de la résistance série minimale

Lorsque la résistance de charge est débranchée, le courant dans la diode Zener est limité par les résistances $R_{s,\text{min}}$ et r_z placées en série. Nous pouvons écrire à l'aide de l'équation 4.30:

$$R_{s,\text{min}} = \frac{V_{\text{entrée,max}} - V_z}{I_{z,\text{max}}} - r_z$$

$$R_{s,\text{min}} = \left(\frac{14 - 5,1}{0,178} \right) - 7 = 43 \Omega$$

La puissance de dissipation de la résistance série est, d'après l'équation 4.31:

$$P_{R_s} = R_s I_{z,\text{max}}^2$$

$$P_{R_s} = 43(0,178)^2 = 1,36 \text{ W}$$

Nous choisirons une résistance de:

$$43 + \left(\frac{10}{100} \right) 43 = 47,3 \Omega$$

En pratique, il s'agit d'une résistance de 47 Ω et 2 W ayant une tolérance de 10%.

b) Calcul des tensions de sortie maximale et minimale (fonctionnement à vide)

$$V_{\text{sortie,max}} = V_z + r_z I_{z,\text{max}}$$

$$V_{\text{sortie,max}} = 5,1 + (7 \times 0,178) = 6,34 \text{ V}$$

Lorsque la tension d'entrée minimale $V_{\text{entrée,min}}$ est appliquée, nous avons:

$$I_{z,\text{min}} = \frac{V_{\text{entrée,min}} - V_z}{R_s + r_z}$$

$$I_{z,\text{min}} = \frac{10 - 5,1}{47 + 7} = 0,09 \text{ A}$$

de sorte que:

$$V_{\text{sortie,min}} = V_z + r_z I_{z,\text{min}}$$

$$V_{\text{sortie,min}} = 5,1 + (7 \times 0,09) = 5,73 \text{ V}$$

En résumé, $5,73 \text{ V} \leq V_{\text{sortie}} \leq 6,34 \text{ V}$ pour un fonctionnement à vide et pour une variation de la tension d'entrée de 10 V à 14 V.

c) Calculs de K_s et de Z_{sortie}

$$K_s = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta V_{\text{entrée}} I_{R_c}} \right| = C^{\text{te}} \quad (\text{équation 4.4})$$

$$K_s = \frac{6,34 - 5,73}{14 - 10} = 0,152$$

Nous pouvons également calculer le facteur K_s à l'aide de l'équation 4.40:

$$K_s = \frac{r_z}{R_s + r_z}$$

$$K_s = \frac{7}{47 + 7} = 0,130$$

Par définition, l'impédance de sortie est:

$$Z_{\text{sortie}} = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta I_{R_c}} \right|_{V_{\text{entrée}} = C^{\text{te}}} = \frac{r_z R_s}{r_z + R_s}$$

$$Z_{\text{sortie}} = \frac{7 \times 47}{7 + 47} = 6,1 \Omega$$

d) Calcul de la résistance de charge minimale

La résistance de charge minimale est calculée à l'aide de l'équation 4.38:

$$R_{c,\text{min}} = \left(\frac{V_z}{V_{\text{entrée,min}} - V_z} \right) R_{s,\text{max}}$$

où $R_{s,\text{max}} = 47 + (10/100)47 = 51,7 \Omega$.

$$R_{c,\text{min}} = \left(\frac{5,1}{(10 - 5,1)} \right) \times 51,7 = 53,8 \Omega$$

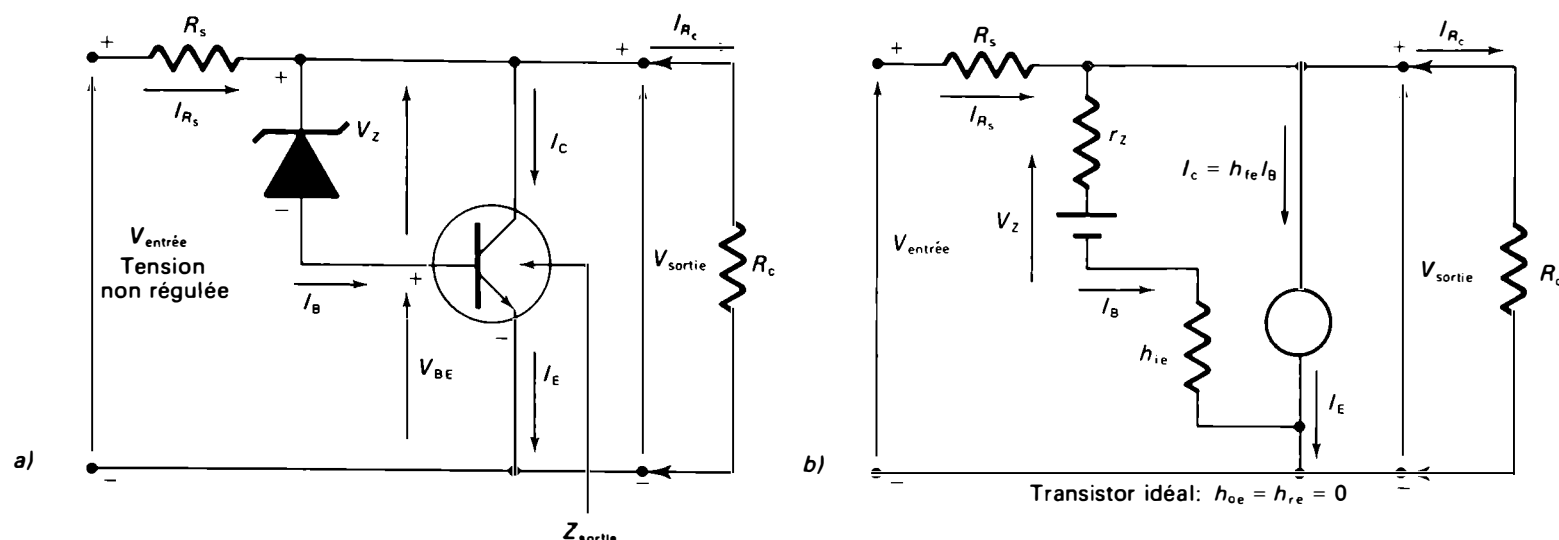


Figure 4.16 a) Régulateur de tension shunt à diode Zener et à transistor; b) schéma équivalent.

e) Plus grande variation de tension de sortie en charge due aux variations combinées de la tension d'entrée et du courant de charge

À l'aide de la relation 4.7, nous avons:

$$\Delta V_{s,\max} = K \cdot \Delta V_{\text{entrée}} + Z_{\text{sortie}} \Delta I_{R_c}$$

$$\Delta V_{s,\max} = 0,152(14 - 10) + 6,1(0,118 - 0)$$

$$\Delta V_{s,\max} = 0,60 + 0,72 = 1,32 \text{ V}$$

4.3.4 Régulateur de tension shunt à diode Zener et à transistor

Dans le régulateur de tension shunt élémentaire utilisant seulement des diodes Zener, les caractéristiques de courant des diodes Zener ne permettent pas toujours une variation de courant (entre $I_{Z,\min}$ et $I_{Z,\max}$) suffisante pour obtenir une bonne régulation et une puissance de sortie importante. Les facteurs de régulation peuvent être améliorés et la puissance de sortie augmentée si on utilise une diode Zener comme élément de référence et un transistor comme élément amplificateur. Le plus simple régulateur shunt à diode Zener et à transistor est illustré à la figure 4.16.a.

La figure 4.16.b représente le schéma équivalent comprenant les paramètres hybrides du transistor. Voici un rappel des définitions et des équations des paramètres hybrides du transistor.

— Facteur d'amplification du courant avec sortie en court-circuit:

$$\beta = h_{fc} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}} = C^{tc}$$

— Admittance de sortie avec entrée ouverte:

$$h_{oc} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B} = C^{tc} \quad (\text{en siemens})$$

— Impédance d'entrée avec sortie en court-circuit:

$$h_{ic} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}} = C^{tc} \quad (\text{en ohms})$$

— Rapport de transfert inverse en tensions avec l'entrée ouverte:

$$h_{rc} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B} = C^{tc}$$

Fonctionnement

Dans ce régulateur, la diode Zener maintient la base du transistor à un potentiel de référence fixe, alors que le courant de la branche de dérivation est contrôlé par le transistor monté en émetteur-commun. Le courant d'émetteur du transistor est la somme du courant de base (qui est le courant de la diode Zener) et du courant de collecteur, soit:

$$I_E = I_B + I_C = (\beta + 1)I_B \quad (4.42)$$

Par conséquent, la variation de courant dans la branche de dérivation est multipliée par $(\beta + 1)$ par rapport à celle du régulateur shunt élémentaire étudié au paragraphe 4.3.3. En fait, les variations ΔV_{sortie} de la tension de sortie se trouvent appliquées sur l'émetteur du transistor. Si, par exemple, la tension de sortie tend à augmenter à la suite d'une variation de la tension d'entrée ou d'une variation de la charge, la tension base-émetteur du transistor augmentera, car:

$$V_{BE} = V_{\text{sortie}} - V_Z \quad (V_Z \text{ étant fixe}) \quad (4.43)$$

L'augmentation de la tension aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor accroîtra le courant I_B la tra-

versant, ce qui conduit à une augmentation du courant de collecteur I_C , car:

$$I_C \approx \beta I_B$$

Le courant traversant la résistance en série, qui est la somme du courant de charge et du courant de collecteur, et la chute de tension à ses bornes augmenteront. Nous avons:

$$I_{R_s} = I_C + I_{R_c} \quad (4.44)$$

et:
$$V_{R_s} = I_{R_s} R_s = (I_C + I_{R_c}) R_s \quad (4.45)$$

Par conséquent, la tension de sortie diminuera et reprendra sa valeur initiale, car:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} - V_{R_s}$$

Nous pouvons résumer le fonctionnement sous la forme de logique séquentielle suivante:

$$\underbrace{V_{\text{sortie}} \uparrow, V_{BE} \uparrow, I_B \uparrow, I_C \uparrow, I_{R_s} \uparrow, V_{R_s} \uparrow, V_{\text{sortie}} \downarrow}_{\text{Stabilisation}}$$

Voici les relations essentielles du régulateur de tension shunt à diode Zener et à transistor.

Tension régulée de sortie

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} - V_{R_s} \quad (4.46)$$

$$V_{\text{sortie}} = V_Z + V_{BE} \quad (4.47)$$

Puisque la tension V_{BE} est de l'ordre de 0,6 V, la tension de sortie est légèrement supérieure à la tension de Zener V_Z .

Courant de base du transistor

$$I_B = I_Z \leq \frac{P_Z}{V_Z} \quad (4.48)$$

ou, d'après le circuit équivalent de la figure 4.16.b :

$$I_B = \frac{V_{\text{sortie}} - V_Z}{r_Z + h_{ie}} \quad (4.49)$$

Courant de collecteur

$$I_C \approx \beta I_B$$

Courant circulant dans la résistance en série

$$I_{R_s} = I_B + I_C = (\beta + 1) I_B \quad (4.50)$$

Valeur de la résistance en série

$$R_s = \frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}}{I_{R_s}} \quad (4.51)$$

Puissance de dissipation de la résistance en série

$$P_{R_s} = R_s I_{R_s}^2 \quad (4.52)$$

Tension de claquage collecteur-émetteur

Puisque le transistor est placé en parallèle avec la charge, la tension de claquage collecteur-émetteur doit être supérieure à la tension d'entrée non régulée:

$$V_{(BR)CEO} > V_{\text{entrée,max}} \quad (4.53)$$

Courant de charge maximal

Le courant de charge maximal doit être limité à une valeur inférieure au courant d'émetteur du transistor, sinon la diode Zener et le transistor pourraient être détériorés lorsque la charge est déconnectée:

$$I_{E,max} \approx I_{C,max} > I_{R_c,max} \quad (4.54)$$

Facteur de stabilisation

$$K_s = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta V_{\text{entrée}}} \right|_{I_{R_c}} = C^{te}$$

$$K_s = 1 \left/ \left(\frac{(\beta + 1)R_s}{r_Z + h_{ie}} + 1 + \frac{R_s}{R_c} \right) \right. \quad (4.55)$$

Impédance de sortie

$$Z_{\text{sortie}} = \left. \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta I_{R_c}} \right|_{V_{\text{entrée}}} = C^{te}$$

$$Z_{\text{sortie}} = R_s \left/ \left(\frac{(\beta + 1)R_s}{r_Z + h_{ie}} + 1 \right) \right. \quad (4.56)$$

Exemple 4.7

On désire construire un régulateur de tension shunt (Figure 4.16.a) dont la tension maximale d'entrée, $V_{\text{entrée,max}}$, est de 20 V. Le régulateur comprend:

- une diode Zener présentant les caractéristiques suivantes: V_Z de 12 V; $P_{Z,max}$ de 400 mW; r_Z de 8 Ω ;
- un transistor de puissance présentant les caractéristiques suivantes: h_{fe} de 30; h_{ie} de 15 Ω .

- a) Calculez la valeur de la tension de sortie du régulateur.
- b) Déterminez la valeur maximale du courant pouvant être fournie par le régulateur sans risques de détérioration.
- c) Calculez les valeurs de la résistance série et des puissances de dissipation de la résistance série et du transistor.
- d) Calculez les valeurs du facteur de stabilisation et de l'impédance de sortie dans le cas d'une résistance de charge de 100 Ω .

Solution

a) *Calcul de la tension de sortie*

La tension de sortie est déterminée à l'aide de l'équation 4.49:

$$V_{\text{sortie}} = V_Z + (r_Z + h_{ie}) I_B$$

où $I_B = I_Z$.

Le courant maximal de la diode Zener est:

$$I_{Z,\max} = \frac{P_Z}{V_Z} = \frac{0,4}{12}$$

$$I_{Z,\max} = 33 \text{ mA}$$

Pour prévoir une certaine marge de sécurité, nous choisisons une valeur maximale de 30 mA, de sorte que:

$$V_{\text{sortie}} = 12 + (8 + 15) \times 0,03 = 12,69 \text{ V}$$

b) La valeur maximale du courant de charge est limitée par la valeur nominale du courant d'émetteur du transistor, car, si la charge est débranchée, la totalité du courant traversera le transistor:

$$I_{C,\max} = \beta I_{B,\max} = h_{fe} I_{Z,\max}$$

$$I_{C,\max} = 30 \times 0,03 = 0,9 \text{ A}$$

$$I_{E,\max} = (\beta + 1) I_{Z,\max}$$

$$I_{E,\max} = (30 + 1) 0,03 = 0,93 \text{ A}$$

Pour tenir compte d'une marge de sécurité, le courant de charge ne devra pas dépasser 0,9 A.

c) Calcul de la résistance en série

$$R_s = \frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}}{I_{R_s}} \quad (\text{équation 4.51})$$

$$R_s = \frac{20 - 12}{0,9} = 8,9 \Omega$$

Nous choisisons donc une résistance de 10 Ω , dont la puissance de dissipation est:

$$P_{R_s} = R_s I_{R_s}^2 \quad (\text{équation 4.52})$$

$$P_{R_s} = 10(0,9)^2 = 8 \text{ W}$$

La puissance de dissipation du transistor est:

$$P_{EC,\max} = V_{CE,\max} I_{E,\max}$$

Dans ce montage, $V_{CE,\max} = V_{\text{sortie}}$, de sorte que:

$$P_{EC,\max} = 12,69 \times 0,93 = 11,8 \text{ W}$$

d) Calcul du facteur de stabilisation

$$K_s = 1 / \left[\frac{(\beta + 1)R_s}{r_z + h_{fe}} + 1 + \frac{R_s}{R_c} \right] \quad (\text{équation 4.55})$$

$$K_s = 1 / \left[\frac{(30 + 1)10}{8 + 15} + 1 + \frac{10}{100} \right] = 0,068$$

Calcul de l'impédance de sortie

$$Z_{\text{sortie}} = R_s / \left[\frac{(\beta + 1)R_s}{r_z + h_{fe}} + 1 \right] \quad (\text{équation 4.56})$$

$$Z_{\text{sortie}} = 10 / \left[\frac{(30 + 1)10}{8 + 15} + 1 \right] = 0,69 \Omega$$

Les valeurs de K_s et de Z_{sortie} sont nettement inférieures à celles obtenues dans le cas du régulateur shunt à diode Zener de l'exemple 4.6. Le montage à diode Zener et à transistor améliore donc la régulation.

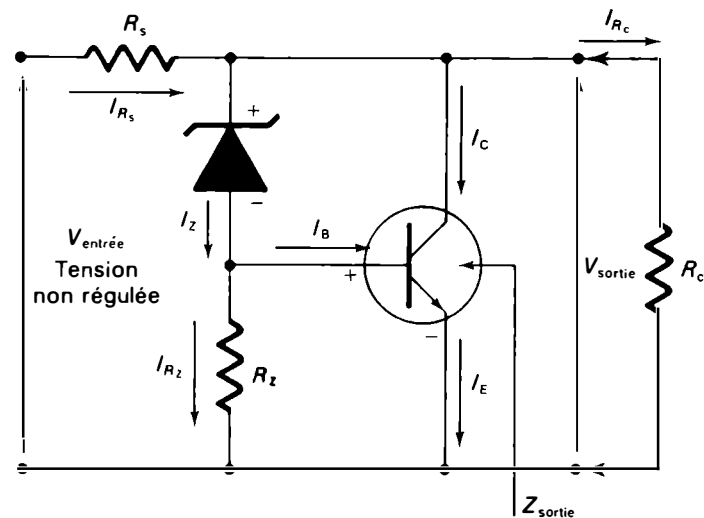


Figure 4.17 Régulateur de tension shunt à diode Zener et à transistor.

Dans le cas où le courant de base du transistor est insuffisant pour maintenir la diode Zener dans la zone de fonctionnement, une résistance R_z est ajoutée (Figure 4.17). Cette résistance fournit un courant additionnel à travers la diode Zener et nous avons alors:

$$I_z = I_B + I_{R_z} \quad (4.57)$$

La valeur de la résistance R_z est déterminée de façon à maintenir le courant de la diode Zener dans les limites de fonctionnement, ce qui donne:

$$R_z = \frac{V_{BE,\min}}{I_{z,\min}} \quad (4.58)$$

Le symbole $I_{z,\min}$ désigne la valeur du courant minimal assurant le fonctionnement de la diode Zener.

La figure 4.18 représente un régulateur shunt (parallèle) à transistor de puissance et à diode Zener programmable. Ce montage correspond à une diode Zener de forte puissance. Il peut fournir une tension de sortie réglable dont la valeur est calculée à l'aide de la relation:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{Réf}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + V_{BE} \quad (4.59)$$

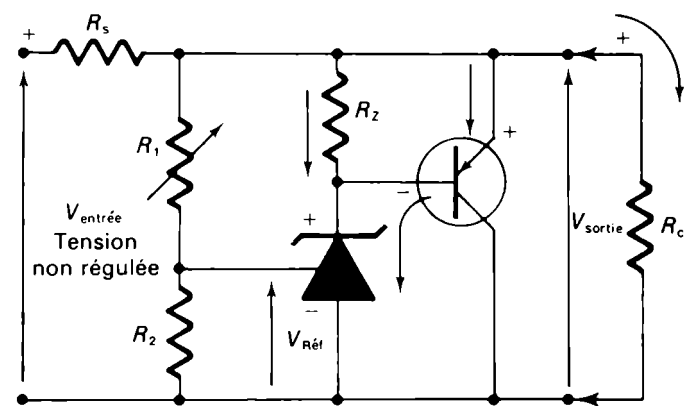


Figure 4.18 Régulateur de tension shunt à tension de sortie réglable.

Les principaux avantages du régulateur de tension shunt à transistor par rapport au régulateur de tension à diode Zener seulement sont:

- amélioration de la régulation et de la sensibilité du circuit: l'amplification fournie par le transistor permet au circuit d'être sensible aux moindres variations de la tension de sortie;
- protection contre les courts-circuits: si la charge est accidentellement court-circuitée, le transistor et la diode Zener montés en parallèle avec la charge sont protégés.

Par contre, le régulateur de tension shunt n'est pas très efficace, car une partie du courant total est dérivée à travers le transistor, ce qui a pour effet de diminuer le rendement. C'est d'ailleurs pourquoi on préfère le montage régulateur de tension série.

4.4 RÉGULATEURS DE TENSION SÉRIE À COMPOSANTS DISCRETS

Les caractéristiques des régulateurs de tension shunt étudiés au paragraphe 4.3 peuvent être grandement améliorés par l'utilisation d'un montage régulateur série.

4.4.1 Régulateur de tension série à diode et à transistor

Le régulateur de tension série le plus simple comprend un transistor monté en collecteur-commun (ou émetteur-suiveur) et une diode Zener fournissant la tension de référence (Figure 4.19).

Fonctionnement

Le transistor *NPN* monté en série avec la charge agit comme une résistance variable, dont la valeur est déterminée par les conditions de fonctionnement; la diode Zener maintient la base du transistor à une tension constante, V_Z . Dans ce régulateur, la variation de tension existant entre la tension de sortie à stabiliser, V_{sortie} , et la tension fixe de référence, V_Z — appelée *tension d'erreur* — apparaît entre la base et l'émetteur du transistor et en commande la conduction. Nous avons donc:

$$V_{BE} = V_Z - V_{\text{sortie}} \quad (V_Z \text{ étant fixe}) \quad (4.60)$$

Ainsi, la valeur de la tension de sortie reste légèrement inférieure à la tension de référence fournie par la diode Zener, la tension V_{BE} étant de l'ordre de 0,6 V. Nous pouvons donc écrire:

$$V_{\text{sortie}} = V_Z - V_{BE} \approx V_Z \quad (4.61)$$

Si, par exemple, la tension de sortie V_{sortie} tend à augmenter, lorsque la valeur de la résistance de charge augmente, la tension base-émetteur V_{BE} décroîtra immédiatement (équation 4.60). Cette diminution de la tension

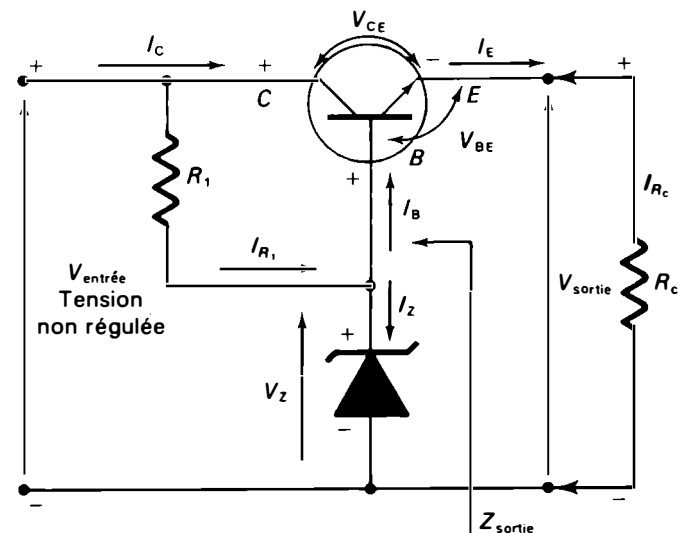


Figure 4.19 Régulateur de tension série à diode Zener et à transistor.

aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor produit une diminution du courant I_B qui la traverse et, par conséquent, une réduction du courant d'émetteur, car:

$$I_E = (\beta + 1)I_B = I_{R_c} \quad (4.62)$$

Le transistor laisse moins passer le courant, ce qui entraîne une augmentation de la résistance et de la tension V_{CE} entre ses bornes (collecteur-émetteur). La tension de sortie V_{sortie} décroît à sa valeur initiale. Nous avons:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} - V_{CE}$$

En résumé, le transistor agit comme une résistance variable qui augmente lorsque la résistance de charge augmente et qui diminue lorsque la résistance de charge diminue, de sorte que le rapport $R_c/(R_c + R_v)$ du diviseur de tension (Figure 4.20) demeure constant. Nous pouvons écrire sous forme de logique séquentielle:

$$\underbrace{V_{\text{sortie}} \uparrow, V_{BE} \downarrow, I_B \downarrow, I_E \downarrow, V_{CE} \uparrow, V_{\text{sortie}} \downarrow}_{\text{Stabilisation}}$$

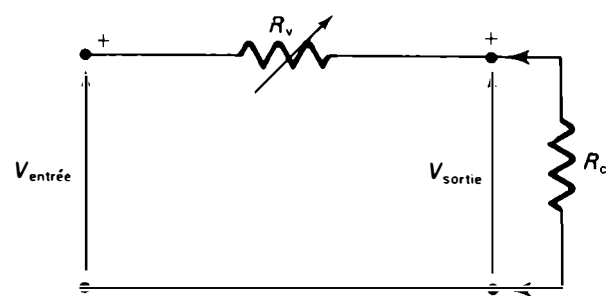


Figure 4.20 Schéma équivalent simplifié du régulateur de tension série à diode Zener et à transistor.

Choix des composants

Résistance R_1

La valeur de la résistance R_1 est choisie pour que le courant traversant la diode Zener se maintienne juste en dessous de la valeur maximale permmissible pour le point de fonctionnement limite. Ce point correspond à une charge minimale ($R_{c.\min}$) et à une tension d'entrée maximale ($V_{\text{entrée.max}}$). Le courant traversant la résistance R_1 est égal à :

$$I_{R_1} = I_Z + I_B$$

Pour un fonctionnement correct, le courant traversant la diode Zener doit avoir une valeur égale à cinq fois la valeur du courant de base du transistor et le courant maximal traversant R_1 doit avoir une valeur égale à environ six fois la valeur du courant de base. Nous pouvons donc écrire :

$$R_1 = \frac{V_{\text{entrée}} - V_Z}{6I_{B.\max}} \quad (4.63)$$

où :

$$I_{B.\max} = \frac{I_{E.\max}}{\beta + 1} = \frac{I_{R_c.\max}}{\beta + 1} \quad (4.64)$$

La puissance de dissipation est obtenue par :

$$P_{R_1.\max} = \frac{(V_{\text{entrée.max}} - V_Z)^2}{R_1} \quad (4.65)$$

Remarque: Pour des calculs plus précis, il faut tenir compte de la résistance dynamique de la diode Zener (r_Z), de la variation du facteur d'amplification de courant ($\Delta\beta$) et du courant de fuite (I_{CBO}). Nous obtenons alors :

$$R_{1.\max} = \frac{V_{\text{entrée.min}} - (V_Z + r_Z I_{Z.\min})}{I_{Z.\min} + I_{B.\max}} \quad (4.66)$$

La puissance de dissipation de la résistance est obtenue par :

$$P_{R_1} = \frac{[V_{\text{entrée.max}} - (V_Z + r_Z I_{Z.\max})]^2}{R_1} \quad (4.67)$$

La valeur minimale du courant de Zener sera la plus élevée des deux valeurs suivantes :

$$I_{Z.\min} = 0,1I_{B.\max} \quad \text{ou} \quad I_{Z.\min} = 1 \text{ mA}$$

La valeur maximale du courant de base est donnée par :

$$I_{B.\max} = \frac{I_{E.\max}}{\beta_{\min} + 1} - I_{CBO.\min} \quad (4.68)$$

Dans cette relation, $I_{E.\max} = I_{R_c.\max}$.

Le paramètre hybride β , qui désigne le gain de courant en c.c. du transistor, est habituellement déterminé

à partir de la courbe $I_C = f(I_B)$. Nous utilisons cette courbe, car le gain de courant n'est pas constant pour une large variation du courant d'émetteur. Le gain minimal de courant, β_{\min} , doit être évalué pour $I_{E.\max}$.

La valeur minimale du courant de base est déterminée à partir de la relation :

$$I_{B.\min} = \frac{I_{E.\min}}{\beta_{\max} + 1} - I_{CBO.\max} \quad (4.69)$$

Dans cette relation, β_{\max} est évalué pour $I_{E.\min}$, à l'aide des spécifications du fabricant.

Calcul de la puissance de dissipation de la diode Zener

La puissance maximale de dissipation de la diode Zener est :

$$P_{Z.\max} = V_Z I_{Z.\max} + r_Z I_{Z.\max}^2 \quad (\text{équation 4.12})$$

Nous obtenons la valeur maximale du courant de Zener à l'aide de la relation :

$$I_{Z.\max} = \frac{V_{\text{entrée.max}} - R_1 I_{B.\min} - V_Z}{R_1 + r_Z} \quad (4.70)$$

Calcul de la puissance de dissipation du transistor

La puissance maximale de dissipation du transistor en série est donnée par la relation :

$$P_{CE} = V_{CE} I_{R_c} = (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}) I_{R_c} \quad (4.71)$$

de sorte que :

$$P_{CE.\max} = (V_{\text{entrée.max}} - V_{\text{sortie}}) I_{R_c.\max} \quad (4.72)$$

Nous supposons que la tension de sortie V_{sortie} se maintient sensiblement constante pour les variations du courant de charge. Le transistor en série, souvent appelé *transistor ballast*, est un transistor de puissance qui doit être obligatoirement monté sur un dissipateur thermique.

Pour pouvoir dissiper la puissance maximale, $P_{CE.\max}$, dans une ambiance de température $T_{a.\max}$, sans que la température de la jonction du transistor ne dépasse la valeur maximale admissible, $T_{j.\max}$, la résistance thermique jonction-ambiance doit être égale à :

$$R_{\theta.j-a} = \frac{T_{j.\max} - T_{a.\max}}{P_{CE.\max}} \quad (4.73)$$

Par définition, la résistance thermique jonction-ambiance est :

$$R_{\theta.j-a} = R_{\theta.j-b} + R_{\theta.b-r} + R_{\theta.r-a} \quad (4.74)$$

$$R_{\theta.r-a} = \frac{T_{j.\max} - T_{a.\max}}{P_{CE.\max}} - R_{\theta.j-b} - R_{\theta.b-r} \quad (4.75)$$

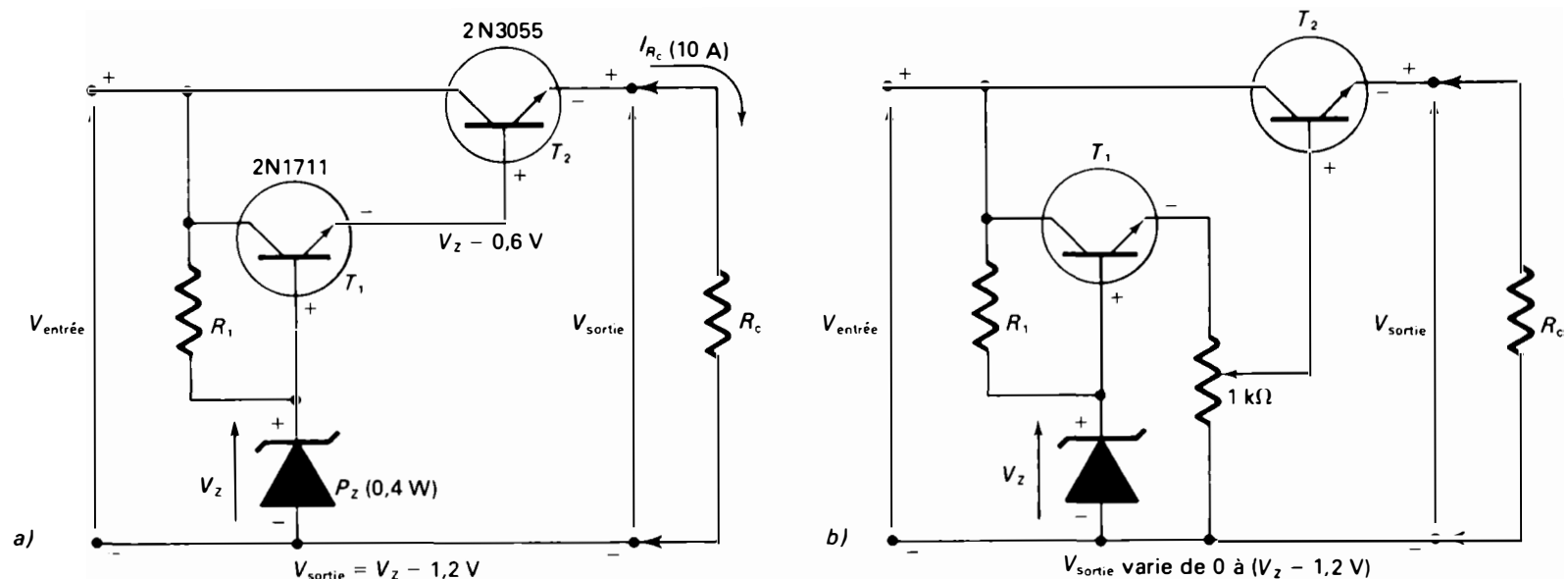


Figure 4.21 Régulateurs de tension série à montage Darlington: a) tension de sortie fixe; b) tension de sortie variable.

Dans cette relation, la puissance est exprimée en watts, les températures, en degrés Celsius et les résistances thermiques, en degrés Celsius par watt.

Le dissipateur approprié est choisi selon les courbes fournies par le fabricant. Ces courbes indiquent des valeurs de résistances thermiques des différents dissipateurs en fonction de leurs matériaux, de leurs surfaces et de leurs formes.

Remarque: Lorsque le régulateur de tension doit fournir un courant de charge important, le simple transistor en série est remplacé par un *montage Darlington*. La figure 4.21.a illustre un montage fournissant une tension de sortie fixe et la figure 4.21.b, un montage fournissant une tension de sortie variable. Ces montages présentent l'avantage d'avoir un gain de courant élevé (grand β) et, par conséquent, une meilleure régulation puisque toutes les variations de I_B entraîneront des variations de I_C beaucoup plus importantes. De plus, l'ondulation résiduelle sera plus atténuée et l'impédance de sortie, plus faible. Dans un tel montage, une diode Zener de 400 mW pilotant un montage Darlington (par exemple, montage Darlington composé d'un transistor 2N1711 et d'un transistor 2N3055) peut stabiliser la tension d'une charge consommant plusieurs ampères. La tension de sortie est alors égale à:

$$V_{\text{sortie}} = V_Z - 2V_{BE}$$

soit, en pratique, pour des transistors au silicium:

$$V_{\text{sortie}} \approx V_Z - 1,2 \text{ V}$$

Dans les régulateurs de tension série, le transistor monté en série dans le circuit de charge risque d'être détruit si la charge est accidentellement court-circuitée. Pour remédier à cet inconvénient et pour assurer une protection

vraiment efficace, il faut ajouter un circuit limiteur de courant.

Exemple 4.8

On désire construire un régulateur de tension série (Figure 4.21) possédant les caractéristiques suivantes: V_{sortie} de 12 V; $V_{\text{entrée,max}}$ de 24 V; $V_{\text{entrée,min}}$ de 17 V; $0 \text{ mA} \leq I_{R_c} \leq 420 \text{ mA}$.

Le régulateur de tension série comprend les éléments suivants:

- une diode Zener: V_Z de 12,5 V et r_Z de 6 Ω ;
- un transistor de puissance: β de 50 (β_{min} de 20 et β_{max} de 80); h_{ie} de 80 Ω ; h_{fe} de 0,03 S; $I_{CBO,\text{min}}$ de 0,05 mA; $I_{CBO,\text{max}}$ de 2 mA.

Calculez:

- a) la valeur de la résistance R_1 (tolérance de 10%);
- b) la puissance maximale de la diode Zener;
- c) la puissance de dissipation du transistor;
- d) la résistance thermique du dissipateur, si $T_{j,\text{max}}$ est de 95°C, T_a de 40°C, $R_{\theta,j-b}$ de 4°C/W et $R_{\theta,j-r}$ de 0,8°C/W.

Solution

a) Calcul de $R_{1,\text{max}}$

La valeur de $R_{1,\text{max}}$ est déterminée à l'aide de l'équation 4.66:

$$R_{1,\text{max}} = \frac{V_{\text{entrée,min}} - (V_Z + r_Z I_{Z,\text{min}})}{I_{Z,\text{min}} + I_{B,\text{min}}}$$

Les valeurs de $I_{B,\text{max}}$ et $I_{Z,\text{min}}$ sont:

$$I_{B,\text{max}} = \frac{I_{\text{entrée,max}}}{\beta_{\text{min}} + 1} - I_{CBO,\text{min}}$$

$$I_{B,\text{max}} = \frac{420}{20 + 1} - 0,05 = 19,95 \text{ mA}$$

Nous choisissons:

$$I_{Z,\text{min}} = 0,1 I_{B,\text{max}}$$

$$I_{Z,\text{min}} = 0,1 \times 19,95 = 1,995$$

$$I_{Z,\text{min}} = 2 \text{ mA}$$

Alors:

$$R_{1,\max} = \frac{17 - (12,5 + 6 \times 0,002)}{0,0199 + 0,002} = 205 \Omega$$

En pratique, nous choisirons une résistance standard de 180 Ω ayant une tolérance de 10%. La puissance de dissipation de cette résistance est calculée à l'aide de l'équation 4.67:

$$P_{R_1} = \frac{[V_{\text{entrée,max}} - (V_Z + r_Z I_{Z,\max})]^2}{R_1}$$

$$P_{R_1} = \frac{[24 - (12,5 + 6 \times 0,002)]^2}{180} = 0,733 \text{ W}$$

En pratique, nous choisirons une résistance de 1 W.

b) Calcul de la puissance maximale de la diode Zener

La puissance maximale de la diode est déterminée à l'aide de l'équation 4.12:

$$P_Z = I_{Z,\max} V_Z + r_Z I_{Z,\max}^2$$

où:

$$I_{Z,\max} = \frac{V_{\text{entrée,max}} - R_1 I_{B,\min} - V_Z}{R_1 + r_Z} \quad (\text{équation 4.70})$$

$$I_{B,\min} = \frac{I_{E,\min}}{\beta + 1} - I_{CBO,\max} \quad (\text{équation 4.69})$$

$$I_{B,\min} = \frac{0}{80 + 1} - 0,002 = -0,002 \text{ A}$$

Le signe négatif indique que le courant I_B circule en sens inverse du courant de Zener I_Z . Nous avons donc:

$$I_{Z,\max} = \frac{24 - 180(-0,002) - 12,5}{180 + 6} = 0,064 \text{ A}$$

de sorte que:

$$P_{Z,\max} = 12,5 \times 0,064 + 6(0,064)^2 = 0,824 \text{ W}$$

Nous choisirons une diode Zener de 1 W.

c) Calcul de la puissance de dissipation du transistor

$$P_{CE,\max} = (V_{\text{entrée,max}} - V_{\text{sortie}}) I_{R_c,\max} \quad (\text{équation 4.72})$$

$$P_{CE,\max} = (24 - 12) \times 0,420 = 5,04 \text{ W}$$

d) Calcul de la résistance thermique du dissipateur

$$R_{\theta,j-a} = \frac{T_{j,\max} - T_{a,\max}}{P_{CE,\max}} \quad (\text{équation 4.73})$$

$$R_{\theta,j-a} = \frac{95 - 40}{5,04} = 10,91^\circ\text{C/W}$$

de sorte que:

$$R_{\theta,r-a} = R_{\theta,j-a} - R_{\theta,j-b} - R_{\theta,b-a}$$

$$R_{\theta,r-a} = 10,91 - 4 - 0,8 = 6,11^\circ\text{C/W}$$

Le dissipateur (ou radiateur) devra donc dissiper une énergie correspondant à une élévation de température de 6,11°C/W.

Remarque: Nous pouvons obtenir la valeur de la résistance R_1 à l'aide des équations 4.63 et 4.64:

$$I_{B,\max} = \frac{I_{R_c,\max}}{\beta + 1} = \frac{420}{50 + 1}$$

$$I_{B,\max} = 8,2 \text{ A}$$

$$R_{1,\max} = \frac{V_{\text{entrée}} - V_Z}{6 I_{B,\max}}$$

$$R_{1,\max} = \frac{24 - 12,5}{6 \times 0,0082} = 233 \Omega$$

Dans le cas d'une tolérance de 10%, la valeur maximale de la résistance sera de $233 - (0,1 \times 233) = 209,7 \Omega$. Nous choisirons une résistance standard de 180 Ω (10%).

4.4.2 Régulateur de tension série à rétroaction

Le principe du régulateur de tension série à rétroaction (*Feed-back*), représenté à la figure 4.22, est plus perfectionné; il s'agit, en fait, d'un asservissement. Une fraction de la tension de sortie est prélevée, à l'aide d'un diviseur de tension, pour être comparée avec une tension de référence fournie par une diode Zener. Un signal proportionnel à la différence de ces deux tensions est amplifié par le transistor T_1 avant d'être appliqué au transistor en série T_2 . Ce dernier agit comme une résistance variable de régulation et maintient la tension de sortie stable.

Fonctionnement

Choisissons, par exemple, le cas où la tension de sortie V_{sortie} tend à diminuer lorsque la résistance de charge décroît; la tension de rétroaction V_f , proportionnelle à la tension de sortie V_{sortie} , diminuera également, puisque:

$$V_f = V_{\text{sortie}} [R_1 / (R_1 + R_2)].$$

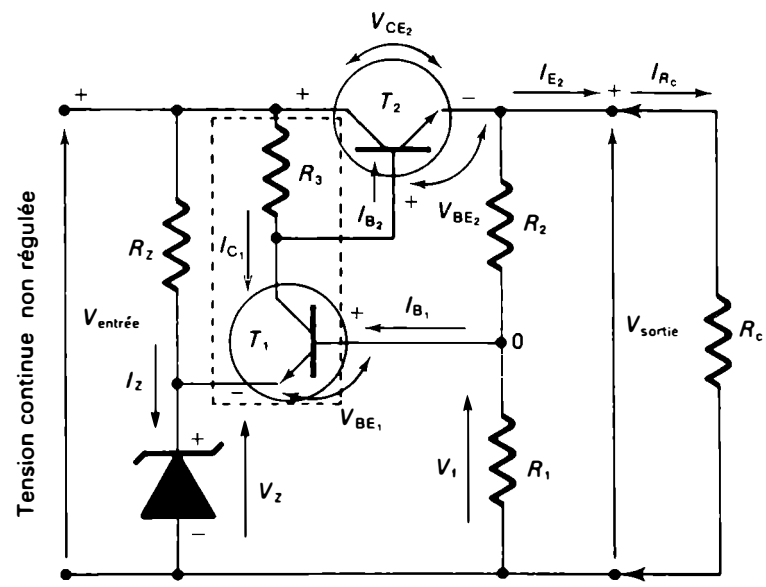


Figure 4.22 Régulateur de tension série à rétroaction.

La tension base-émetteur du transistor T_1 :

$$V_{BE_1} = V_f - V_Z$$

décroît, entraînant une diminution du courant de base I_{B_1} , et, par conséquent, une diminution du courant de collecteur I_{C_1} puisque:

$$I_{B_1} = \beta_1 I_{C_1}$$

La chute de tension aux bornes de la résistance R_3 diminue, car:

$$V_{R_3} = R_3 I_{C_1}$$

La base du transistor en série (T_2) est alors à un potentiel plus élevé, c'est-à-dire qu'elle est moins négative par rapport à la tension d'entrée $V_{entrée}$. La tension base-émetteur du transistor T_2 , V_{BE_2} augmentera donc, entraînant un accroissement des courants I_{B_2} et I_{C_2} , car:

$$I_{C_2} = (\beta_2 + 1) I_{B_2}$$

Le courant de charge $I_{R_c} = I_{E_2}$ augmentera, ce qui a pour effet d'accroître la tension de sortie V_{sortie} , jusqu'à sa valeur initiale. En d'autres mots, le transistor en série (T_2) devient plus conducteur, ce qui correspond à une diminution de la résistance entre ses bornes (collecteur et émetteur). Le fonctionnement peut être résumé sous forme de logique séquentielle:

$$\underbrace{V_{sortie} \downarrow, V_f \downarrow, V_{BE_1} \downarrow, I_{B_1} \downarrow, I_{C_1} \downarrow, V_{R_3} \downarrow,}_{\text{Stabilisation}} \underbrace{V_{BE_2} \uparrow, I_{B_2} \uparrow, I_{E_2} \uparrow, I_{R_c} \uparrow, V_{sortie} \uparrow}$$

Les principales relations associées au régulateur de tension série à rétroaction de la figure 4.22 sont les suivantes.

Tension de sortie

$$V_{sortie} = (V_Z + V_{BE_1}) \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) \quad (4.76)$$

$$V_{sortie} = V_E - V_{CE_2} \quad (4.77)$$

Résistance $R_{Z, \max}$

$$R_{Z, \max} = \frac{V_{entrée} - V_Z}{I_{Z, \min}} \quad (4.78)$$

Résistance R_3

$$R_3 = \frac{V_{CE_2} - V_{BE_2}}{I_{R_3}} = \frac{V_{entrée} - (V_{sortie} + V_{BE_2})}{I_{R_3}} \quad (4.79)$$

où $I_{R_3} = I_{C_1} + I_{B_2}$ et $I_{B_2} = I_{R_c} / (\beta_2 + 1)$.

Les résistances formant le diviseur de tension, R_1 et R_2 , sont calculées pour drainer un courant de l'ordre de 2 mA à 5 mA, ce qui correspond à un courant dont la valeur est généralement comprise entre 0,5% et 1% de la valeur nominale du courant de charge.

4.4.3 Régulateur de tension série à rétroaction avec tension de sortie ajustable et limiteur de courant

Si, dans le régulateur de tension illustré à la figure 4.22, nous remplaçons la résistance R_1 du diviseur de tension par un potentiomètre P_3 , nous obtenons une tension de sortie réglée ajustable (Figure 4.23). En réglant la position du curseur de P_3 , nous pouvons déterminer les valeurs limites de la tension de sortie:

$$V_{sortie, \max} = (V_Z + V_{BE_1}) \left(\frac{R_1 + R_2 + P_3}{R_1} \right) \quad (4.80)$$

et:

$$V_{sortie, \min} = (V_Z + V_{BE_1}) \left(\frac{R_1 + R_2 + P_3}{R_1 + P_3} \right) \quad (4.81)$$

Limiteur de courant

Les régulateurs de tension série représentés aux figures 4.19, 4.21, 4.22 et 4.23 ne possèdent aucune protection contre un court-circuit. Si la charge est accidentellement court-circuitée, un courant très important traversera le transistor en série (T_2) et le détruira. Pour remédier à cet inconvénient,

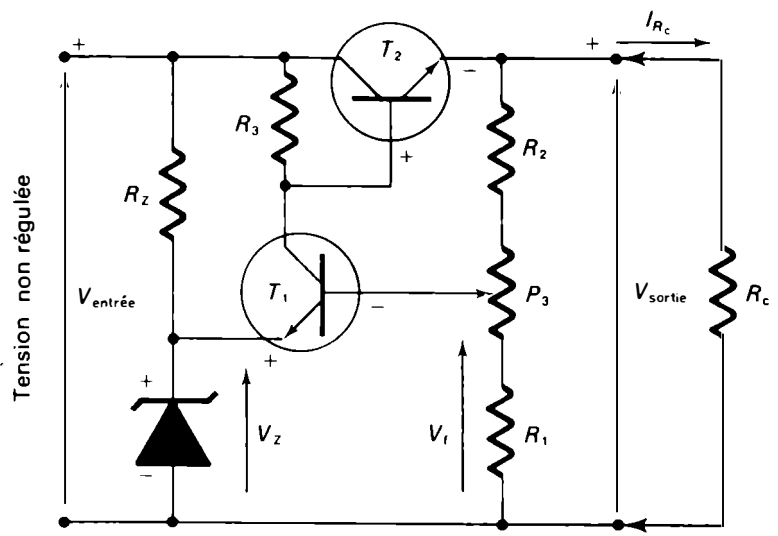


Figure 4.23 Régulateur de tension à rétroaction avec tension de sortie ajustable.

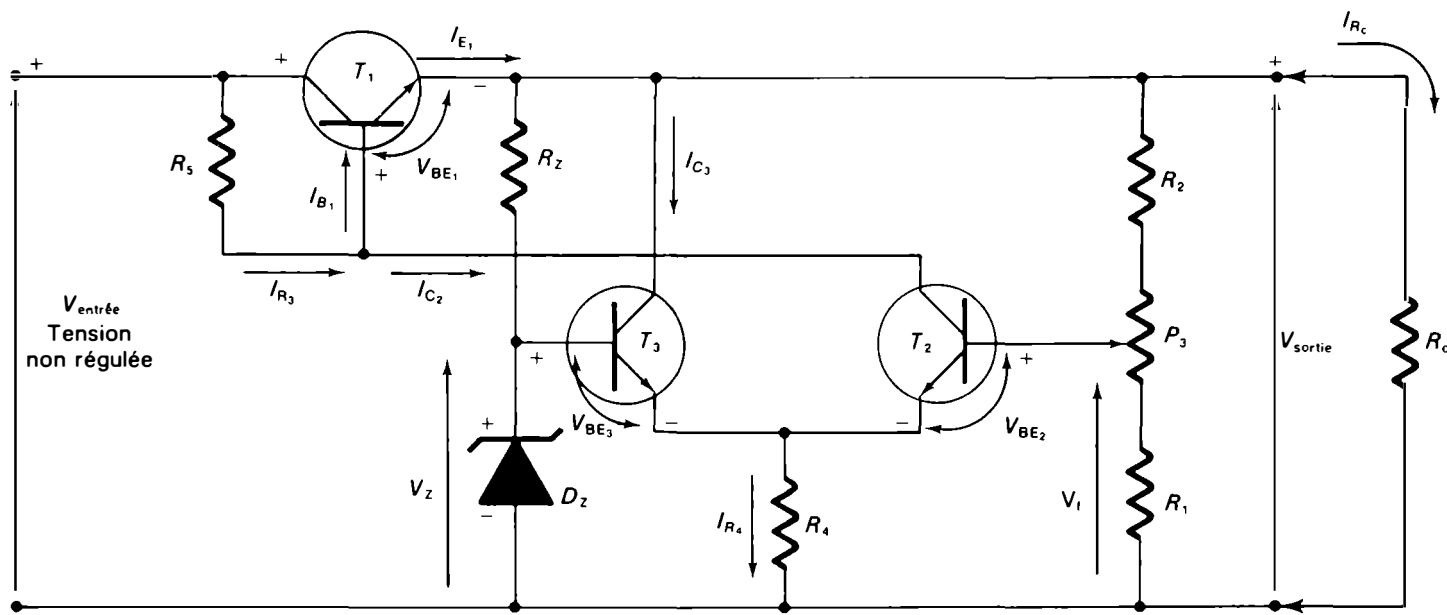


Figure 4.25 Régulateur de tension à rétroaction comprenant un amplificateur différentiel à composants discrets.

Zener dérive son courant après le transistor T_1 de régulation, ce courant demeure constant et la tension de Zener, très stable. La tension de base, V_f , du transistor T_2 est reliée au diviseur de tension formé par les résistances R_1 et R_2 et par le potentiomètre d'ajustement P_3 . Lorsque le curseur de P_3 est à mi-course, nous avons:

$$V_f = V_{\text{sortie}} \left(\frac{R_1 + P_3/2}{R_1 + R_2 + P_3} \right)$$

Le circuit amplifiera la différence de tension ($V_f - V_Z$), appelée *tension d'erreur*, apparaissant entre les deux tensions appliquées sur les bases des transistors T_2 et T_3 .

Supposons, par exemple, que la tension de sortie V_{sortie} tende à augmenter en réponse à une augmentation de la résistance de charge; la tension de rétroaction V_f , qui est une portion de la tension de sortie, croîtra également, ce qui produira une augmentation de la tension de base du transistor T_2 . La tension d'émetteur du transistor T_2 est maintenue à une valeur fixe par l'intermédiaire de la diode Zener et du transistor T_3 , car:

$$V_{E_2} = V_{E_3} = V_Z - V_{BE_3}$$

La tension base-émetteur du transistor T_2 augmente donc, ce qui entraîne une augmentation des courants I_{B_2} et I_{C_2} ainsi qu'une augmentation de la chute de tension aux bornes de la résistance R_5 . La base du transistor en série T_1 se trouvera à un potentiel moins élevé par rapport à l'émetteur, ce qui provoque la diminution de I_{B_1} et, par conséquent, de I_{C_1} . Le transistor de régulation T_1 devient moins conducteur, le courant à travers la charge décroît, entraînant une baisse de la tension de sortie qui reprend alors sa valeur initiale. Nous pouvons résumer le fonctionnement de ce régulateur sous la forme suivante:

$$\begin{array}{l} \underbrace{V_{\text{sortie}} \uparrow, V_f \uparrow, (V_f - V_Z) \uparrow, V_{BE_2} \uparrow, I_{B_2} \uparrow, I_{C_2} \uparrow, \\ I_{R_5} \uparrow, V_{R_5} \uparrow, V_{BE_1} \downarrow, I_{B_1} \downarrow, I_{E_1} \downarrow, I_{R_c} \downarrow, V_{\text{sortie}} \downarrow}_{\text{Stabilisation}} \end{array}$$

Les relations essentielles de ce régulateur (Figure 4.25) sont les suivantes:

Tension régulée de sortie

$$V_{\text{sortie, min}} = V_Z \left(\frac{R_1 + R_2 + P_3}{R_1 + P_3} \right) \quad (4.82)$$

$$V_{\text{sortie, max}} = V_Z \left(\frac{R_1 + R_2 + P_3}{R_1} \right) \quad (4.83)$$

Résistance R_Z assurant le fonctionnement de la diode

$$R_{Z, \text{max}} = \frac{V_{\text{sortie}} - V_Z}{I_{Z, \text{min}}} \quad (4.84)$$

Résistance R_5

$$R_5 = \frac{V_{\text{entrée}} - (V_{\text{sortie}} + V_{BE_1})}{I_{R_5}} \quad (4.85)$$

où:

$$I_{R_5} = I_{C_2} + I_{B_1}$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{E_1}}{\beta_1 + 1} \approx \frac{I_{R_c}}{\beta_1 + 1}$$

Les résistances du diviseur de tension sont calculées pour drainer un courant de l'ordre de 2 mA à 5 mA, soit

un courant dont la valeur est généralement comprise entre 0,5% et 1% de la valeur nominale du courant de charge.

Résistance d'émetteur R_4

$$R_4 = \frac{V_Z - V_{BE3}}{I_{R_4}} \quad (4.86)$$

où:

$$I_{R_4} = I_{E2} + I_{E3}$$

Pour assurer un fonctionnement correct du régulateur, le courant circulant dans R_4 est maintenu à une valeur égale à environ deux fois celle du courant circulant dans R_5 .

4.5 RÉGULATEURS DE TENSION À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

L'invention du transistor, au début des années 50, avait permis de réduire le volume des montages électroniques et de simplifier les circuits. Une nouvelle étape fut franchie au début des années 60 lors de l'apparition des premiers circuits intégrés monolithiques. Les circuits intégrés renferment, sous un petit boîtier, la plupart des éléments d'un montage à transistors et sont équivalents à un ensemble de composants discrets.

Dans les alimentations stabilisées, les amplificateurs différentiels à transistors furent progressivement remplacés par des amplificateurs différentiels intégrés. Cela a permis de réduire davantage les dimensions des régulateurs et d'en améliorer les performances et la fiabilité. Ce type de circuit intégré est appelé *amplificateur opérationnel*, car, associé à d'autres composants (circuits d'entrée et de contre-réaction), il a d'abord été utilisé pour effectuer

diverses opérations mathématiques sur les signaux qui lui sont appliqués. Actuellement, son utilisation s'est étendue à un vaste domaine de l'électronique analogique.

4.5.1 Amplificateur opérationnel

Généralités

Un amplificateur opérationnel est un amplificateur à gain élevé et à faible dérive présentant une impédance d'entrée très élevée, une impédance de sortie très faible et une large bande passante. Il est essentiellement constitué d'un amplificateur différentiel placé à l'entrée et suivi d'un étage amplificateur à sortie unique. L'amplificateur opérationnel intégré comprend généralement 20 à 30 transistors et tous les composants (diodes, résistances et condensateurs) requis par les montages amplificateurs. Ces composants, construits et connectés les uns aux autres sur un substrat de très faibles dimensions, sont renfermés dans un boîtier miniaturisé muni de broches de raccordement.

Tous les amplificateurs opérationnels possèdent au moins cinq broches de raccordement. Celles-ci sont identifiées sur le symbole illustré à la figure 4.26.

- deux bornes d'entrée: une borne d'entrée directe (entrée non inverseuse) marquée du signe +; une entrée inverseuse marquée du signe -;
- une borne de sortie;
- deux bornes d'alimentation: une borne positive et une borne négative.

La plupart des amplificateurs opérationnels possèdent des bornes supplémentaires utilisées pour la compensation de fréquence, l'équilibrage, etc. Ces bornes ne sont pas toujours représentées sur les schémas.

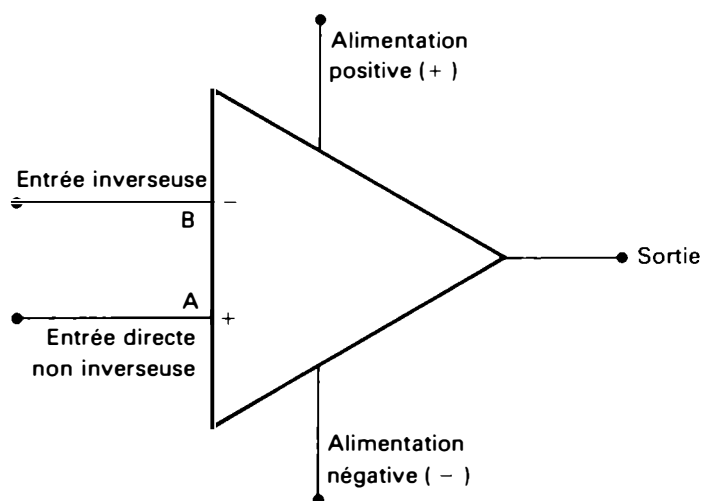


Figure 4.26 Symbole de l'amplificateur opérationnel.

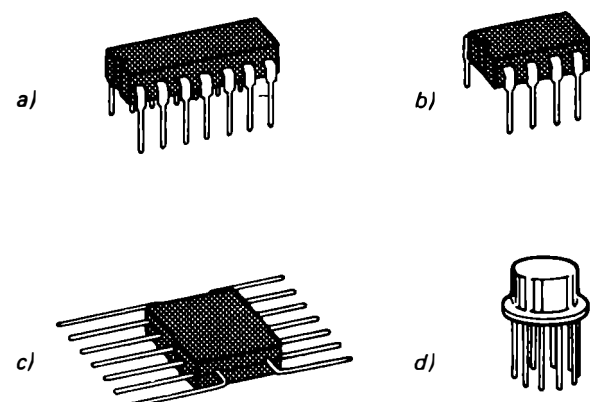


Figure 4.27 Différents types de boîtiers des amplificateurs opérationnels intégrés: a) boîtier DIP; b) boîtier MiniDIP; c) boîtier plat; d) boîtier métallique.

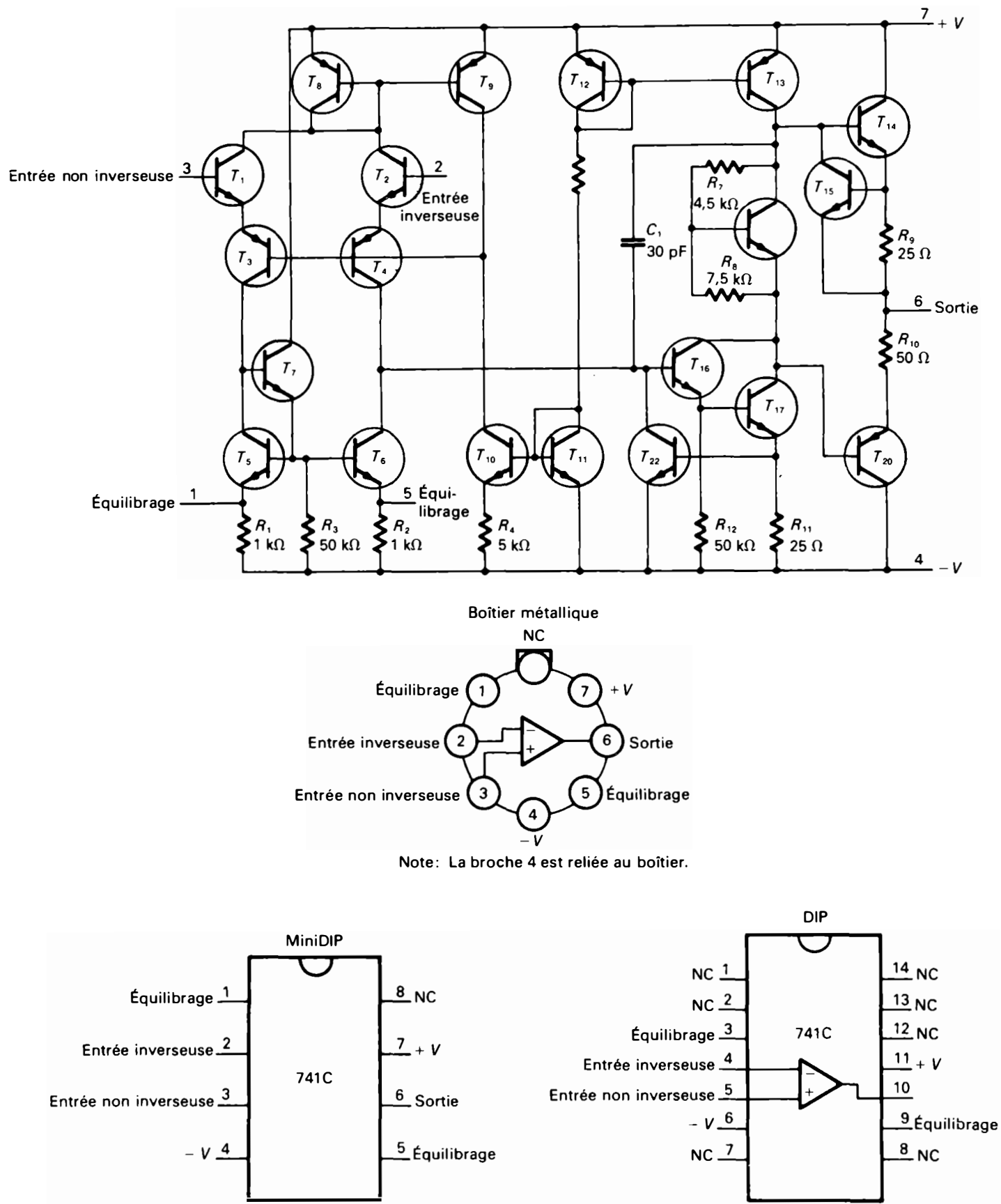


Figure 4.28 Schéma électrique et brochage de l'amplificateur opérationnel 741C.

À titre d'exemple, la figure 4.28 représente le schéma électrique de l'amplificateur opérationnel d'utilisation générale 741C et le brochage de ses différents types de boîtiers.

Le circuit interne d'un amplificateur peut paraître, à première vue, assez complexe. Cependant il n'est pas absolument nécessaire de connaître en détail le fonctionnement de chacun de ses éléments pour pouvoir l'utiliser dans un montage. L'amplificateur opérationnel peut être considéré comme un ensemble électronique possédant des caractéristiques particulières et assurant une fonction donnée. Ce sont la nature et la valeur des composants des circuits externes qui déterminent le type de fonction (amplificateur, générateur de courant régulateur de tension, additionneur, intégrateur, différentiateur, etc.) et le gain de l'amplificateur opérationnel.

Les amplificateurs opérationnels intégrés sont disponibles sous différentes formes de boîtiers (Figure 4.27).

Les plus courants sont:

- les boîtiers enfichables (8, 14 ou 16 broches) DIP (*Dual-In-Line-Package*) et MiniDIP;
- les boîtiers plats à 10 ou à 14 broches (*Flat Package*);
- les boîtiers métalliques à 8 broches (*Metal Can Package*).

Caractéristiques dynamiques des amplificateurs opérationnels

Gain de tension en boucle fermée ($A_{v, BF}$)

L'amplificateur opérationnel est généralement utilisé en *boucle fermée*, ce qui signifie qu'une portion du signal de sortie est renvoyée vers l'entrée par l'intermédiaire d'une boucle de rétroaction. La figure 4.29 représente le montage de base d'un amplificateur opérationnel fonctionnant en boucle fermée; il s'agit du montage amplificateur inverseur.

Le gain de tension en boucle fermée dépend de la valeur des résistances d'entrée $R_{entrée}$ et de la contre-réaction R_f . Nous avons:

$$A_{v, BF} = \frac{V_{sortie}}{V_{entrée}} = - \frac{R_f}{R_{entrée}} \quad (4.87)$$

Le signe moins est dû à l'inversion de phase.

Tension maximale différentielle d'entrée

La tension maximale différentielle d'entrée est la tension maximale qui peut être appliquée sans danger entre les bornes d'entrée de l'amplificateur.

Tension d'entrée en mode commun

La tension d'entrée en mode commun est la valeur maximale possible de la tension appliquée entre l'une ou l'autre des bornes d'entrée et le point commun.

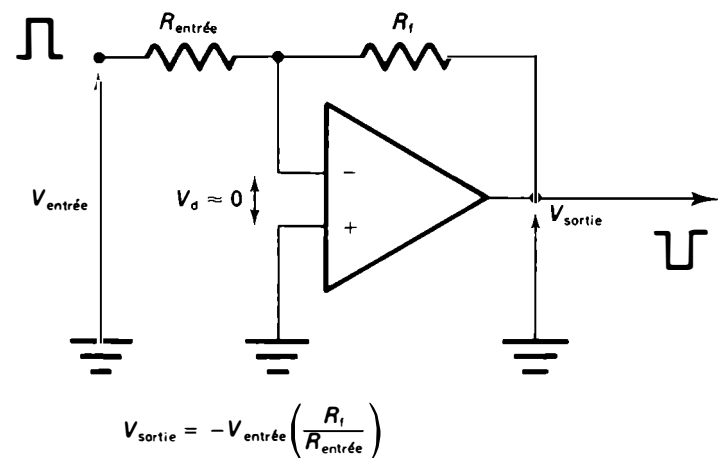


Figure 4.29 Schéma de principe de l'amplificateur opérationnel utilisé en boucle fermée.

Tensions d'alimentation ($V_{c.c. \pm}$)

Pour fonctionner, l'amplificateur opérationnel doit être alimenté par deux tensions continues de même amplitude mais de signes opposés.

Tension maximale de sortie

Quel que soit le gain en boucle fermée d'un amplificateur opérationnel, sa tension de sortie est évidemment limitée: premièrement, par la valeur des tensions d'alimentation (la tension de sortie ne peut dépasser ces tensions d'alimentation) et, deuxièmement, par les caractéristiques des composants intégrés et discrets. La tension maximale de sortie correspond à la tension de crête du signal alternatif maximal de sortie sans distorsion.

Courant maximal de sortie

Le courant maximal de sortie est le courant maximal que peut fournir l'amplificateur opérationnel sans risque de détérioration. Afin d'améliorer la fiabilité, certains amplificateurs opérationnels, tels que le modèle 741C, possèdent des circuits internes de protection contre les courts-circuits permanents en sortie. Cela signifie que la résistance de charge peut être court-circuitée sans que le circuit intégré ne surchauffe, le courant de sortie étant limité à un niveau tolérable. (Dans le cas de l'amplificateur opérationnel 741C, le courant de court-circuit est de 25 mA.)

Rapport de rejection en mode commun (RRMC)

Une des caractéristiques importantes de l'amplificateur opérationnel est son aptitude à bloquer ou à rejeter certains types de signaux parasites indésirables (*bruits*) qui viennent se superposer au signal utile constitué par le signal d'entrée après amplification. Par exemple, si un signal d'entrée comprenant des bruits d'une fréquence de 60 Hz en provenance de la source d'alimentation insuffisamment filtrée est appliqué aux bornes d'entrée d'un amplificateur opérationnel, les signaux parasites seront rejetés alors que la tension différentielle d'entrée sera amplifiée. Pour mesurer dans quelle proportion l'amplificateur opérationnel « re-

jette » ou annule les signaux parasites, on a défini le taux ou rapport de réjection en mode commun, RRMC (*Common Mode Rejection Ratio, CMRR*): il s'agit du quotient du gain de tension en mode différentiel par le gain de tension en mode commun.

$$\text{RRCM} = \frac{A_d}{A_c} \quad (4.88)$$

Le taux de réjection en mode commun caractérise une qualité de l'amplificateur opérationnel et doit être très élevé; idéalement, sa valeur devrait être infinie. Les fabricants expriment le taux de réjection en décibels:

$$\text{RRMC (dB)} = 20 \log_{10} \frac{A_d}{A_c} \quad (4.89)$$

Les valeurs courantes du taux de réjection en mode commun pour les amplificateurs opérationnels varient entre 60 dB et 100 dB:

$$1000 < \frac{A_d}{A_c} < 100\,000$$

La valeur typique du taux de réjection en mode commun de l'amplificateur opérationnel 741C est de 90 dB. Nous avons donc:

$$20 \log_{10} \frac{A_d}{A_c} = 90 \text{ dB}$$

$$\log_{10} \frac{A_d}{A_c} = 4,5$$

$$\frac{A_d}{A_c} \approx 31\,600$$

Cela signifie que les signaux parasites (en mode commun) seront amplifiés 31 600 fois moins que le signal utile (en mode différentiel) à la sortie.

Montages fondamentaux d'amplificateurs opérationnels utilisés dans les régulateurs de tension

Parmi les montages fondamentaux d'amplificateurs opérationnels, nous étudierons deux circuits qui sont employés dans les régulateurs de tension: l'amplificateur non inverseur et l'amplificateur suiveur.

Amplificateur non inverseur

La figure 4.30.a représente le circuit d'un amplificateur opérationnel fonctionnant en amplificateur non inverseur. La tension d'entrée est appliquée à la borne non inverseuse (+). La borne inverseuse (-) est reliée à la masse par l'intermédiaire de la résistance d'entrée $R_{\text{entrée}}$ et à la borne de sortie, par l'intermédiaire de la résistance de rétroaction R_f . La tension différentielle $V_{\text{entrée},d}$ étant pratiquement nulle, la borne non inverseuse A et le point C se trouvent au potentiel $V_{\text{entrée}}$. Le courant traversant la résistance d'entrée est donné par:

$$I_{\text{entrée}} = \frac{V_{\text{entrée}}}{R_{\text{entrée}}}$$

Le courant circulant à travers la résistance de rétroaction R_f est:

$$I_f = \frac{V_{R_f}}{R_f} = \frac{V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}}}{R_f}$$

De plus, $I_{\text{entrée}} = I_f$, car $I_D \approx 0$ (l'impédance d'entrée étant très élevée, de l'ordre des mégohms). Nous pouvons donc écrire:

$$\frac{V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}}}{R_f} = \frac{V_{\text{entrée}}}{R_{\text{entrée}}}$$

et:

$$\frac{V_{\text{sortie}}}{R_f} = \frac{V_{\text{entrée}}}{R_{\text{entrée}}} + \frac{V_{\text{entrée}}}{R_f}$$

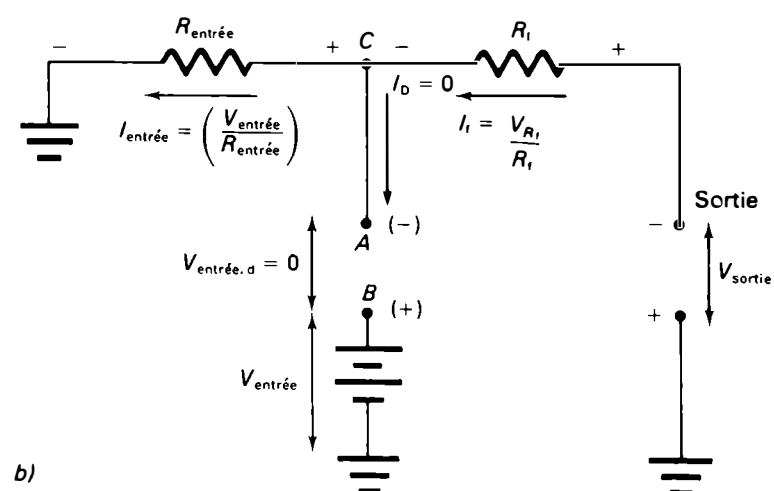
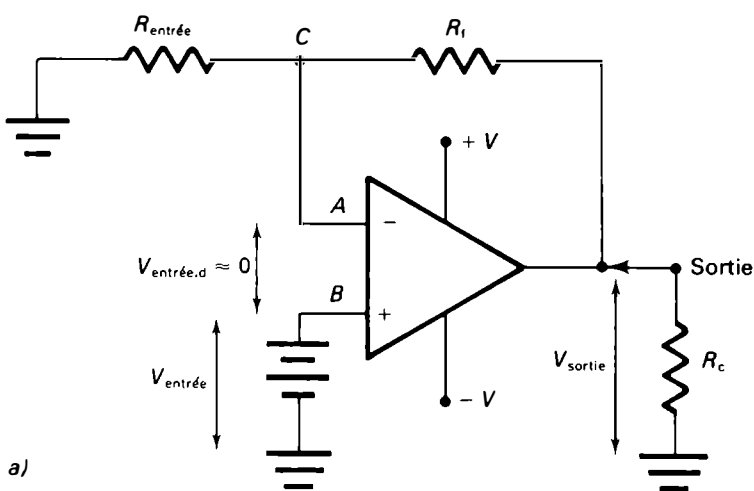


Figure 4.30 a) Amplificateur non inverseur. b) Sens des courants et polarités des tensions dans un amplificateur non inverseur avec une tension d'entrée positive par rapport à la masse.

$$\frac{V_{\text{sortie}}}{R_f} = \frac{V_{\text{entrée}}(R_f + R_{\text{entrée}})}{R_{\text{entrée}}R_f}$$

Le gain de tension de l'amplificateur non inverseur est obtenu à l'aide de la relation:

$$A_{v, \text{BF}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}}$$

$$A_{v, \text{BF}} = \frac{R_f + R_{\text{entrée}}}{R_{\text{entrée}}}$$

$$A_{v, \text{BF}} = \frac{R_f}{R_{\text{entrée}}} + 1 \quad (4.90)$$

En résumé, l'amplificateur non inverseur présente les caractéristiques suivantes:

- la tension de sortie possède la même polarité que la tension d'entrée; il n'y a pas d'inversion de phase;
- le gain de tension (en boucle fermée) dépend du rapport des résistances d'entrée et de rétroaction qui forment un diviseur de tension et non pas de l'amplificateur opérationnel lui-même;
- l'impédance d'entrée du circuit a augmenté; elle est supérieure à l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel, qui est déjà très élevée.

Exemple 4.10

Les caractéristiques d'un amplificateur non inverseur comme celui illustré à la figure 4.30.a sont: $R_{\text{entrée}}$ de $4,7 \text{ k}\Omega$, R_f de $33 \text{ k}\Omega$ et $V_{\text{entrée}}$ de 2 V . Calculez:

- a) la valeur de la tension de sortie V_{sortie} .
- b) le gain de tension en boucle fermée $A_{v, \text{BF}}$.

Solution

a) Tension de sortie

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{R_f}{R_{\text{entrée}}} + 1 \right)$$

$$V_{\text{sortie}} = 2 \left(\frac{33 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega} + 1 \right) = 16,04 \text{ V}$$

b) Gain de tension en boucle fermée

$$A_{v, \text{BF}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}}$$

$$A_{v, \text{BF}} = \frac{16,04}{2} = 8,02$$

Amplificateur suiveur

Un montage amplificateur suiveur est représenté à la figure 4.31.a. La tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$ est appliquée à la borne non inverseuse (+); la sortie est reliée à la borne inverseuse (-). Comme la tension différentielle $V_{\text{entrée}, d}$ existant entre les deux bornes d'entrée de l'amplificateur opérationnel peut être considérée comme nulle, il en résulte que la tension de sortie V_{sortie} est égale à la tension d'entrée et qu'elle présente la même polarité (Figure 4.31.b). Ainsi, la tension de sortie « suit » la tension d'entrée.

Le gain de tension en boucle fermée de l'amplificateur suiveur est égal à un; il est obtenu à l'aide de la relation:

$$A_{v, \text{BF}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} = 1 \quad (4.91)$$

L'impédance d'entrée est très élevée:

$$Z_{\text{entrée}} = \frac{V_{\text{entrée}}}{I_{\text{entrée}}} \quad (4.92)$$

où:

$$I_{\text{entrée}} = I_d \approx 0$$

En pratique, l'impédance d'entrée est de l'ordre de plusieurs mégohms.

L'impédance de sortie, vue de la charge, est très faible. Ce montage permet ainsi d'adapter un générateur de tension d'impédance élevée à une charge de très faible impédance.

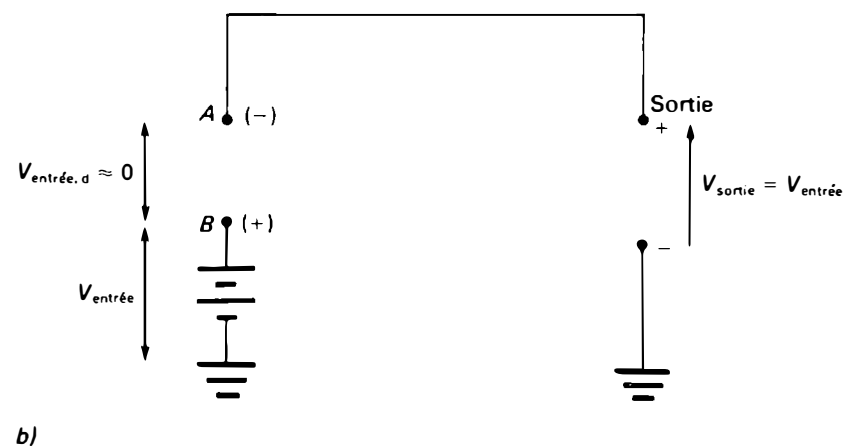
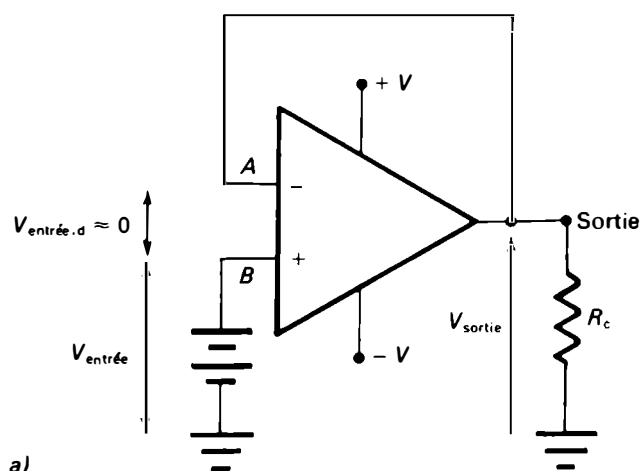


Figure 4.31 a) Amplificateur suiveur. b) Schéma équivalent.

En résumé, l'amplificateur suiveur, appelé aussi *amplificateur à gain unitaire* ou *adaptateur d'impédance*, est pratiquement équivalent au montage collecteur commun réalisé avec un transistor; il présente les principales caractéristiques suivantes:

- la tension de sortie et la tension d'entrée sont égales et de même polarité; il n'y a aucune inversion de phase;
- l'impédance d'entrée est très élevée;
- l'impédance de sortie est très faible.

Exemple 4.11

Les caractéristiques d'un amplificateur suiveur comme celui illustré à la figure 4.31.a sont: $V_{\text{entrée}}$ de 4 V et R_c de 1 k Ω . Calculez:

- a) la valeur de la tension de sortie V_{sortie} .
- b) la valeur du courant de charge I_{R_c} et celle du courant de sortie I_{sortie} .

Solution

a) Tension de sortie

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} = 4 \text{ V}$$

b) Courant de charge

$$I_{R_c} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} = \frac{4}{1000}$$

$$I_{R_c} = 4 \text{ mA}$$

Courant de sortie

$$I_{\text{sortie}} = I_f + I_{R_c} = 0 + 4 \text{ mA}$$

$$I_{\text{sortie}} = 4 \text{ mA}$$

4.5.2 Régulateurs de tension fournissant un faible courant

Dans le régulateur de tension illustré à la figure 4.32, l'amplificateur opérationnel placé entre la diode Zener et

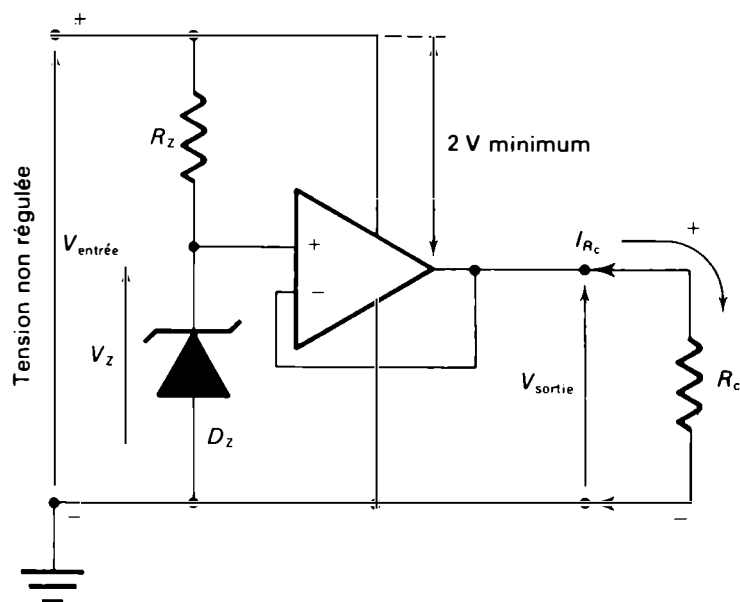


Figure 4.32 Régulateur de tension avec amplificateur suiveur.

la charge fournit le courant de charge. La diode Zener reliée à la borne non inverseuse fixe la tension d'entrée à une valeur constante. Puisque l'amplificateur opérationnel est utilisé comme amplificateur suiveur, la tension de sortie est égale à la tension d'entrée, soit la tension de la diode Zener:

$$V_{\text{sortie}} = V_Z \quad (4.93)$$

Deux conditions sont essentielles au bon fonctionnement de ce régulateur de tension.

1. La valeur maximale de la tension d'entrée provenant du filtre doit être inférieure à la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel.

$$V_{\text{entrée, max}} \leq V_{\text{nom}} \text{ d'alimentation de l'ampl. op.} \quad (4.94)$$

2. La valeur minimale de la tension d'entrée provenant du filtre doit être supérieure d'au moins 2 V à la valeur de la tension de sortie:

$$V_{\text{entrée, min}} \geq V_{\text{sortie}} + 2 \text{ V} \quad (4.95)$$

Pour obtenir une tension de sortie ajustable, nous pouvons ajouter deux résistances: une résistance d'entrée $R_{\text{entrée}}$ et une résistance de contre-réaction R_f (Figure 4.33).

L'amplificateur opérationnel est utilisé comme amplificateur non inverseur présentant un gain ajustable. La tension de sortie est alors:

$$V_{\text{sortie}} = V_Z \left(1 + \frac{R_f}{R_{\text{entrée}}} \right) \quad (4.96)$$

La valeur minimale de la tension de sortie est égale à V_Z , lorsque la résistance de contre-réaction R_f est court-circui-

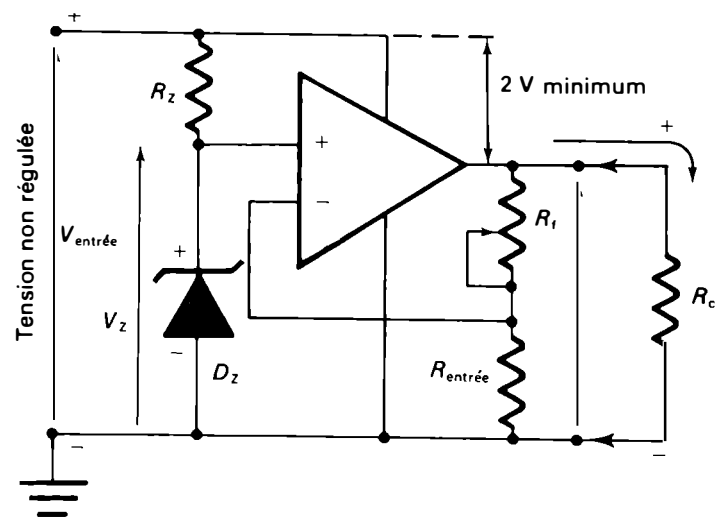


Figure 4.33 Régulateur de tension avec tension de sortie ajustable.

tée. C'est pourquoi il faut choisir une diode Zener ayant une tension de claquage inférieure à la valeur minimale de la tension de sortie désirée:

$$V_Z \leq V_{\text{sortie, min}} \quad (4.97)$$

Le courant de sortie du régulateur est limité par la valeur du courant maximal (ou courant de court-circuit) pouvant être fourni par l'amplificateur opérationnel. Enfin, les conditions exprimées par les équations 4.94 et 4.95 doivent être également respectées.

4.5.3 Régulateurs de tension à amplificateurs opérationnels et transistors

Si nous voulons obtenir un courant de charge important — supérieur au courant maximal fourni par l'amplificateur opérationnel — nous devons ajouter un transistor de puissance T_1 (Figure 4.34). Dans ce montage, l'amplificateur opérationnel ne fournit que le courant de base du transistor T_1 . Ce courant est alors multiplié par le facteur d'amplification β pour devenir le courant de charge. Les équations 4.93, 4.94, 4.95 et 4.96 s'appliquent également à ce montage. Le transistor en série doit pouvoir fournir le courant requis par la charge et posséder les caractéristiques essentielles suivantes:

— Facteur d'amplification de courant:

$$\beta \geq \frac{I_{R_c}}{I_{\text{max de l'amp. op.}}}$$

— Puissance de dissipation du transistor:

$$P_D = (V_{\text{entrée, moy}} - V_{\text{sortie}})I_{R_c, \text{max}} \quad (4.98)$$

où:

$$V_{\text{entrée, moy}} = V_{\text{entrée, max}} - \left(\frac{V_{\text{entrée, max}} - V_{\text{entrée, min}}}{2} \right)$$

Dans ces relations, P_D désigne la puissance que doit pouvoir dissiper le transistor en série, $V_{\text{entrée, moy}}$, la tension moyenne d'entrée du régulateur provenant du filtre, V_{sortie} , la tension de sortie du régulateur et I_{R_c} , le courant de charge.

Dans le montage régulateur de la figure 4.35, la diode Zener placée après le transistor de régulation est commandée par la tension régulée. Cela a pour effet de réduire les variations de la tension de Zener produites par les variations de la tension d'entrée non stabilisée et, par conséquent, de diminuer encore les variations de la tension de sortie. La régulation de tension est meilleure que celle obtenue avec le montage de la figure 4.34. Le transistor T_2 et la résistance R_{sortie} constituent un limiteur de courant et assurent une protection contre les courts-circuits.

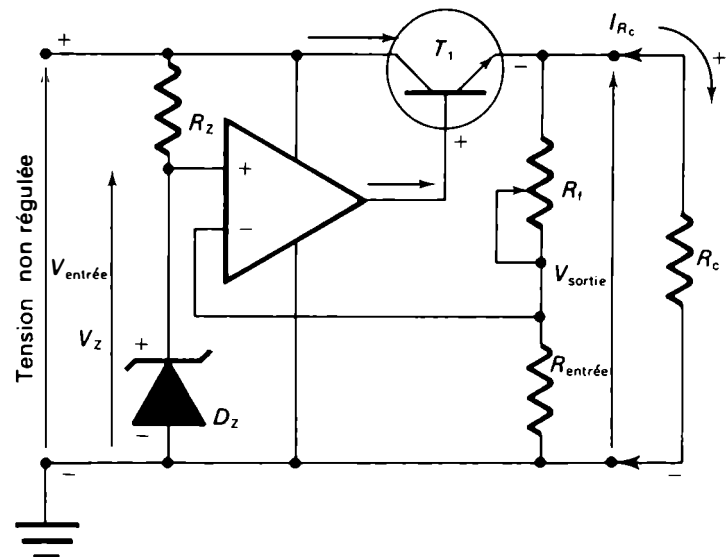


Figure 4.34 Régulateur de tension à amplificateur opérationnel et transistor.

Exemple 4.12

On désire construire un régulateur de tension à amplificateur opérationnel et à transistor en série présentant les caractéristiques suivantes:

- tension de sortie ajustable entre 5 V et 15 V,
- courant de sortie maximal de 500 mA.

De plus, la tension d'entrée du régulateur doit pouvoir varier de 28 V à 32 V.

Calculez la valeur des composants et tracez le schéma du régulateur.

Solution

Choix de la diode Zener et de la résistance R_Z

Comme la diode Zener détermine la valeur minimale de la tension de sortie, nous en utiliserons une dont la tension d'avalanche est inférieure à 5 V. Nous choisirons la diode Zener 1N748 dont la tension d'avalanche est de 3,9 V pour un courant de 20 mA et dont le courant maximal $I_{Z, \text{max}}$ est de 100 mA. Lorsque la tension d'entrée provenant du filtre est minimale, soit $V_{\text{entrée, min}} = 28$ V, la valeur de la résistance R_Z doit être:

$$R_Z \leq \frac{V_{\text{entrée, min}} - V_Z}{I_{Z, \text{min}}} = \frac{28 - 3,9}{0,02}$$

$$R_Z \leq 1205 \Omega$$

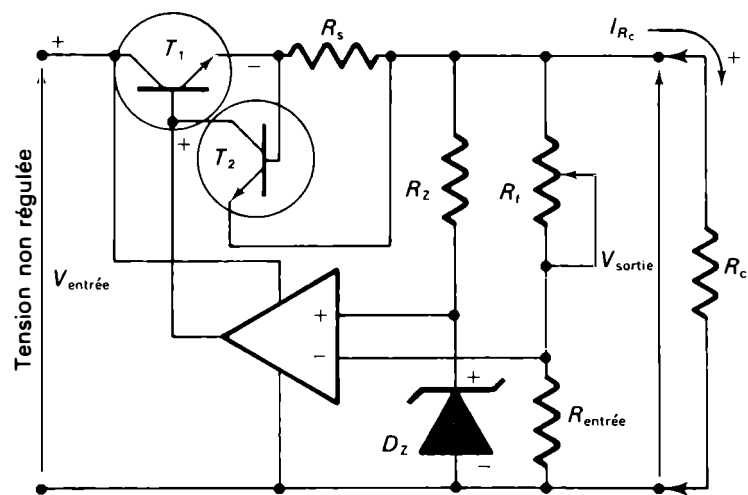


Figure 4.35 Régulateur de tension amélioré à limiteur de courant.

Lorsque la tension d'entrée atteint sa valeur maximale, soit $V_{\text{entrée,max}}$ de 32 V, le courant maximal circule dans la diode Zener et doit être limité à 100 mA:

$$R_Z \geq \frac{V_{\text{entrée,max}} - V_Z}{I_{Z,\text{max}}} = \frac{32 - 3,9}{0,1}$$

$$R_Z \geq 281 \Omega$$

Puisque:

$$281 \leq R_Z \leq 1205 \Omega$$

nous pouvons choisir $R_Z = 1 \text{ k}\Omega$. La puissance de dissipation de la résistance R_Z est alors donnée par:

$$P_{R_Z} = (I_{R_Z})^2 R_Z$$

$$P_{R_Z} = \left(\frac{V_{\text{entrée,max}} - V_Z}{R_Z} \right)^2 R_Z$$

$$P_{R_Z} = \left(\frac{32 - 3,9}{1000} \right)^2 1000 = 0,789 \text{ W}$$

Nous choisirons donc une résistance de 1 kΩ et 1 W (tolérance de 10%).

Sélection de l'amplificateur opérationnel

La valeur maximale de la tension d'entrée du régulateur est de 32 V. Cette tension doit être inférieure à la valeur maximale de la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel (équation 4.94). La valeur minimale de la tension d'entrée du régulateur est de 28 V. Cette tension est déterminée à l'aide de l'équation 4.95:

$$V_{\text{entrée,min}} \geq V_{\text{sortie}} + 2 \text{ V}$$

Nous choisirons l'amplificateur opérationnel 741C dont la tension maximale d'alimentation est de 36 V. Nous avons alors:

$$V_{\text{entrée,max}} \leq V_{\text{nom}} \text{ d'alimentation}$$

$$32 \text{ V} \leq 36 \text{ V}$$

et:

$$V_{\text{entrée,min}} \geq V_{\text{sortie}} + 2 \text{ V}$$

$$28 \text{ V} \geq 15 \text{ V} + 2 \text{ V}$$

Les équations 4.94 et 4.95 sont donc vérifiées.

Choix des résistances R_f et $R_{\text{entrée}}$

Puisque la tension d'entrée de l'amplificateur opérationnel fournie par la diode Zener est de 3,9 V et que la tension de sortie maximale est de 15 V, le gain maximal de tension en boucle fermée est:

$$A_{v,\text{BF}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}}$$

$$A_{v,\text{BF}} = \frac{15}{3,9} = 3,85$$

Puisque:

$$A_{v,\text{BF}} = \frac{R_f}{R_{\text{entrée}}} + 1 \quad (\text{équation 4.90})$$

de sorte que:

$$R_f = (A_{v,\text{BF}} - 1)R_{\text{entrée}}$$

En choisissant $R_{\text{entrée}} = 3,3 \text{ k}\Omega$, nous obtenons:

$$R_f = (3,85 - 1)3300 = 9400 \Omega$$

Nous utiliserons donc une résistance d'entrée $R_{\text{entrée}}$ de 3,3 kΩ et 0,25 W et un potentiomètre R_f de 10 kΩ et 0,5 W.

Sélection du transistor de régulation

L'amplificateur opérationnel 741C débitera au moins un courant de 10 mA avant de commencer à limiter le courant de sortie. Ce courant est le courant de base du transistor de régulation. Celui-ci doit pouvoir débiter un courant de 500 mA de sorte que:

$$\beta_{\text{min}} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{500}{10}$$

$$\beta_{\text{min}} = 50$$

Le transistor devra dissiper une puissance maximale lorsque la tension de sortie sera minimale (5 V) et que le courant de charge sera maximal (500 mA):

$$P_D = (V_{\text{entrée,moy}} - V_{\text{sortie,min}})I_{R_c}$$

$$V_{\text{entrée,moy}} = V_{\text{entrée,max}} - \left(\frac{V_{\text{entrée,max}} - V_{\text{entrée,min}}}{2} \right)$$

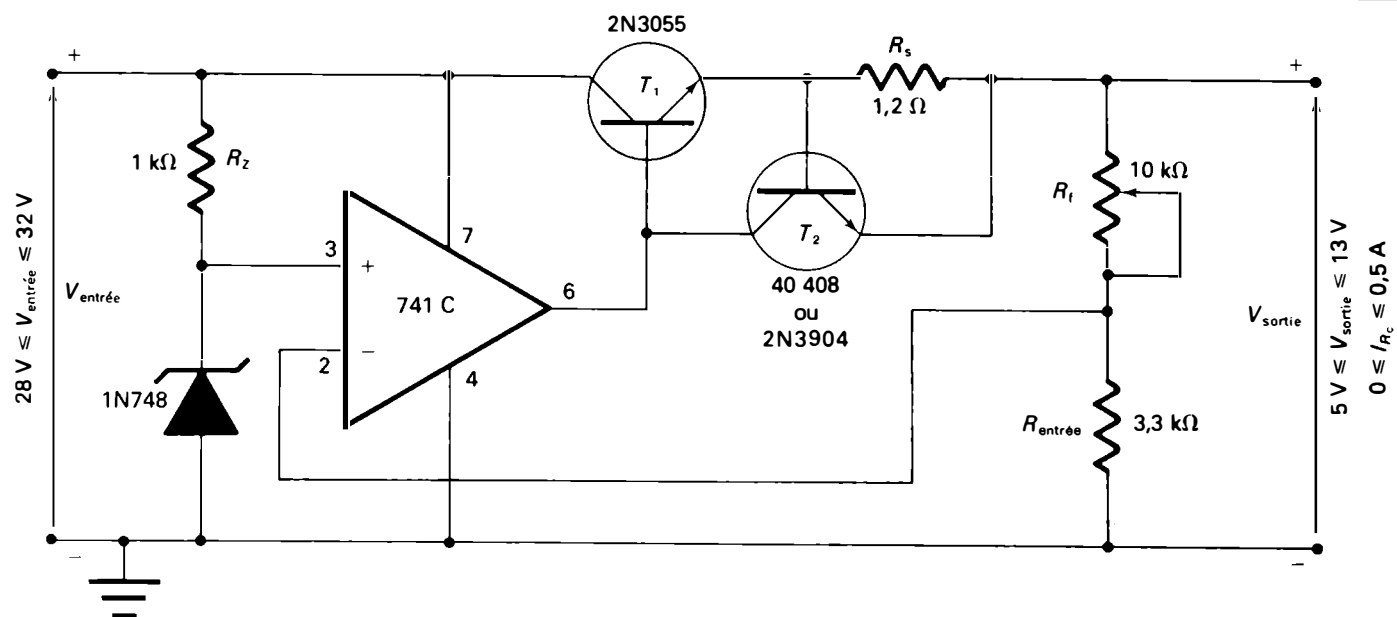


Figure 4.36 Régulateur de tension de l'exemple 4.12.

$$V_{\text{entrée, moy}} = 32 - \left(\frac{32 - 28}{2} \right) = 30 \text{ V}$$

$$P_D = (30 - 5)(0,5) = 12,5 \text{ W}$$

Nous devons choisir un transistor *NPN* au silicium ayant un facteur d'amplification (β) de 50 ou plus et une puissance de dissipation de 15 W. Nous pourrions utiliser le transistor de puissance 2N3055 monté sur un dissipateur de chaleur.

Choix des composants du limiteur de courant

La chute de tension aux bornes de la résistance en série R_s doit permettre la conduction du transistor T_2 , soit:

$$V_{R_s} = V_{\text{BE}, T_2} \approx 0,6 \text{ V}$$

Dans le cas d'un courant de charge maximal de 500 mA, nous avons:

$$R_s = \frac{V_{\text{BE}, T_2}}{I_{R_c}} = \frac{0,6}{0,5}$$

$$R_s = 1,2 \Omega$$

Nous pourrions choisir les transistors *NPN* au silicium 40408 ou 2N3904. Le schéma du régulateur est représenté à la figure 4.36.

4.6 RÉGULATEURS DE TENSION LINÉAIRES À CIRCUITS INTÉGRÉS

Les premiers *régulateurs de tension intégrés* sont apparus sur le marché à la fin des années 60. Au cours des années 70, l'amélioration de leurs caractéristiques et la réduction de leur coût ont permis une généralisation de leur emploi. Actuellement, les plus récents régulateurs de tension intégrés sont largement utilisés dans les alimentations stabilisées: alimentations régulées de laboratoire, alimentations de haute précision pour l'instrumentation, alimentations des petits appareils, alimentations des systèmes logiques, etc.

4.6.1 Généralités

Les régulateurs de tension intégrés sont des composants électroniques qui regroupent, sur la même pastille (*puce*), l'ensemble des éléments nécessaires à la stabilisation d'une tension continue. Les modèles les plus récents comprennent les éléments constitutifs suivants:

- élément fournissant la tension de référence fixe;
- amplificateur d'erreur;
- élément régulateur série;
- circuits de protection (limiteurs de courant et de température).

On peut les classer en quatre grandes catégories:

1. Régulateurs de tension positive (fixe ou ajustable).
2. Régulateurs de tension négative (fixe ou ajustable).
3. Régulateurs de tension à deux sorties, une positive et une négative.
4. Régulateurs de tension spéciaux.

Les régulateurs de tension intégrés peuvent fournir des tensions fixes ou ajustables (à l'aide de résistances

externes), positives ou négatives, dont les valeurs se situent généralement entre $\pm 1,2 \text{ V}$ et $\pm 47 \text{ V}$; les courants de charge sont habituellement compris entre 100 mA et 5 A. L'utilisation de circuits externes à composants discrets ou intégrés permet d'obtenir facilement des tensions de sortie régulées et des courants de charge supérieurs à ceux admissibles par les régulateurs de tension intégrés.

La plupart des fabricants de composants électroniques (National Semiconductor, Texas Instruments, Motorola, Fairchild, Raytheon, RCA, Signetics, Lambda, etc.) produisent les régulateurs de tension les plus courants.

Les caractéristiques complètes de chaque type de régulateurs de tension intégrés sont indiquées sur les fiches techniques et dans les catalogues fournis par les fabricants. On peut également identifier les différents fabricants par les lettres précédant le numéro du code du circuit intégré. Ainsi, dans le cas du régulateur de tension 723, nous avons LM723 (National Semiconductor), μ A723 (Fairchild) et SN723 (Texas Instruments), MC723 (Motorola), RM723 (Raytheon), LAS723 (Lambda), CA723 (RCA) et SF.C2723 (Sescosem).

Les *fiches techniques* des circuits intégrés linéaires préparées par les fabricants sont indispensables pour en connaître les caractéristiques en constante évolution et pour concevoir les circuits qui utilisent ces composants. Elles fournissent les informations suivantes; celles-ci sont généralement groupées en cinq parties distinctes.

Description générale

La description générale du composant en présente la fonction, le schéma électrique interne, la forme, les dimensions et le brochage des différents types de boîtiers (métal, plastique ou céramique): TO-3, TO-5, TO-100, TO-202, TO-220, etc.

Limites absolues d'utilisation

Les limites absolues d'utilisation (*Absolute Maximum Ratings*) sont les valeurs à ne pas dépasser si l'on ne veut pas que le composant soit détérioré.

Caractéristiques électriques

Les caractéristiques électriques (*Electrical Characteristics*) indiquent les valeurs minimale et maximale des courants et des tensions du composant pour des conditions de fonctionnement déterminées.

Courbes d'utilisation

Les courbes d'utilisation fournissent les principales caractéristiques du composant en fonction de divers paramètres tels que:

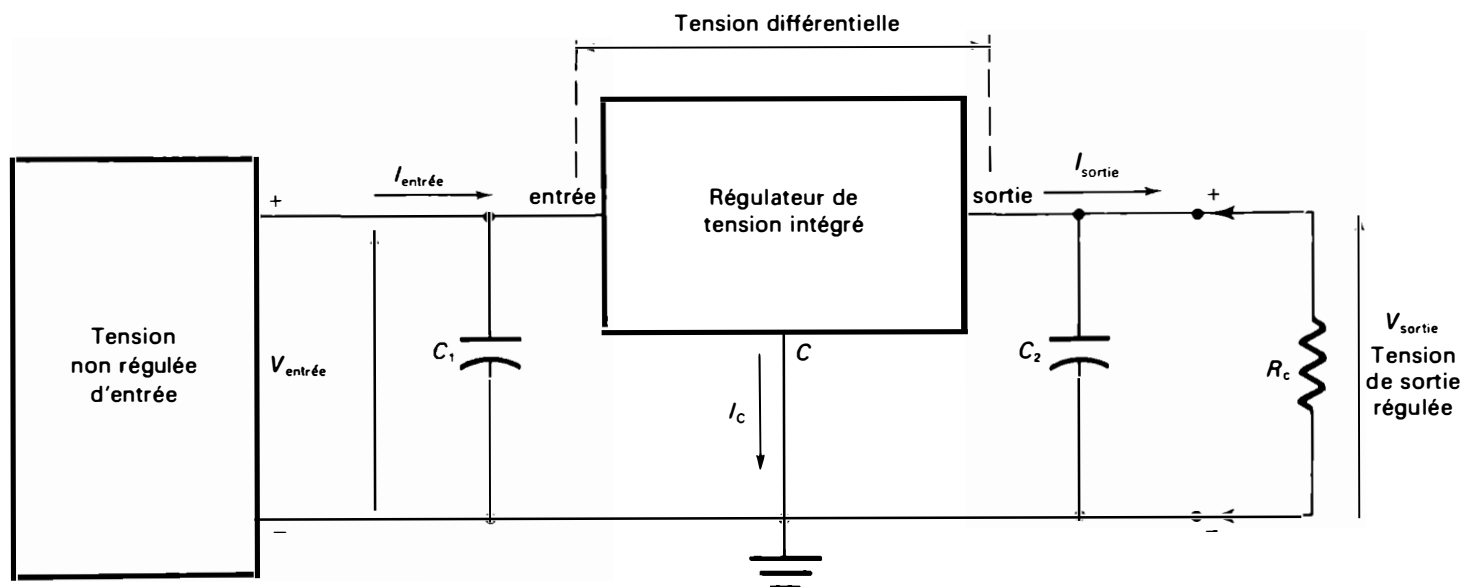


Figure 4.37 Schéma type d'utilisation d'un régulateur de tension intégré à trois broches fournissant une tension de sortie fixe.

- la puissance dissipée en fonction de la température du milieu ambiant avec ou sans dissipateur thermique (avec ou sans ventilation);
- la température admissible du boîtier en fonction du courant direct;
- le courant maximal de surcharge accidentelle en fonction du nombre de cycles appliqués;
- le taux de régulation en fonction du courant de sortie, etc.

Schémas typiques d'utilisation

Les schémas typiques d'utilisation du composant sont présentés à titre d'exemple et sont très utiles au concepteur.

4.6.2 Régulateurs de tension fixe à trois broches

Les régulateurs de tension monolithiques à trois broches peuvent fournir des tensions de sortie fixes soit positives soit négatives. La figure 4.37 représente le schéma d'utili-

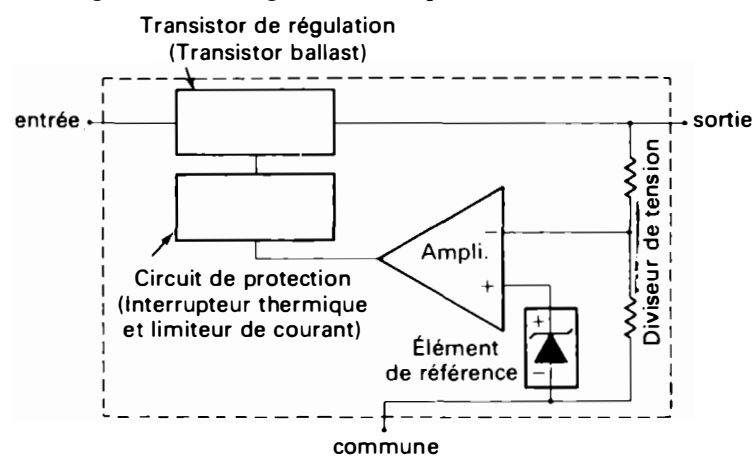


Figure 4.38 Schéma synoptique d'un régulateur de tension intégré à trois broches.

sation d'un régulateur de tension positive fixe à trois broches. La broche d'entrée est reliée à la borne positive de la source de tension non régulée constituée par le redresseur et par le filtre. La broche de sortie est reliée à la borne positive de la charge à alimenter. La troisième broche (broche commune) est reliée à la masse.

Les seuls composants discrets requis pour en améliorer le fonctionnement sont deux condensateurs, l'un placé à l'entrée et l'autre à la sortie du régulateur intégré. Lorsque le circuit intégré est fixé à plus de quelques centimètres (environ 5 cm) du condensateur de filtrage de l'alimentation, un condensateur de découplage C_1 doit être connecté entre la broche d'entrée et la masse pour améliorer la stabilité du régulateur. Les valeurs typiques de ce condensateur, souvent spécifiées par le fabricant, varient entre 200 nF et 1 μ F. Le condensateur de découplage de sortie C_2 améliore le temps de réponse du régulateur intégré; sa valeur typique est d'environ 1 μ F mais peut varier selon les différents modèles.

La figure 4.38 représente le schéma synoptique équivalent d'un régulateur de tension monolithique à trois broches. La tension de référence fournie par une diode Zener est appliquée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur d'erreur. La tension de rétroaction provient d'un diviseur de tension interne conçu pour obtenir la tension de sortie désirée (5 V, 6 V, 8 V, etc.). L'élément régulateur comprend un transistor de régulation (ou *transistor ballast*) pouvant supporter le courant maximal de charge. Les dispositifs de protection, limiteur de courant et interrupteur thermique, sont également incorporés dans le circuit intégré.

Caractéristiques

Les caractéristiques essentielles du régulateur de tension intégré à trois broches sont:

Tension de sortie régulée

La tension de sortie régulée (V_{sortie}) est mesurée entre la borne de sortie et la borne commune. Elle peut être fixe ou ajustable, positive ou négative, selon les modèles. Sa valeur est spécifiée par le fabricant.

Tension d'entrée

La tension d'entrée ($V_{\text{entrée}}$) est mesurée entre la borne d'entrée et la borne commune. Elle doit être comprise entre deux valeurs limites: $V_{\text{entrée, min}}$ et $V_{\text{entrée, max}}$. Elle doit être supérieure à la tension de sortie d'au moins 2 V:

$$\begin{aligned} V_{\text{entrée, min}} &\leq V_{\text{entrée}} \leq V_{\text{entrée, max}} \\ V_{\text{entrée}} &\geq V_{\text{sortie}} + 2 \text{ V} \end{aligned} \quad (4.99)$$

La différence de tension entre les tensions d'entrée et de sortie s'appelle *tension différentielle* du régulateur intégré. Sa valeur typique est de 2 V.

$$V_{\text{différentielle}} = V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}} \quad (4.100)$$

Courant maximal de sortie

Le courant maximal de sortie ($I_{\text{sortie, max}}$) est également spécifié par le fabricant. Un circuit limiteur de courant incorporé au régulateur prévient les surcharges. De plus, un dispositif d'interruption thermique (*Thermal shutdown*) prévient l'augmentation excessive de température. Lorsque la température interne du régulateur atteint une valeur entre 125°C et 150°C environ, l'interrupteur thermique entre en action. Alors le courant de sortie décroît et se maintient à une faible valeur, jusqu'à ce que le régulateur intégré se soit suffisamment refroidi. L'interrupteur thermique dépend des paramètres suivants: tensions d'entrée et de sortie du régulateur, courant de sortie, température ambiante et type de refroidissement utilisé. Grâce à leurs dispositifs de limitation de courant et de limitation de température de la jonction, les régulateurs de tension intégrés, tels que ceux des séries 340, 320, 78, 79, etc., sont pratiquement indestructibles lorsqu'ils sont munis de dissipateurs de chaleur adéquats.

Courant de repos

Le courant de repos I_q (*Quiescent current*) est la partie du courant d'entrée qui s'écoule par la borne commune. Sa valeur se situe généralement entre 0,1 mA et 10 mA, selon les modèles.

Puissance dissipée

La puissance dissipée (P_D) est la puissance maximale pouvant être dissipée, sous forme calorifique, par le régulateur intégré. Elle est définie par les relations suivantes:

$$P_D = (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})I_{\text{sortie, max}} \quad (4.101)$$

ou, si l'on tient compte du courant de repos:

$$P_D = (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})I_{\text{sortie, max}} + V_{\text{entrée}}I_q \quad (4.102)$$

Résistances thermiques et dissipateurs de chaleur

Comme tous les dispositifs à semi-conducteurs, les régulateurs de tension intégrés produisent, lorsqu'ils sont traversés par un courant, une énergie calorifique. Cette énergie doit être dissipée pour que la température ne dépasse pas la valeur maximale admissible. Ainsi, la chaleur produite dans la pastille est évacuée, par conduction, à travers le boîtier et le dissipateur vers l'air ambiant. Les relations établies lors de l'étude de l'effet thermique dans les semi-conducteurs (paragraphe 2.6) s'appliquent également dans le cas des régulateurs de tension intégrés.

La température de la jonction (température interne de la pastille) exprimée en degrés Celsius est déterminée par la relation:

$$T_j = T_a + R_{\theta, j-a} P_D \quad (4.103)$$

où T_a est la température (en degrés Celsius) de l'air ambiant autour du régulateur, $R_{\theta, j-a}$, la *résistance thermique* (en degrés Celsius par watt) entre la jonction et l'ambiance et P_D , la puissance (en watts) dissipée par le dispositif (Figure 4.39).

En fonctionnement, la température de la jonction (T_j) doit être maintenue en dessous de la valeur maximale ($T_{j, \text{max}}$) indiquée par le fabricant. On réalise cela soit en réduisant la température de l'ambiance (T_a) par ventilation forcée, soit en diminuant la résistance thermique jonction-ambiance ($R_{\theta, j-a}$) par l'adjonction d'un dissipateur de chaleur.

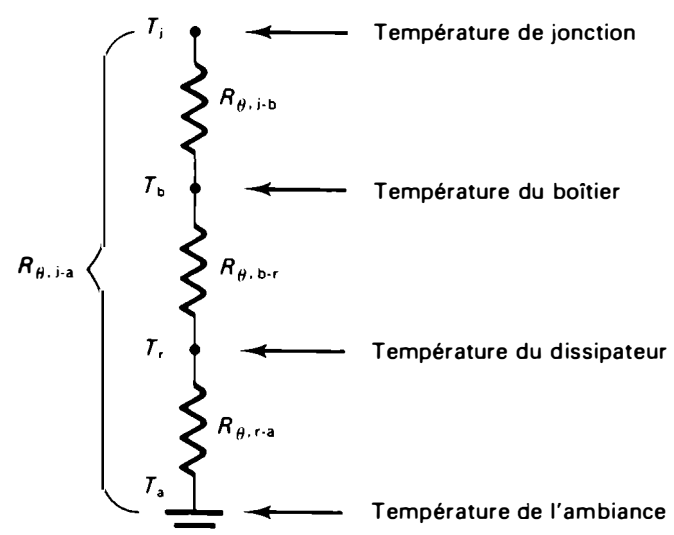


Figure 4.39 Schéma électrique analogue des résistances thermiques.

La résistance thermique jonction-ambiance maximale est donnée par la relation:

$$R_{\theta, j-a, \max} = \frac{T_{j, \max} - T_a}{P_D} \quad (4.104)$$

ou par la relation:

$$R_{\theta, j-a} = R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r} + R_{\theta, r-a} \quad (4.105)$$

La résistance thermique jonction-boîtier ($R_{\theta, j-b}$) est fournie par le fabricant. La résistance thermique du contact boîtier-dissipateur ($R_{\theta, b-r}$) dépend de la méthode d'assemblage: contact direct boîtier-dissipateur (avec ou sans graisse silicone) ou contact par l'intermédiaire d'une plaque isolante en mica (avec ou sans graisse silicone). Habituellement, la valeur typique de $R_{\theta, b-r}$ est inférieure à $1^\circ\text{C}/\text{W}$. La résistance thermique du dissipateur ($R_{\theta, r-a}$) est définie, dans le cas du régulateur de tension intégré, par la relation:

$$R_{\theta, r-a} = \frac{T_j - T_a}{P_D} - R_{\theta, j-b} - R_{\theta, b-r} \quad (4.106)$$

Elle est exprimée en degrés Celsius par watt ($^\circ\text{C}/\text{W}$). Si on ne tient pas compte de la résistance thermique boîtier-dissipateur, on obtient:

$$R_{\theta, r-a} \approx \frac{T_b - T_a}{P_D}$$

Les fabricants de dissipateurs de chaleur fournissent des tableaux et des courbes indiquant la valeur de la résistance thermique des différents types de dissipateurs utilisés avec les régulateurs de tension intégrés.

Taux de régulation en fonction de la tension d'entrée

Le taux de régulation en fonction de la tension d'entrée (*Line regulation*) indique les variations de la tension de sortie en fonction des variations de la tension d'entrée.

Taux de régulation en fonction de la charge

Le taux de régulation en fonction de la charge (*Load regulation*) indique les variations de la tension de sortie en fonction des variations du courant de charge entre 0 A et $I_{\text{sortie, max}}$.

Taux de réjection

Le taux de réjection (*Ripple rejection*) indique l'atténuation de l'ondulation résiduelle effectuée par le régulateur de tension. Le taux de réjection d'un régulateur de tension intégré, généralement exprimé en décibels, est le quotient de la valeur crête-à-crête de l'ondulation à l'entrée par la valeur crête-à-crête de l'ondulation résiduelle à la sortie. Il est déterminé par:

$$RR = 20 \log_{10} \left(\frac{E_{\text{entrée d'ondulation}}}{E_{\text{sortie d'ondulation}}} \right) \quad (4.107)$$

Dans cette relation, $E_{\text{entrée d'ondulation}}$ désigne la tension d'ondulation crête-à-crête à l'entrée du régulateur, alors que $E_{\text{sortie d'ondulation}}$ désigne la tension d'ondulation crête-à-crête à la sortie du régulateur.

Le taux de réjection des régulateurs intégrés les plus courants se situe entre 40 dB et 80 dB, ce qui correspond à une atténuation de l'ondulation d'entrée entre 100 et 10 000.

Remarque: Le taux de réjection peut également être calculé à partir des valeurs efficaces des ondulations de sortie et d'entrée.

Régulateurs de tension positive fixe — Application du régulateur de tension intégré LM340K-5

La figure 4.40 représente le schéma de principe d'une alimentation régulée utilisant un régulateur de tension positive à trois broches de la série 340.

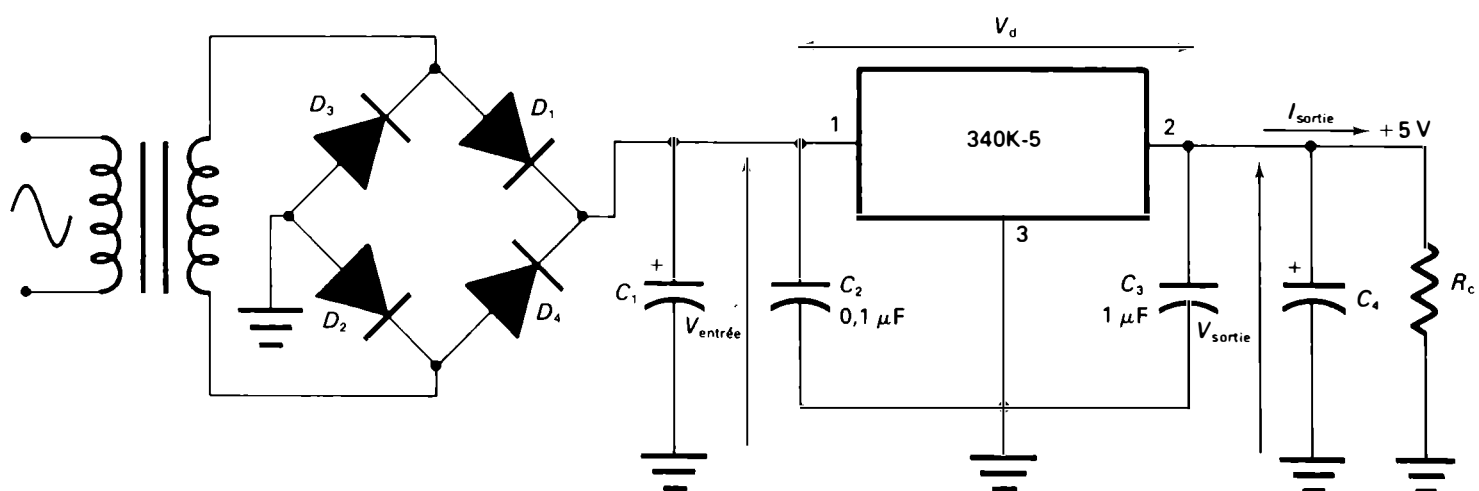


Figure 4.40 Alimentation régulée avec régulateur de tension à trois broches.

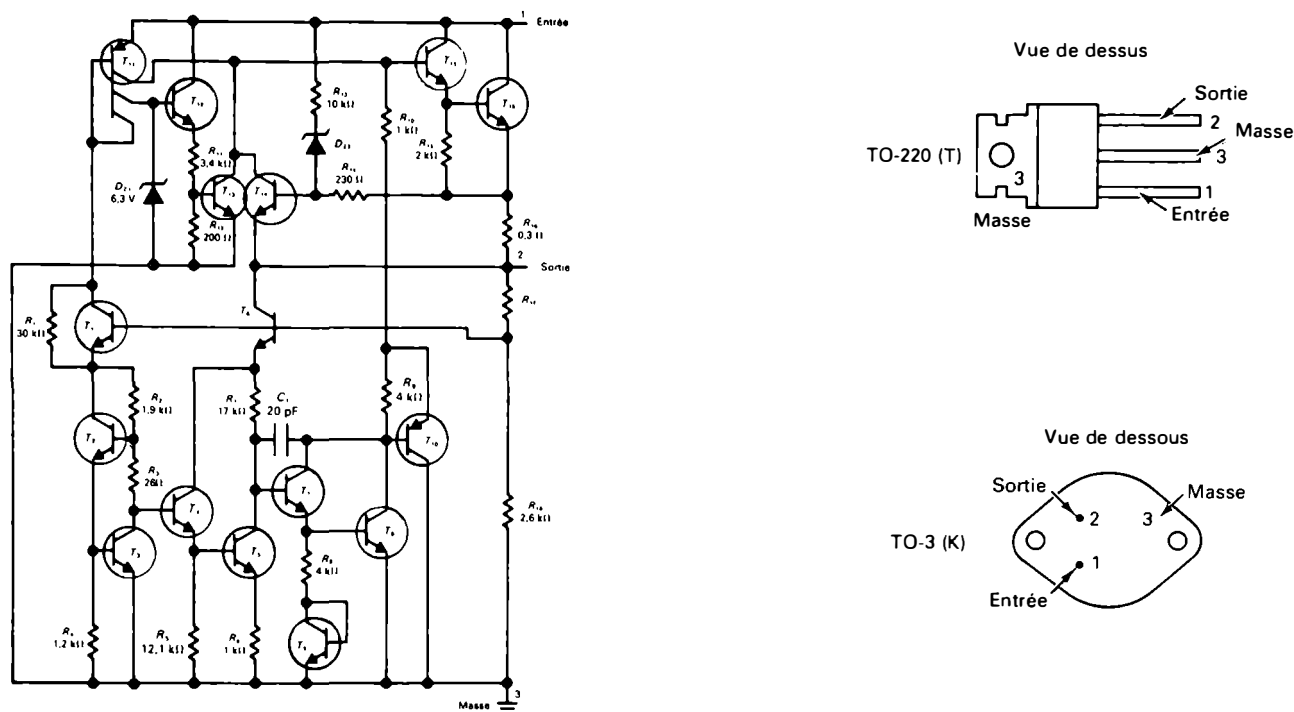


Figure 4.41 Schéma électrique et brochage du régulateur de tension positive de la série LM340.

Les éléments constitutifs de cette alimentation sont :

- le transformateur d'alimentation;
- le pont de diodes;
- le condensateur de filtrage, C_1 ;
- le régulateur de tension intégré;
- les condensateurs de découplage, C_2 et C_3 , associés au régulateur de tension;
- le condensateur de sortie (facultatif), C_4 .

Le schéma électrique du régulateur de tension intégré d'utilisation courante LM340 et le brochage de deux types de boîtiers sont illustrés à la figure 4.41. Les principales caractéristiques de ce régulateur sont fournies au tableau 4.2.

Exemple 4.13

Une alimentation régulée comprenant un régulateur de tension intégré LM340K-5 doit fournir un courant de charge de 1 A. La tension de l'ondulation résiduelle ne doit pas dépasser 4 mV (crête-à-crête). La température ambiante atteint 60°C.

- a) Calculez la tension de sortie et les variations maximales de la tension de sortie pour une variation du courant de charge entre 0 A et 1 A.
- b) Calculez les tensions minimale et maximale d'entrée du régulateur.
- c) Calculez la tension d'ondulation maximale (crête-à-crête) admissible à l'entrée du régulateur.
- d) Calculez la puissance dissipée par le régulateur dans le cas d'une tension d'entrée de 15 V et d'un courant de sortie de 1 A.
- e) Calculez la résistance thermique jonction-ambiance.

Tableau 4.2 Caractéristiques électriques du régulateur de tension intégré LM340-5.

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension de sortie positive fixe	V_{sortie}	5 V
Tension d'entrée maximale	$V_{\text{entrée,max}}$	35 V
Tension différentielle (min.)	V_{dif}	2 V
Courant de sortie maximal disponible (dispositif de limitation du courant maximal et du courant de court-circuit)	$I_{\text{sortie,max}}$	1,5 A
Courant de repos (valeur typique)	I_q	7 mA
Puissance dissipée (dispositif de limitation interne)	P_D	15 W
Taux de régulation de ligne	RÉG _L	0,02%
Taux de régulation de charge	RÉG _C	0,1% à 0,5%
Taux de réjection (valeur typique)	RR	60 dB
Température maximale de jonction	$T_{j,\text{max}}$	150°C
Résistance thermique jonction-boîtier	$R_{\theta,j-b}$	4°C/W
Résistance thermique jonction-ambiance	$R_{\theta,j-a}$	35°C/W

- f) Calculez la résistance thermique du dissipateur (si celui-ci est nécessaire).
- g) Tracez le graphique des tensions d'entrée et de sortie du régulateur.

Solution

a) La tension de sortie fournie par le régulateur intégré LM340K-5 est de 5 V. Puisque le taux de régulation de charge est de 0,5%, la variation maximale de la tension de sortie est:

$$\Delta V_{\text{sortie, max}} = 5 \times \frac{0,5}{100} = 0,025 \text{ V}$$

$$\Delta V_{\text{sortie, max}} = 25 \text{ mV}$$

b) La tension minimale d'entrée du régulateur est:

$$V_{\text{entrée, min}} = V_{\text{sortie}} + 2 \text{ V}$$

$$V_{\text{entrée, min}} = 5 + 2 = 7 \text{ V}$$

La tension maximale d'entrée est déterminée à partir de l'équation 4.101.

$$V_{\text{entrée, max}} = \frac{P_D}{I_{\text{sortie, max}}} + V_{\text{sortie}}$$

$$V_{\text{entrée, max}} = \frac{15}{1} + 5 = 20 \text{ V}$$

de sorte que:

$$7 \text{ V} \leq V_{\text{entrée}} \leq 20 \text{ V}$$

En pratique, on choisit une tension d'entrée légèrement supérieure à la valeur minimale (8 V ou 10 V, par exemple) afin de réduire la puissance dissipée par le régulateur.

c) La tension maximale d'ondulation (crête-à-crête) à la sortie du régulateur doit être de 4 mV. Puisque le taux de réjection du LM340-5 est de 60 dB, nous pouvons écrire à partir de l'équation 4.107:

$$\log_{10} \left(\frac{E_{\text{entrée d'ondulation}}}{E_{\text{sortie d'ondulation}}} \right) = \frac{RR}{20} = \frac{60}{20}$$

$$\log_{10} \left(\frac{E_{\text{entrée d'ondulation}}}{E_{\text{sortie d'ondulation}}} \right) = 3$$

$$E_{\text{entrée d'ondulation}} = (E_{\text{sortie d'ondulation}}) (\text{antilog } 3)$$

$$E_{\text{entrée d'ondulation}} = 0,004 \times 1000 = 4 \text{ V (crête-à-crête)}$$

Le régulateur de tension réduit la tension d'ondulation de 4 V crête-à-crête (entrée) à 4 mV crête-à-crête (sortie), soit une atténuation de 1000. Ainsi, dans cet exemple, le condensateur de filtrage devra limiter la tension d'ondulation à une valeur de 4 V crête-à-crête et le régulateur intégré la réduira à 4 mV crête-à-crête.

d) La puissance dissipée par le régulateur dans le cas d'une tension d'entrée de 15 V et d'un courant de charge de 1 A est:

$$P_D = (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}) I_{\text{sortie}}$$

$$P_D = (15 - 5) 1 = 10 \text{ W}$$

La puissance maximale que peut dissiper le régulateur intégré LM340K-5 est de 15 W.

e) La résistance thermique jonction-ambiance est:

$$R_{\theta, j-a, \text{max}} = \frac{T_{j, \text{max}} - T_a}{P_D}$$

$$R_{\theta, j-a, \text{max}} = \frac{150^\circ\text{C} - 60^\circ\text{C}}{10 \text{ W}} = 9^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique jonction-boîtier doit être inférieure à la résistance thermique jonction-ambiance maximale, car le dissipateur présente également une résistance thermique (voir la figure 4.39):

$$R_{\theta, j-b} < R_{\theta, j-a, \text{max}}$$

Dans le cas du régulateur intégré LM340K-5, nous obtenons:

Modèle	$R_{\theta, j-b}$	$R_{\theta, j-a, \text{max}}$
LM340K-5	4°C/W	9°C/W

Étant donné que la résistance thermique jonction-boîtier est inférieure à la résistance thermique jonction-ambiance, le régulateur intégré peut donc fonctionner.

f) Lorsque la résistance thermique jonction-ambiance nominale d'un régulateur intégré sans dissipateur est inférieure à la résistance thermique jonction-ambiance maximale calculée, l'utilisation du dissipateur de chaleur n'est pas nécessaire:

$$R_{\theta, j-a, \text{nom}} < R_{\theta, j-a, \text{max}} (\text{calculé})$$

Dans le cas du régulateur intégré LM340K-5, nous obtenons:

Modèle	$R_{\theta, j-a, \text{nom}}$	$R_{\theta, j-a, \text{max}}$
LM340K-5	35°C/W	9°C/W

La résistance thermique jonction-ambiance nominale est supérieure à la résistance thermique jonction-ambiance calculée, de sorte que l'utilisation d'un dissipateur s'avère nécessaire.

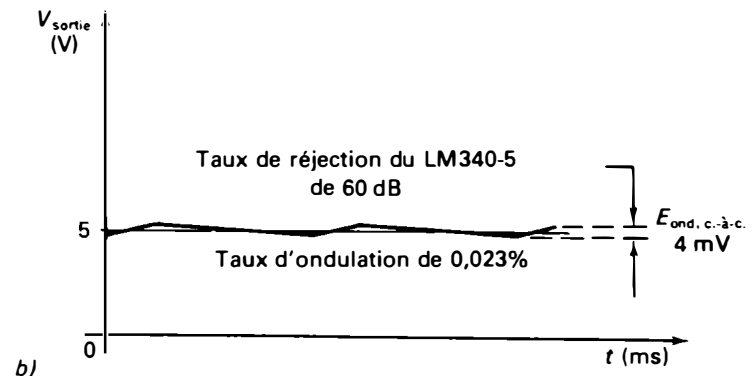
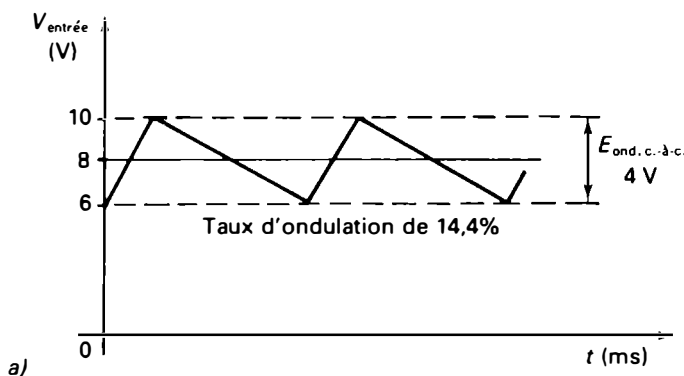


Figure 4.42 a) Tension d'entrée non régulée du régulateur intégré. b) Tension de sortie régulée.

La résistance thermique du dissipateur ($R_{\theta,r-a}$) est déterminée à partir de la relation 4.105. En ne tenant pas compte de la résistance thermique boîtier-radiateur ($R_{\theta,b-r}$), qui est généralement inférieure à 1°C/W , nous obtenons:

$$R_{\theta,r-a} = R_{\theta,j-a,\max} - R_{\theta,j-b}$$

$$R_{\theta,r-a} = 9^\circ\text{C/W} - 4^\circ\text{C/W} = 5^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique du dissipateur de chaleur requis ne devra pas dépasser 5°C/W . Une valeur supérieure causera la surchauffe du régulateur intégré. Nous choisissons le dissipateur approprié à l'aide des fiches techniques fournies par les fabricants.

Dans le cas du régulateur de tension intégré LM340K-5 muni du boîtier T0-3, nous choisissons le dissipateur Staver V3-5-2, dont la résistance thermique est de $4,5^\circ\text{C/W}$ (Fiche Technique 11).

g) Les tensions d'entrée et de sortie du régulateur sont illustrées à la figure 4.42.

Régulateurs de tension négative fixe

Les fabricants produisent également des régulateurs de tension intégrés à broches, conçus pour fournir des tensions négatives fixes bien régulées. Les valeurs des tensions s'échelonnent entre $-1,2\text{ V}$ et -24 V et les courants de sortie varient entre 100 mA et 3 A .

Les caractéristiques essentielles et les circuits d'utilisation des régulateurs de tension positive peuvent s'appliquer aux régulateurs de tension négative, à condition d'inverser le sens de branchement des diodes de redressement et des condensateurs de filtrage. La figure 4.43 représente le schéma type d'une alimentation stabilisée utilisant un régulateur de tension négative fixe de la série 320. Les régulateurs de tension de la série 320 sont semblables à ceux de la série 340 et présentent les mêmes particularités, telles que la limitation de courant, l'interruption thermique et un excellent taux de réjection.

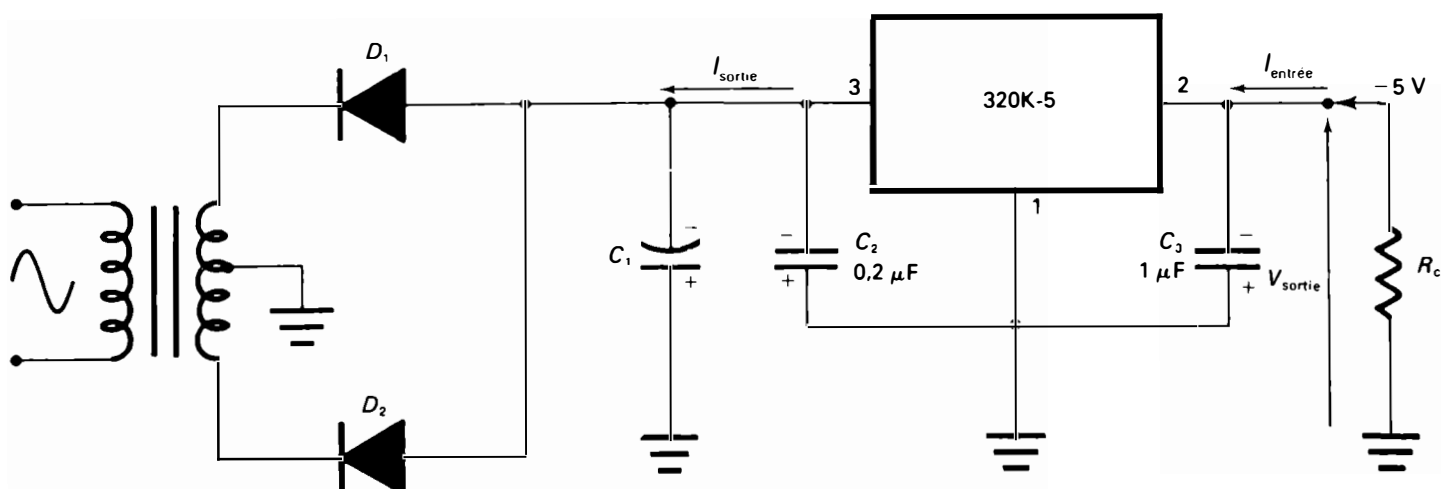


Figure 4.43 Alimentation régulée avec régulateur de tension négative fixe à trois broches.

4.6.3 Régulateurs de tension ajustable (positive ou négative)

Régulateurs de tension ajustable à trois broches de raccordement

Pour obtenir une tension de sortie réglée variable (comme c'est le cas dans les alimentations de laboratoire) à l'aide d'un régulateur intégré, il suffit d'établir un diviseur de tension (comprenant un potentiomètre) à l'extérieur du circuit intégré (Figure 4.44). En modifiant le rapport du diviseur de tension, on obtient une tension de sortie ajustable. Cette tension ajustable est comprise entre une valeur minimale correspondant à la tension minimale (ou tension de référence) du régulateur intégré et une valeur maximale spécifiée par le fabricant.

Les condensateurs de découplage C_1 et C_2 sont utilisés pour améliorer la stabilité et la réponse transitoire du régulateur de tension.

Dans ce montage, la tension réglée — ou tension de référence ($V_{R\text{éf}}$) — est appliquée aux bornes de la résistance fixe R_1 . Un courant de repos (I_q) sort de la broche commune et s'écoule à travers la résistance variable R_2 . La tension de sortie, mesurée entre la broche de sortie et la masse, est donc:

$$V_{\text{sortie}} = V_{R\text{éf}} + \left(I_q + \frac{V_{R\text{éf}}}{R_1} \right) R_2$$

$$V_{\text{sortie}} = V_{R\text{éf}} \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_q R_2 \quad (4.108)$$

Dans cette relation, I_q désigne le courant de repos du régulateur, $V_{R\text{éf}}$, la tension de sortie réglée fournie par le régulateur et mesurée entre la broche de sortie et la broche commune R_1 , la résistance fixe branchée entre la borne de sortie et la borne commune et R_2 , la résistance variable branchée entre la borne commune et la masse.

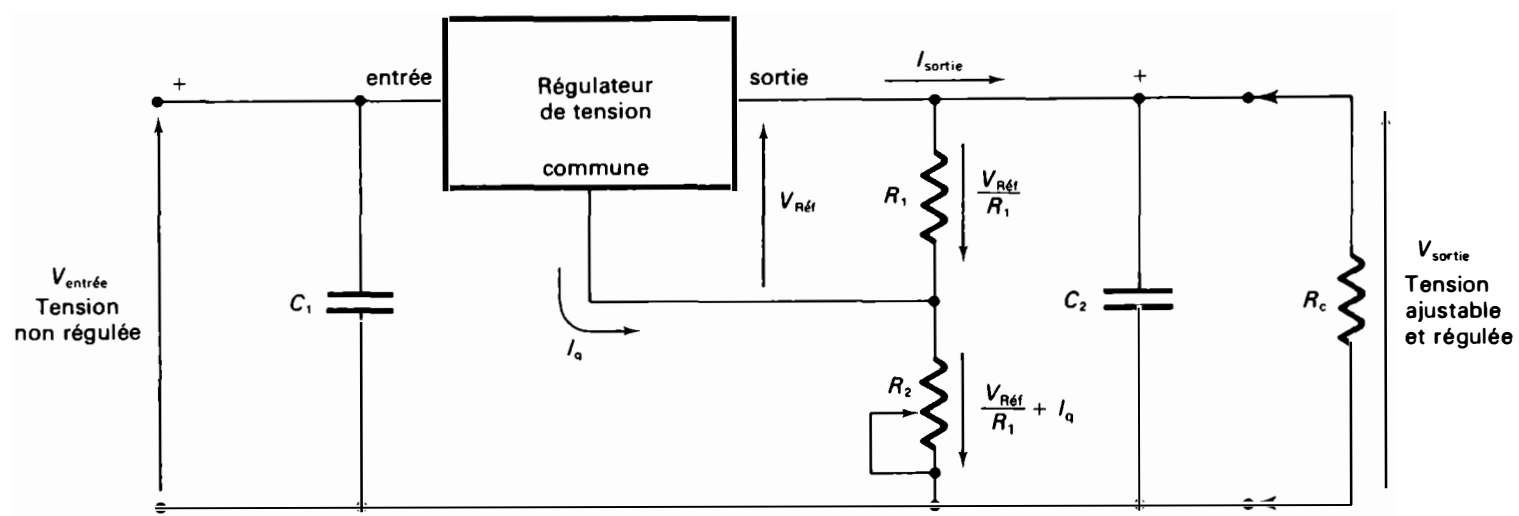


Figure 4.44 Schéma d'utilisation d'un régulateur de tension à trois broches fournissant une tension de sortie ajustable.

Dans les régulateurs de tension à trois broches spécialement conçus pour fournir une tension de sortie ajustable, tels que les régulateurs LM117, LM217 et LM317, le courant de repos est très faible (de l'ordre de $50 \mu\text{A}$ à $100 \mu\text{A}$) de sorte que le produit $I_q R_2$ dans l'équation 4.108 demeure négligeable. La tension de sortie ajustable est alors sensiblement proportionnelle au rapport des résistances du diviseur de tension:

$$V_{\text{sortie}} \approx V_{\text{Réf}} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

$$V_{\text{sortie}} \approx V_{\text{Réf}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.109)$$

La tension de sortie minimale du montage de la figure 4.44 est obtenue lorsque la résistance variable R_2 est nulle:

$$V_{\text{sortie, min}} = V_{\text{Réf}}$$

La tension de sortie maximale est obtenue lorsque la valeur de R_2 est maximale. Elle est spécifiée par les fabricants et elle dépend du modèle de régulateur utilisé.

La tension minimale d'entrée provenant du filtre doit être supérieure, d'au moins 2 V, à la tension maximale de sortie désirée:

$$V_{\text{entrée, min}} \geq V_{\text{sortie, max}} + V_{\text{différentielle}} \quad (4.110)$$

La tension maximale d'entrée à ne pas dépasser est spécifiée par le fabricant.

Enfin, le régulateur de tension ajustable dissipe une puissance maximale lorsque la tension de sortie est réglée à la valeur minimale et que le courant de sortie est maximal:

$$P_{D, \text{max}} = (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie, min}}) I_{\text{sortie, max}} \quad (4.111)$$

Les calculs requis pour choisir le dissipateur de chaleur se font à partir de la relation suivante:

$$R_{\theta, j-a} = \frac{T_j - T_a}{(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie, min}}) I_{\text{sortie, max}}} \quad (4.112)$$

Remarque: Les fabricants produisent également des régulateurs intégrés fournissant des tensions de sortie ajustables négatives et présentant des caractéristiques techniques semblables à celles des régulateurs de tension ajustable positive. Citons, par exemple, les régulateurs de tension ajustable des séries LM137, LM237 et LM337.

Utilisation du régulateur de tension intégré à trois broches LM340K-5 comme régulateur de tension ajustable

Le régulateur LM340K-5 est un régulateur de tension intégré à trois broches conçu avant tout pour fournir une tension de sortie fixe de 5 V. Sa tension d'entrée maximale est de 35 V, son courant de sortie est de 1,5 A et son courant de repos (I_q) est compris entre 7 mA (valeur typique) et 10 mA (valeur maximale). Ce régulateur peut quand même être utilisé comme régulateur de tension variable, pourvu que certaines exigences dans le choix des résistances externes soient respectées (Figure 4.45).

Si nous examinons le schéma électrique du LM340K-5 (Figure 4.41), nous constatons que la résistance externe R_1 se trouve placée en parallèle avec les résistances internes R_{17} et R_{18} ($2,8 \text{ k}\Omega$). Dans le cas du fonctionnement optimal du régulateur, la valeur de la résistance externe R_1 doit être dix fois plus faible que celle de la résistance interne. Les fabricants suggèrent que R_1 soit égale à 270Ω (ou 300Ω).

Exemple 4.14

On désire construire un régulateur de tension ajustable en utilisant le régulateur LM340K-5 (Figure 4.45). La gamme des tensions de sortie doit être comprise entre +5 V et +30 V. Déterminez:

- la valeur des résistances externes R_1 et R_2 ;
- la valeur minimale de la tension d'entrée.

Solution

a) Nous choisissons une résistance R_1 de 270Ω , comme le suggèrent les fabricants. Nous pouvons alors écrire:

$$I_{R_1} = \frac{V_{R_1}}{R_1} = \frac{5}{270}$$

$$I_{R_1} = 18,51 \text{ mA}$$

$$I_{R_2} = I_{R_1} + I_u = 18,51 \text{ mA} + 7 \text{ mA}$$

$$I_{R_2} = 25,51 \text{ mA}$$

Pour que la tension de sortie maximale soit de 30 V, il faut que:

$$V_{R_2} = V_{\text{sortie}} - V_{R_1} = 30 - 5 = 25 \text{ V}$$

de sorte que:

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{R_2}} = \frac{25}{0,0255} = 980,4 \Omega$$

Nous devons choisir un potentiomètre de $1 \text{ k}\Omega$ et 1 W .

Nous pouvons également obtenir la valeur de R_2 à l'aide de l'équation 4.108:

$$R_2 = \frac{V_{\text{sortie}} - V_{\text{réf}}}{I_u + V_{\text{réf}}/R_1}$$

$$R_2 = \frac{30 - 5}{0,007 + 5/270} = 980 \Omega$$

b) La tension maximale d'entrée pour le LM340K-5 est de 35 V. La tension minimale d'entrée doit être:

$$V_{\text{entrée, min}} = V_{\text{sortie, max}} + 2 \text{ V}$$

$$V_{\text{entrée, min}} = 30 + 2 = 32 \text{ V}$$

Nous obtenons donc:

$$32 \text{ V} \leq V_{\text{entrée}} \leq 35 \text{ V}$$

Remarque: La tension de sortie ajustable n'est pas directement proportionnelle au rapport du diviseur de tension $(R_1 + R_2)/R_1$, car il faut tenir compte des chutes de ten-

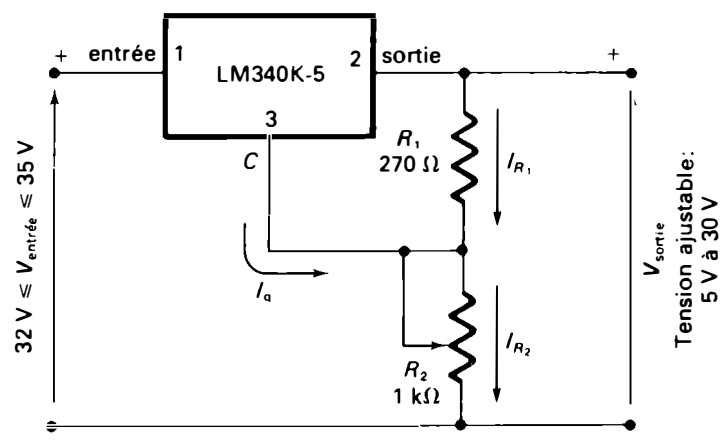


Figure 4.45 Régulateur de tension ajustable de l'exemple 4.14.

sion causées par la circulation du courant de repos à travers R_2 . De plus, le courant de repos change avec les variations de température, ce qui a pour effet de faire varier la tension de sortie. Par conséquent, plus les valeurs de R_1 et de R_2 sont faibles, plus la valeur de la tension de sortie ajustée sera proportionnelle à la valeur du rapport $(R_1 + R_2)/R_1$. En conclusion, les régulateurs des séries LM340 et $\mu A78$ doivent être utilisés de préférence comme régulateurs de tension fixe. Si l'on désire obtenir des tensions de sortie variables, il est préférable d'employer des régulateurs de tension ajustable, tels que ceux des séries LM317 et $\mu A78G$.

Utilisation du régulateur de tension ajustable à trois broches LM317T

Le régulateur LM317T est un régulateur intégré à trois broches, dont la construction est semblable à celle du LM340. Cependant, il a été conçu en tant que régulateur ajustable. Le courant de repos qui s'écoule par la broche « ajustable » est très faible ($100 \mu A$); dans le cas du régulateur fixe LM340, ce courant est de 7 mA. Les caractéristiques essentielles du LM317T sont:

- tension de référence, mesurée entre la broche de sortie et la broche ajustable: 1,25 V;
- gamme de la tension de sortie: 1,25 V à 37 V;
- tension maximale d'entrée: 40 V;
- courant maximal de sortie: 1,5 A;
- taux de réjection: 80 dB.

Exemple 4.15

On désire construire un régulateur de tension ajustable en utilisant le régulateur LM317T (Figure 4.46). La tension de sortie ajustable maximale doit être de 27 V. Déterminez:

- la valeur des résistances externes (fixe et variable);
- la valeur minimale de la tension d'entrée.

Solution

a) Pour assurer le bon fonctionnement du régulateur intégré, un courant de l'ordre de 5 mA à 10 mA doit circuler entre la broche de sortie et la masse. Nous pouvons obtenir ce courant en choisissant une résistance fixe R_1 de 240Ω , comme le suggère le fabricant. À partir de l'équation 4.109, nous pouvons écrire:

$$R_2 = \left(\frac{V_{\text{sortie, max}}}{V_{\text{réf}}} - 1 \right) R_1$$

$$R_2 = \left(\frac{27}{1,25} - 1 \right) 240 = 4944 \Omega$$

Nous choisissons donc un potentiomètre de $5 \text{ k}\Omega$ et $0,5 \text{ W}$.

b) La tension minimale d'entrée du régulateur doit être:

$$V_{\text{entrée, min}} = V_{\text{sortie, max}} + 2 \text{ V}$$

$$V_{\text{entrée, min}} = 27 + 2 = 29 \text{ V}$$

$$29 \text{ V} \leq V_{\text{entrée}} \leq 40 \text{ V}$$

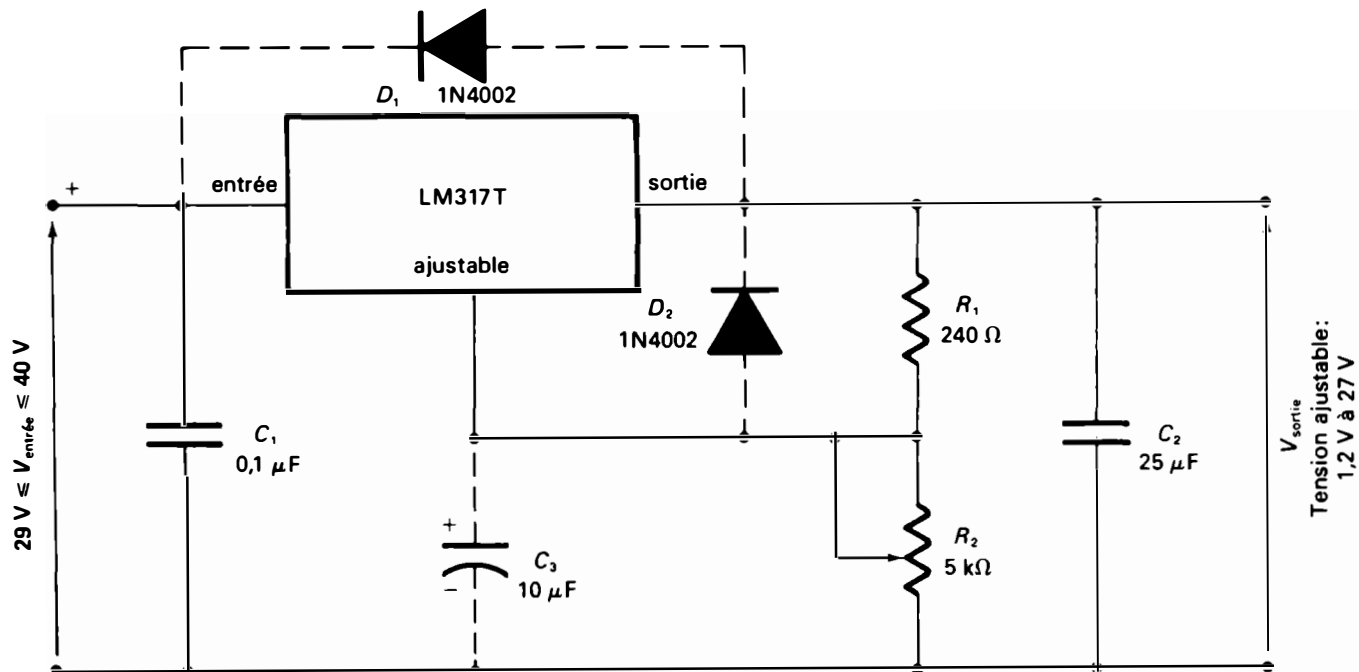


Figure 4.46 Régulateur de tension ajustable de l'exemple 4.15.

Il ne faut pas oublier que le courant de sortie disponible diminue lorsque la tension de sortie est abaissée. Dans le cas du régulateur LM317T, le courant maximal de sortie n'est que de 0,4 A (au lieu de 1,5 A) lorsque la tension d'entrée maximale est de 40 V et que la tension de sortie réglée minimale est de 1,25 V. Cette diminution de courant peut être vérifiée à l'aide de l'équation 4.111.

Remarques:

1. Le condensateur C_1 joue le rôle de découpleur pour les fréquences moyennes à l'entrée du régulateur. Il doit être implanté aussi près que possible de la borne d'entrée du régulateur.

Le condensateur C_2 sert à découpler la sortie du régulateur et à amortir les variations rapides de charge. Il améliore le temps de réponse du régulateur.

L'utilisation du condensateur C_3 est facultative. Cependant, elle améliore le taux de réjection du régulateur. Si le condensateur C_3 est utilisé et si la tension ajustable maximale est supérieure à 25 V, il faut placer la diode D_2 en parallèle avec R_1 pour protéger le régulateur intégré. La diode D_2 permet au condensateur de se décharger sans endommager le circuit intégré.

Dans le cas où la tension d'entrée peut devenir accidentellement inférieure à la tension de sortie (charge fortement capacitive), il est indispensable de placer une diode, D_1 , en parallèle avec le régulateur. Cette diode permet aussi de décharger le condensateur de sortie C_2 en cas de court-circuit de l'entrée du régulateur.

2. Cependant, ce montage ne permet pas d'obtenir une tension de sortie V_{sortie} inférieure à la tension propre du régulateur $V_{\text{Réf}}$. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire de porter le point commun du régulateur à un potentiel négatif $-V'_r$, comme c'est le cas dans le sché-

ma de principe de la figure 4.47.a. La tension de sortie ajustable s'annule lorsque $V_{\text{Réf}} = V'_r$. Nous avons alors:

$$V_{\text{sortie, min}} = 0 \text{ V}$$

La tension de sortie ne doit pas dépasser la valeur maximale admissible du régulateur:

$$V_{\text{sortie, max}} \text{ ajustable} = V_{\text{sortie, max}} \text{ admissible} - V_{\text{Réf}}$$

La figure 4.47.b représente un montage pratique du régulateur fournissant une tension de sortie variable à partir de 0 V.

Régulateurs de tension ajustable à quatre broches de raccordement

Les fabricants ont construit des régulateurs de tension ajustables, tels que les régulateurs $\mu\text{A}78\text{G}$ (positif) et $\mu\text{A}79\text{G}$ (négatif) comprenant quatre broches de raccordement: broche d'entrée, broche de sortie, broche commune, broche de contrôle (ou d'ajustement). La figure 4.48 représente le schéma de branchement typique d'un régulateur de tension à quatre broches.

Dans ce type de régulateur intégré, les courants de contrôle (environ $1 \mu\text{A}$) et de repos (environ 3 mA) sont très faibles et n'ont que peu d'effet sur la valeur de la tension de sortie. Nous pouvons donc écrire:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{Réf}} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$\boxed{V_{\text{sortie}} = V_{\text{Réf}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} \quad (4.113)$$

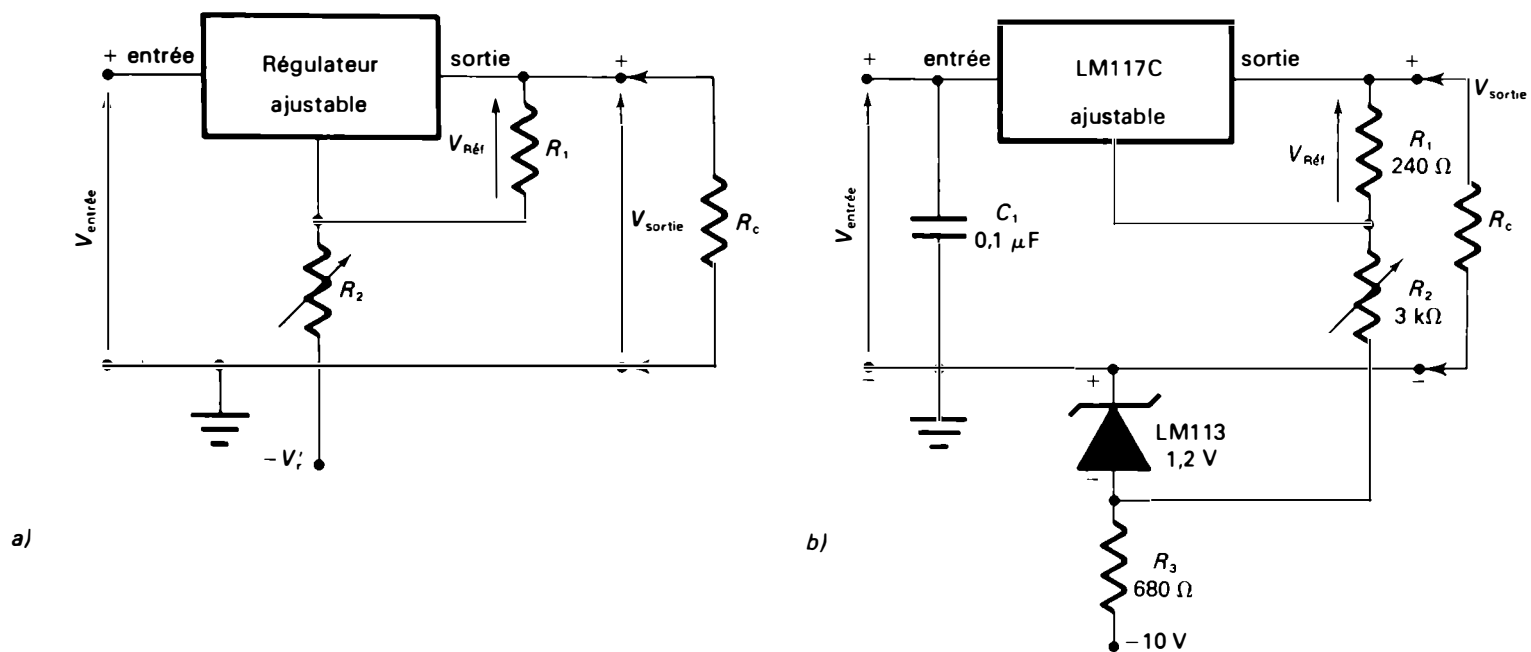


Figure 4.47 Régulateur à tension de sortie variable à partir de 0 V: a) schéma de principe; b) schéma d'utilisation du régulateur LM117C.

Dans ces relations, $V_{R\text{éf}}$ désigne la tension de sortie réglée fournie par le régulateur et mesurée entre la broche de contrôle et la broche commune (masse); R_1 désigne la résistance variable branchée entre les broches de sortie et de contrôle; R_2 désigne la résistance fixe branchée entre la broche de contrôle et la broche commune.

Les relations au sujet de la tension d'entrée, du taux de réjection, de la puissance dissipée et de la résistance thermique des dissipateurs utilisés dans les régulateurs de tension à trois broches s'appliquent également aux régulateurs à quatre broches.

4.6.4 Régulation de tension dans le cas de courants forts

Si l'on désire des courants de charge plus importants (supérieurs à 1,5 A), on peut soit utiliser des régulateurs de

tension fournissant des courants de sortie de plusieurs ampères, soit construire des montages comprenant un transistor de puissance commandé par un régulateur de tension à faible courant. Toutefois, il ne faut pas utiliser deux régulateurs montés en parallèle pour obtenir des courants de sortie plus élevés. L'un des régulateurs peut avoir une tension de sortie légèrement différente de celle de l'autre régulateur. Le régulateur ayant la tension de sortie la plus élevée fournira du courant à l'autre. En même temps, le régulateur ayant la tension de sortie la plus faible tentera d'abaisser la tension à sa valeur. Cela peut provoquer la détérioration de l'un ou des deux régulateurs intégrés.

Utilisation de régulateurs intégrés de courants forts

Les fabricants de circuits intégrés produisent des *régulateurs de tension continue monolithiques* fournissant des

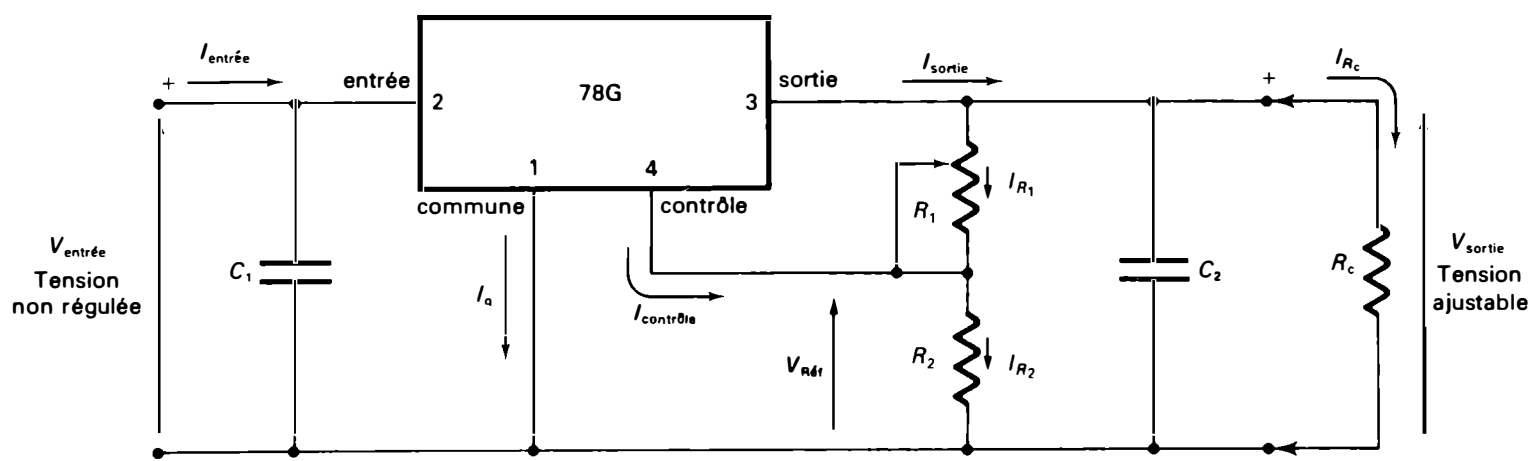


Figure 4.48 Schéma d'utilisation d'un régulateur de tension ajustable à quatre broches.

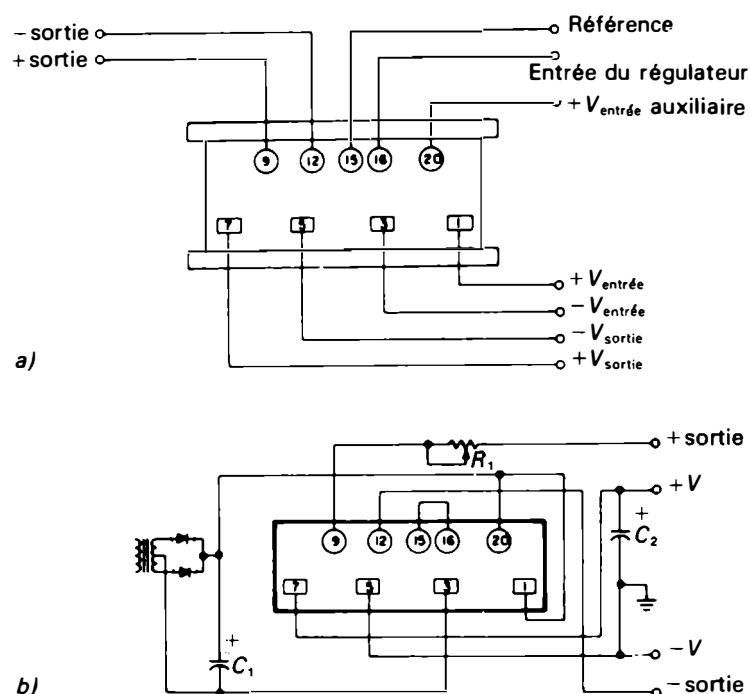


Figure 4.49 Régulateur de tension pour courants forts de la série LAS7000: a) brochage; b) schéma d'utilisation.

courants de sortie de 3 A, de 5 A et de 8 A à des tensions régulées fixes s'échelonnant entre 5 V et 15 V et à des tensions régulées ajustables variant entre 4 V et 30 V. Pour des courants encore plus élevés, il existe des *régulateurs de tension continue hybrides de puissance* pouvant fournir des courants de sortie jusqu'à 30 A; ces régulateurs sont munis de dissipateurs thermiques et les puissances dissipées atteignent 400 W. Citons, à titre d'exemple, les régulateurs de tension hybrides (fixes ou ajustables) des séries LAS2000 (5 A et 85 W), LAS3000 (10 A et 110 W), LAS5000 (20 A et 270 W) et LAS7000 (30 A et 400 W). Ceux-ci sont fabriqués par *Lambda Electronics* (voir Fiche technique 19).

Les figures 4.49.a et 4.49.b représentent le brochage et le schéma d'utilisation typique d'un régulateur de tension positive de la série LAS7000.

Pour la réalisation d'alimentations stabilisées à l'aide de régulateurs de tension hybrides, les valeurs des composants périphériques sont spécifiées par le fabricant. La valeur du condensateur de filtrage C_1 dépend du courant de sortie; dans le cas des régulateurs des séries LAS2000, LAS3000, LAS4000 et LAS5000, elle est calculée à partir de la relation:

$$C_1 = (1000 \mu\text{F}/\text{A}) I_{\text{sortie}}$$

Dans le cas des régulateurs de la série LAS7000, elle est calculée à partir de la relation:

$$C_1 = (2000 \mu\text{F}/\text{A}) I_{\text{sortie}}$$

Quant au condensateur de sortie C_2 , il dépend aussi du courant de sortie:

$$C_2 = (100 \mu\text{F}/\text{A}) I_{\text{sortie}}$$

Le courant de sortie du régulateur, I_{sortie} , est mesuré en ampères.

La résistance variable R_1 est calculée à l'aide de la relation:

$$R_1 \geq (100 \Omega/\text{V})(0,25 V_{\text{sortie}})$$

La tension de sortie du régulateur, V_{sortie} , est mesurée en volts.

Lorsque le courant de charge dépasse la valeur maximale admissible, le régulateur réduit automatiquement le courant de sortie (et, par conséquent, la tension) à environ 10% de la valeur maximale.

Utilisation d'un montage comprenant un régulateur intégré et un transistor de puissance

Il est possible de réaliser des circuits régulateurs fournissant des courants supérieurs à celui que supporte un régulateur intégré (comme ceux des séries LM340, LM317 ou $\mu\text{A}78$) par l'utilisation de composants périphériques (transistor de puissance, diode, résistances). Dans le circuit type de la figure 4.50, le transistor de puissance T_1 commandé par le régulateur intégré supporte la plus grande partie du courant de charge.

Dans ce montage, la chute de tension aux bornes de la diode D_1 (V_{D_1}) doit être égale à la chute de tension de la jonction émetteur-base (V_{EB}) du transistor de puissance T_1 . Les deux résistances se trouvant placées en parallèle, le courant d'entrée du circuit, $I_{\text{entrée}}$, provenant du filtre se divise proportionnellement selon le rapport des résistances R_2/R_1 . Nous obtenons donc:

$$I_1 = I_{\text{rég.}} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.114)$$

Si, par exemple, la valeur de R_2 est cinq fois plus grande que celle de R_1 , alors, le courant traversant le transistor T_1 sera cinq fois plus élevé que le courant traversant le régulateur. Le courant de sortie du circuit, I_{sortie} , est obtenu par:

$$I_{\text{sortie}} = I_1 + I_{\text{rég.}}$$

$$I_{\text{sortie}} = I_{\text{rég.}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.115)$$

Le tableau 4.3 fournit les valeurs des composants périphériques que les fabricants suggèrent d'utiliser.

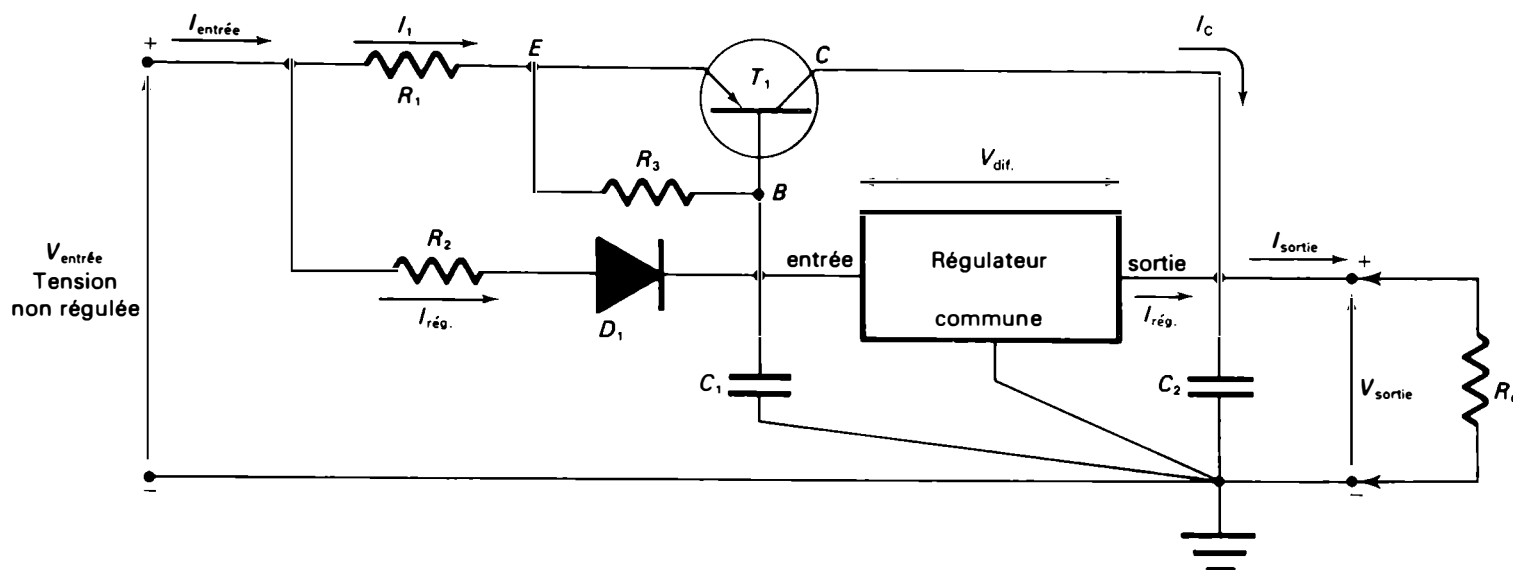


Figure 4.50 Régulateur de tension pour forts courants muni de dispositifs de protection contre les surintensités et contre la chaleur.

Tableau 4.3 Composants périphériques pour les régulateurs de tension à courants forts.

$I_{rég.}$	I_1	R_2/R_1	R_3	T_1	D_1
1 A	≥ 3 A	≥ 3	5 Ω à 10 Ω	2N4398	1N4719
1 A	2 A	2	5 Ω à 10 Ω	NSD32	1N4719
0,5 A	1 A	2	5 Ω à 10 Ω	NSDUS1A	1N4003

Le montage régulateur de la figure 4.50 possède les caractéristiques de protection (limitation du courant et protection thermique) du régulateur intégré. Si le courant de charge dépasse accidentellement la valeur admissible, les circuits internes de protection du régulateur intégré réduiront automatiquement le courant du régulateur ($I_{rég.}$). Comme le courant du transistor de puissance est contrôlé par le courant du régulateur intégré, la diminution de $I_{rég.}$ causera une diminution de I_1 . Dans le cas du court-circuit des bornes de sortie, nous avons:

$$I_1 \text{ (court-circuit)} = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) I_{rég.} \text{ (court-circuit)}$$

Si le régulateur intégré et le transistor ont la même résistance thermique jonction-boîtier et que le dissipateur de chaleur du transistor soit adéquat, le transistor sera également protégé par les circuits de protection du régulateur intégré. Le choix du dissipateur de chaleur du transistor s'effectue de la même façon que celui du régulateur (voir l'exemple 4.13).

Remarque: Pour le calcul de la tension minimale d'entrée du montage régulateur, il faudra prévoir les chutes de tension aux bornes de R_2 (V_{R_2}) et de la diode D_1 (V_{D_1}) pour que:

$$V_{\text{entrée, min}} \geq V_{R_2} + V_{D_1} + V_{\text{sortie}} + V_{\text{dif.}} \quad (4.116)$$

4.6.5 Régulateurs de tension — fixe et ajustable — pour les alimentations symétriques (Dual power supply)

De nombreux circuits à composants discrets et intégrés requièrent une alimentation régulée fournissant des tensions de sortie positives et négatives (± 5 V et 1 A, par exemple). Ces alimentations comprennent deux régulateurs intégrés, comme l'illustre la figure 4.51.

Dans ce montage fondamental, le transformateur avec prise médiane reliée à la masse alimente le pont de diodes qui fournit des tensions redressées positive et négative par rapport à la masse. Le filtrage est effectué par les condensateurs électrolytiques C_1 et C_2 . Le régulateur intégré de la série LM340 stabilise la tension de sortie positive pendant que le régulateur intégré de la série LM320 stabilise la tension de sortie négative. Les condensateurs de découplage d'entrée, C_3 et C_4 , éliminent les oscillations parasites et améliorent la stabilité du montage, alors que les condensateurs de découplage de sortie C_5 et C_6 améliorent la réponse transitoire. Leurs valeurs sont spécifiées par les fabricants et elles varient selon les modèles. Les diodes D_5 et D_6 protègent le régulateur contre les surtensions transitoires à la sortie qui pourraient l'endommager. Les diodes D_7 et D_8 assurent la conduction des deux régulateurs dans toutes les conditions de fonctionnement et les protègent contre l'inversion accidentelle des polarités lors de la mise en marche de l'alimentation.

Remarque: Lors de la réalisation pratique de ce montage symétrique, il faut veiller:

- à respecter les polarités des condensateurs électrolytiques de filtrage C_1 et C_2 ;
- à connecter les diodes de protection dans le sens correct;
- à brancher correctement les deux régulateurs de ten-

qui est généralement préférable pour les circuits d'utilisation.

La figure 4.53 illustre un régulateur de tension fixe à deux voies de sortie asservies, qui utilisent deux régulateurs intégrés (LM341-12 et LM7912) et un amplificateur opérationnel (741). L'asservissement des tensions est réalisé à l'aide de l'amplificateur opérationnel et d'un diviseur de tension à résistances.

Lorsque les deux tensions de sortie ($+V_{\text{sortie}}$ et $-V_{\text{sortie}}$) sont exactement à $+12\text{ V}$ et à -12 V , le point milieu du diviseur de tension (point A) et l'entrée inverseuse (broche 2) de l'amplificateur opérationnel sont au potentiel 0 V . La tension d'entrée et la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel sont alors nulles. La tension au point C est donc de 0 V .

Supposons maintenant qu'une charge branchée à la sortie positive du régulateur provoque une baisse de la tension de sortie de 100 mV . La tension de sortie positive passe de $+12\text{ V}$ à $+11,9\text{ V}$, la tension aux bornes du diviseur de tension, V_{MN} , est de $23,9\text{ V}$ et le potentiel du point milieu (point A) par rapport à la masse est de -50 mV . La borne inverseuse de l'amplificateur opérationnel (broche 2) est maintenant plus négative que la borne non inverseuse (broche 3); par conséquent, une tension est appliquée à l'entrée de l'amplificateur opérationnel. On obtient alors une tension positive à la sortie (broche 6) qui est appliquée à la borne commune (broche c) des deux régulateurs intégrés. Une augmentation de la tension de la broche commune du régulateur positif LM341-12 produit automatiquement une augmentation de la tension de sortie positive, $+V_{\text{sortie}}$. Cette tension de sortie positive augmentera jusqu'à ce que la tension du point milieu du diviseur (point A) atteigne la valeur du potentiel de la sortie commune (point B), soit $V_{AB} = 0\text{ V}$. Cela est obtenu lorsque la tension de sortie positive, $+V_{\text{sortie}}$, augmente de 50 mV ; pour que cette tension atteigne cette valeur, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel (point C) doit augmenter de 50 mV . L'élévation du potentiel du point C produit, dans le même temps, une baisse de la tension de sortie négative, $-V_{\text{sortie}}$, de 50 mV par l'intermédiaire du régulateur négatif LM7912. À ce moment-là, les tensions de sortie sont équilibrées et égales à $\pm 11,95\text{ V}$.

Remarquons que, pour obtenir une tension de sortie de 50 mV à la sortie de l'amplificateur opérationnel (point C), il faut lui fournir une très légère tension d'entrée V_{AB} . Avec un gain de tension en boucle ouverte de $100\,000$, la tension d'entrée — comprise entre, d'une part, le point milieu du diviseur de tension relié à la borne inverseuse 2 et, d'autre part, la borne commune (masse) reliée à la broche non inverseuse 3 — doit être égale à $5\text{ }\mu\text{V}$. Cela correspond à l'écart dans l'asservissement des tensions de sortie.

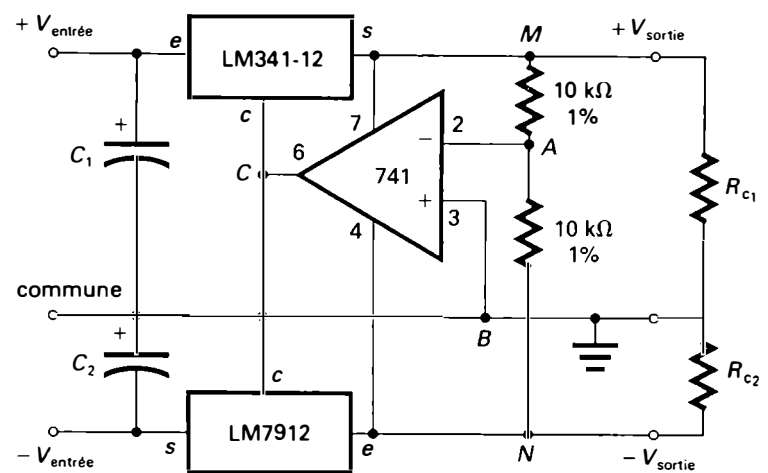


Figure 4.53 Régulateur de tension fixe à deux voies symétriques asservies.

En résumé, dans ce type de régulation de tension à deux voies symétriques asservies, toute augmentation ou diminution des tensions de sortie (positive et négative) est automatiquement équilibrée et corrigée.

La figure 4.54 représente un simple régulateur symétrique asservi comprenant un régulateur intégré et un amplificateur opérationnel. La tension positive ajustable est fournie par le régulateur LM317, alors que la tension négative provient de l'amplificateur opérationnel $\mu\text{A}759$. Ce dernier est monté en amplificateur inverseur et son gain de tension est égal à -1 . Les moindres variations de la tension de sortie positive sont automatiquement transmises à la tension de sortie négative. Dans ce montage, deux ajustements sont possibles:

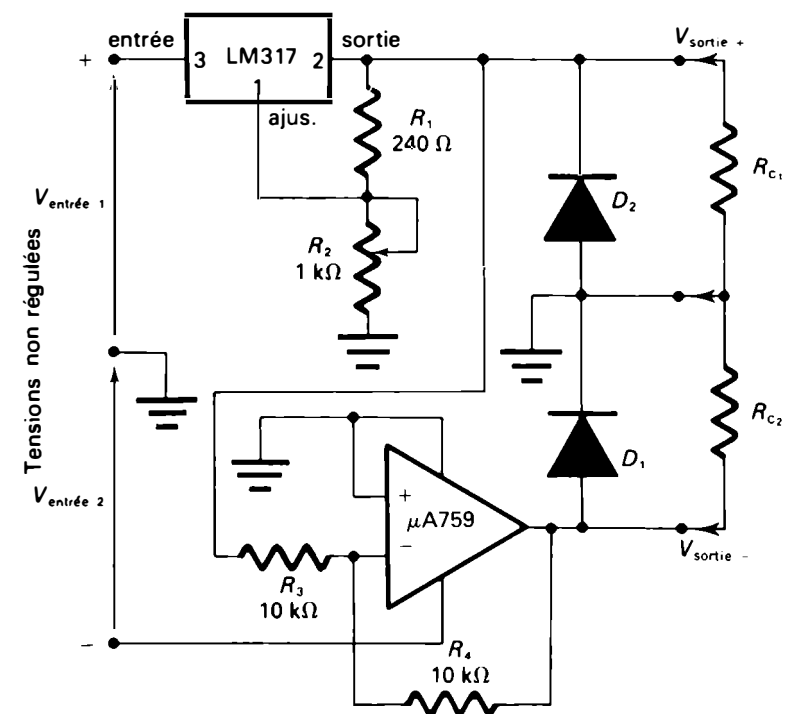


Figure 4.54 Régulateur de tension ajustable à deux voies symétriques asservies.

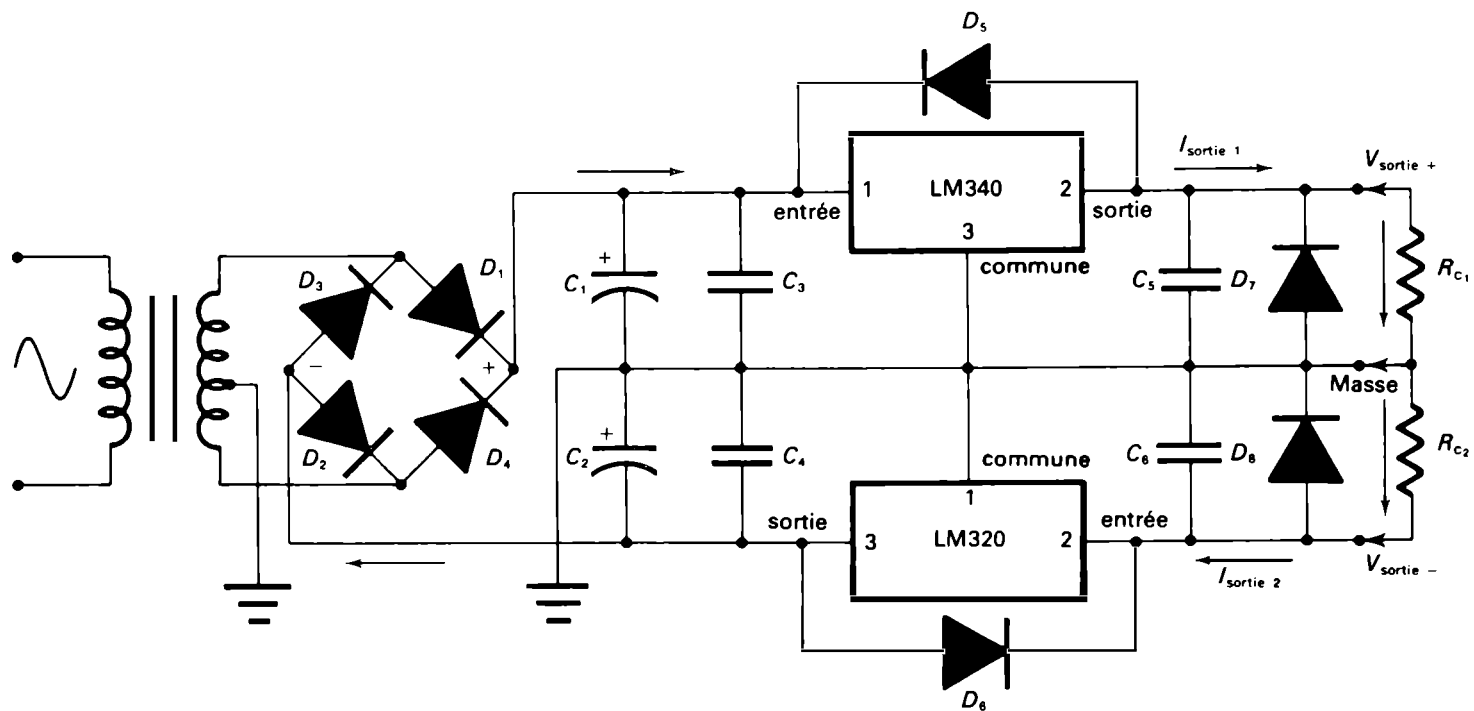


Figure 4.51 Schéma de principe d'une alimentation régulée symétrique fournissant des tensions de sortie fixes.

sion qui ne présentent pas le même brochage. Par exemple, le boîtier du régulateur de tension négative LM320 ne correspond pas à la broche commune et ne doit pas être relié à la masse.

Des alimentations symétriques fournissant des tensions de sortie variables peuvent être construites à l'aide de deux régulateurs de tension ajustables (un régulateur positif et un régulateur négatif), comme l'illustre le schéma de principe de la figure 4.52. Ce régulateur symétrique ajustable permet d'obtenir des tensions de sortie réglées pouvant varier entre $\pm 1,2$ V et ± 37 V.

4.6.6 Régulateur de tension à deux voies symétriques asservies (*Dual tracking regulator*)

Les régulateurs de tension à deux voies symétriques asservies sont conçus pour fournir des tensions de sortie équilibrées positives et négatives, fixes ou ajustables. Lorsque, dans ce type de régulateur, la tension de sortie augmente de 1% par exemple, aussitôt la tension de sortie négative augmente automatiquement dans la même proportion, ce

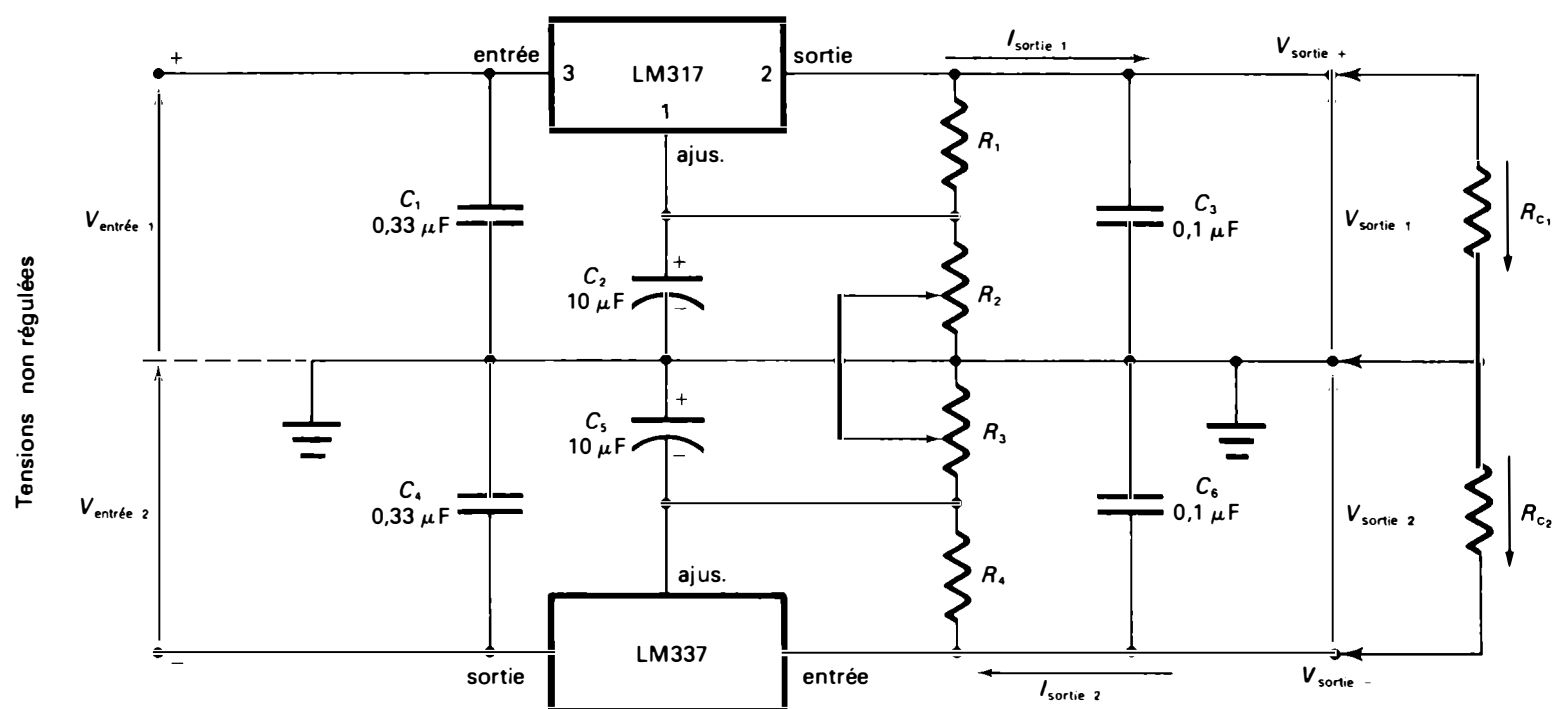


Figure 4.52 Schéma de principe d'un régulateur symétrique ajustable.

— En variant la valeur de R_2 , nous pouvons ajuster V_{sortie} (positif), ce qui entraîne automatiquement un ajustement de V_{sortie} (négatif).

Par exemple, si:

$$R_1 = 240 \Omega$$

$$R_2 = 960 \Omega$$

$$R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

nous obtenons:

$$V_{\text{sortie}} (\text{positif}) = V_{\text{Réf}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (\text{équation 4.109})$$

$$V_{\text{sortie}} (\text{positif}) = 1,2 \left(1 + \frac{960}{240} \right)$$

$$V_{\text{sortie}} (\text{positif}) = 6 \text{ V}$$

— En modifiant la relation entre R_3 et R_4 , nous pouvons changer la valeur du gain en tension de l'amplificateur inverseur. Par exemple, si:

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 20 \text{ k}\Omega$$

nous avons:

$$A_v = - \frac{R_4}{R_3}$$

$$A_v = - \frac{20}{10} = -2$$

de sorte que:

$$V_{\text{sortie}} (\text{positif}) = 6 \text{ V}$$

et:

$$V_{\text{sortie}} (\text{négatif}) = -2 \times 6 = -12 \text{ V}$$

Si l'amplificateur opérationnel ne peut fournir un courant de sortie suffisant, nous employons un ensemble amplificateur opérationnel (741) et transistor de puissance (2N3055), comme il en a été question au paragraphe 4.5.3. Grâce à cette technique utilisant des régulateurs intégrés et des amplificateurs opérationnels, nous pouvons construire des alimentations à sorties multiples fournissant des tensions de sortie positives et négatives, fixes ou ajustables, de différentes valeurs qui seront toutes asservies.

Il existe également sur le marché des circuits intégrés comprenant deux régulateurs de tensions équilibrées (positives et négatives) groupés sous le même boîtier. Les figures 4.55 et 4.56 représentent les schémas de branchement des régulateurs symétriques RC4195 (Raytheon Semi-conductor) et MC1468/1568 (Motorola). Lorsque les tensions d'entrée non régulées sont comprises entre $\pm 18 \text{ V}$ et $\pm 30 \text{ V}$, le régulateur RC4195 fournit des tensions de sortie symétriques nominales de $\pm 15 \text{ V}$. Il possède des dispositifs internes de protection contre les courts-circuits et contre l'élévation excessive de la chaleur. Le fabricant recommande l'emploi de deux condensateurs de couplage de sortie de $10 \mu\text{F}$. Un dissipateur de chaleur doit être installé pour permettre le passage du courant maximal de sortie.

Lorsque les tensions d'entrée maximales sont de $\pm 30 \text{ V}$, le régulateur symétrique MC1568 fournit des tensions de sortie régulées nominales de $\pm 15 \text{ V}$. La résistance $R_{s.c.}$ placée en série dans le circuit de charge limite le courant de sortie dans le cas d'un court-circuit accidentel des bornes de sortie. La valeur limite du courant de court-circuit est déterminée par la relation:

$$I_{\text{court-circuit}} = \frac{0,6 \text{ V}}{R_{s.c.}} \quad (4.117)$$

À l'aide de composants périphériques (résistances, potentiomètre, transistor de puissance), le régulateur MC1568 peut fournir des tensions ajustables comprises entre $\pm 8 \text{ V}$

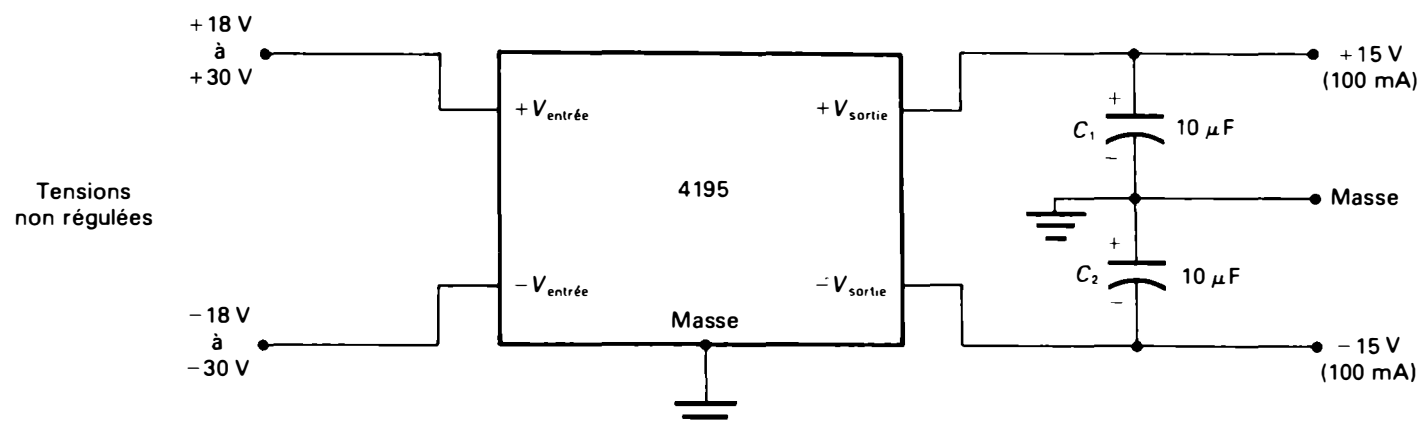


Figure 4.55 Régulateur de tension symétrique RC4195.

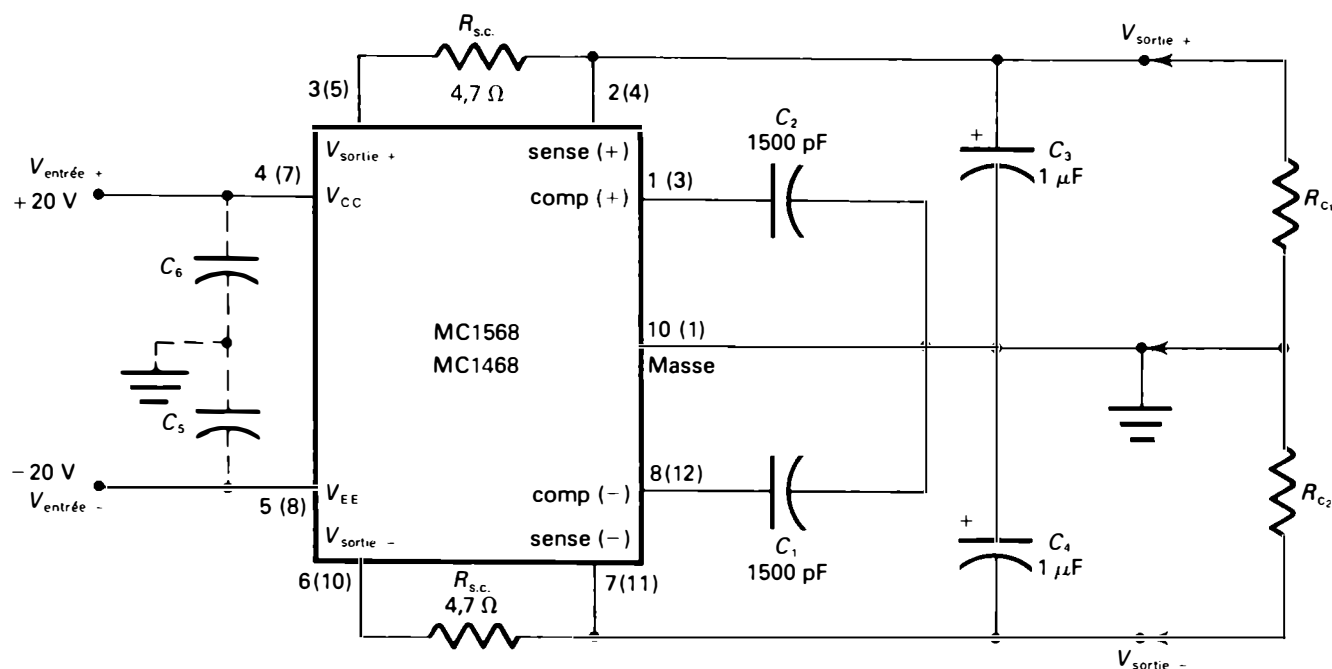


Figure 4.56 Régulateur de tension symétrique avec un circuit intégré MC1568.

et ± 20 V et un courant maximal de sortie de 1,5 A. Les condensateurs de découplage d'entrée C_5 et C_6 ($0,1 \mu\text{F}$) peuvent être nécessaires si le régulateur intégré est placé à une distance de 5 cm ou plus des condensateurs de filtrage. Les condensateurs C_1 et C_2 doivent être placés aussi près que possible du régulateur. Les condensateurs C_3 et C_4 améliorent la réponse transitoire du régulateur et réduisent les signaux parasites résiduels. Les schémas typiques d'application de ces régulateurs intégrés symétriques sont habituellement fournis dans les fiches techniques préparées par les fabricants.

4.7 RÉGULATEURS DE TENSION À DÉCOUPAGE

Les régulateurs de tension à découpage, ou à commutation (*Switching regulators*) fonctionnent selon un principe complètement différent de celui des régulateurs à linéaires série ou shunt. Dans un régulateur linéaire (Figure 4.57.a), la différence de tension qui existe entre l'entrée et la sortie du régulateur est absorbée par un élément dissipateur de puissance. Il s'agit, en pratique, d'un transistor série, appelé aussi *transistor ballast*, ou d'un circuit intégré dont la

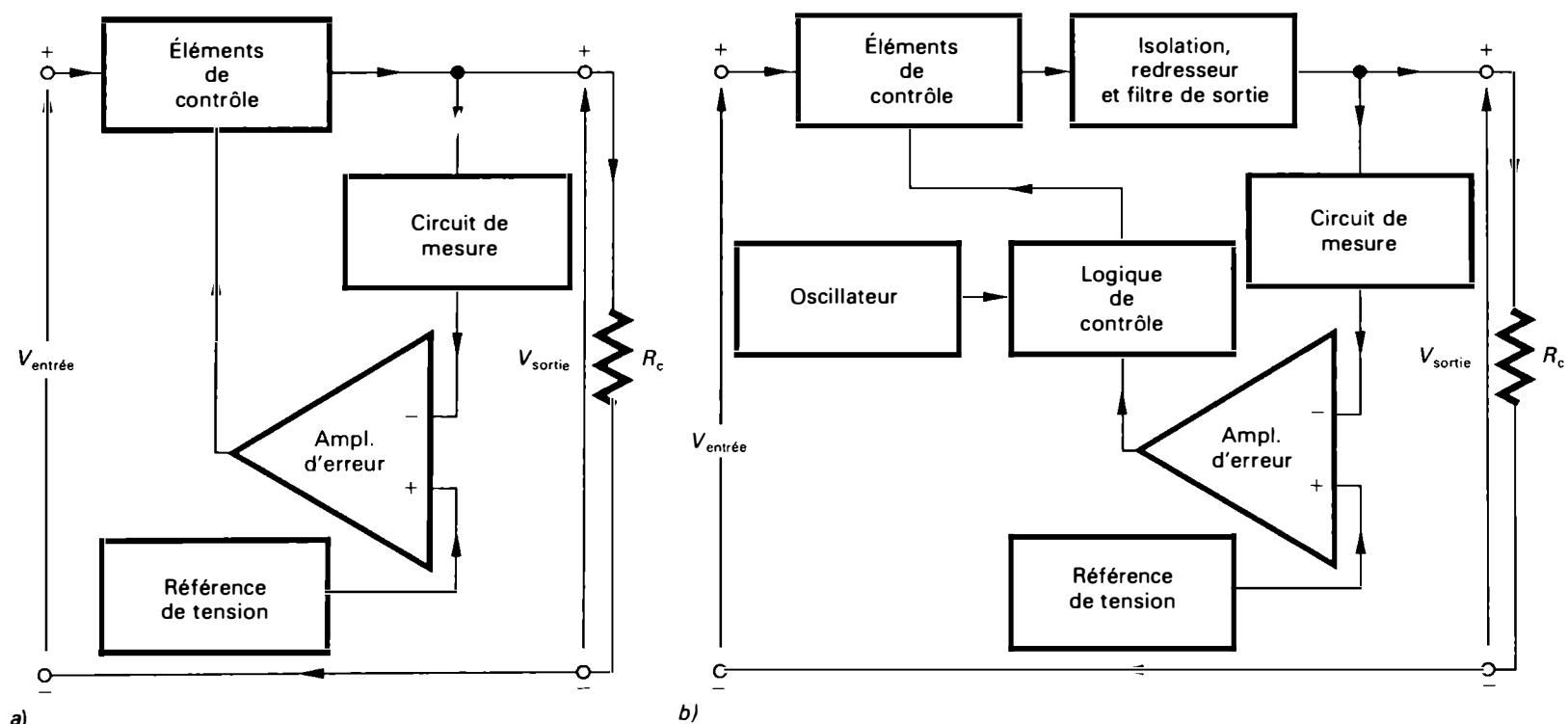


Figure 4.57 Schémas synoptiques des régulateurs de tension: a) linéaire; b) à découpage.

conduction est commandée linéairement. Cet élément doit donc dissiper une puissance:

$$P_D = (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})I_{\text{sortie}} \quad (4.118)$$

Une partie importante de l'énergie de la source est entièrement perdue sous forme de chaleur et elle ne parvient donc pas à la charge. Le rendement global des alimentations linéaires ne dépasse guère 50%.

Dans un régulateur à découpage (Figure 4.57.b), la tension continue d'entrée est « découpée » à l'aide d'un interrupteur électronique qui s'ouvre et se ferme périodiquement. En pratique, on utilise un transistor commutateur qui travaille exclusivement en *régime bloqué-saturé* dans une gamme de fréquences de commutation se situant entre 50 kHz et 300 kHz. Lorsque le transistor est à l'état bloqué, une tension importante se trouve appliquée à ses bornes, mais un très faible courant le traverse. Lorsque le transistor est saturé, la tension à ses bornes devient très faible ($V_{CE, \text{sat.}}$) et un courant élevé le traverse. Dans les deux cas, la puissance dissipée ($P = VI$) est minimale; elle dépend essentiellement de la tension de commutation ($V_{CE, \text{sat.}}$) qui est très inférieure à la valeur $V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}$ des régulateurs linéaires.

La tension continue découpée est ensuite appliquée au primaire d'un transformateur H.F., et la tension au secondaire est redressée, puis filtrée pour fournir la tension continue de sortie désirée. Cette tension doit être réglée en fonction des fluctuations du secteur et des variations de la

charge. Un dispositif électronique, appelé *circuit de mesure*, comprenant un diviseur de tension prélève une partie de la tension de sortie et l'applique à un circuit de commande qui contrôle le système d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur électronique. La régulation est obtenue à l'aide de la variation du temps de conduction du transistor commutateur. Le temps de conduction est automatiquement ajusté par le circuit de commande du transistor pour fournir exactement la tension de sortie et le courant de charge désirés. L'économie d'énergie provient du fait que le régulateur à découpage ne prélève sur l'entrée que la quantité d'énergie nécessaire et suffisante pour la charge de sortie. Les pertes sont ainsi réduites à une valeur minimale et le rendement global des alimentations à découpage peut atteindre 85%.

En résumé, l'alimentation avec régulateur à découpage comprend quatre éléments fondamentaux: une source de tension continue, un commutateur électronique, un générateur d'impulsions modulées en largeur, un élément de stockage d'énergie et de filtrage (Figure 4.58).

- La source de tension continue est composée d'un redresseur branché sur le secteur (alternatif) et d'un condensateur de filtrage d'entrée.
- Le commutateur électronique K est constitué par un transistor de puissance à commutation rapide et à faible tension de saturation.
- Le circuit de commande fournit, au commutateur électronique, des impulsions modulées de fréquence fixe mais de largeur variable. Il comprend essentiellement

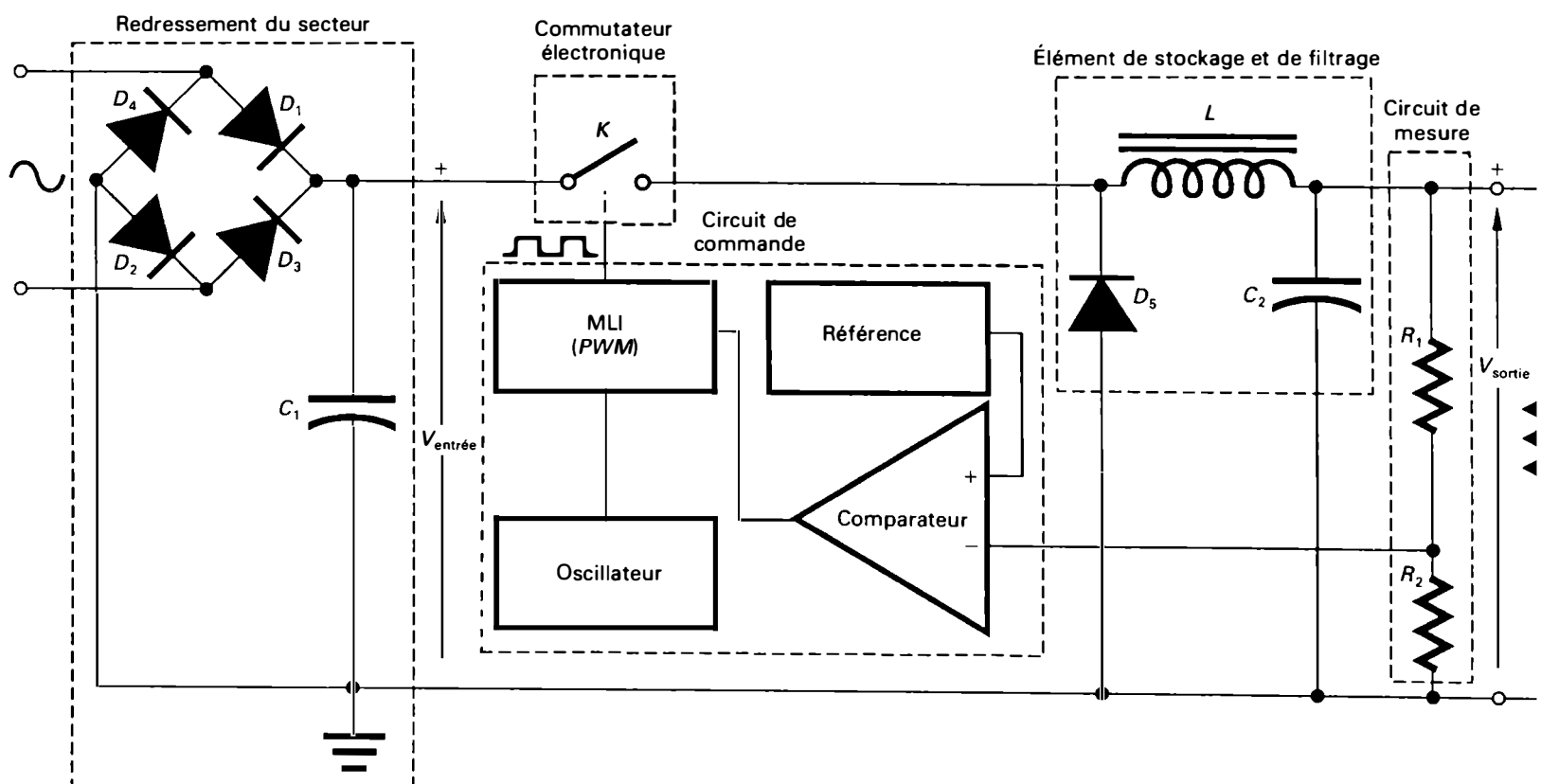


Figure 4.58 Schéma synoptique d'une alimentation à découpage avec régulateur abaisseur de tension.

une source de tension de référence, un comparateur, un oscillateur (générateur de rampes ou générateur d'ondes en dents de scie) et un élément logique de contrôle (Modulateur de Largeur d'Impulsion: MLI ou, en anglais, *Pulse Width Modulator*: PWM) fournissant des impulsions de forme carrée et de largeur variable qui sont appliquées au commutateur électronique. Le circuit de mesure prélève une partie de la tension de sortie pour l'appliquer à la borne inverseuse du comparateur du circuit de commande. En d'autres mots, le circuit de commande du régulateur à découpage convertit les variations de la tension de sortie en variations du temps de conduction du commutateur électronique.

— L'élément de stockage et de transformation d'énergie comprend un transformateur haute fréquence (de 50 kHz à 200 kHz ou plus), une inductance, des diodes et un condensateur de filtrage de sortie. Le circuit de mesure permet de prélever une portion de la tension de sortie qui sera appliquée au comparateur du circuit de commande.

Les régulateurs de tension à découpage diffèrent des régulateurs de tension linéaires par l'adjonction d'un oscillateur et d'un dispositif logique de contrôle (modulateur de largeur d'impulsions); ce dernier permet de varier le rapport cyclique entre le temps de conduction et le temps de blocage du commutateur électronique en fonction de la tension de sortie désirée.

Il est possible de réaliser trois sortes de régulateurs de tension à découpage.

Régulateurs abaisseurs de tension

Les régulateurs abaisseurs de tension (*Step-down regulators*) fournissent, à la sortie, une tension régulée inférieure à la tension non régulée appliquée à l'entrée.

Régulateurs éleveurs de tension

Les régulateurs éleveurs de tension (*Step-up regulators*) fournissent, à la sortie, une tension supérieure à la tension d'entrée.

Régulateurs inverseurs de tension

Les régulateurs inverseurs de tension (*Voltage inverter regulators*) fournissent, à la sortie, une tension opposée en signe à la tension d'entrée. L'amplitude de la tension de sortie est supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon le type de circuit utilisé.

4.7.1 Régulateurs à découpage abaisseurs de tension

Le schéma simplifié de la figure 4.59.a représente un régulateur à découpage abaisseur de tension qui comprend le transistor commutateur T_1 , l'inductance L placée en série avec la charge, le condensateur de filtrage C et la diode de

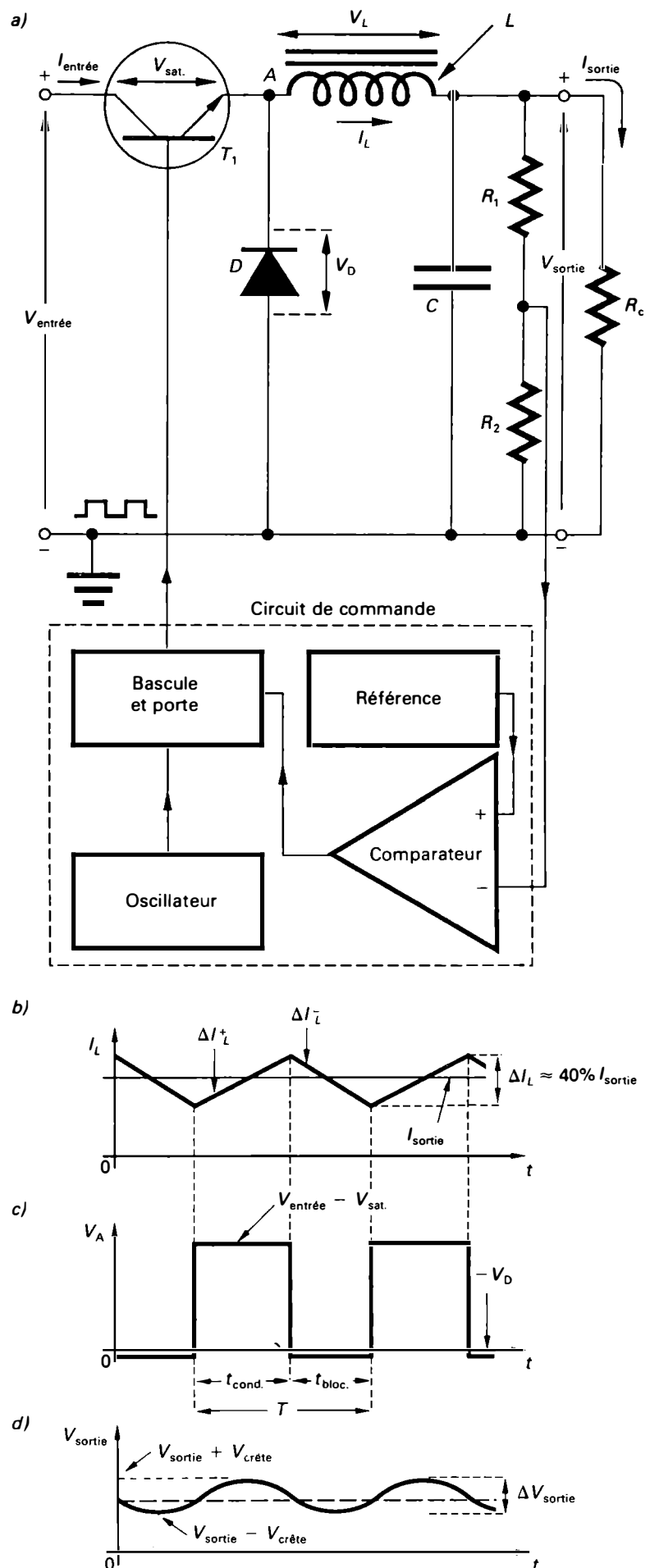


Figure 4.59 a) Schéma de principe du régulateur à découpage abaisseur de tension; b) courant dans l'inductance; c) tension au point A; d) tension de sortie.

commutation D . Le circuit de commande produit des impulsions modulées en largeur qui commandent le temps de conduction ($t_{\text{cond.}}$) et le temps de blocage ($t_{\text{bloc.}}$) du transistor.

Lorsque le transistor T_1 laisse passer le courant, celui-ci circule à travers l'inductance L et alimente la charge. Une certaine quantité d'énergie électrique¹ est accumulée dans l'inductance (I_L croît). La diode D , en polarisation inverse, ne laisse pas passer le courant. Le condensateur C se charge (Figure 4.60.a). La tension au point A (tension de la cathode de la diode D par rapport à la masse) est:

$$V_A = V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}} \approx V_{\text{entrée}}$$

Le symbole $V_{\text{sat.}}$ désigne la tension de saturation aux bornes du transistor commutateur en état de conduction. La valeur de $V_{\text{sat.}}$ est faible, soit de l'ordre de 0,5 V à 1 V.

Lorsque le transistor T_1 est bloqué, le courant d'entrée $I_{\text{entrée}}$ cesse de circuler. Le champ magnétique dans l'inductance L disparaît (I_L décroît), et une tension est induite aux bornes de la bobine (la polarité du point A est négative) qui tend à maintenir le courant. Puisque la tension au point A est devenue négative, la diode D est alors en polarisation directe, de sorte qu'elle laisse passer le courant. Le courant de sortie continue de circuler dans la charge et dans l'inductance par l'intermédiaire de la diode D (Figure 4.60.b). L'énergie emmagasinée dans l'inductance, lorsque le transistor T_1 laissait passer le courant, est maintenant restituée au circuit.

¹ La quantité d'énergie électrique emmagasinée dans le champ magnétique d'une inductance L traversée par un courant unidirectionnel I est:

$$W = \frac{1}{2} LI^2$$

Dans cette relation, W est exprimé en joules (watts-secondes), L en henrys et I en ampères.

Le circuit de commande mesure la valeur de la tension de sortie, la compare avec la tension de référence et fournit des impulsions de largeur variable qui commanderont les temps de conduction et de blocage du transistor commutateur. Il augmente automatiquement le temps de conduction ($t_{\text{cond.}}$) si la tension de sortie a tendance à diminuer. Par contre, il réduit le temps de conduction si la tension de sortie a tendance à augmenter. En d'autres mots, plus le temps de conduction est long, plus la quantité d'énergie emmagasinée dans l'inductance est importante et plus la tension aux bornes du condensateur de filtrage est élevée, ce qui se traduit par une tension de sortie régulée de valeur plus élevée.

Le rapport entre le temps de conduction et le temps de blocage dépend de la valeur des tensions d'entrée et de sortie du régulateur, de la tension de saturation du transistor commutateur, $V_{\text{sat.}}$, et de la tension directe de la diode de commutation, V_D :

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = \frac{V_{\text{sortie}} + V_D}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}} - V_{\text{sortie}}} \quad (4.119)$$

Les principales relations mathématiques du régulateur à découpage abaisseur de tension sont les suivantes.

Tension de sortie

La tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée et dépend des temps de conduction et de blocage du transistor commutateur. Elle a pour valeur:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} - (V_{\text{sat.}} + V_L) \quad (4.120)$$

La tension appliquée aux bornes de l'inductance et les variations du courant qui la traverse sont déterminées à partir des équations suivantes:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{et} \quad \Delta I_L = \frac{V_L}{L} T \quad (4.121)$$

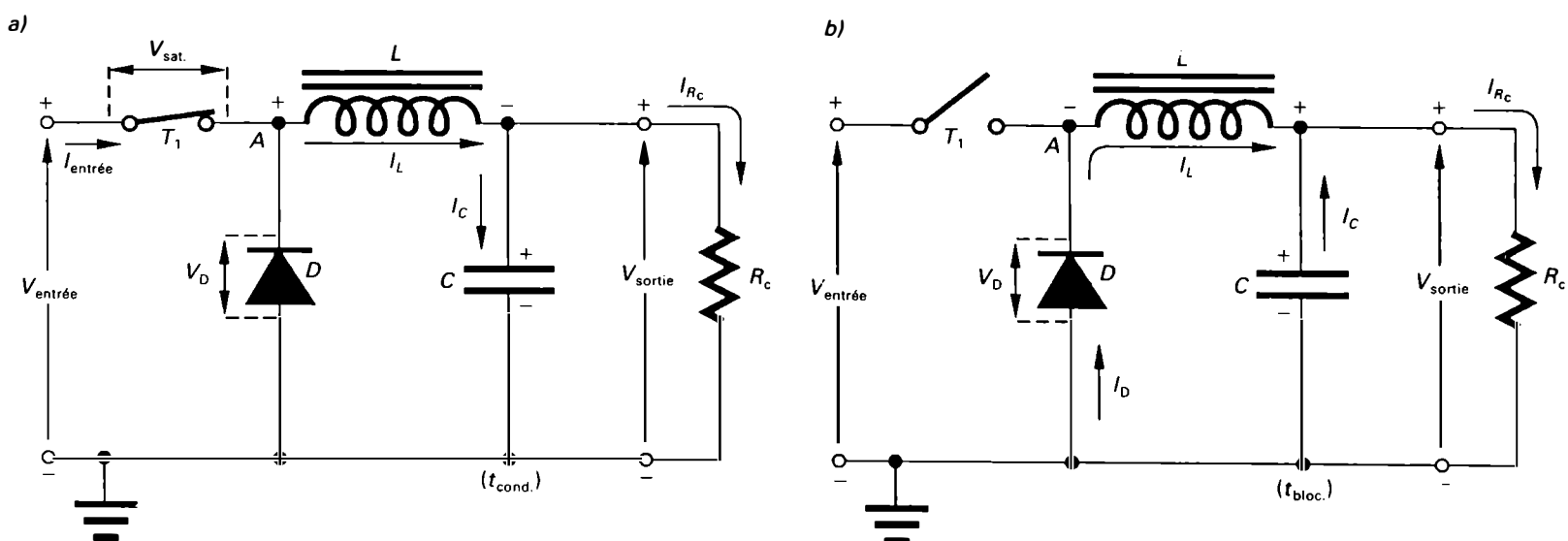


Figure 4.60 Sens de circulation des courants dans un régulateur à découpage abaisseur de tension: a) le transistor T_1 est à l'état passant ($t_{\text{cond.}}$); b) le transistor T_1 est à l'état bloqué ($t_{\text{bloc.}}$).

Le symbole T désigne la période de commutation du transistor:

$$T = t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}} = \frac{1}{f \text{ de commutation}}$$

et V_L , la tension aux bornes de l'inductance:

$$V_L = V_A - V_{\text{sortie}}$$

La figure 4.59.b montre les variations croissantes (ΔI_L^+) et décroissantes (ΔI_L^-) du courant dans l'inductance qui sont déterminées à l'aide des équations suivantes:

$$\Delta I_L^+ = \left(\frac{V_A - V_{\text{sortie}}}{L} \right) t_{\text{cond.}} \quad (4.122)$$

$$\Delta I_L^- = \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_D}{L} \right) t_{\text{bloc.}} \quad (4.123)$$

La variation crête-à-crête du courant variable circulant dans l'inductance est approximativement égale à 40% de la valeur nominale du courant de sortie, soit:

$$\Delta I_{L, \text{c.-à-c.}} = \frac{40}{100} I_{\text{sortie}} \quad (4.124)$$

Si nous ne tenons pas compte des faibles valeurs de $V_{\text{sat.}}$ et de V_D , et si nous posons:

$$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$$

nous avons:

$$V_A = V_{\text{entrée}}$$

et:

$$\left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}}{L} \right) t_{\text{cond.}} = \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{L} \right) t_{\text{bloc.}}$$

Après résolution, nous obtenons:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (4.125)$$

ou:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T} \right) \quad (4.126)$$

À l'aide de la boucle de rétroaction (feedback négatif) illustrée à la figure 4.59.a, le temps de conduction du transistor est automatiquement ajusté de telle sorte que:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T} \right) = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_{\text{Réf.}} \quad (4.127)$$

Le symbole $V_{\text{Réf}}$ désigne la tension de référence fournie par le circuit de commande et appliquée à la borne non inverseuse du comparateur.

Courant d'entrée moyen et courant de sortie

Le courant d'entrée moyen d'un régulateur à découpage abaisseur de tension est inférieur au courant de sortie qui circule dans la charge. En ne tenant pas compte des faibles pertes de puissance dans le transistor et dans la diode, nous pouvons écrire:

$$P_{\text{sortie}} = P_{\text{entrée}}$$

ou:

$$V_{\text{sortie}} I_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} I_{\text{entrée}}$$

Si nous remplaçons V_{sortie} par sa valeur, nous obtenons:

$$V_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}} \right) I_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} I_{\text{entrée}}$$

Alors:

$$I_{\text{entrée}} = I_{\text{sortie}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (4.128)$$

ou:

$$I_{\text{entrée}} = I_{\text{sortie}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T} \right) \quad (4.129)$$

Dans le cas d'une charge résistive, nous avons:

$$I_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} \quad (4.130)$$

Rendement

Le rendement global du régulateur est:

$$\eta = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} = \frac{V_{\text{sortie}} I_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}} I_{\text{entrée}}} \quad (4.131)$$

En tenant compte des chutes de tension aux bornes du transistor commutateur et aux bornes de la diode, nous avons:

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{sortie}} + V_D} \right) \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}} + V_D}{V_{\text{entrée}}} \right) \quad (4.132)$$

Si nous posons $V_{\text{sat.}} = V_D = 1 \text{ V}$, nous obtenons l'approximation suivante, qui est assez juste:

$$\eta \approx \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{sortie}} + 1}$$

En pratique, les tensions $V_{\text{sat.}}$ et V_D sont faibles par rapport aux tensions d'entrée et de sortie, ce qui permet l'obtention de rendements élevés de l'ordre de 70% à 85% et, dans certains cas, de l'ordre de 90%.

Cependant, le rendement maximal diminue à cause des pertes par commutation dans le transistor. Une certaine quantité d'énergie est perdue chaque fois que le transistor commutateur passe à l'état bloqué ou à l'état passant. Ces

pertes augmentent lorsque la fréquence de commutation croît et qu'elle atteint 100 kHz à 200 kHz. La fréquence maximale de commutation est limitée par le temps de commutation du transistor commutateur. Pour obtenir un rendement maximal, la période minimale de commutation doit être environ 100 fois plus grande que le temps de commutation du transistor choisi. Il faut donc utiliser des transistors de puissance MOSFET à commutation rapide, qui présentent des temps de croissance et de décroissance très courts (de l'ordre de 0,1 μs à 0,3 μs ou moins).

Inductance L et condensateur de filtrage

Les valeurs théoriques de l'inductance et du condensateur de filtrage dépendent des valeurs des tensions d'entrée et de sortie, de la fréquence de commutation, du courant de sortie et de l'ondulation résiduelle tolérée pour la tension de sortie. Elles sont calculées à l'aide des relations suivantes:

$$L = \frac{2,5V_{\text{sortie}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{I_{\text{sortie}}V_{\text{entrée}}f} \quad (4.133)$$

$$C = \frac{V_{\text{sortie}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{8\Delta V_{\text{sortie}}V_{\text{entrée}}Lf^2} \quad (4.134)$$

Dans ces équations, L est exprimé en henrys, C en farads, V en volts, I en ampères et f (fréquence de commutation) en hertz. Le symbole ΔV_{sortie} désigne la valeur crête-à-crête de la tension d'ondulation résiduelle à la sortie, qui est exprimée en volts.

La démonstration des équations 4.133 et 4.134 est donnée à l'appendice 3.

Remarque: Dans ce type de régulateur, plus la fréquence de commutation utilisée est élevée, plus faibles sont les valeurs de L et de C . La valeur de l'inductance devrait être suffisamment élevée pour que l'ondulation résiduelle à la sortie soit faible. Par contre, elle devrait être assez faible pour que le temps de réponse soit rapide dans le cas de variations brusques de la charge. Le choix de la valeur de l'inductance doit être un compromis qui tient compte de ces deux situations. Afin de limiter les pertes dans les noyaux magnétiques des inductances, nous utilisons des tores² en ferrite à grande perméabilité magnétique.

Ce type de régulateur produit des signaux parasites transitoires (bruit) qui proviennent de la commutation rapide du transistor placé en série dans le circuit. Ces parasites sont transportés par les lignes d'alimentation et risquent de créer des perturbations intempestives ou indésirables dans

² Le tore est un circuit magnétique fermé sans entrefer, qui permet d'obtenir, dans un volume restreint, des inductances élevées avec un minimum de pertes. Les pertes restent faibles grâce à la grande perméabilité magnétique de la ferrite. La ferrite est une oxyde de fer combiné à un métal qui est soit le fer lui-même, soit le manganèse, le nickel ou le magnésium.

les circuits d'utilisation. Il faut donc prévoir des circuits antiparasites munis de condensateurs à haute fréquence.

La régulation de charge fournie par un régulateur à découpage (de l'ordre de 0,1% à 1%) est généralement moins bonne que celle d'un régulateur linéaire (de l'ordre de 0,02% à 0,1%). De plus, l'énergie accumulée dans le condensateur ($W = \frac{1}{2}CV^2$) doit être sensiblement plus importante pour compenser les variations de charge.

La tension d'ondulation résiduelle à la sortie est également plus élevée que celle dans le cas des régulateurs linéaires; elle est actuellement de l'ordre de 20 mV à 100 mV crête-à-crête. Le choix du condensateur de filtrage placé à la sortie est donc important. Ces condensateurs doivent fonctionner correctement à des fréquences élevées, supérieures à 50 kHz, et présenter une faible résistance série équivalente ainsi qu'une faible inductance série équivalente pour limiter les pertes et l'échauffement. On emploie actuellement des condensateurs au tantale ou des condensateurs à diélectrique polypropylène ou à diélectrique polycarbonate. La technologie utilisée leur confère une grande stabilité et une longue durée de vie, ainsi que des dimensions réduites; elle leur permet de fonctionner dans des circuits à haute tension et à impulsions rapides (fortes pointes de courant) dans une gamme des températures de service allant de -55°C à $\pm 125^\circ\text{C}$.

Exemple 4.16

Dans le cas du régulateur à découpage abaisseur de tension illustré à la figure 4.59.a, les caractéristiques sont les suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de 12 V c.c.; fréquence de commutation de 50 kHz; rapport $t_{\text{cond.}}/t_{\text{bloc.}}$ de 0,72; résistance de charge de 8 Ω . Calculez:

- le temps de conduction et le temps de blocage;
- la valeur de la tension régulée de sortie;
- la valeur du courant moyen d'entrée;
- le rendement global du régulateur, si V_D est de 1 V et $V_{\text{sat.}}$, de 0,5 V;
- la valeur de l'inductance L ;
- la valeur du condensateur de sortie C , si l'on tolère une tension d'ondulation résiduelle à la sortie de 15 mV crête-à-crête.

Solution

- a) Temps de conduction et temps de blocage

Nous avons:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \times 10^3}$$

$$T = 20 \mu\text{s}$$

Puisque:

$$T = t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}$$

et:

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = 0,72$$

alors:

$$t_{\text{cond.}} = 0,72t_{\text{bloc.}}$$

et:

$$t_{\text{bloc.}} + 0,72t_{\text{bloc.}} = 20 \mu\text{s}$$

de sorte que:

$$t_{\text{bloc.}} = \frac{20}{1,72} = 11,62 \mu\text{s}$$

Enfin, nous obtenons:

$$t_{\text{cond.}} = T - t_{\text{bloc.}} = 20 - 11,62$$

$$t_{\text{cond.}} = 8,38 \mu\text{s}$$

b) *Tension régulée de sortie*

Selon l'équation 4.125, nous avons:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}} \right)$$

$$V_{\text{sortie}} + 12 \left(\frac{8,38}{8,38 + 11,62} \right)$$

$$V_{\text{sortie}} = 5,02 \text{ V}$$

c) *Courant moyen d'entrée*

Selon l'équation 4.130, nous avons:

$$I_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} = \frac{5}{8}$$

$$I_{\text{sortie}} = 0,625 \text{ A}$$

Alors, selon l'équation 4.128:

$$I_{\text{entrée}} = I_{\text{sortie}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}} \right)$$

nous obtenons:

$$I_{\text{entrée}} = 0,625 \left(\frac{8,38}{8,38 + 11,62} \right)$$

$$I_{\text{entrée}} = 0,262 \text{ A}$$

d) *Rendement global*

Selon l'équation 4.132:

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{sortie}} + V_D} \right) \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}} + V_D}{V_{\text{entrée}}} \right)$$

$$\eta = \left(\frac{5}{5 + 1} \right) \left(\frac{12 - 0,5 + 1}{12} \right) = 0,868$$

$$\eta = 86,8\%$$

e) *Inductance*

Selon l'équation 4.133, nous avons:

$$L = \frac{2,5V_{\text{sortie}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{I_{\text{sortie}}V_{\text{entrée}}f}$$

$$L = \frac{2,5 \times 5(12 - 5)}{0,625 \times 12 \times 50 \times 10^3}$$

$$L = 233 \mu\text{H}$$

f) *Condensateur*

Selon l'équation 4.134, nous obtenons:

$$C = \frac{V_{\text{sortie}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{8\Delta V_{\text{sortie}}V_{\text{entrée}}Lf^2}$$

$$C = \frac{5(12 - 5)}{8 \times 15 \times 10^{-3} \times 12 \times 233 \times 10^{-6} (50 \times 10^3)^2}$$

$$C = 42 \mu\text{F}$$

4.7.2 Régulateurs à découpage éleveurs de tension

Le schéma simplifié de la figure 4.61.a représente un régulateur à découpage éleveur de tension, appelé aussi *régu-*

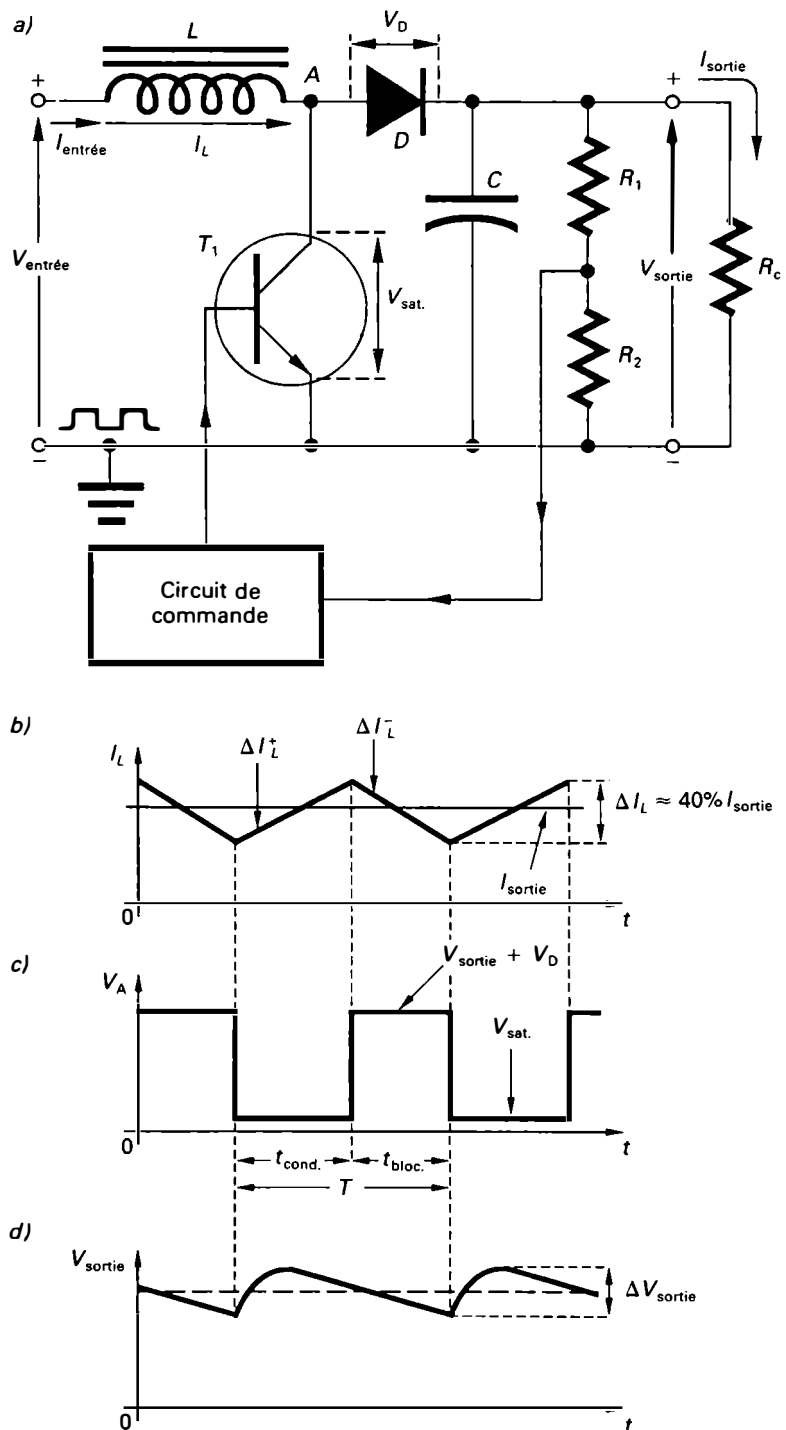


Figure 4.61 Régulateur à découpage éleveur de tension: a) schéma de principe; b) courant dans l'inductance; c) tension au point A; d) tension de sortie.

lateur à découpage shunt. Il comprend une inductance L et une diode D placées en série avec la charge, ainsi qu'un transistor de commutation T_1 et un condensateur de filtrage C . Le circuit de commande fournit les impulsions modulées en largeur qui commanderont les temps de conduction et de blocage du transistor commutateur.

Lorsque le transistor T_1 laisse passer le courant ($t_{\text{cond.}}$), la tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$ est appliquée aux bornes de l'inductance L ; un courant circule à travers l'inductance qui emmagasine une certaine quantité d'énergie. La diode D est alors polarisée en sens inverse, car son anode qui est reliée au collecteur du transistor T_1 se trouve au potentiel $V_{\text{sat.}}$ qui est très proche de 0 V. La tension au point A (tension de l'anode de la diode par rapport à la masse) est:

$$V_A = V_{\text{sat.}}$$

La valeur typique de $V_{\text{sat.}}$ est de l'ordre de 0,5 à 1 V.

Lorsque le transistor commutateur T_1 est à l'état passant, aucun courant ne traverse la diode D (Figure 4.62.a). Pendant ce temps, le courant de sortie qui circule à travers la charge est fourni par l'énergie emmagasinée dans le condensateur de filtrage C qui a déjà été chargé lors du précédent temps de blocage du transistor T_1 .

Lorsque le transistor de commutation T_1 passe à l'état bloqué ($t_{\text{bloc.}}$), l'énergie emmagasinée dans l'inductance L produit une tension induite à ses bornes qui présente les polarités suivantes: polarité négative à la borne reliée à l'entrée du régulateur (point A) et polarité positive à la borne reliée à l'anode de la diode D (Figure 4.62.b). Nous obtenons ainsi sur l'anode de D une tension égale à la somme de la tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$ et de la tension induite dans L . La diode D est alors en polarisation directe; elle est traversée par un courant qui alimentera la charge et chargera le condensateur C à une tension dont la valeur est:

$$(V_{\text{entrée}} + V_L) - V_D$$

Le rapport cyclique entre le temps de conduction et le temps de blocage dépend de la valeur des tensions d'entrée et de sortie du régulateur, ainsi que de la tension de saturation du transistor commutateur et de la tension directe de la diode:

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = \frac{V_{\text{sortie}} + V_D - V_{\text{entrée}}}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}} \quad (4.135)$$

Les principales relations mathématiques du régulateur à découpage élévateur de tension sont les suivantes.

Tension de sortie

La tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée et elle dépend du rapport des temps de conduction et de blocage. Elle a pour valeur:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} + V_L - V_D \quad (4.136)$$

Considérons les variations du courant I_L circulant à travers l'inductance (Figure 4.60.b). Nous avons:

$$\Delta I_L = \frac{V_L t_{\text{cond.}}}{L}$$

Habituellement, ΔI_L crête-à-crête est égal à 40% de I_{sortie} . Si nous ne tenons pas compte des valeurs faibles de $V_{\text{sat.}}$ et de V_D , nous obtenons:

$$\Delta I_L^+ = \frac{V_{\text{entrée}} t_{\text{cond.}}}{L} \quad (4.137)$$

$$\Delta I_L^- = \frac{(V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}}) t_{\text{bloc.}}}{L} \quad (4.138)$$

Puisque:

$$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$$

alors:

$$\frac{V_{\text{entrée}} t_{\text{cond.}}}{L} = \frac{(V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}}) t_{\text{bloc.}}}{L} \quad (4.139)$$

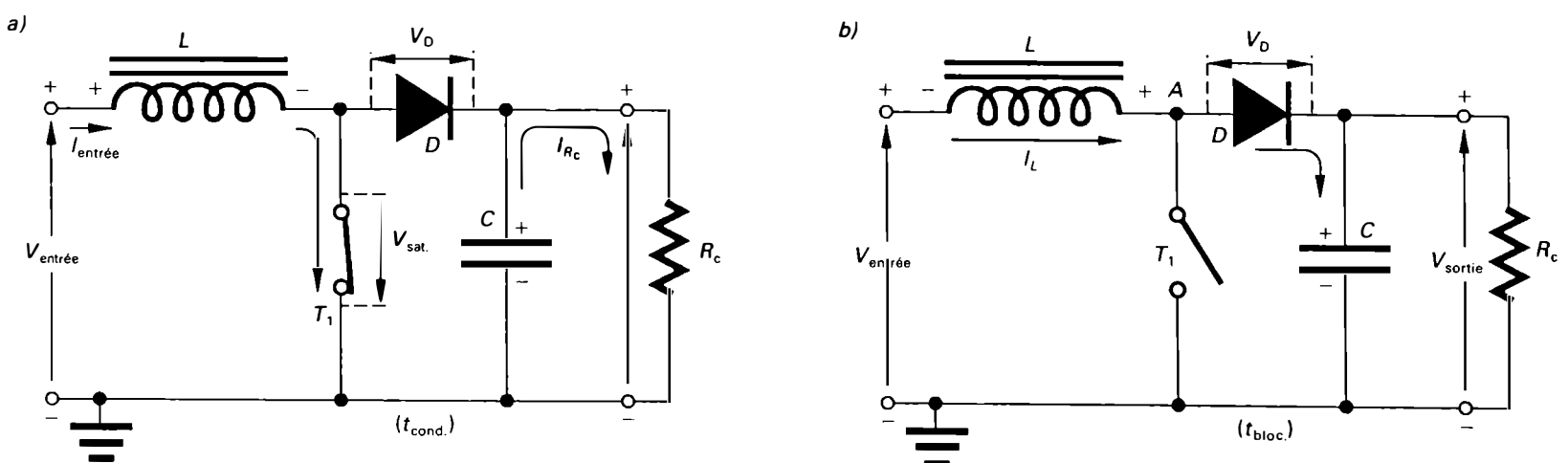


Figure 4.62 Sens de circulation des courants dans un régulateur à découpage élévateur de tension: a) le transistor T_1 est à l'état passant ($t_{\text{cond.}}$); b) le transistor T_1 est à l'état bloqué ($t_{\text{bloc.}}$).

Après résolution, nous obtenons:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}}{t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (4.140)$$

ou:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{T}{t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (4.141)$$

Les équations 4.140 et 4.141 démontrent que la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée, car:

$$\frac{T}{t_{\text{bloc.}}} > 1$$

Le temps de conduction du transistor est automatiquement ajusté par l'intermédiaire du diviseur de tension R_1 et R_2 et de la boucle de rétroaction (Figure 4.60.a) de sorte que:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{T}{t_{\text{bloc.}}} \right) = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_{\text{Réf}} \quad (4.142)$$

Le symbole $V_{\text{Réf}}$ désigne la tension de référence fournie par le circuit de commande et T , la période de commutation de l'oscillateur du circuit de commande.

Courant d'entrée moyen et courant de sortie

Le courant d'entrée moyen du régulateur à découpage élévateur de tension est supérieur au courant de sortie qui circule dans la charge. Si nous ne tenons pas compte des pertes de puissance dans le transistor et dans la diode, nous pouvons écrire:

$$P_{\text{sortie}} = P_{\text{entrée}}$$

soit:

$$V_{\text{sortie}} I_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} I_{\text{entrée}}$$

En remplaçant V_{sortie} par sa valeur, nous obtenons:

$$V_{\text{entrée}} \left(\frac{T}{t_{\text{bloc.}}} \right) I_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} I_{\text{entrée}}$$

de sorte que:

$$I_{\text{entrée}} = I_{\text{sortie}} \left(\frac{T}{t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (4.143)$$

Dans le cas d'une charge résistive, nous obtenons:

$$I_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} \quad (4.144)$$

Rendement

Le rendement global du régulateur élévateur de tension est:

$$\eta = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} = \frac{V_{\text{sortie}} I_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}} I_{\text{entrée}}}$$

En tenant compte des chutes de tension aux bornes du transistor commutateur et aux bornes de la diode, nous écrivons:

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}}{V_{\text{entrée}}} \right) \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{sortie}} + V_D - V_{\text{sat.}}} \right) \quad (4.145)$$

Si nous posons $V_{\text{sat.}} = V_D = 1 \text{ V}$, nous obtenons l'approximation suivante:

$$\eta \approx \frac{V_{\text{entrée}} - 1}{V_{\text{entrée}}}$$

Les équations précédentes ne tiennent compte que des pertes en courant continu aux bornes du transistor ($V_{\text{sat.}}$) et aux bornes de la diode (V_D); il faut cependant ajouter les pertes par commutation à l'amorçage et au blocage du transistor et de la diode, ce qui a pour effet de réduire la valeur du rendement. En pratique, les rendements obtenus avec ce type de régulateur sont élevés, soit de l'ordre de 70% à 85%.

Inductance L et condensateur de filtrage C

Les valeurs théoriques de l'inductance et du condensateur de filtrage dépendent des valeurs des tensions d'entrée et de sortie, de l'ondulation résiduelle tolérée à la sortie, du courant de sortie et de la fréquence de commutation du régulateur. Elles sont calculées à l'aide des relations suivantes:

$$L = \frac{2,5 V_{\text{entrée}}^2 (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{I_{\text{sortie}} V_{\text{sortie}}^2 f} \quad (4.146)$$

$$C = \frac{I_{\text{sortie}} (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{(\Delta V_{\text{sortie}}) V_{\text{sortie}} f} \quad (4.147)$$

Dans ces équations, L est exprimé en henrys, C en farads, V en volts, I en ampères et f (fréquence de commutation) en hertz. Le symbole ΔV_{sortie} désigne la valeur crête-à-crête de la tension d'ondulation résiduelle à la sortie; celle-ci est exprimée en volts. La démonstration des équations 4.146 et 4.147 est donnée à l'appendice 3.

Remarque: Le régulateur à découpage élévateur de tension a l'avantage de produire moins de signaux parasites (bruit), car l'inductance placée en série dans le circuit atténue sensiblement les signaux transitoires qui proviennent de la commutation du transistor. Le courant circule en permanence dans la charge durant les temps de conduction et de blocage du transistor, ce qui a pour effet de réduire davantage les signaux parasites causés par la commutation du transistor; mais, malheureusement, le filtrage de sortie est rendu plus difficile.

Exemple 4.17

Le régulateur à découpage élévateur de tension représenté à la figure 4.61.a possède les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de 5 V c.c.; fréquence de commutation de 100 kHz; rapport $t_{\text{cond.}}/t_{\text{bloc.}}$ de 1,4; résistance de charge de 15 Ω . Calculez:

- le temps de conduction et le temps de blocage;
- la valeur de la tension régulée de sortie;
- la valeur du courant d'entrée moyen;
- le rendement global théorique si V_D est de 1 V et $V_{\text{sat.}}$ de 0,5 V;
- la valeur théorique de l'inductance L ;
- la valeur théorique du condensateur de sortie C , si l'on tolère une tension d'ondulation résiduelle à la sortie de 20 mV crête-à-crête.

Solution

- a) *Temps de conduction et temps de blocage*

Nous avons, d'une part:

$$T = t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}} = \frac{1}{f_{\text{com.}}}$$

$$t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}} = \frac{1}{100 \times 10^3} = 10 \mu\text{s}$$

et, d'autre part:

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = 1,4$$

$$t_{\text{cond.}} = 1,4 t_{\text{bloc.}}$$

Alors:

$$1,4 t_{\text{bloc.}} + t_{\text{bloc.}} = 10 \mu\text{s}$$

$$2,4 t_{\text{bloc.}} = 10 \mu\text{s}$$

$$t_{\text{bloc.}} = \frac{10}{2,4} = 4,16 \mu\text{s}$$

et:

$$t_{\text{cond.}} + 4,16 \mu\text{s} = 10 \mu\text{s}$$

$$t_{\text{cond.}} = 10 - 4,16 = 5,84 \mu\text{s}$$

- b) *Tension régulée de sortie*

Selon l'équation 4.140, nous avons:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}}{t_{\text{bloc.}}} \right)$$

$$V_{\text{sortie}} = 5 \left(\frac{5,84 + 4,16}{4,16} \right) = 5 \times 2,40$$

$$V_{\text{sortie}} = 12 \text{ V}$$

- c) *Courant moyen d'entrée*

Selon l'équation 4.144, nous avons:

$$I_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} = \frac{12}{15}$$

$$I_{\text{sortie}} = 0,8 \text{ A}$$

Alors, selon l'équation 4.143, nous obtenons:

$$I_{\text{entrée}} = I_{\text{sortie}} \left(\frac{T_{\text{com.}}}{t_{\text{bloc.}}} \right) = 0,8 \left(\frac{10}{4,16} \right)$$

$$I_{\text{entrée}} = 1,92 \text{ A}$$

- d) *Rendement global théorique*

À l'aide de l'équation 4.145, nous écrivons:

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}}{V_{\text{entrée}}} \right) \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{sortie}} + V_D - V_{\text{sat.}}} \right)$$

$$\eta = \left(\frac{5 - 0,5}{5} \right) \left(\frac{12}{12 + 1 - 0,5} \right) = 0,864$$

$$\eta = 86,4\%$$

- e) *Inductance*

L'équation 4.146 donne:

$$L = \frac{2,5 V_{\text{entrée}}^2 (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{I_{\text{sortie}} V_{\text{sortie}}^2 f}$$

$$L = \frac{2,5 \times 5^2 (12 - 5)}{0,8 \times 12^2 \times 100 \times 10^3}$$

$$L = 38 \mu\text{H}$$

- f) *Condensateur de sortie*

La valeur du condensateur de sortie est donnée par l'équation 4.147:

$$C = \frac{I_{\text{sortie}} (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{(\Delta V_{\text{sortie}}) V_{\text{sortie}} f}$$

$$C = \frac{0,8 (12 - 5)}{20 \times 10 \times 12 \times 100 \times 10^3}$$

$$C = 233 \mu\text{F}$$

4.7.3 Régulateurs à découpage inverseurs de tension

Le régulateur inverseur de tension fournit, à la sortie, une tension régulée dont la polarité est opposée à celle de la tension d'entrée. Cela permet, à partir d'une alimentation unique (telle qu'une pile ou une batterie d'accumulateurs), de faire fonctionner des circuits nécessitant des tensions continues de valeurs différentes et de polarités inverses.

La figure 4.63.a représente le circuit simplifié d'un régulateur inverseur de tension; nous remarquons que l'inductance L est montée en parallèle avec la charge. Lorsque le transistor T_1 laisse passer le courant ($t_{\text{cond.}}$), le courant I_L circule à travers l'inductance qui emmagasine une certaine quantité d'énergie. La tension au point A (par rapport à la masse) est égale à:

$$V_A = V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}$$

La diode D est alors polarisée en sens inverse (voir la figure 4.64.a).

Lorsque le transistor T_1 est à l'état bloqué ($t_{\text{bloc.}}$), le courant I_L cesse de circuler. L'énergie emmagasinée dans l'inductance L induit une tension à ses bornes qui présentent les polarités suivantes: polarité négative au point A et polarité positive à l'extrémité reliée à la masse (voir la figure 4.64.b). Nous avons alors:

$$V_A = V_{\text{sortie}} - V_D$$

La diode D est alors en polarisation directe. La tension induite dans l'inductance produit un courant qui charge le condensateur C et qui circule à travers la charge selon la direction illustrée à la figure 4.64.b. La tension de sortie se trouve donc inversée par rapport à la tension d'entrée.

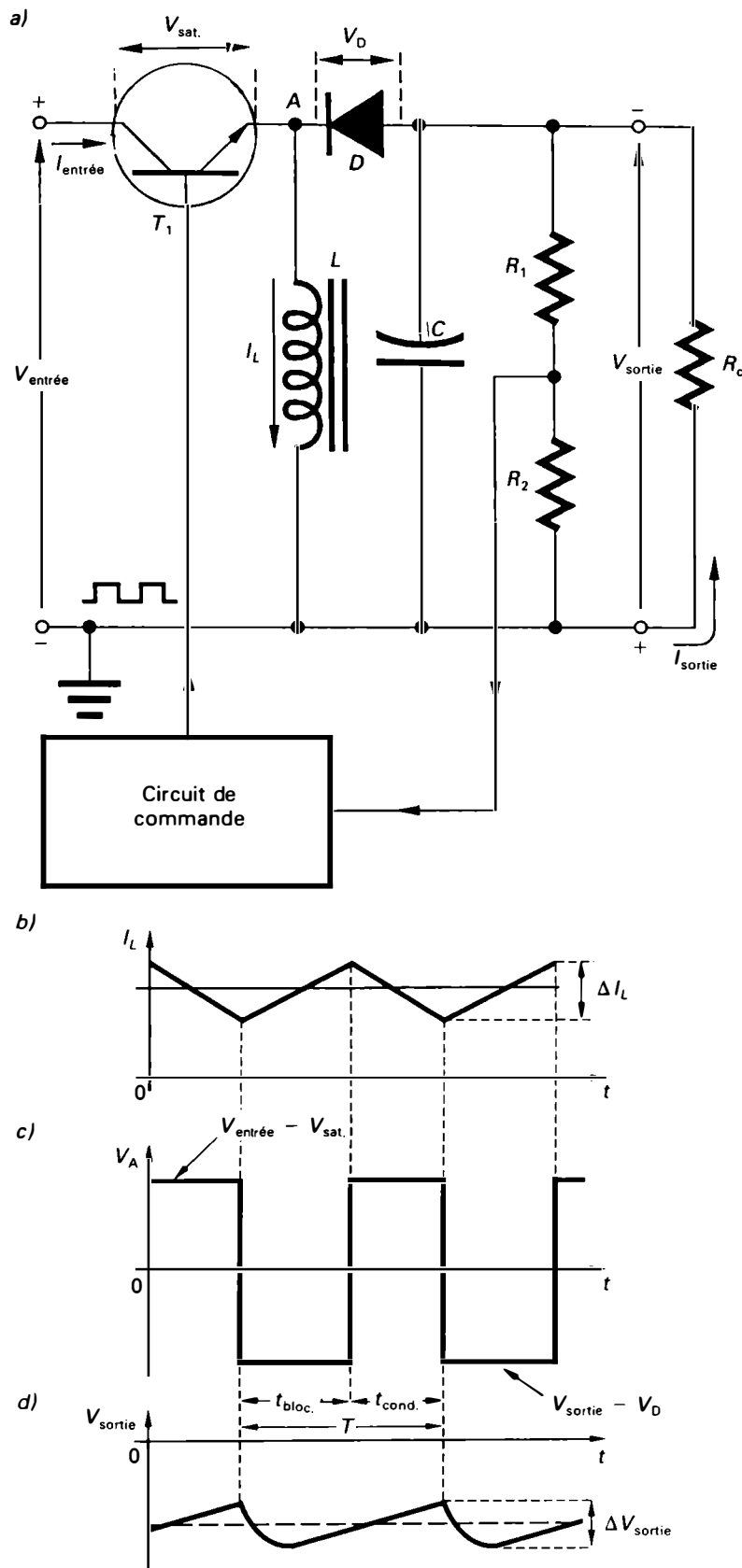


Figure 4.63 Régulateur à découpage inverseur de tension: a) schéma de principe; b) courant dans l'inductance; c) tension au point A; d) tension de sortie.

Le rapport cyclique entre le temps de conduction et le temps de blocage commande la valeur de la tension de sortie par rapport à celle d'entrée:

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = \frac{|V_{\text{sortie}}| + V_D}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}} \quad (4.148)$$

Les principales relations mathématiques du régulateur à découpage inverseur de tension sont les suivantes:

Tension de sortie

La tension de sortie dépend du rapport cyclique; elle est soit inférieure soit supérieure à la tension d'entrée, selon la conception du circuit.

$$|V_{\text{sortie}}| = V_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (4.149)$$

Dans cette relation, on ne tient pas compte des faibles pertes à cause de $V_{\text{sat.}}$ du transistor de commutation et de V_D de la diode D .

Courant d'entrée moyen et courant de sortie

Le courant d'entrée moyen du régulateur inverseur est donné par la relation:

$$I_{\text{entrée}} = I_{\text{sortie}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (4.150)$$

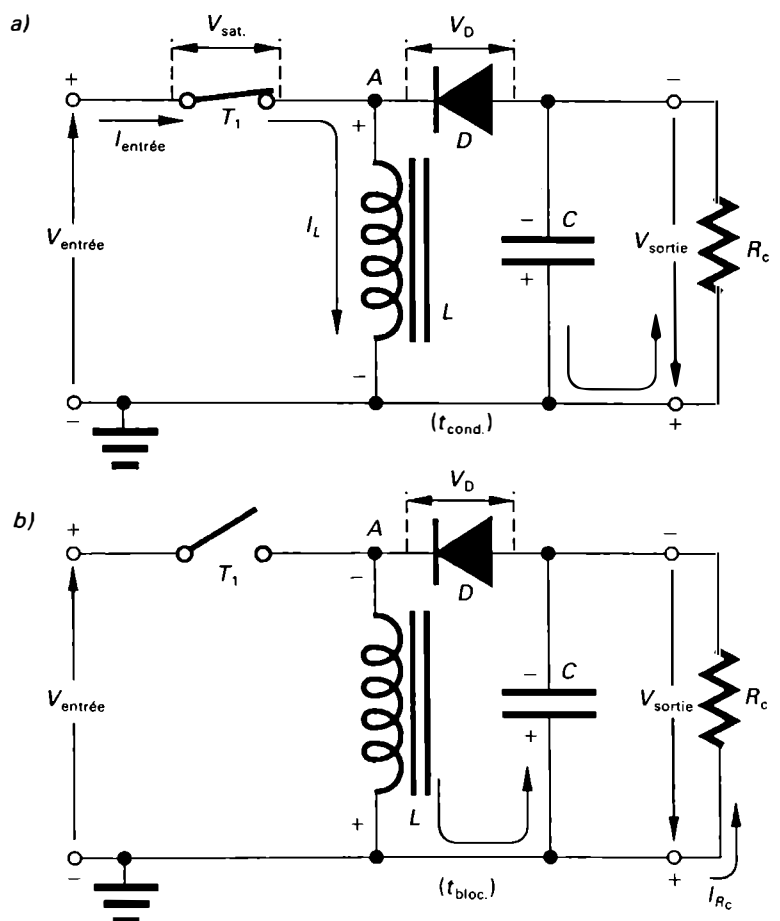


Figure 4.64 Sens de circulation des courants dans un régulateur à découpage inverseur de tension: a) le transistor T_1 est à l'état passant ($t_{\text{cond.}}$); b) le transistor est à l'état bloqué ($t_{\text{bloc.}}$).

alors que le courant de sortie est donné par:

$$I_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{sortie}}}{R_c} \quad (4.151)$$

Rendement

Le rendement global théorique du régulateur inverseur de tension est obtenu à l'aide de la relation:

$$\eta = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}}$$

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}}{V_{\text{entrée}}} \right) \left(\frac{|V_{\text{sortie}}|}{|V_{\text{sortie}}| + V_D} \right) \quad (4.152)$$

En pratique, les tensions $V_{\text{sat.}}$ et V_D sont faibles par rapport aux tensions d'entrée et de sortie, de sorte que le rendement global est de l'ordre de 70% à 85%.

Inductance L et condensateur de filtrage C

Les valeurs théoriques de l'inductance et du condensateur de filtrage sont obtenues à partir des équations suivantes:

$$L = \frac{2,5 V_{\text{entrée}} |V_{\text{sortie}}|}{(|V_{\text{sortie}}| + V_{\text{entrée}}) I_{\text{sortie}} f} \quad (4.153)$$

$$C = \frac{|V_{\text{sortie}}| I_{\text{sortie}}}{(\Delta V_{\text{sortie}})(|V_{\text{sortie}}| + V_{\text{entrée}}) f} \quad (4.154)$$

Dans ces équations, L est exprimé en henrys, C en farads, V en volts, I en ampères et f (fréquence de commutation) en hertz. Le symbole ΔV_{sortie} représente la valeur crête-à-crête de la tension d'ondulation résiduelle tolérée à la sortie; celle-ci est exprimée en volts.

Remarque: Dans le circuit du régulateur inverseur de tension, l'inductance qui est montée en parallèle sur l'entrée peut être remplacée par un transformateur H.F. Le transformateur assure alors une isolation électrique entre le circuit

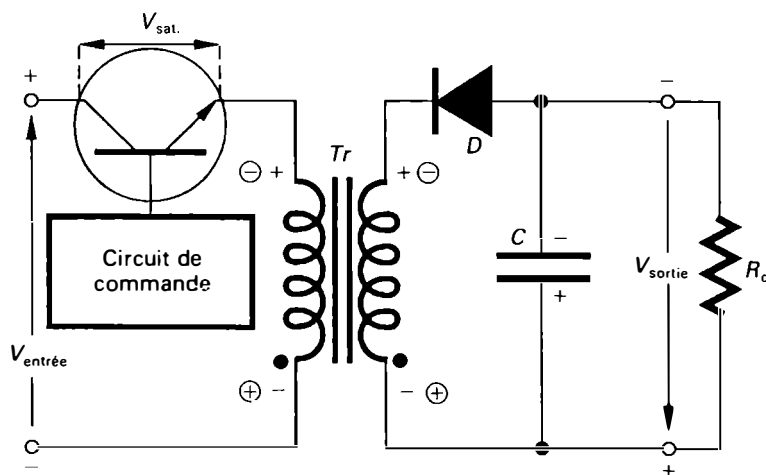


Figure 4.65 Régulateur à découpage inverseur de tension muni d'un transformateur H.F.

d'entrée et le circuit de charge (voir la figure 4.65). Le rapport entre les nombres de tours des enroulements primaires et secondaires permet d'obtenir une tension de sortie supérieure ou inférieure à la tension d'entrée. L'utilisation d'un transformateur H.F. à plusieurs enroulements secondaires permet d'obtenir plusieurs tensions de sortie différentes.

4.7.4 Différents types de montages pratiques

Il existe, en pratique, de nombreux circuits régulateurs à découpage, appelés aussi *convertisseurs courant continu — courant continu*, lorsqu'ils sont munis de transformateurs H.F. Ces convertisseurs permettent d'obtenir des tensions de sortie en courant continu à partir de tensions d'entrée également en courant continu, en plus d'isoler le circuit d'entrée du circuit de sortie. Les fabricants mettent périodiquement sur le marché des nouveaux montages régulateurs de tension à découpage, car cette technique est actuellement en pleine évolution. Cependant, nous pouvons regrouper les convertisseurs courant continu — courant continu en trois catégories distinctes selon trois principes de fonctionnement différents:

- les convertisseurs à récupération d'énergie, couramment appelés convertisseurs « *flyback* »;
- les convertisseurs à transfert direct d'énergie, appelés aussi convertisseurs « *forward* »;
- les convertisseurs symétriques « *push-pull* ».

Convertisseur à récupération d'énergie

La figure 4.66 illustre le schéma de principe et les formes d'onde du convertisseur à récupération d'énergie (ou convertisseur « *flyback* »).

Le symbole T désigne la période de commutation, alors que:

$$\sigma = \frac{t_{\text{cond.}}}{T}$$

désigne le taux de service du transistor. Ainsi, nous obtenons:

$$t_{\text{cond.}} = \sigma T$$

et:

$$t_{\text{bloc.}} = T - \sigma T$$

Le fonctionnement du convertisseur à récupération d'énergie est le suivant. Lorsque le transistor T_1 laisse passer le courant durant l'intervalle σT , l'énergie s'accumule dans

l'inductance L , le courant I_L croît et la diode D se trouve polarisée en sens inverse. Lorsque le transistor T_1 est à l'état bloqué, durant l'intervalle $T - \sigma T$, l'énergie accumulée dans l'inductance charge le condensateur de sortie C_{sortie} . Alors, I_L décroît et la diode D_1 est à l'état passant. Durant la conduction du transistor, le condensateur de sortie restitue l'énergie à la charge. Le convertisseur à récupération d'énergie fonctionne donc en deux temps: stockage d'énergie, puis restitution de cette énergie. Le circuit magnétique est utilisé en inductance. Le montage est donc simple; par contre, la tension d'ondulation résiduelle à la sortie est assez élevée, car le condensateur de sortie ne se charge que durant les temps de blocage du transistor de commutation.

Le transistor de commutation doit supporter la tension de crête $V_{CE, \max}$ à l'état bloqué et le courant de crête $I_{C, \max}$ à l'état passant. La tension maximale collecteur-émetteur du transistor est calculée à partir de la relation:

$$V_{CE, \max} = \frac{V_{\text{entrée}}}{1 - \sigma_{\max}} \quad (4.155)$$

Pour limiter la tension V_{CE} , le taux de service $\sigma = t_{\text{cond.}}/T$ doit être maintenu assez bas (normalement en dessous de

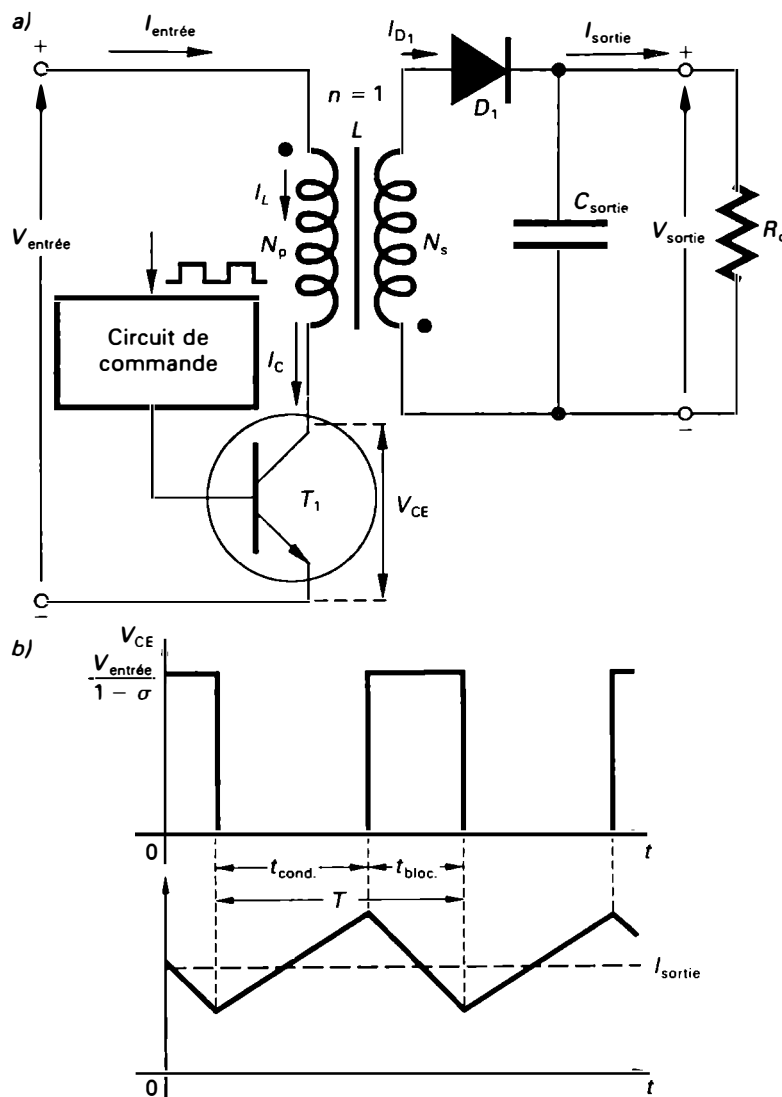


Figure 4.66 Convertisseur à récupération d'énergie: a) schéma de principe; b) formes d'onde.

50%). Lorsque σ est de 0,5 (50%), la tension $V_{CE, \max}$ est égale au double de la tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$. Le deuxième critère de choix du transistor de commutation est la valeur du courant maximal du collecteur durant la période de conduction. Celle-ci est obtenue à partir de l'équation:

$$I_C = \frac{I_L}{n} \quad (4.156)$$

Le symbole I_L désigne le courant de crête circulant dans le primaire de l'inductance-transformateur, alors que n désigne le quotient du nombre de tours de l'enroulement primaire par le nombre de tours de l'enroulement secondaire:

$$n = \frac{N_p}{N_s}$$

Dans le cas d'un rendement du convertisseur de 0,8 (80%) et d'un taux de service σ_{\max} de 0,4 (40%), la valeur maximale du courant de collecteur est obtenue à l'aide de la relation:

$$I_C \approx \frac{6,2 P_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} \quad (4.157)$$

La démonstration de cette relation est fournie à l'appendice 4.

À l'aide du montage convertisseur à récupération d'énergie, il est relativement facile d'obtenir plusieurs tensions continues de sortie; il suffit d'utiliser une inductance-transformateur qui possède plusieurs enroulements secondaires, comme l'illustre la figure 4.67.

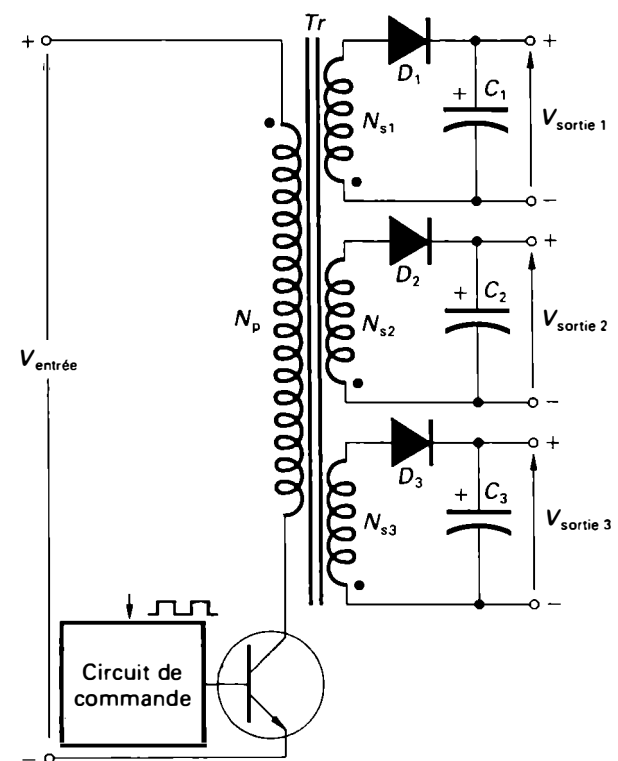


Figure 4.67 Convertisseur à récupération d'énergie à plusieurs sorties.

Convertisseur à transfert direct d'énergie

La figure 4.68 représente le schéma de principe et les formes d'onde d'un convertisseur à transfert direct d'énergie (ou convertisseur « *forward* »). Ce type de convertisseur comprend deux circuits magnétiques: le transformateur à haute fréquence Tr qui est muni d'un enroulement de démagnétisation, ($N_{dém.}$), assure l'isolation entre l'entrée et la sortie; l'inductance L_{sortie} permet le stockage d'énergie. On note que les enroulements primaire (N_p) et secondaire (N_s) ont la même polarité (les points sur le schéma sont placés aux mêmes extrémités des enroulements).

Durant la période de conduction du transistor T_1 qui fonctionne à l'aide d'impulsions provenant du circuit de commande, l'énergie est simultanément stockée dans l'inductance L_{sortie} et transmise par la diode D_1 , qui est à l'état passant en même temps que le transistor. Ce fonctionnement est appelé *transfert direct d'énergie*. Lorsque le transistor T_1 est à l'état bloqué, les polarités aux bornes des enroulements du transformateur s'inversent, la diode D_1 passe à l'état bloqué, une partie de l'énergie accumulée dans L_{sortie} est alors transférée à la charge par l'intermédiaire de la diode de roue libre (ou diode de récupération) D_2 .

Le condensateur de sortie C_{sortie} filtre l'ondulation causée par le découpage. Lorsque le transistor est à l'état bloqué, l'énergie magnétique stockée dans le transformateur Tr est renvoyée au circuit d'entrée par l'intermédiaire de l'enroulement de démagnétisation $N_{dém.}$, qui est couplé à l'enroulement primaire N_p , et de la diode D_3 . Durant le temps de blocage, la tension de collecteur du transistor est ainsi limitée à deux fois la tension d'entrée:

$$V_{CE, max} = 2V_{entrée} \quad (4.158)$$

Le circuit amortisseur RCD (« *snubber* ») retarde la montée de la tension du collecteur, lors du blocage de T_1 , jusqu'à ce que le courant de collecteur I_C ait diminué, ce qui a pour effet de limiter la puissance dissipée dans le transistor de commutation. Le courant circulant dans le circuit de démagnétisation est obtenu à l'aide de la relation:

$$I_{mag.} = \frac{\sigma_{max} TV_{entrée}}{L_{sortie}} \quad (4.159)$$

L'expression $\sigma_{max} T$ désigne le temps de conduction du transistor. Le symbole L_{sortie} désigne l'inductance de sortie exprimée en microhenrys.

Le courant de crête du collecteur est donné par l'équation:

$$I_C = \frac{I_{L_{sortie}}}{n} + \frac{\sigma_{max} TV_{entrée}}{L_{sortie}} \quad (4.160)$$

Puisque le courant de magnétisation est très faible par rapport au courant du collecteur, nous pouvons écrire:

$$I_C = \frac{I_{L_{sortie}}}{n} \approx \frac{6,2P_{sortie}}{V_{entrée}} \quad (4.161)$$

Le principal avantage de ce montage est le bon filtrage réalisé par les éléments L_{sortie} et C_{sortie} . La tension d'ondulation résiduelle superposée à la tension de sortie est donc faible.

Comme dans le cas du convertisseur à récupération d'énergie, il est possible d'obtenir plusieurs tensions continues de sortie de différentes valeurs à l'aide d'un transformateur à haute fréquence et à plusieurs enroulements

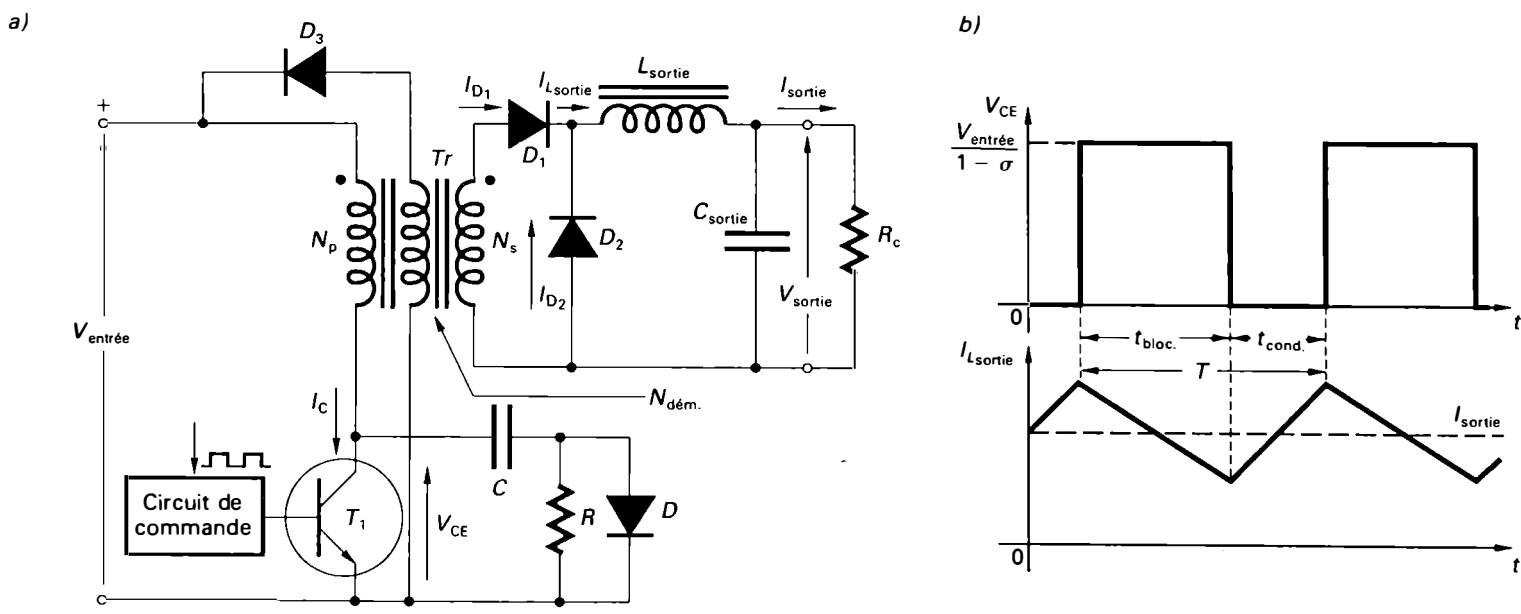


Figure 4.68 Convertisseur à transfert direct d'énergie: a) schéma de principe; b) formes d'onde. Le taux de service du transistor est $\sigma = t_{cond}/T$.

secondaires (voir la figure 4.69). On remarque que chaque circuit de sortie nécessite l'utilisation d'une inductance de sortie et d'une diode de roue libre. Les diodes (D_3 et D_5) doivent présenter les mêmes caractéristiques de courant que les diodes redresseuses (D_2 et D_4), car elles sont traversées par la totalité du courant de sortie lorsque le transistor T_1 est à l'état bloqué.

Convertisseur symétrique « push-pull »

Le convertisseur symétrique *push-pull*, dont le schéma de principe est illustré à la figure 4.70, comporte deux convertisseurs à transfert direct d'énergie qui travaillent en opposition de phase. La tension continue d'entrée, $V_{\text{entrée}}$, est découpée en ondes rectangulaires par les transistors de commutation T_1 et T_2 qui sont commandés alternativement. Les diodes D_1 et D_2 redressent le signal carré provenant des enroulements du transformateur à haute fréquence Tr . On double ainsi la fréquence du courant de sortie, ce qui permet de réduire les valeurs de l'inductance de sortie L_{sortie} et du condensateur de filtrage de sortie C_{sortie} .

La tension de sortie de ce convertisseur est donnée par la relation:

$$V_{\text{sortie}} = \frac{2\sigma_{\text{max}} V_{\text{entrée}}}{n} \quad (4.162)$$

Le taux de service $\sigma = t_{\text{cond.}}/T$ doit être inférieur à 0,5 (50%) pour éviter la conduction simultanée des deux transistors, qui provoquerait leur destruction (courant trop élevé ou emballement thermique).

Si le taux de service est de 0,4, nous obtenons:

$$V_{\text{sortie}} = \frac{0,8V_{\text{entrée}}}{n} \quad (4.163)$$

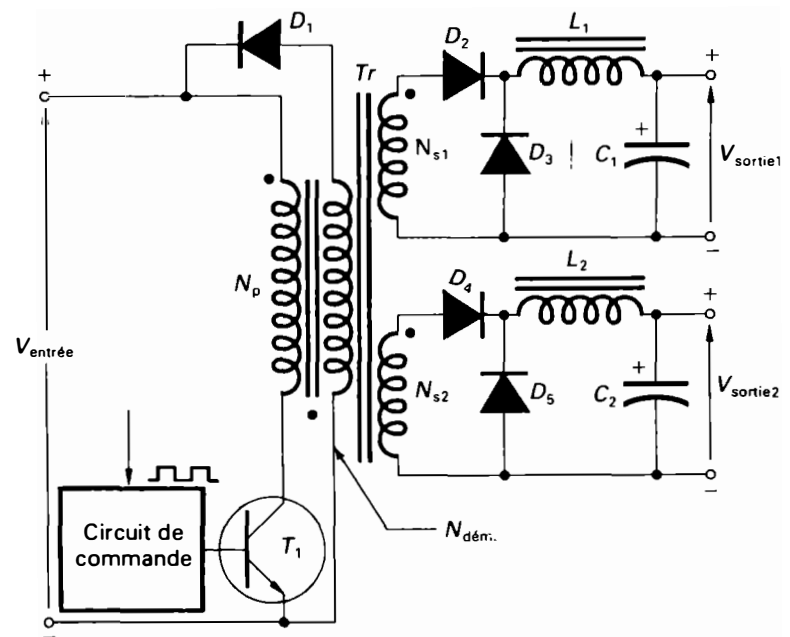


Figure 4.69 Convertisseur à transfert d'énergie à plusieurs sorties.

Le symbole n désigne le rapport de transformation:

$$n = \frac{N_p}{N_s}$$

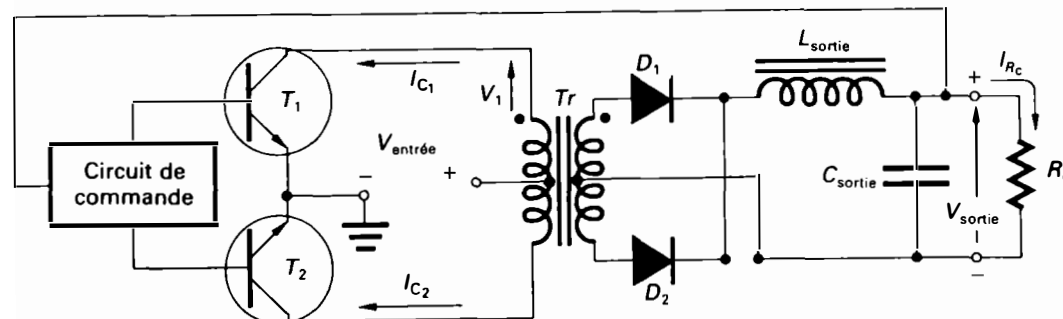
Comme chaque moitié du convertisseur *push-pull* correspond à un convertisseur à transfert direct d'énergie, la tension collecteur-émetteur de chaque transistor lors du blocage est:

$$V_{CE, \text{max}} = 2V_{\text{entrée}} \quad (4.164)$$

Le courant de collecteur est obtenu à l'aide de la relation:

$$I_C = \frac{P_{\text{sortie}}}{\sigma_{\text{max}} V_{\text{entrée}}} \quad (4.165)$$

a)



b)

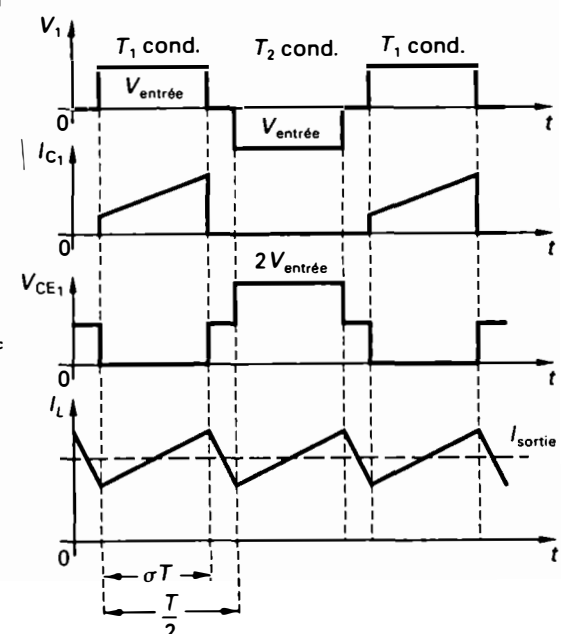


Figure 4.70 Convertisseur symétrique « push-pull »: a) schéma de principe; b) formes d'onde.

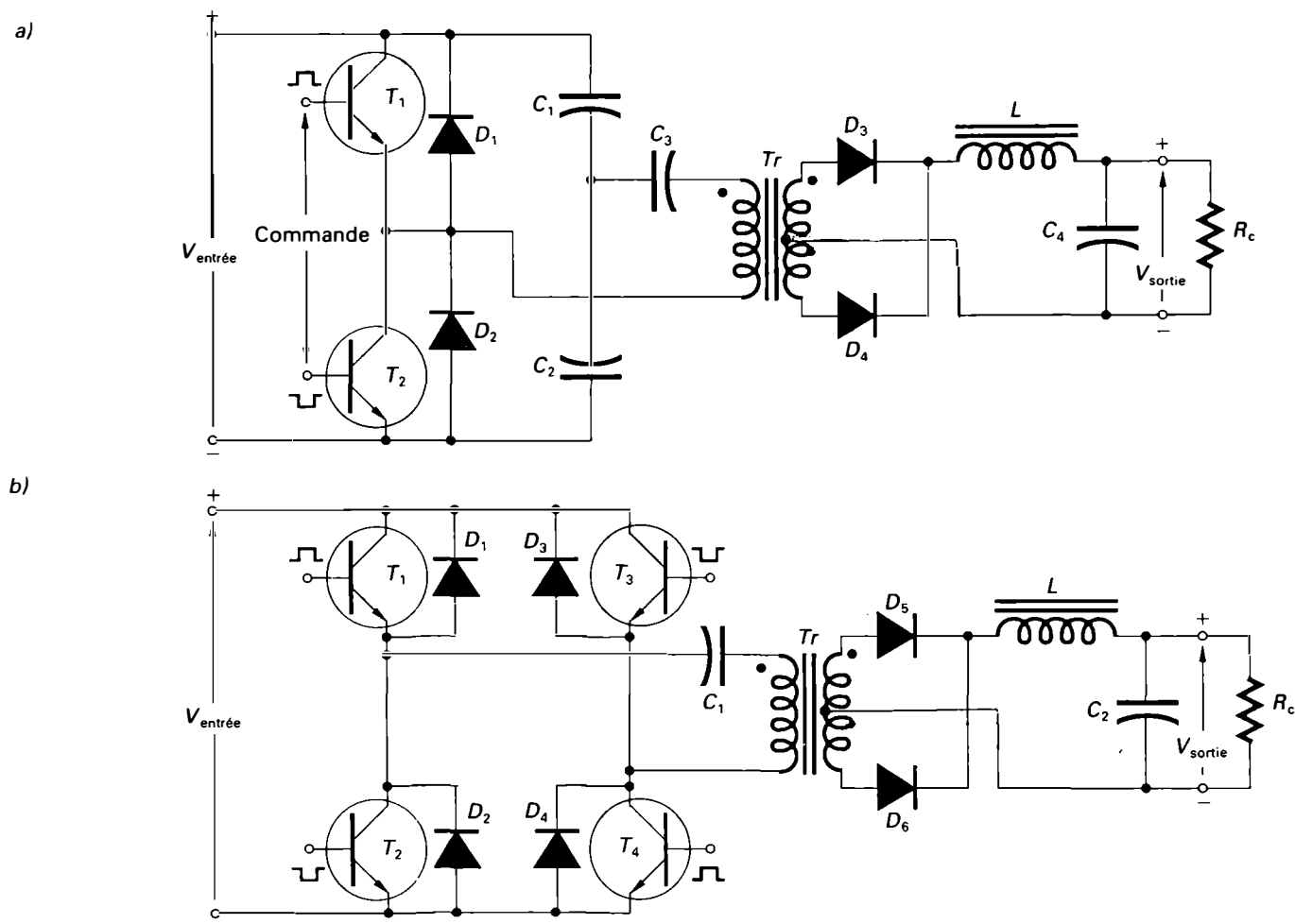


Figure 4.71 Convertisseurs *push-pull*: a) montage en demi-pont; b) montage en pont.

Dans le cas d'un rendement de 80% et d'un taux de service σ_{\max} de 0,8 (deux transistors travaillant alternativement), nous obtenons:

$$I_C = \frac{1,6P_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} \quad (4.166)$$

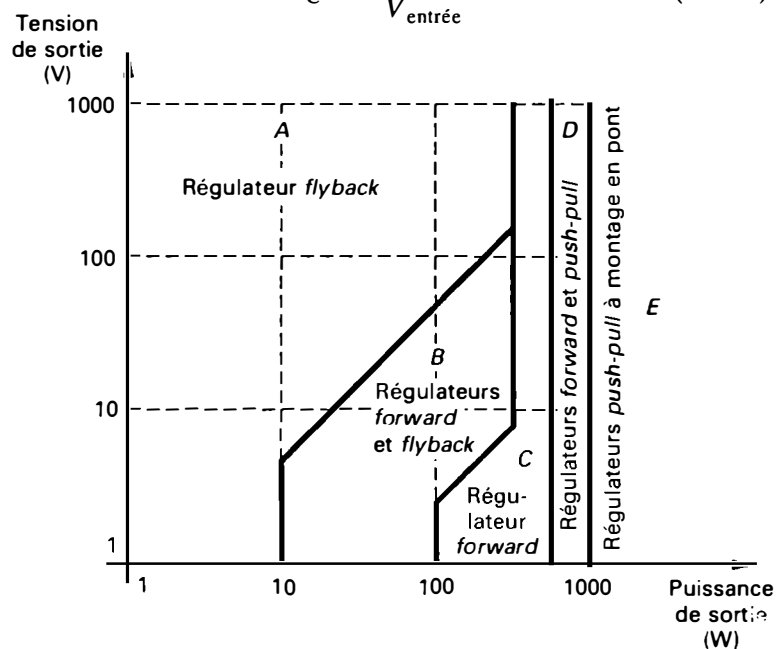


Figure 4.72 Recommandations pour le choix des différents types de régulateurs à découpage.

Le convertisseur symétrique *push-pull* est délicat à mettre au point à cause des dangers de saturation du noyau du transformateur et de production d'un courant de conduction simultanée qui s'établit dans les transistors T_1 et T_2 , lorsque ceux-ci laissent passer le courant en même temps, ce qui peut causer leur destruction. Pour atténuer ces dangers, nous utilisons deux types de montages qui sont différents l'un de l'autre à cause du branchement du primaire de leur transformateur:

- le convertisseur *push-pull* à montage en demi-pont;
- le convertisseur *push-pull* à montage en pont à quatre transistors de puissance (voir les figures 4.71.a et 4.71.b).

Choix du type de régulateur à découpage

Avant de concevoir un régulateur à découpage, nous devons choisir le principe de fonctionnement le plus adapté au problème posé. La figure 4.72 nous permet, dans la plupart des cas, de déterminer le type de convertisseur qu'il faut utiliser.

Dans le cas des faibles et moyennes puissances de sortie (en dessous de 100 W) avec fortes tensions de sortie

— région *A* — nous utilisons presque toujours le régulateur à récupération d'énergie (régulateur *flyback*). C'est le montage le plus simple et le moins coûteux, car il ne nécessite qu'un seul élément inducteur: un transformateur qui effectue à la fois l'isolation entre les circuits d'entrée et de sortie, le stockage d'énergie et la transformation de la tension.

Dans le cas des puissances moyennes (entre 10 W et 200 W) avec basses tensions de sortie — région *B* — le régulateur à récupération d'énergie cède souvent la place au régulateur à transfert direct d'énergie (régulateur *forward*).

Dans la région *C* (puissance allant jusqu'à 700 W environ), le régulateur à transfert d'énergie est le mieux adapté et doit être recommandé.

Pour les puissances de sortie comprises entre 700 W et 1 kW environ — région *D* — nous nous servons des montages à transfert direct d'énergie et des montages *push-pull*.

Enfin, dans la région *E* qui s'étend jusqu'à 2 kW et plus, nous utilisons les montages *push-pull* et *push-pull* en pont à quatre transistors de puissance. Leurs principaux avantages sont une faible ondulation résiduelle de sortie et une utilisation efficace des circuits magnétiques. Par contre, leurs circuits sont plus complexes et ils comportent des risques de saturation du noyau du transformateur.

Le tableau 4.4 récapitule les principaux avantages et les inconvénients des différents régulateurs à découpage.

4.7.5 Régulateurs de tension à découpage à circuits intégrés

Le circuit de commande est l'élément qui rend les régulateurs à découpage plus complexes que les régulateurs linéaires. La technique de commande par modulation de la

largeur des impulsions (MLI) ou, en anglais, *Pulse Width Modulation (PWM)* est la plus employée. Le circuit de commande MLI fournit des ondes carrées dont la fréquence est fixe mais dont la largeur est variable. Ces ondes sont appliquées à la base du transistor commutateur. Le fait d'agir sur la largeur des impulsions permet d'augmenter ou de diminuer le temps de conduction du transistor commutateur, ce qui a pour effet de produire la régulation de la tension continue de sortie à une valeur prédéterminée.

Le circuit de commande peut être construit à l'aide de composants discrets, mais la technologie moderne utilise surtout des circuits intégrés (monolithiques ou hybrides) qui regroupent toutes les fonctions nécessaires à la régulation à découpage. De nombreux circuits de commande intégrés sont actuellement disponibles sur le marché, et les concepteurs ont intérêt à consulter les diverses fiches techniques pour choisir le dispositif parfaitement adapté à l'utilisation prévue. Citons, à titre d'exemple, les circuits de commande intégrés $\mu A78S40$ et SH1605 de Fairchild, TL494 et TL497CN de Texas Instruments, MC3520/3420, MC34060 et MC35060 de Motorola, LM1524 et LM2524/3524 de National Semiconductor, UC1840 de Unitrode Corporation, etc. Notons que le circuit intégré monolithique 723, qui était destiné surtout à la réalisation de régulateurs linéaires série (voir le paragraphe 6.3.2) contient également tous les éléments nécessaires à la commande d'un régulateur à découpage.

Parmi les nombreux circuits régulateurs à découpage présentés par les fabricants, nous étudierons trois montages de base qui utilisent deux circuits de commande intégrés typiques: le $\mu A78S40$ de Fairchild et le LM3524 de National Semiconductor.

La figure 4.73 représente le schéma synoptique interne du C.I. $\mu A78S40$ monté dans un boîtier DIP (*Dual-In Line Package*) à 16 broches. Ce C.I. permet de réaliser, à l'aide

Tableau 4.4 Comparaison entre les différents régulateurs à découpage.

Régulateur à découpage	Avantages	Inconvénients
À récupération d'énergie ou régulateur <i>flyback</i> (un transistor de puissance)	Très peu coûteux; circuit simple comprenant peu de composants.	Forte ondulation résiduelle; nombreux parasites; régulation de tension médiocre; puissance de sortie limitée.
À transfert direct d'énergie ou régulateur <i>forward</i> (un transistor de puissance)	Peu coûteux; faible ondulation résiduelle; faibles parasites.	Utilisation inefficace des circuits magnétiques; plus grand nombre de composants que le régulateur à récupération d'énergie.
Régulateur <i>push-pull</i> à montage en demi-pont (deux transistors de puissance)	Utilisation efficace des circuits magnétiques; faible ondulation résiduelle; faibles parasites; puissance de sortie moyenne.	Non économique dans le cas des puissances inférieures à 100 W; circuit complexe à plusieurs composants.
Régulateur <i>push-pull</i> à montage en pont (quatre transistors de puissance)	Puissance de sortie élevée; utilisation efficace des circuits magnétiques; faible ondulation résiduelle; faibles parasites.	Non économique dans le cas des puissances inférieures à 750 W; circuit le plus complexe avec le plus de composants.

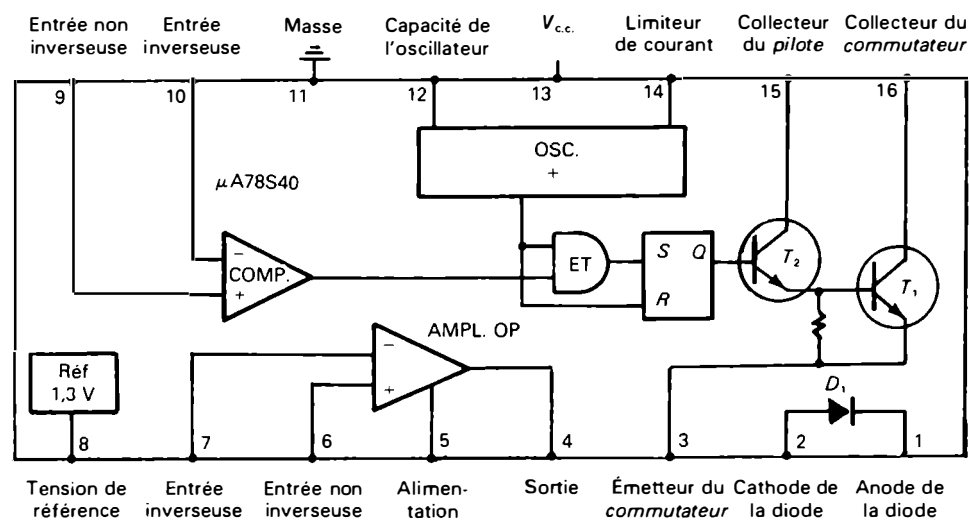


Figure 4.73 Schéma synoptique du C.I. $\mu A78S40$.

de quelques composants discrets, les trois types de régulateurs à découpage. Il comprend les éléments suivants:

- une source de tension de référence de 1,3 V; celle-ci est compensée en température et elle fournit un courant maximal de 10 mA;
- un amplificateur opérationnel et un amplificateur comparateur;
- un oscillateur qui programme la fréquence de découpage; celui-ci est commandé par courant de sorte qu'il fournit une fréquence variable en fonction de la charge;
- une porte et un circuit à bascule R-S-Q qui constituent l'élément logique de commande;
- deux transistors en montage Darlington; le transistor d'attaque (*pilote*) est le transistor T_2 ; le transistor de commutation T_1 supporte un courant maximal de 1,5 A

et une tension de 40 V. Les temps de commutation sont de l'ordre de 300 ns à 500 ns;

- une diode de puissance, D_1 .

Les principales caractéristiques du circuit sont les suivantes:

- tension de sortie ajustable entre 1,3 V et 40 V;
- tension d'entrée de 2,5 V à 40 V;
- courant maximal de sortie de 1,5 A (sans transistor externe);
- puissance maximale de dissipation du boîtier en plastique de 1,5 W;
- régulation de 80 dB (ligne et charge).

La figure 4.74 représente le schéma synoptique interne du circuit intégré modulateur de largeur d'impulsion LM3524. Ce C.I. de commande, monté dans un boîtier

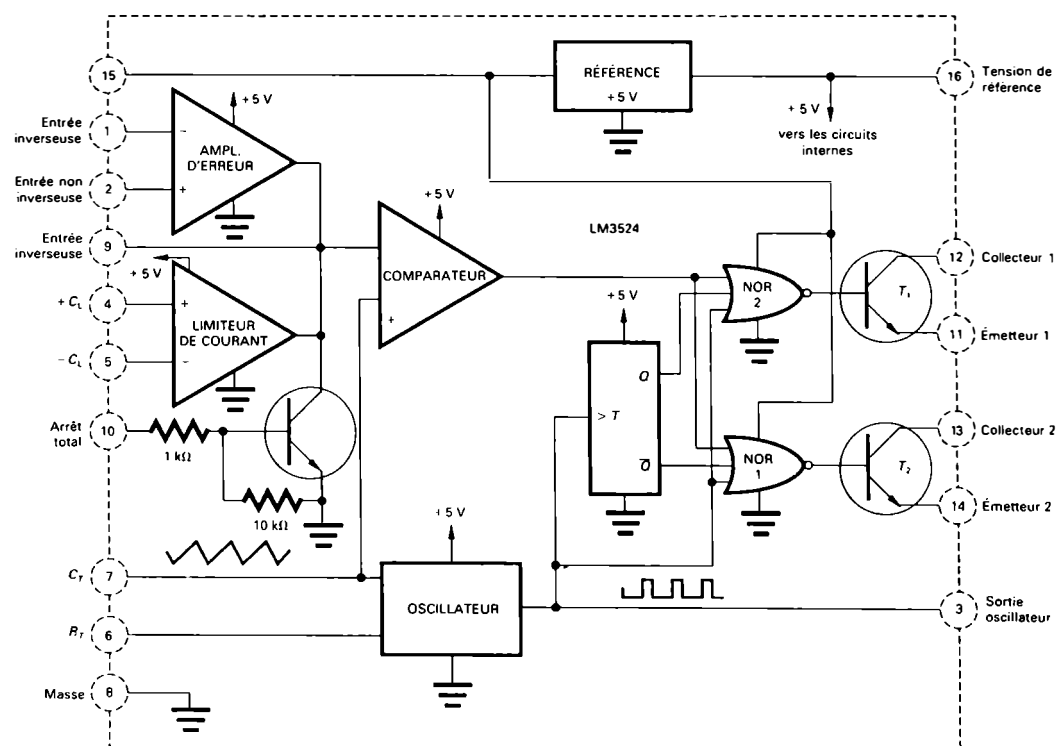


Figure 4.74 Schéma synoptique du LM3524.

- un limiteur de courant dont l'entrée (broches $+C_L$ et $-C_L$) est reliée aux bornes de la résistance de détection du courant R_{CL} . Lorsque le courant qui traverse la résistance R_{CL} produit une tension de 200 mV, la sortie de l'amplificateur du limiteur de courant devient alors « basse », de sorte que la sortie du comparateur devient « basse », ce qui a pour effet de provoquer une diminution de la largeur des impulsions de sortie et une limitation du courant de charge. Ainsi, dans le cas d'une différence de potentiel de 200 mV entre les broches $-C_L$ et $+C_L$, le taux de service est réduit de 25%; il tombe à 0% lorsque la différence de potentiel atteint 210 mV.
- un condensateur de compensation, C_2 , et une résistance de compensation, R_5 , sont utilisés pour fixer le gain de l'amplificateur d'erreur aux hautes fréquences et pour éviter les oscillations causées par le déphasage provenant de l'inductance L_1 .

Les principales relations qui permettent de déterminer la valeur des composants discrets de ce type de régulateur sont:

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{Réf.}}/2} - 1 \right) \quad (4.167)$$

La relation précédente est obtenue à partir des équations de l'amplificateur non inverseur (voir le paragraphe 4.5.1).

$$R_{CL} = \frac{V_{R_{CL}}}{I_{\text{sortie, max}}} = \frac{0,2}{I_{\text{sortie, max}}} \quad (4.168)$$

$$f_{\text{com.}} = \frac{1}{R_T C_T} \quad (4.169)$$

$$L_1 = \frac{2,5V_{\text{entrée}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{I_{\text{sortie}} V_{\text{entrée}} f_{\text{com.}}}$$

$$C_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{sortie}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{8(\Delta V_{\text{sortie}}) V_{\text{entrée}} L_1 f_{\text{com.}}^2}$$

Exemple 4.18

On désire construire un régulateur à découpage abaisseur de tension à l'aide du C.I. LM3524. Le régulateur doit présenter les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de +12 V; V_{sortie} de +5 V; $V_{c.-à-c.}$ d'ondulation de 10 mV; I_{sortie} de 1 A; $I_{\text{sortie, max}}$ limité à 1,3 A; fréquence de commutation de 30 kHz. Déterminez:

- a) les résistances externes, R_1 , R_2 , R_3 et R_4 , qui fixent la tension de sortie;
- b) la résistance de détection du courant R_{CL} ;
- c) la résistance R_T et le condensateur C_T de l'oscillateur;
- d) l'inductance L_1 ;
- e) le condensateur de filtrage de sortie;
- f) le rendement global théorique du régulateur.

Nous utiliserons les approximations suivantes:

$$V_{\text{sat.}} = 1 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_D = 1 \text{ V}$$

Solution

- a) Résistances externes R_1 , R_2 , R_3 et R_4

La tension de référence interne de 5 V est divisée en deux à l'aide de R_3 et de R_4 , avant d'être appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur. Celui-ci fonctionne alors au milieu de sa gamme d'opération. Nous choisissons:

$$R_3 = R_4 = 5 \text{ k}\Omega$$

Si nous prenons $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, nous obtenons:

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{Réf.}}/2} - 1 \right) = 5 \times 10^3 \left(\frac{5}{5/2} - 1 \right)$$

$$R_1 = 5 \text{ k}\Omega$$

- b) Résistance de détection R_{CL}

$$R_{CL} = \frac{0,2}{I_{\text{sortie, max}}} = \frac{0,2}{1,3}$$

$$R_{CL} = 0,15 \Omega$$

- c) Résistance de l'oscillateur R_T

Nous choisissons:

$$C_T = 0,01 \mu\text{F}$$

de sorte que:

$$R_T = \frac{1}{C_T f_{\text{com.}}} = \frac{1}{0,01 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^3}$$

$$R_T = 3,3 \text{ k}\Omega$$

- d) Inductance L_1

$$L_1 = \frac{2,5V_{\text{sortie}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{I_{\text{sortie}} V_{\text{entrée}} f_{\text{com.}}}$$

$$L_1 = \frac{2,5 \times 5(12 - 5)}{1 \times 12 \times 30 \times 10^3} = 240 \mu\text{H}$$

- e) Condensateur de filtrage de sortie C_{sortie}

$$C_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{sortie}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{8(\Delta V_{\text{sortie}}) V_{\text{entrée}} L_1 f_{\text{com.}}^2}$$

$$C_{\text{sortie}} = \frac{5(12 - 5)}{8 \times 10 \times 10^{-3} \times 12 \times 240 \times 10^{-6} (30 \times 10^3)^2}$$

$$C_{\text{sortie}} = 168 \mu\text{F}$$

Nous choisissons donc un condensateur de filtrage de 200 μF .

- f) Rendement global théorique η

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{sortie}} + V_D} \right) \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}} + V_D}{V_{\text{entrée}}} \right)$$

$$\eta = \left(\frac{5}{5 + 1} \right) \left(\frac{12 - 1 + 1}{12} \right) = 0,833$$

$$\eta = 83,3\%$$

Nous remarquons que les valeurs de l'inductance et du condensateur de filtrage diminuent à mesure que la fréquence de découpage augmente. Cependant, la fréquence maximale de découpage est limitée

par le temps de commutation des transistors T_3 et T_4 . En règle générale, la période minimale de l'oscillateur doit être environ 100 fois plus longue que le temps de commutation du transistor utilisé.

Les transistors 2N3792 et 2N5023 ont respectivement des temps de commutation inférieurs à $0,3 \mu\text{s}$ et à $0,1 \mu\text{s}$. Dans le cas d'une fréquence de découpage de 30 kHz, la période est:

$$T = \frac{1}{30 \times 10^3} = 33,3 \mu\text{s}$$

Le critère — le temps de commutation doit être 100 fois supérieur à la période de découpage — est donc bien respecté.

Les deux transistors externes, T_3 et T_4 , montés en parallèle sont utilisés pour que le courant de charge maximal soit de 1,3 A avec un taux de service de 45%.

Régulateur à découpage élévateur de tension utilisant le C.I. LM3524

La figure 4.76 illustre le régulateur à découpage élévateur de tension qui utilise le circuit de commande intégré LM3524. Ce circuit est associé aux composants discrets suivants: transistors et diodes de commutation; inductance et condensateurs de filtrage; pont de mesure; résistance et condensateur de l'oscillateur; résistance et condensateur de compensation de l'amplificateur d'erreur. Les composants D_1 et C_1 constituent un circuit de démarrage en douceur. Sans ce circuit, l'inductance peut être saturée lors de la mise en marche du régulateur, sous l'effet du courant initial de surcharge qui est nécessaire à la charge du condensateur de filtrage de sortie et à l'établissement de la tension régulée de sortie.

Les principales relations mathématiques utilisées pour calculer la valeur des composants externes de ce régulateur sont:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \quad (4.170)$$

$$R_{\text{CL}} = \frac{V_{R_{\text{CL}}}}{I_{\text{sortie, max}}} = \frac{0,2}{I_{\text{sortie, max}}} \quad (4.171)$$

$$f_{\text{com.}} = \frac{1}{R_T C_T}$$

$$L_1 = \frac{2,5 V_{\text{entrée}}^2 (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{I_{\text{sortie}} V_{\text{sortie}}^2 f_{\text{com.}}}$$

$$C_{\text{sortie}} = \frac{I_{\text{sortie}} (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{(\Delta V_{\text{sortie}}) V_{\text{sortie}} f_{\text{com.}}}$$

Exemple 4.19

On désire construire un régulateur à découpage élévateur de tension à l'aide du C.I. LM3524. Le régulateur doit présenter les caractéristiques suivantes: V_{sortie} de +15 V; $V_{\text{c.-à-c.}}$ d'ondulation de 15 mV; $V_{\text{entrée}}$ de +5 V; I_{sortie} de 0,5 A; $I_{\text{sortie, max}}$ limité à 0,65 A; fréquence de commutation de 30 kHz. Déterminez:

- les résistances externes R_1 , R_2 et R_3 ;
- la résistance R_T et le condensateur C_T de l'oscillateur;
- la résistance de détection du courant R_{CL} ;
- l'inductance L_1 et le condensateur de filtrage C_3 ;
- le rendement global théorique du régulateur.

Nous utiliserons les approximations suivantes:

$$V_{\text{sat.}} = 1 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_D = 1 \text{ V}$$

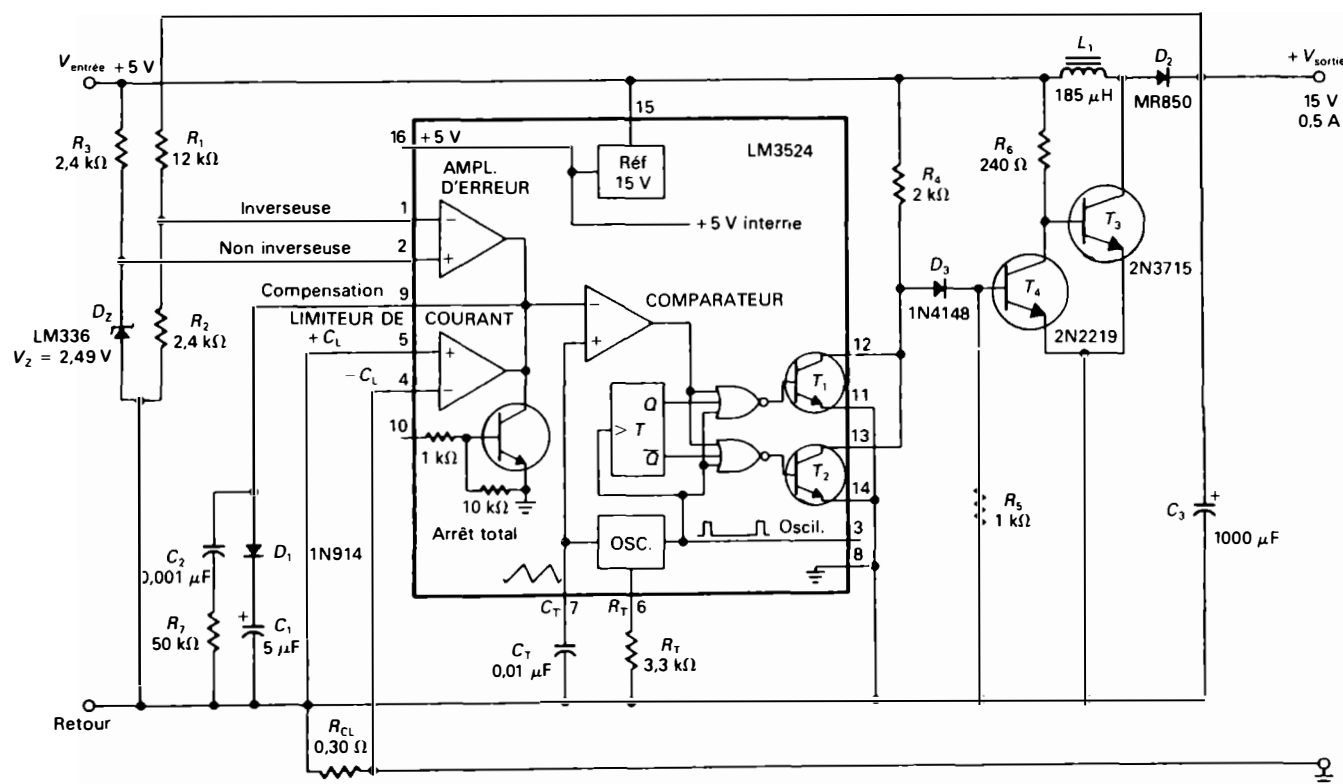


Figure 4.76 Régulateur à découpage élévateur de tension de l'exemple 4.19.

Solutiona) Résistances externes R_1 , R_2 et R_3

Comme la tension d'entrée est inférieure à 8 V, la source interne de référence de 5 V ne peut être utilisée. Pour éviter que les variations éventuelles de la tension d'entrée se retrouvent amplifiées à la sortie, nous placerons une diode Zener de 2,49 V pour fixer la tension de la borne non inverseuse associée à $R_3 = 2,4 \text{ k}\Omega$. Nous avons:

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}}}{V_{\text{entrée}}} \right)$$

Si nous choisissons $R_2 = 2,4 \text{ k}\Omega$, nous obtenons alors:

$$R_1 = 2,4 \times 10^3 \left(\frac{15 - 2,49}{2,49} \right) = 12 \text{ k}\Omega$$

b) Résistance de l'oscillateur R_T

Nous choisissons:

$$C_T = 0,01 \mu\text{F}$$

de sorte que:

$$R_T = \frac{1}{C_T f_{\text{com}}} = \frac{1}{0,01 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^3}$$

$$R_T = 3,3 \text{ k}\Omega$$

c) Résistance de détection R_{CL}

$$R_{CL} = \frac{0,2}{I_{\text{sortie, max}}} = \frac{0,2}{0,65}$$

$$R_{CL} = 0,30 \Omega$$

d) Inductance L_1 et condensateur de filtrage C_3

Si le courant de charge est de 500 mA, alors:

$$L_1 = \frac{2,5 V_{\text{entrée}}^2 (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{I_{\text{sortie}} V_{\text{sortie}}^2 f_{\text{com}}}$$

$$L_1 = \frac{2,5 \times 5^2 (15 - 5)}{0,5 \times 10^{-3} \times 15^2 \times 30 \times 10^3} = 185 \mu\text{H}$$

La valeur du condensateur de filtrage est:

$$C_3 = \frac{I_{\text{sortie}} (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{(\Delta V_{\text{sortie}}) V_{\text{sortie}} f_{\text{com}}}$$

$$C_3 = \frac{0,5 (15 - 5)}{15 \times 10^{-3} \times 15 \times 30 \times 10^3} = 740 \mu\text{F}$$

Nous choisissons donc un condensateur de filtrage de $1000 \mu\text{F}$.

e) Rendement global théorique η

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}}{V_{\text{entrée}}} \right) \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{sortie}} + V_D - V_{\text{sat.}}} \right)$$

$$\eta = \left(\frac{5 - 1}{5} \right) \left(\frac{15}{15 + 1 - 1} \right) = 80\%$$

Régulateur à découpage inverseur de tension utilisant le C.I. μA7840

La figure 4.77 illustre le régulateur à découpage inverseur de tension qui utilise le circuit de commande intégré μA7840 . Ce circuit est associé aux composants discrets suivants: transistor et diode de commutation; inductance et condensateur de filtrage; condensateur qui fixe la fréquence de l'oscillateur; diviseur de tension qui détermine la valeur de la tension de sortie. Les fabricants de circuits intégrés,

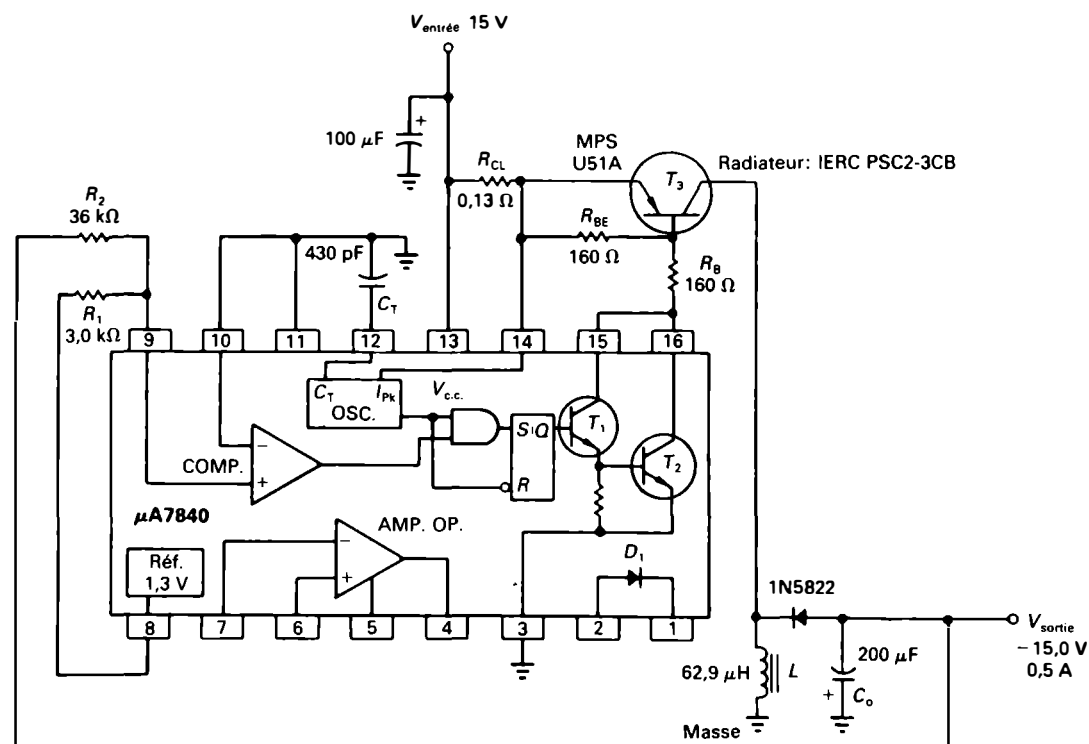


Figure 4.77 Régulateur à découpage inverseur de tension de l'exemple 4.20.

dans leurs fiches techniques et dans leurs notes d'application, présentent les caractéristiques des C.I., ainsi que les relations mathématiques qui permettent de calculer les valeurs des divers composants externes nécessaires; ils proposent aussi des montages d'utilisation typiques.

Lorsque le C.I. $\mu A78S40$ est employé dans un régulateur à découpage inverseur de tension, le fabricant suggère les équations suivantes:

— rapport cyclique:

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = \frac{|V_{\text{sortie}}| + V_D}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}}$$

— courant de crête lors de la commutation:

$$I_{\text{crête de commutation}} = 2I_{\text{sortie}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} + 1 \right)$$

— condensateur de l'oscillateur:

$$C_T = 4,0 \times 10^{-5} t_{\text{cond.}}$$

— condensateur de filtrage:

$$C_{\text{sortie}} = \frac{(I_{\text{crête}} - I_{\text{sortie}})^2 t_{\text{bloc.}}}{2I_{\text{crête}} V_{\text{ond. c.-à-c.}}}$$

ou:

$$C_{\text{sortie}} \approx \left(\frac{I_{\text{sortie}}}{V_{\text{ond. c.-à-c.}}} \right) t_{\text{cond.}}$$

— inductance L :

$$L_{\text{min}} = \left(\frac{V_{\text{entrée, min}} - V_{\text{sat.}}}{I_{\text{crête de commutation}}} \right) t_{\text{cond.}}$$

— résistance de détection du courant:

$$R_{\text{CL}} = \frac{0,33}{I_{\text{crête de commutation}}}$$

— courant d'entrée moyen dans le cas de la charge maximale:

$$I_{\text{entrée, moy}} = \left(\frac{I_{\text{crête de commutation}}}{2} \right) \left(\frac{|V_{\text{sortie}}| + V_D}{V_{\text{entrée}} + |V_{\text{sortie}}| + V_D + V_{\text{sat.}}} \right)$$

— rendement théorique:

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}}{V_{\text{entrée}}} \right) \left(\frac{|V_{\text{sortie}}|}{|V_{\text{sortie}}| + V_D} \right)$$

Exemple 4.20

On désire construire un régulateur à découpage inverseur de tension qui utilise le C.I. de commande $\mu A78S40$. Le régulateur doit présenter les caractéristiques suivantes: V_{sortie} de -15 V; I_{sortie} de 500 mA; $V_{\text{ond. c.-à-c.}}$ égal à $0,3\%$ de V_{sortie} ou 45 mV c.-à-c.; $V_{\text{entrée}}$ de 15 V $\pm 10\%$; f_{min} de 50 kHz.

- les résistances externes, R_1 et R_2 ;
- le condensateur de l'oscillateur C_T ;
- le condensateur de filtrage C_{sortie} ;
- l'inductance minimale requise L_{min} ;
- la résistance de détection du courant R_{CL} ;
- les résistances R_{BE} et R_B ;
- le rendement théorique du régulateur.

Dans les calculs, nous utiliserons les approximations suivantes:

$$V_{\text{sat.}} = V_D = 0,8 \text{ V}$$

$$V_{\text{sat. c.i.}} = 0,8 \text{ V}$$

$$V_{\text{BE3}} = 0,7 \text{ V}$$

$$\beta_3 = 35$$

Solution

- Résistances R_1 et R_2

La tension nominale de sortie est déterminée par le diviseur de tension R_1 et R_2 . Nous avons:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{Réf}} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

Nous choisissons un courant du diviseur d'environ $400 \mu\text{A}$ (le fonctionnement est quand même assuré à partir de $100 \mu\text{A}$). Nous obtenons alors:

$$R_1 = \frac{1,3}{400 \times 10^{-6}} = 3,25 \text{ k}\Omega$$

Nous utiliserons une résistance R_1 de $3 \text{ k}\Omega$. Alors:

$$R_2 = \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{Réf}}} \right) R_1$$

$$R_2 = \left(\frac{15}{1,3} \right) 3 \times 10^3 = 34,6 \text{ k}\Omega$$

Nous utiliserons une résistance R_2 de $36 \text{ k}\Omega$.

- Condensateur de l'oscillateur C_T

$$C_T = 4,0 \times 10^{-5} t_{\text{cond.}}$$

Le rapport cyclique entre le temps de conduction et le temps de blocage est:

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = \frac{|V_{\text{sortie}}| + V_D}{V_{\text{entrée, min}} - V_{\text{sat.}}}$$

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = \frac{15 + 0,8}{13,5 - 0,8} = 1,24$$

$$t_{\text{cond.}} = 1,24 t_{\text{bloc.}}$$

La période de découpage est:

$$T = t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}$$

$$t_{\text{bloc.}} = T - t_{\text{cond.}}$$

Alors:

$$t_{\text{cond.}} = 1,24(T - t_{\text{cond.}}) = 1,24T - 1,24t_{\text{cond.}}$$

$$t_{\text{cond.}} + 1,24t_{\text{cond.}} = 1,24T$$

$$t_{\text{cond.}} = \frac{1,24}{2,24} T = 0,554T$$

$$t_{\text{cond.}} = 0,554 \frac{1}{f_{\text{com.}}} = 0,554 \frac{1}{50 \times 10^3}$$

$$t_{\text{cond.}} = 11,1 \mu\text{s}$$

La valeur du condensateur de l'oscillateur est:

$$C_T = 4,0 \times 10^{-5} t_{\text{cond.}}$$

$$C_T = 4,0 \times 10^{-5} (11,1 \times 10^{-6})$$

$$C_T = 444 \times 10^{-12} \text{F}$$

Nous choisissons donc un condensateur C_T de 430 pF.

c) *Condensateur de filtrage* C_{sortie}

$$C_{\text{sortie}} \approx \left(\frac{I_{\text{sortie}}}{V_{\text{ond. c.-à-c.}}} \right) t_{\text{cond.}}$$

$$C_{\text{sortie}} \approx \left(\frac{0,5}{45 \times 10^{-3}} \right) \times 11,1 \times 10^{-6} = 123 \times 10^{-6} \text{F}$$

Nous choisissons un condensateur C_{sortie} de 200 μF qui possède une très faible résistance équivalente série, soit de l'ordre de 20 m Ω .

d) *Inductance minimale* L_{min}

Le courant de crête lors de la commutation est:

$$I_{\text{crête de commutation}} = 2 I_{\text{crête}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} + 1 \right)$$

$$I_{\text{crête de commutation}} = 2 \times 0,5 (1,24 + 1) = 2,24 \text{ A}$$

Nous obtenons donc:

$$L_{\text{min}} = \left(\frac{V_{\text{entrée. min}} - V_{\text{sat.}}}{I_{\text{crête de commutation}}} \right) t_{\text{cond.}}$$

$$L_{\text{min}} = \left(\frac{13,5 - 0,8}{2,24} \right) \times 11,1 \times 10^{-6} = 62,9 \mu\text{H}$$

e) *Résistance de détection du courant* R_{CL}

Pour le calcul de R_{CL} , nous utilisons le courant de crête obtenu pour la tension d'entrée maximale:

$$V_{\text{entrée. max}} = 15 \text{ V} + 10\% = 16,5 \text{ V}$$

Alors:

$$I'_{\text{crête de commutation}} = \left(\frac{V_{\text{entrée. max}} - V_{\text{sat.}}}{L_{\text{min}}} \right) t_{\text{cond.}}$$

$$I'_{\text{crête de commutation}} = \left(\frac{16,5 - 0,8}{62,9 \times 10^{-6}} \right) \times 11,1 \times 10^{-6} = 2,77 \text{ A}$$

Nous obtenons donc:

$$R_{\text{CL}} = \frac{0,33}{I'_{\text{crête de commutation}}}$$

$$R_{\text{CL}} = \frac{0,33}{2,77} = 0,119 \Omega$$

Nous choisissons une résistance R_{CL} de 0,12 Ω .

f) *Résistances externes* R_{BE} et R_{B}

La valeur de la résistance externe base-émetteur est:

$$R_{\text{BE}} = \frac{10\beta}{I_{\text{crête de commutation}}}$$

$$R_{\text{BE}} = \frac{10 \times 35}{2,77} = 126,3 \Omega$$

Nous choisissons une résistance R_{BE} de 130 Ω . La valeur de la résistance de base est calculée de la façon suivante:

$$I_{\text{B}} = \frac{I_{\text{crête de commutation}}}{\beta}$$

$$I_{\text{B}} = \frac{2,77}{35} = 0,079 \text{ A}$$

$$I_{\text{RBE}} = \frac{V_{\text{BE3}}}{R_{\text{BE}}}$$

$$I_{\text{RBE}} = \frac{0,7}{130} = 5,38 \times 10^{-3} \text{ A}$$

Alors:

$$R_{\text{B}} = \frac{V_{\text{entrée. min}} - V_{\text{sat., C.I.}} - V_{\text{RCL}} - V_{\text{BE3}}}{I_{\text{B}} + I_{\text{RBE}}}$$

$$R_{\text{B}} = \frac{13,5 - 0,8 - 0,3 - 0,7}{79 \times 10^{-3} + 5,38 \times 10^{-3}} = 138,6 \Omega$$

Nous choisissons une résistance R_{B} de 150 Ω .

g) *Rendement théorique* η

$$\eta = \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}}{V_{\text{entrée}}} \right) \left(\frac{|V_{\text{sortie}}|}{|V_{\text{sortie}}| + V_{\text{D}}} \right)$$

$$\eta = \left(\frac{15 - 0,8}{15} \right) \left(\frac{15}{15 + 0,8} \right) = 88\%$$

Dissipation de la chaleur dans les régulateurs à découpage

La dissipation de la chaleur dans les régulateurs à découpage est considérablement moins élevée que celle des régulateurs linéaires, dont la puissance de sortie est comparable. Les principales sources d'énergie calorifiques sont les transistors internes de commutation et les transistors externes de puissance. La puissance dissipée dépend de la tension de saturation et du courant de saturation des transistors durant la conduction, ainsi que du taux de service du régulateur. Elle est calculée à l'aide de la relation:

$$P_{\text{D}} = V_{\text{sat.}} I_{\text{sat.}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T} \right) \quad (4.172)$$

La puissance dissipée atteint sa valeur la plus élevée lorsque le taux de service $t_{\text{cond.}}/T$ est maximal. Il faut donc prévoir, comme dans le cas des régulateurs linéaires, des dissipateurs de chaleur, dont la résistance thermique est calculée à partir des valeurs de la puissance dissipée maximale, de la résistance thermique jonction-boîtier des transistors de puissance et de la température ambiante (voir le paragraphe 4.6.2).

4.7.6 Principales caractéristiques des composants des régulateurs à découpage

La conception des régulateurs à découpage ne se limite pas seulement à la simple mise en application de formules mathématiques. En effet, les performances et la fiabilité de ces régulateurs dépendent du choix et de la construction des composants discrets utilisés, qui doivent présenter des caractéristiques bien adaptées aux exigences du découpage à fréquence élevée (de 20 kHz à 200 kHz et plus) d'une tension continue. Les principaux composants discrets utilisés sont les circuits magnétiques (transformateurs à haute fréquence et inductances), les transistors de commutation, les diodes redresseuses rapides et les condensateurs de filtrage.

Circuits magnétiques

Le choix des circuits magnétiques, qui comprennent les transformateurs et les inductances, constitue le point le plus important et le plus délicat de la conception d'un régulateur à découpage.

Le matériau magnétique le plus utilisé pour la construction des noyaux est la ferrite³ dont les principaux avantages sont: une haute perméabilité, de faibles pertes par courant de Foucault pour une large bande de fréquences (de 10 kHz à 50 MHz) et une bonne stabilité en fonction du temps et des variations de température. Les principaux manufacturiers, Ferroxcube, Magnetics Inc., Stackpole, TDK, Siemens, etc., proposent des noyaux magnétiques de différentes formes (rectangulaires, cylindriques ou rondes) et fournissent les fiches techniques, les tableaux et les courbes nécessaires au choix du noyau le mieux adapté à la puissance de sortie désirée et de la fréquence de découpage utilisée. Lorsque le noyau a été choisi, il faut alors déterminer le nombre de spires des enroulements primaire, secondaire et de démagnétisation (ou de récupération) en fonction des paramètres suivants: tensions primaire et secondaire, taux de service, période des impulsions, induction (densité du flux magnétique) et dimensions du noyau. Après le calcul du nombre de spires des différents enroulements, il faut, pour construire un transformateur d'alimentation à découpage, tenir compte de quatre critères fondamentaux:

- le couplage entre l'enroulement primaire et l'enroulement de démagnétisation;
- le choix des conducteurs;
- l'isolement;
- le rayonnement électromagnétique.

Le bobinage des transformateurs est une opération qui demande beaucoup de soin. La disposition particulière des

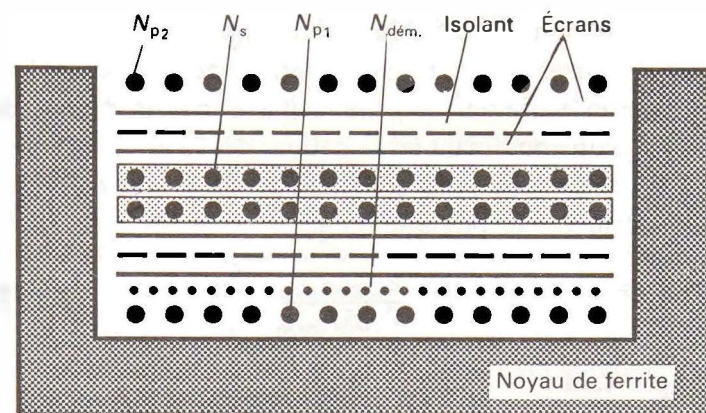


Figure 4.78 Représentation schématique d'un transformateur H.F. utilisé dans un régulateur à découpage.

enroulements qui sont imbriqués (c'est-à-dire montés en sandwich) permet d'améliorer le couplage entre les enroulements et de réduire les pertes (voir la figure 4.78). Le choix des conducteurs dépend de la valeur des courants primaire et secondaire; il faut également tenir compte de l'effet de peau⁴ qui intervient aux fréquences élevées.

Enfin, pour éliminer le rayonnement des parasites électromagnétiques, on ajoute des écrans; il s'agit de minces feuilles de cuivre placées entre les enroulements. La conception et la réalisation des transformateurs utilisés dans les alimentations à découpage constituent des opérations relativement complexes et délicates, si l'on désire obtenir un composant assez petit qui offre un bon rendement.

Les matériaux les plus couramment utilisés pour la réalisation des inductances de filtrage sont la ferrite et le *molypermalloy*. La valeur de l'inductance de filtrage doit être de préférence assez élevée pour que l'ondulation soit faible à la sortie. Par contre, sa valeur doit être faible pour que le temps de réponse soit rapide dans le cas de brusques variations de la charge. La valeur de l'inductance de filtrage fait donc l'objet d'un compromis; elle dépend des tensions d'entrée et de sortie, du courant de charge, de la fréquence de commutation et du taux d'ondulation toléré. Nous calculons la valeur de l'inductance de filtrage à l'aide de l'équation générale suivante:

$$L = \frac{(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})\Delta t}{I_L} \quad (4.173)$$

Le symbole Δt désigne le temps de blocage, soit t_{bloc} . Dans le cas des régulateurs *push-pull* en demi-pont et en pont, nous obtenons:

$$t_{\text{bloc}} = \frac{1}{2} \left[\frac{1 - (V_{\text{sortie}}/V_{\text{entrée}})}{f} \right] \quad (4.174)$$

Dans cette relation, f désigne la fréquence de commutation.

³ La ferrite est un alliage composé d'oxyde de fer (Fe_2O_3) et d'oxydes ou de carbonates de zinc, de manganèse, de nickel ou de magnésium.

⁴ Effet de peau (*skin effect*): Concentration des charges électriques en mouvement — c'est-à-dire du courant — à la périphérie des conducteurs lorsque ceux-ci sont parcourus par un courant alternatif de fréquence élevée.

Pour obtenir une faible ondulation à la sortie et pour limiter le courant de crête dans l'inductance, il est souhaitable que la variation ΔI_L ne dépasse pas la valeur de $0,25I_{\text{sortie}}$. En combinant les équations 4.173 et 4.174, nous obtenons une relation qui nous donne une valeur théorique proche de la valeur pratique réelle:

$$L = \frac{V_{\text{sortie}} t_{\text{bloc.}}}{0,25 I_{\text{sortie}}} \quad (4.175)$$

Exemple 4.21

On désire construire un régulateur à découpage *push-pull* à montage en demi-pont de 100 W, qui présente les caractéristiques suivantes: courant de sortie de 20 A sous une tension de 5 V c.c.; tension d'entrée de 10 V c.c. Calculez la valeur théorique de l'inductance de sortie montée sur un noyau de ferrite.

Solution

Le temps de blocage est, selon l'équation 4.174:

$$t_{\text{bloc.}} = \frac{1}{2} \left[\frac{1 - (V_{\text{sortie}}/V_{\text{entrée}})}{f} \right]$$

$$t_{\text{bloc.}} = \frac{1}{2} \left[\frac{1 - (5/10)}{20 \times 10^3} \right] = 12 \mu\text{s}$$

L'équation 4.175 nous donne la valeur de l'inductance de sortie:

$$L = \frac{V_{\text{sortie}} t_{\text{bloc.}}}{0,25 I_{\text{sortie}}}$$

$$L = \frac{5 \times 12 \times 10^{-6}}{0,25 \times 20} = 12 \mu\text{H}$$

Transistors de commutation

Les régulateurs à découpage utilisent des transistors de puissance à commutation rapide. Ceux-ci sont spécialement adaptés pour fonctionner directement sur le secteur. Les principales caractéristiques de ces transistors sont:

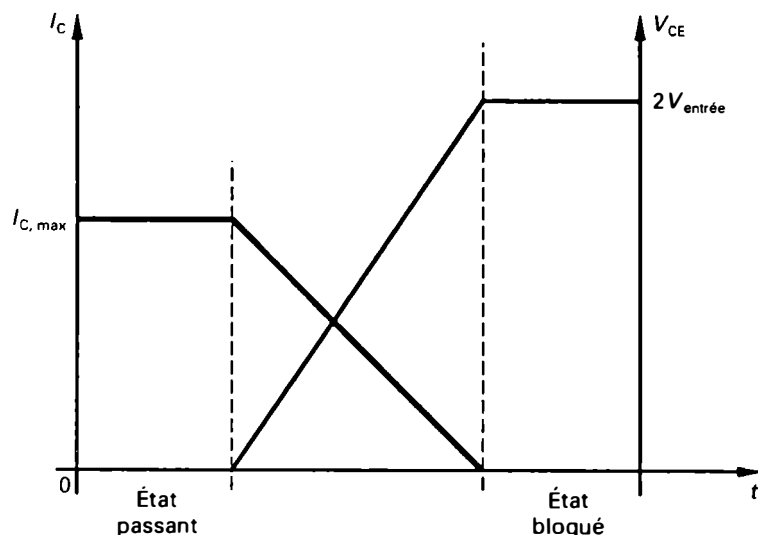


Figure 4.79 Variations de I_C et de V_{CE} lors du blocage du transistor de commutation.

- une tension collecteur-émetteur plus élevée que celle des transistors bipolaires, $V_{CE, \text{max}}$ de 800 V à 1000 V;
- une tension de saturation faible garantie pour un courant de collecteur donné, $V_{CE, \text{sat.}}$ de 1 V à 1,5 V;
- un temps de commutation très court, une fraction de microseconde à quelques microsecondes;
- une faible résistance thermique jonction-boîtier;
- une stabilité à long terme du courant de fuite.

La technologie des régulateurs à découpage est actuellement en pleine évolution. Les transistors bipolaires *NPN* sont progressivement remplacés par les transistors de puissance MOSFET (*Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor*)⁵. Ceux-ci présentent les avantages suivants:

- un temps de réponse très court, soit de l'ordre des nanosecondes; cela permet d'obtenir des fréquences de commutation de l'ordre de 100 kHz à 200 kHz et plus;
- un gain et une impédance d'entrée élevés; cela permet de réduire le courant de commande gâchette-source et de simplifier les circuits de commande;
- une faible résistance à l'état passant; elle est inférieure à 1 Ω et elle s'approche donc de la valeur de la résistance des transistors bipolaires.

La phase critique dans le fonctionnement du transistor de commutation est le passage de l'état passant à l'état bloqué, soit de I_C maximal à I_C nul. La tension de collecteur, V_C , s'élève alors à deux fois la tension d'entrée (voir la figure 4.79). À cause de la fréquence élevée de commutation, la dissipation calorifique du transistor augmente considérablement. Pour remédier à cet effet, nous utilisons un circuit d'aide à la commutation *RCD* (*Snubber*) placé entre le collecteur et la borne négative d'entrée (voir la figure 4.68). Le rôle de ce circuit est de ralentir la brusque montée de la tension sur le collecteur grâce au choix judicieux de la constante de temps RC . La valeur de C doit être calculée de telle sorte que le courant du collecteur s'annule avant que la tension collecteur-émetteur du transistor n'atteigne la valeur maximale $V_{CE, \text{max}}$. Lors du blocage du transistor, le condensateur C se charge et il se décharge lorsque le transistor laisse passer le courant; la résistance R limite alors la valeur du courant de crête de décharge.

La valeur du condensateur est déterminée à l'aide de la relation:

$$C = \frac{I_C(t_r + t_f)}{V_{CE}} \quad (4.176)$$

Dans cette relation, t_r désigne le temps de montée (*Rise time*) du courant de collecteur et t_f , le temps de descente (*Fall time*) du courant de collecteur. Puisque nous supposons

⁵ Les fabricants utilisent différentes technologies dans la construction des transistors de puissance MOSFET. Ceux-ci sont connus sous les appellations suivantes: HEXFET (International Rectifier), TMOS (Motorola), VMOS, etc.

que le condensateur sera en grande partie déchargé après un temps égal à trois constantes de temps, nous pouvons écrire:

$$R = \frac{t_{\text{cond.}}}{3C} \quad (4.177)$$

Lorsque la valeur de R est calculée à l'aide de la relation 4.177, nous devons nous assurer que la valeur du courant de décharge ne dépasse pas $0,25 I_C$, en utilisant l'équation:

$$I_{\text{décharge}} = \frac{V_{\text{CE}}}{R} \quad (4.178)$$

Si la valeur de R est trop faible et si $I_{\text{décharge}}$ est plus grand que $0,25 I_C$, alors la valeur de R calculée à l'aide de l'équation 4.177 doit être augmentée.

Enfin, la puissance nominale de la résistance est calculée à partir de la relation:

$$P_R = \frac{1}{2} C V_{\text{CE}}^2 f \quad (4.179)$$

Exemple 4.22

Un circuit de protection RCD d'un transistor de commutation est utilisé dans un régulateur à découpage *push-pull* à montage en demi-pont. Calculez les valeurs du condensateur C et de la résistance R , si V_{CE} est de 200 V, I_C de 2 A, t_r de $0,5 \mu\text{s}$, t_f de $2 \mu\text{s}$ et f de 20 kHz.

Solution

Selon l'équation 4.176, la valeur de C est:

$$C = \frac{I_C(t_r + t_f)}{V_{\text{CE}}}$$

$$C = \frac{2(0,5 \times 10^{-6} + 2 \times 10^{-6})}{200} = 25 \text{ nF}$$

Nous utiliserons un condensateur de 22 nF.

Si le temps de conduction est égal à 40% de la période de commutation, alors:

$$t_{\text{cond.}} = 0,40 f = 0,40 \left(\frac{1}{20 \times 10^3} \right)$$

$$t_{\text{cond.}} = 20 \mu\text{s}$$

Selon l'équation 4.177, la valeur de R est:

$$R = \frac{t_{\text{cond.}}}{3C} = \frac{20 \times 10^{-6}}{3 \times 22 \times 10^{-9}}$$

$$R = 303 \Omega$$

Calculons la valeur du courant de décharge à l'aide de l'équation 4.178:

$$I_{\text{décharge}} = \frac{V_{\text{CE}}}{R} = \frac{200}{303}$$

$$I_{\text{décharge}} = 0,660 \text{ A}$$

Cette valeur est supérieure à $0,25 \times 2 \text{ A}$. Nous devons recalculer la valeur de R :

$$R = \frac{V_{\text{CE}}}{I_{\text{décharge}}} = \frac{200}{0,25 \times 2}$$

$$R = 400 \Omega$$

Nous choisissons une résistance de 430 Ω .

Diodes redresseuses rapides

Les régulateurs à découpage utilisent des diodes de redressement qui présentent des caractéristiques particulières que ne possèdent pas les diodes ordinaires. Ces diodes sont très rapides, puisqu'elles doivent fonctionner à des fréquences de 100 kHz et plus; elles doivent aussi présenter une faible chute de tension directe pour que les pertes soient faibles et que le rendement global soit meilleur. Nous distinguons les diodes redresseuses à recouvrement inverse rapide et les diodes redresseuses Schottky.

Les *diodes redresseuses à recouvrement inverse rapide* sont caractérisées par une chute de tension directe V_F plus petite que 0,85 V et par un temps de recouvrement inverse t_{rr} (*Reverse recovery time*) de l'ordre de 50 ns.

Les *diodes redresseuses Schottky*, dont la technologie est plus récente, permettent d'obtenir de bonnes performances dans le cas de faibles tensions de sortie:

$$V_{\text{sortie}} \leq 5 \text{ V}$$

Ces diodes sont caractérisées, d'une part, par une très faible chute de tension directe (V_F plus petit ou égal à 0,5 V) même dans le cas de courants directs élevés et, d'autre part, par un temps de recouvrement inverse négligeable. Cependant, elles ont l'inconvénient d'avoir une tension inverse de crête relativement faible, limitée à environ 100 V, et un courant inverse de fuite important.

Courant direct maximal des diodes de redressement et de roue libre

Dans le régulateur à récupération d'énergie (voir la figure 4.66), la diode ne laisse passer le courant que durant une partie du cycle de commutation, soit lorsque le transistor est à l'état bloqué. Elle doit donc pouvoir fournir la totalité du courant de sortie durant le temps de conduction.

Le courant direct de crête de la diode redresseuse est obtenu à l'aide de la relation:

$$I_{F, \text{max}} = \frac{2I_{\text{sortie}}}{1 - \sigma_{\text{max}}} \quad (4.180)$$

Le symbole σ_{max} désigne le taux de service maximal du régulateur:

$$\sigma_{\text{max}} = \frac{t_{\text{cond.}}}{T}$$

Si le taux de service est de 45%, nous obtenons:

$$\sigma I_{F, \text{max}} = 3,6 I_{\text{sortie}} \quad (4.181)$$

Dans le régulateur à transfert direct d'énergie (voir la figure 4.68), le courant de sortie circule continuellement vers la charge, de sorte que sa valeur de crête sera plus faible que dans le cas du régulateur à récupération d'énergie.

Le courant direct de crête des diodes redresseuses et de roue libre est obtenu à partir de la relation générale suivante:

$$I_{F, \max} = I_{\text{sortie}} \sigma_{D_r} \quad (4.182)$$

Le symbole σ_{D_r} désigne le taux de service de la diode redresseuse.

Le taux de service de la diode de roue libre (diode de commutation) est:

$$\sigma_{D_c} = 1 - \sigma_{\min} = 1 - \sigma_{\max} \left(\frac{V_{\text{entrée, min}}}{V_{\text{entrée, max}}} \right) \quad (4.183)$$

Les symboles $V_{\text{entrée, max}}$ et $V_{\text{entrée, min}}$ désignent les valeurs limites de la tension continue d'entrée.

Dans les régulateurs à découpage de la famille *push-pull* (montages en demi-pont et en pont) illustrés aux figures 4.70 et 4.71, les diodes redresseuses fournissent des courants de sortie égaux durant des temps de conduction égaux. Puisque le régulateur *push-pull* correspond à deux régulateurs à transfert direct d'énergie qui travaillent en opposition de phase, la valeur du courant direct de crête des diodes redresseuses est calculé à partir de la relation 4.182.

Exemple 4.23

- La diode redresseuse d'un régulateur de tension à découpage à récupération d'énergie (*flyback*) de 100 W fournit un courant de 20 A sous une tension continue de 20 V. La fréquence de commutation est de 20 kHz et le taux de service maximal est de 45%. Calculez la valeur du courant direct de crête de la diode.
- La diode redresseuse et la diode de commutation d'un régulateur à découpage à transfert direct d'énergie (*forward*) de 100 W fournit 20 A sous 5 V c.c. La tension d'entrée varie entre 90 V et 132 V c.a.; la fréquence de commutation est de 20 kHz et le taux de service maximal est de 45%. Calculez la valeur du courant de crête de la diode.

Solution

- Dans le cas d'un régulateur à récupération d'énergie, nous avons:

$$I_{F, \max} = \frac{2 I_{\text{sortie}}}{1 - \sigma_{\max}} = \frac{2 \times 20}{1 - 0,45}$$

$$I_{F, \max} = 72,7 \text{ A}$$

La diode redresseuse doit pouvoir supporter un courant direct de crête de 72,7 A.

- Dans le cas d'un régulateur à transfert d'énergie, nous avons pour la diode redresseuse:

$$I_{F, \max} = I_{\text{sortie}} \sigma_{D_r} = 20 \times 0,45$$

$$I_{F, \max} = 9 \text{ A}$$

Nous choisissons une diode redresseuse rapide de 10 A, et un taux de service de 45%. Dans le cas de la diode de commutation, le taux de service est:

$$\sigma_{D_c} = 1 - \sigma_{\max} \left(\frac{V_{\text{entrée, min}}}{V_{\text{entrée, max}}} \right)$$

Puisque:

$$V_{\text{entrée, min}} = 90\sqrt{2} - 20 \text{ V d'ondulation} = 107 \text{ V}$$

et:

$$V_{\text{entrée, max}} = 132\sqrt{2} = 186 \text{ V}$$

Nous utiliserons $V_{\text{entrée, min}}$ de 100 V et $V_{\text{entrée, max}}$ de 190 V de sorte que:

$$\sigma_{D_c} = 1 - 0,45 \left(\frac{100}{190} \right) = 0,76$$

Le courant direct de crête de la diode de commutation est donc:

$$I_{F, \max} = 20 \times 0,76 = 15,2 \text{ A}$$

Nous choisissons une diode rapide de 20 A, et un taux de service de 76%.

Remarque: Les diodes doivent être munies des dissipateurs de chaleur appropriés qui les protègent contre la destruction résultant d'un emballement thermique. Normalement, les fabricants fournissent les courbes de dérive thermique qui permettent de déterminer la valeur du courant direct des diodes en fonction de la température du boîtier.

Condensateurs de filtrage de sortie

Le rôle du condensateur de filtrage de sortie est important dans une alimentation à découpage. Celui-ci permet de maintenir, dans des limites acceptables, les écarts de la tension de sortie qui sont causés par de brusques variations de la charge et de réduire les perturbations qui proviennent du régulateur à découpage à fréquences de commutation élevées. La valeur du condensateur dépend du type de régulateur dans lequel il est utilisé, du courant de sortie, de la tension d'ondulation tolérée et de la fréquence de découpage (voir les paragraphes 4.7.1, 4.7.2 et 4.7.3). La figure 4.80 représente le schéma équivalent du condensateur de filtrage réel. Celui-ci comprend une résistance série R_s , une inductance série L_s et un condensateur idéal C . Le condensateur de filtrage doit posséder une très faible résistance équivalente série qui peut être abaissée à 10 mΩ et une très faible inductance série qui peut être réduite à 12 nH pour limiter les pertes et l'échauffement. La Résistance Équivalente Série (en anglais, *Equivalent Serie Resistor* ou ESP) du condensateur de filtrage est déterminée à l'aide de la relation suivante:

$$RES_{\max} = \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta I_{\text{sortie}}} \quad (4.184)$$

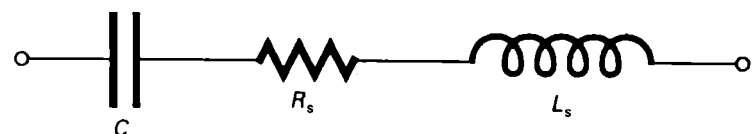


Figure 4.80 Schéma équivalent du condensateur de filtrage de sortie.

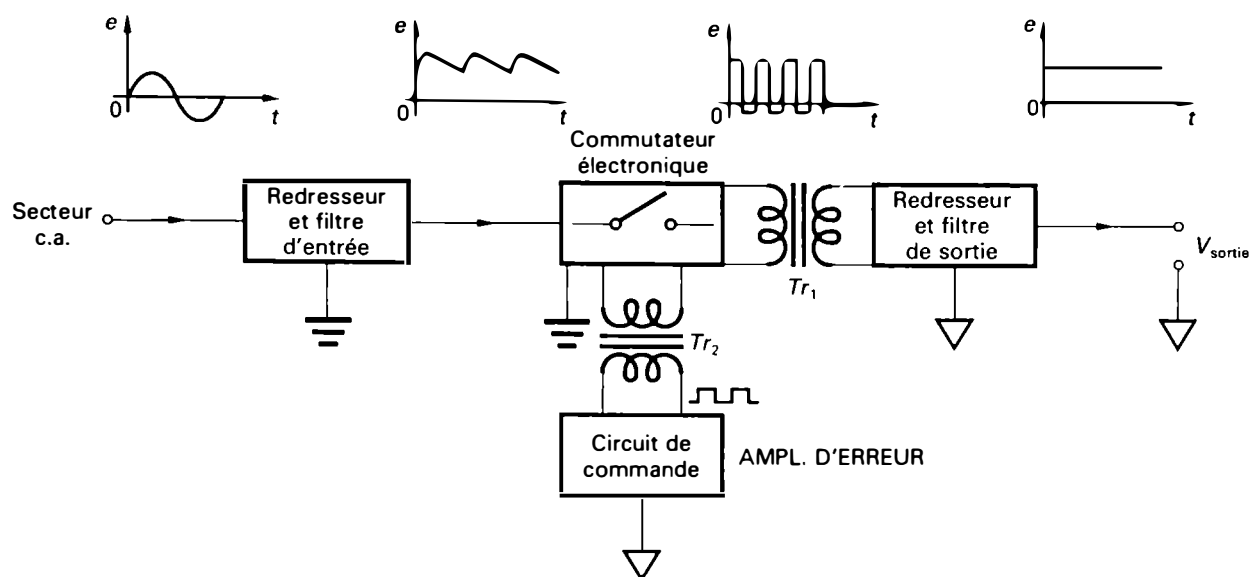


Figure 4.81 Schéma synoptique d'une alimentation à découpage isolée à l'aide d'un transformateur.

Le symbole ΔV_{sortie} désigne la valeur crête-à-crête de la tension d'ondulation de sortie acceptable, exprimée en volts. Le symbole ΔI_{sortie} désigne la variation du courant de sortie, exprimée en ampères. Pour limiter le courant de crête dans l'inductance de sortie et pour maintenir un taux d'ondulation acceptable, il est préférable que:

$$\Delta I_{\text{sortie}} = 0,25 I_L \approx 0,25 I_{\text{sortie}}$$

Les fabricants ont mis au point des condensateurs électrolytiques spécialement conçus pour les circuits à haute tension et à impulsions rapides (fort courant). Ces condensateurs fonctionnent sous tension continue et sous tension alternative. Les diélectriques utilisés sont des films de polypropylène ou de polycarbonate.

Isolation électrique des régulateurs à découpage

Les alimentations régulées avec sortie isolée ont deux fonctions essentielles; la première consiste à fournir une tension continue de sortie stable destinée à alimenter des circuits électroniques ou électromécaniques; la deuxième consiste à assurer une excellente isolation électrique entre les circuits d'entrée et les circuits de sortie, afin de protéger l'utilisateur contre les risques de chocs électriques qui proviendraient de hautes tensions ou de courants de fuite.

Pour isoler électriquement la sortie d'un régulateur à découpage, nous utilisons un transformateur d'isolation (voir la figure 4.81), soit un *opto-isolateur*, appelé aussi *optocoupleur* ou *photocoupleur*⁶ (voir la figure 4.82).

⁶ Les optocoupleurs sont étudiés au chapitre 11.

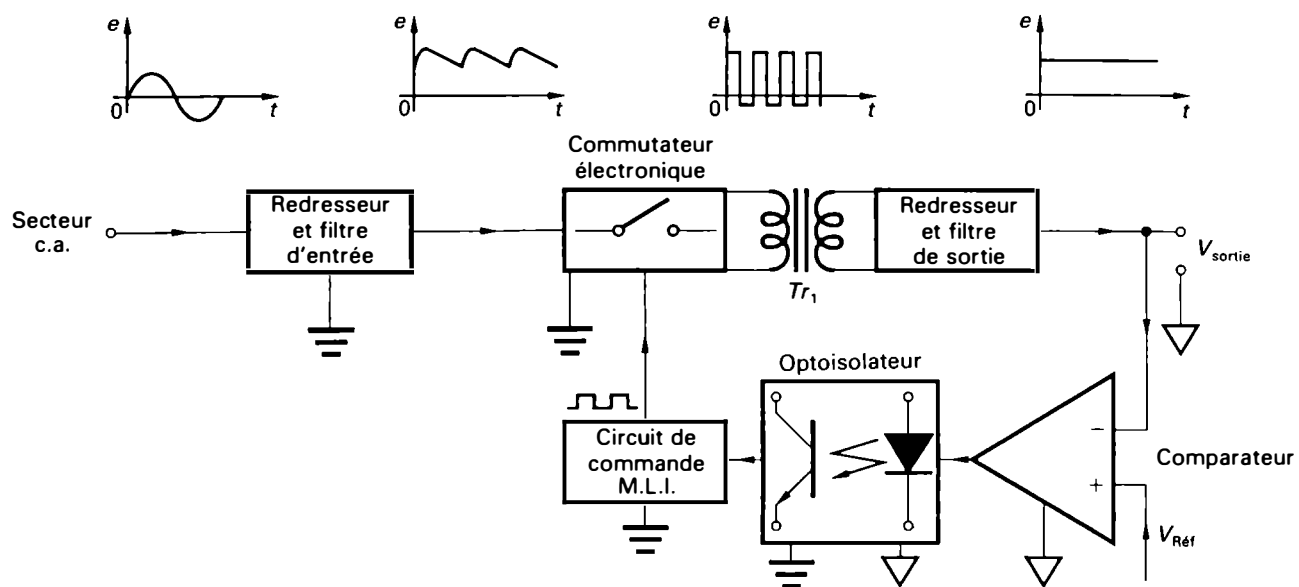


Figure 4.82 Schéma synoptique d'une alimentation à découpage isolée à l'aide d'un opto-isolateur.

Dans le schéma synoptique illustré à la figure 4.81, l'amplificateur d'erreur et le circuit de commande ont une masse commune avec le redresseur et le filtre de sortie. L'isolation entre les circuits d'entrée (secteur alternatif) et les circuits de sortie (tension continue régulée) est réalisée par le transformateur de puissance Tr_1 et le transformateur d'isolation Tr_2 , qui attaque généralement la base d'un transistor ou l'entrée d'une porte.

Dans le schéma synoptique illustré à la figure 4.82, le circuit de commande modulateur de la largeur des impulsions (M.L.I.) possède une masse commune avec le commutateur électronique, le redresseur et le filtre d'entrée. L'isolation entre les circuits d'entrée et les circuits de sortie est obtenue par l'intermédiaire du transformateur de puissance Tr_1 et de l'opto-isolateur. Pour transmettre une tension différentielle d'erreur provenant de la sortie, il est nécessaire d'utiliser une tension de référence et un comparateur qui attaque directement l'entrée de l'optocoupleur.

Les deux techniques d'isolation donnent de bons résultats; le choix dépend principalement du type de régulateur à découpage utilisé et du coût des divers composants. En général, le transformateur d'isolation est utilisé dans tous les types de régulateurs à découpage (à récupération d'énergie, à transfert direct d'énergie, *push-pull* en demi-pont, *push-pull* en pont), alors que les optocoupleurs sont plus communément employés dans les régulateurs à récupération d'énergie (*flyback*) et à transfert direct d'énergie (*forward*).

4.7.7 Considération sur les régulateurs de tension linéaires et à découpage

Actuellement, les alimentations à courant continu comportent soit des régulateurs linéaires, qui sont encore utilisés dans la plupart des équipements, soit des régulateurs à découpage dont la technologie se développe rapidement. Chacun de ces types de régulateurs présentent non seulement des avantages, mais aussi certains inconvénients selon les différentes applications.

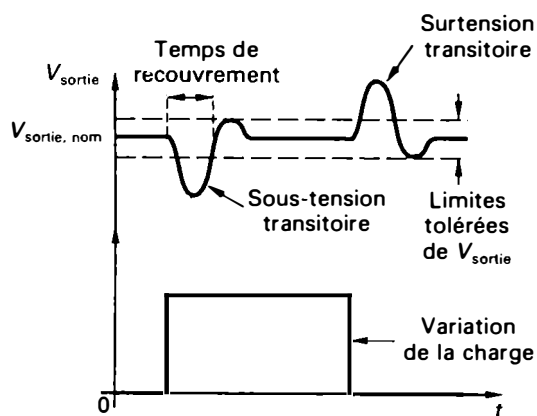


Figure 4.83 Temps de recouvrement des tensions transitoires.

Régulateurs de tension linéaires

Les régulateurs de tension linéaires sont caractérisés par:

- un très bon taux de régulation de tension de charge, qui atteint 0,02% à 0,1%;
- une très faible ondulation résiduelle à la sortie, qui est comprise entre 0,5 mV et 2 mV efficace;
- un temps de réponse très rapide. Le temps de recouvrement des signaux transitoires (*Transient Recovery Time*) est de l'ordre de 50 μ s;
- des circuits de conception relativement simple grâce à l'utilisation de circuits intégrés régulateurs.

Cependant, les régulateurs de tension linéaires présentent quelques inconvénients:

- un faible rendement qui se situe entre 40% et 55%;
- la nécessité d'un bon système de refroidissement (dissipateur de chaleur; ventilation) pour dissiper l'énergie calorifique produite;
- un très faible temps de maintien de la tension régulée de sortie après que la source alternative d'entrée est interrompue, soit de l'ordre de 2 ms;
- une masse et un volume relativement importants, car les alimentations linéaires utilisent des transformateurs (50 Hz ou 60 Hz) qui sont des composants lourds et encombrants. Les alimentations linéaires fournissent environ 0,5 W par pouce cube (16,4 cm³).

Remarques

1. Le temps de recouvrement des signaux transitoires (*Transient Recovery Time*) est le temps requis pour que la tension régulée de sortie reprenne sa valeur normale après une brusque variation du courant de charge ou de la tension alternative d'entrée (voir la figure 4.83).
2. Le temps de maintien (*Hold-up Time*) est le temps durant lequel la tension continue de sortie est maintenue à sa valeur régulée après l'interruption de la source alternative (voir la figure 4.84). Ce paramètre est habituellement mesuré à pleine charge et dans le cas de la valeur nominale de la tension alternative d'entrée.

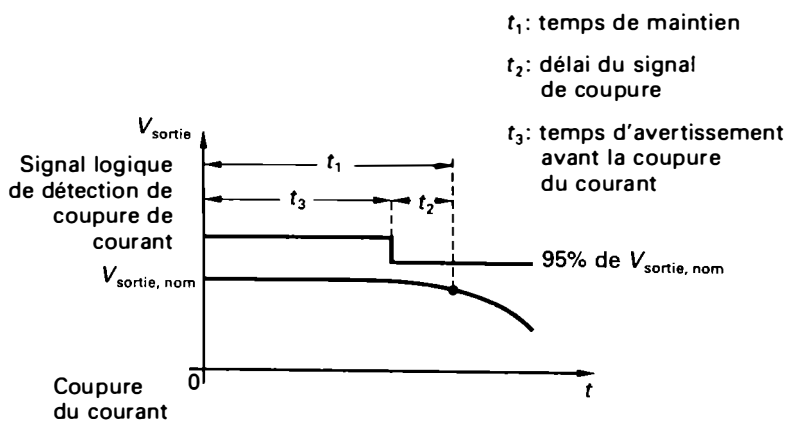


Figure 4.84 Temps de maintien.

Régulateurs de tension à découpage

Les régulateurs de tension à découpage dont la conception est différente et plus récente, présentent les principales caractéristiques suivantes:

- un rendement nettement amélioré qui se situe entre 70% et 85%;
- la possibilité de tolérer une variation de la tension alternative de $\pm 20\%$;
- un temps de maintien plus long que celui des régulateurs linéaires, soit de l'ordre de 32 ms (deux cycles pour la fréquence de 60 Hz). Il s'agit d'une caractéristique importante dans le cas des alimentations pour ordinateurs;
- une faible masse, car le transformateur d'alimentation (50 Hz ou 60 Hz) qui est le composant le plus lourd est supprimé. Le régulateur à découpage utilise un transformateur haute fréquence (20 kHz à 200 kHz et plus) beaucoup plus léger. Ainsi, pour la même puissance de sortie, les alimentations à découpage sont de trois à quatre fois moins lourdes que les alimentations linéaires.
- des dimensions réduites de 30% à 60% par rapport aux dimensions d'une alimentation conventionnelle. Les alimentations à découpage fournissent une puissance de sortie d'environ 3 W par pouce cube (16,4 cm³).

Les régulateurs à découpage présentent néanmoins quelques inconvénients dont certains sont liés à l'utilisation d'une fréquence de commutation élevée:

- le taux de régulation de charge est légèrement plus élevé; il se situe entre 0,1% et 1,0%;
- l'ondulation résiduelle à la sortie est plus importante; elle est de l'ordre de 25 mV à 100 mV crête-à-crête, soit une valeur 5 à 10 fois plus élevée que celle obtenue à la sortie d'un régulateur linéaire;
- le temps de recouvrement des signaux transitoires est plus lent; il est de l'ordre de 300 μ s;

- la production de champs électromagnétiques parasites (*EMI: Electromagnetic Interference*, appelés aussi *RFI: Radio Frequency Interference*) qui peuvent être propagés par le secteur. Il faut donc prévoir des filtres et des blindages pour éliminer les signaux parasites qui seraient réinjectés sur le secteur;
- les circuits sont généralement plus complexes que ceux des régulateurs linéaires et leur mise au point est aussi plus délicate.

Le tableau 4.5 indique les principales caractéristiques des alimentations linéaires et des alimentations à découpage.

Les premières alimentations à découpage ont été mises au point au cours des années 60. Elles étaient alors principalement utilisées dans des applications où le rendement, le volume et la masse constituaient des contraintes très importantes (systèmes aéroportés, véhicules spatiaux, équipements militaires, etc.). Au cours des années 70, la technologie des alimentations à découpage s'est grandement améliorée et le coût des composants a diminué. En outre, les alimentations à découpage commencent à remplacer progressivement les alimentations linéaires conventionnelles dans les applications les plus courantes de faible moyenne et forte puissance. Il est donc normal de prévoir qu'à la fin des années 80, elles occuperont une place de plus en plus importante dans le marché total des alimentations.

4.8 RÉGULATEURS DE COURANT

Le but d'un régulateur de courant est de maintenir un courant constant dans un circuit de charge malgré les variations de la résistance de charge et de la tension d'entrée. La tension de sortie d'un régulateur de courant s'ajuste automatiquement pour maintenir un courant de charge constant lorsque la résistance de charge varie.

Tableau 4.5 Comparaison entre les caractéristiques des alimentations linéaires et des alimentations à découpage.

Caractéristique	Alimentations linéaires	Alimentations à découpage
Taux de régulation de charge	0,02% à 0,1%	0,1% à 1,0%
Taux de régulation de ligne	0,02% à 0,05%	0,05% à 0,1%
Ondulation de sortie	0,5 mV à 2 mV efficace	20 mV à 100 mV crête-à-crête
Variations tolérées de la tension d'entrée	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$
Rendement	40% à 55%	70% à 85%
Densité de puissance	0,5 W/po ³ (30 mW/cm ³)	2,9 W/po ³ (177 mW/cm ³)
Temps de recouvrement	50 μ s	300 μ s
Temps de maintien	2 ms	32 ms

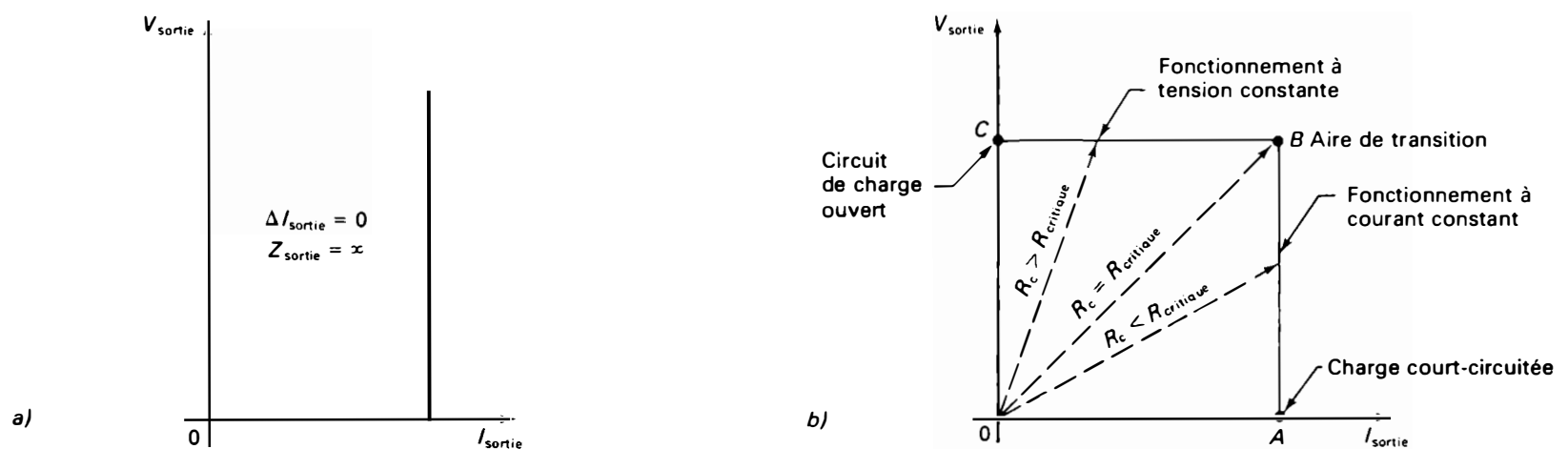


Figure 4.85 Caractéristiques tension-courant d'un régulateur de courant: a) caractéristique idéale; b) caractéristique pratique.

La figure 4.85.a représente la caractéristique tension-courant idéale d'une alimentation à courant constant. Son impédance de sortie est infinie:

$$Z_{\text{sortie}} = \frac{\Delta V_{\text{sortie}}}{\Delta I_{\text{sortie}}}$$

Puisque:

$$\Delta I_{\text{sortie}} = 0$$

alors:

$$Z_{\text{sortie}} = \infty$$

En pratique, les alimentations à courant constant ne possèdent pas une résistance interne infinie et leur tension de sortie doit être limitée à une valeur maximale prédéterminée, afin d'éviter l'application d'une tension excessive à la charge.

La figure 4.85.b représente la caractéristique pratique tension-courant d'une alimentation à courant constant. Pour une variation de la résistance de charge comprise entre 0 et une valeur critique $R_{\text{crit.}}$, le courant se maintient constant

(zone AB). Pour des valeurs de la charge supérieures à $R_{\text{crit.}}$, la tension de sortie demeure constante et le courant décroît proportionnellement à l'augmentation de la résistance de charge (zone BC).

Les alimentations à courant constant sont utilisées dans de nombreuses applications telles que la charge de batteries à courant constant, la galvanoplastie, les tests électriques pour les composants à semi-conducteurs (mesure des paramètres d'un transistor), etc.

4.8.1 Régulateur de courant à composants discrets

Dans le montage régulateur de courant de la figure 4.86, la tension de référence est fixée par la diode Zener D_Z en série avec la résistance R_Z . La diode D_1 montée en série avec D_Z compense la chute de tension de la jonction base-émetteur du transistor T_1 . Le transistor T_1 est monté en base commune; ce montage présente la plus haute impédance de sortie, de l'ordre du mégohm. La résistance variable de polarisation de l'émetteur de T_1 (R_s) permet de régler le courant de sortie I_{R_c} .

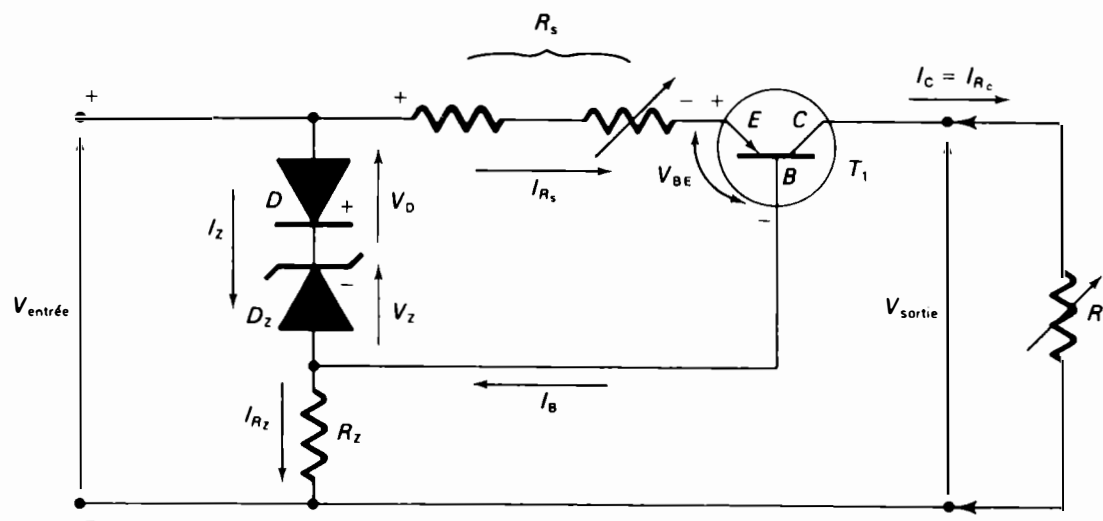


Figure 4.86 Régulateur de courant à composants discrets.

Le courant de sortie I_{R_c} fourni par le régulateur produit une chute de tension aux bornes de R_s qui est, à tout instant, comparée à la tension de référence. Si la résistance de charge diminue, le courant de sortie tend à augmenter; le courant d'émetteur du transistor T_1 et la tension aux bornes de la résistance en série R_s augmenteront également. La tension V_Z aux bornes de la diode Zener étant fixe, la tension base-émetteur V_{BE} du transistor diminue. De ce fait, le courant de base I_B baisse, entraînant une réduction du courant de collecteur I_C . Le courant de charge, $I_{R_c} = I_C$, reprend la valeur qu'il avait avant la diminution de la résistance de charge. Le raisonnement inverse s'applique lorsque l'intensité de sortie tend à diminuer. Le fonctionnement de ce régulateur de courant peut se résumer sous forme logique séquentielle suivante:

$$\text{Si } R_c \downarrow, I_{R_c} \uparrow, I_{R_s} \uparrow, V_{R_s} \uparrow, V_{BE} \downarrow, I_B \downarrow, I_C \downarrow, I_{R_s} \downarrow, I_{R_c} \downarrow$$

Stabilisation

Le transistor en série se comporte comme une résistance variable qui augmente lorsque R_c diminue et qui diminue lorsque R_c augmente.

Calcul des composants du circuit

La résistance R_s permet d'ajuster la valeur du courant de charge. Nous pouvons écrire:

$$V_Z + V_D - V_{BE} - R_s I_E = 0$$

de sorte que:

$$I_E = \frac{V_Z + V_D - V_{BE}}{R_s}$$

Puisque $V_D \approx V_{BE}$, nous obtenons:

$$I_E = \frac{V_Z}{R_s}$$

Dans un transistor, la relation entre les courants est:

$$I_E = I_B + I_C$$

où $I_B \approx I_C/\beta$.

Nous pouvons donc écrire:

$$I_E = I_C \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)$$

$$\frac{V_Z}{R_s} = I_C \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)$$

$$I_{R_c} = \frac{V_Z}{R_s (1 + 1/\beta)}$$

Habituellement, β est de l'ordre de 100 et I_C est égal à I_{R_c} , de sorte que:

$$I_{R_c} = \frac{V_Z}{R_s}$$

$$R_s = \frac{V_Z}{I_{R_c}}$$

La résistance R_Z est traversée par le courant de la diode Zener et par le courant de base du transistor T_1 :

$$R_Z = \frac{V_{\text{entrée}} - V_Z - V_D}{I_Z + I_B} \quad (4.185)$$

Dans ce montage, le transistor doit pouvoir supporter le courant total de charge. Lorsque la charge est court-circuitée, il doit pouvoir supporter, entre l'émetteur et le collecteur, une tension égale à:

$$V_{CE, \max} = V_{\text{entrée}} - R_s I_{R_c} \quad (4.186)$$

La puissance de dissipation maximale du transistor est:

$$P_{CE, \max} = V_{CE, \max} I_{R_c}$$

$$P_{CE, \max} = (V_{\text{entrée}} - R_s I_{R_c}) I_{R_c} \quad (4.187)$$

La condition limite pour maintenir un courant de charge constant apparaît lorsque la tension entre l'émetteur et le collecteur du transistor tend vers zéro, de sorte que:

$$R_{c, \max} = \frac{V_{\text{entrée}} - R_s I_{R_c}}{I_{R_c}} \quad (4.188)$$

Exemple 4.24

Le régulateur de courant de la figure 4.86 doit fournir un courant constant de 10 mA à une charge dont la résistance varie de 0 Ω à 2 k Ω . La tension d'entrée est de 30 V, la tension V_{BE} est de 0,6 V et β est égal à 100. Déterminez les caractéristiques de la diode D_Z , des résistances R_Z et R_s , et du transistor T .

Solution

Choix de la diode D_Z

Nous avons:

$$V_{\text{entrée}} = 30 \text{ V}$$

$$V_{R_c, \max} = R_{c, \max} I_{R_c}$$

$$V_{R_c, \max} = 2000 \times 0,01 = 20 \text{ V}$$

Lorsque V_{CE} tend vers zéro, alors:

$$V_Z = V_{\text{entrée}} - V_{R_c, \max}$$

$$V_Z = 30 - 20 = 10 \text{ V}$$

Nous choisirons une diode Zener de 10 V (150 mW). La diode D doit pouvoir laisser passer un courant égal à I_Z .

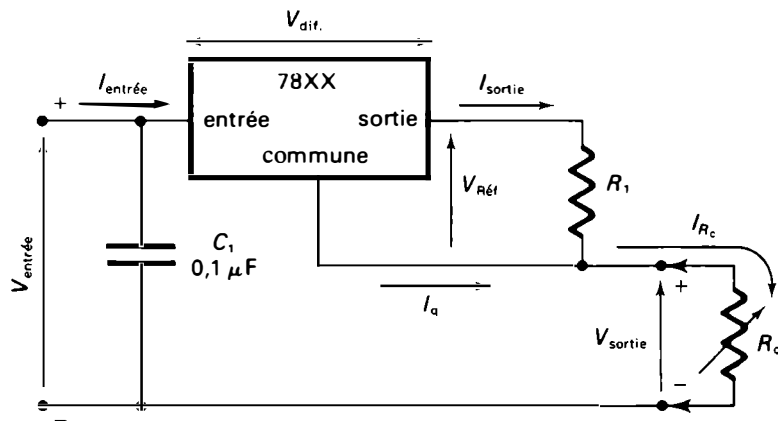


Figure 4.87 Régulateur de courant à circuit intégré.

Calcul de R_z
 Nous avons:

$$R_z = \frac{V_{\text{entrée}} - V_z - V_D + V_{BE}}{I_z + I_B}$$

où:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_B = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ mA}$$

Si nous choisissons 5 mA comme valeur minimale du courant de Zener, nous obtenons:

$$R_z = \frac{30 - 10 - 0,6 + 0,6}{5 \times 10^{-3} + 1 \times 10^{-4}} = 3921 \Omega$$

Nous choisissons donc une résistance de 3900 Ω .

Calcul de R_s

Puisque I_B est négligeable, nous pouvons écrire:

$$R_s = \frac{V_z}{I_{R_c}}$$

$$R_s = \frac{10}{0,01} = 1000 \Omega$$

La puissance de dissipation de R_s est:

$$P_{R_s} = R_s I_{R_c}^2 = 1000 \times (0,01)^2$$

$$P_{R_s} = 0,1 \text{ W}$$

Choix du transistor

La tension maximale pouvant être appliquée entre l'émetteur et le collecteur du transistor (lorsque $R_c = 0$) est déterminée de la façon suivante:

$$V_{CE, \text{max}} = V_{\text{entrée}} - R_s I_{R_c}$$

$$V_{CE, \text{max}} = 30 - (1000 \times 0,01) = 20 \text{ V}$$

$$P_{CE, \text{max}} = V_{CE, \text{max}} I_{R_c}$$

$$P_{CE, \text{max}} = 20 \times 0,01 = 0,20 \text{ W}$$

4.8.2 Régulateur de courant à circuit intégré

Le montage de la figure 4.87 représente un régulateur de tension utilisé comme régulateur de courant fournissant un

courant stabilisé ajustable par la résistance externe R_1 . La tension de référence, $V_{\text{Réf}}$, étant fixe, le courant dans R_1 est donc constant. Puisque la résistance de charge R_c est placée en série avec la résistance R_1 , elle sera également traversée par un courant constant.

La valeur du courant constant fourni à une charge variable est:

$$I_{R_c} = \frac{V_{\text{Réf}}}{R_1} + I_q \quad (4.189)$$

Dans cette relation, $V_{\text{Réf}}$ désigne la tension de sortie fournie par le régulateur et mesurée entre la broche de sortie et la broche commune alors que I_q désigne le courant de repos du régulateur.

Un courant constant peut être fourni à une charge dont la résistance peut varier entre une valeur minimale nulle ($R_{c, \text{min}} = 0 \Omega$) et une valeur maximale:

$$R_{c, \text{max}} = \frac{V_{\text{entrée}} - (V_{\text{Réf}} + V_{\text{dif.}})}{I_{R_c}} \quad (4.190)$$

Dans cette relation, $V_{\text{entrée}}$ désigne la tension d'entrée du régulateur, et $V_{\text{dif.}}$ désigne la chute de tension dans le régulateur; cette dernière est mesurée entre la borne d'entrée et la borne de sortie. La tension minimale d'entrée est déterminée par la relation:

$$V_{\text{entrée, min}} = R_{c, \text{max}} I_{R_c} + V_{\text{Réf}} + V_{\text{dif.}} \quad (4.191)$$

Exemple 4.25

On désire construire un régulateur de courant fournissant 100 mA. On utilise le circuit intégré 7805 présentant les caractéristiques suivantes: tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$ de 17 V; tension de référence $V_{\text{Réf}}$ de 5 V; chute de tension dans le régulateur $V_{\text{dif.}}$ de 2 V; courant de repos I_q de 7 mA. Calculez:

- la valeur de R_1 ;
- la valeur maximale de la résistance de charge.

Solution

a) À l'aide de l'équation 4.189, nous pouvons écrire:

$$R_1 = \frac{V_{\text{Réf}}}{I_{R_c} - I_q}$$

$$R_1 = \frac{5}{0,1 - 7 \times 10^{-3}} = 53,7 \Omega$$

Nous choisissons une résistance de 51 $\Omega \pm 5\%$.

b) La valeur maximale de la résistance de charge est déterminée à l'aide de l'équation 4.190:

$$R_{c, \text{max}} = \frac{V_{\text{entrée}} - (V_{\text{Réf}} + V_{\text{dif.}})}{I_{R_c}}$$

$$R_{c, \text{max}} = \frac{17 - (5 + 2)}{0,1} = 100 \Omega$$

4.8.3 Régulateur de tension et limiteur de courant ajustables

Il est possible de construire une alimentation qui combine la régulation de tension et la limitation de courant. Nous devons alors utiliser deux circuits intégrés régulateurs comme l'illustre le schéma de principe de la figure 4.88.

Le circuit intégré C.I. 1 et la résistance variable R_s permettent d'obtenir un courant de sortie I_{sortie} limité et ajustable. Le circuit intégré C.I. 2 et le potentiomètre R_1 permettent d'obtenir une tension de sortie réglée et ajustable. Les principales valeurs des tensions et des courants de ce montage sont déterminées à l'aide des relations fondamentales suivantes :

Tension de sortie ajustable à l'aide de R_1

En ne tenant pas compte de la faible valeur du courant de repos $I_{q,2}$, nous obtenons:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{Réf},2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.192)$$

$$V_{\text{sortie, min}} = V_{\text{Réf},2} \quad (4.193)$$

$V_{\text{sortie, max}}$ = valeur maximale tolérée par le circuit intégré et spécifié par le fabricant

Tension d'entrée

La tension d'entrée varie entre les valeurs limites suivantes:

$$V_{\text{entrée 1, min}} = V_{\text{sortie, max}} + V_{\text{dif},2} + V_{\text{Réf},1} + V_{\text{dif},1} \quad (4.194)$$

$$V_{\text{entrée 1, max}} = \text{Valeur maximale tolérée par le C.I. 1} \quad (4.195)$$

Courant de sortie limité à l'aide de R_s

$$V_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{Réf},1}}{R_s} + I_{q,1} - I_{q,2}$$

$$I_{\text{sortie}} \approx \frac{V_{\text{Réf},1}}{R_s} \quad (4.196)$$

car les courants de repos $I_{q,1}$ et $I_{q,2}$ sont faibles de sorte qu'ils s'annulent.

En résumé, le montage régulateur de tension et limiteur de courant ajustables fournit une tension réglée de sortie dont la valeur est comprise entre les limites suivantes:

$$V_{\text{Réf},2} \leq V_{\text{sortie}} \leq V_{\text{sortie, max}} \text{ du C.I. 2} \quad (4.197)$$

Le courant de sortie est limité entre les valeurs suivantes:

$$0 \leq I_{\text{sortie}} \leq I_{\text{sortie, max}} \text{ du C.I. 1 ou du C.I. 2} \quad (4.198)$$

Exemple 4.26

On désire construire le régulateur de tension et limiteur de courant illustré à la figure 4.88 à l'aide de deux régulateurs intégrés LM117 munis d'un boîtier TO-3. La tension de sortie doit varier entre 2 V et 20 V et le courant de sortie doit être limité entre 10 mA et 1 A. Les principales caractéristiques du régulateur LM117 sont: $V_{\text{entrée, max}}$ de 40 V; V_{sortie} ajustable entre 1,2 V et 37 V; $V_{\text{Réf}}$ de 1,2 V; $V_{\text{dif, min}}$ de 2 V; I_{sortie} entre 5 mA et 1,5 A pour le boîtier TO-3; I_q typique de 50 μ A.

Calculez:

- les valeurs maximale et minimale du potentiomètre R_2 , si nous choisissons une résistance fixe R_1 de 240 Ω , comme le suggère le fabricant;
- les valeurs maximale et minimale de la résistance R_s ;
- les valeurs maximale et minimale de la tension d'entrée qui peuvent être appliquées au montage.

Solution

- a) Valeurs maximale et minimale de R_2

À partir de l'équation 4.192, nous avons:

$$R_2 = \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{Réf}}} - 1 \right) R_1$$

Dans le cas d'une tension de sortie de 20 V, nous obtenons:

$$R_{2, \text{max}} = \left(\frac{20}{1,2} - 1 \right) 240 = 3760 \Omega$$

Dans le cas d'une tension de sortie de 2 V, nous obtenons:

$$R_{2, \text{min}} = \left(\frac{2}{1,2} - 1 \right) 240 = 160 \Omega$$

- b) Valeurs maximale et minimale de R_s

À partir de l'équation 4.196, nous avons:

$$R_s = \frac{V_{\text{Réf}}}{I_{\text{sortie}}}$$

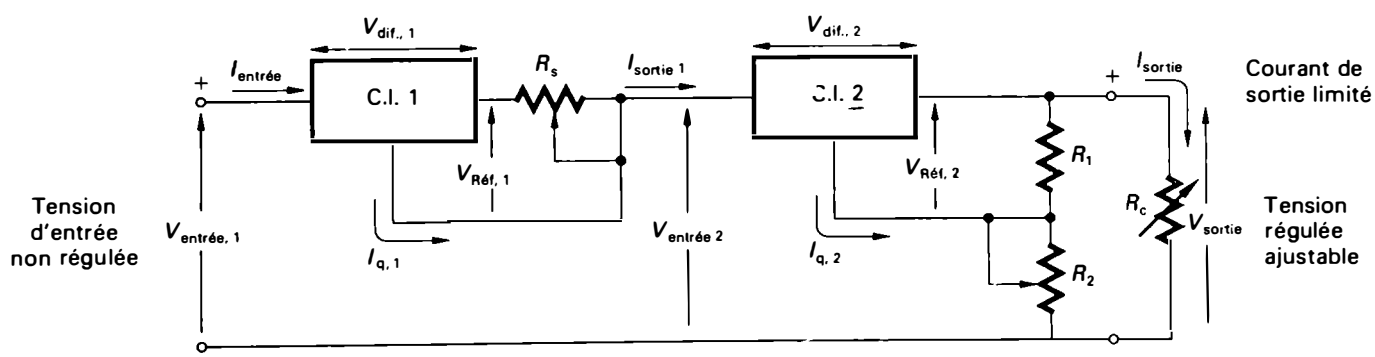


Figure 4.88 Schéma de principe d'un régulateur de tension ajustable avec limitation de courant ajustable.

Dans le cas d'un courant de sortie de 10 mA, nous obtenons:

$$R_{s, \max} = \frac{1,2}{0,010} = 120 \Omega$$

Dans le cas d'un courant de sortie de 1 A, nous obtenons:

$$R_{s, \min} = \frac{1,2}{1} = 1,2 \Omega$$

c) Valeurs maximale et minimale de $V_{\text{entrée}}$

À partir des équations 4.194 et 4.195, nous avons:

$$V_{\text{entrée, min}} = V_{\text{sortie, max}} + V_{\text{dif., 2}} + V_{\text{Réf., 1}} + V_{\text{dif., 1}}$$

$$V_{\text{entrée, min}} = 20 + 2 + 1,2 + 2 = 25,2 \text{ V}$$

et:

$$V_{\text{entrée, max}} = \text{Valeur maximale tolérée par le LM117}$$

$$V_{\text{entrée, max}} = 40 \text{ V}$$

Le montage de la figure 4.89, qui est utilisé dans les alimentations de laboratoire, fournit une tension de sortie réglée variant entre 0 V et 25 V et un courant de sortie limité et ajusté entre 0 A et 1,2 A. Le régulateur de tension LM117 (1) est employé comme limiteur de courant. La résistance R_s limite le courant de sortie à la valeur maximale de sorte que:

$$R_s = \frac{V_{\text{Réf., 1}}}{I_{\text{sortie 1, max}} + I_{\text{DSS}}} \quad (4.199)$$

Le symbole $V_{\text{Réf., 1}}$ désigne la tension de référence du C.I. 1; dans le cas du LM117, $V_{\text{Réf}}$ est de 1,2 V. Le symbole $I_{\text{sortie 1, max}}$ désigne le courant maximal de sortie du C.I. 1; dans le cas du LM117 muni du boîtier TO-3, il est de 1.5 A.

Le symbole I_{DSS} correspond au courant de drain du transistor à effet de champ (T_1) monté en régulateur de courant.

Le dispositif, qui comprend les diodes D_1 et D_2 , le potentiomètre R_3 , le transistor à effet de champ T_1 et la source de tension négative V_{SS} (toujours plus basse que $-1,25 \text{ V}$), permet l'ajustement du courant de sortie à partir de zéro. Le transistor à effet de champ monté en régulateur de courant fournit un courant constant à travers R_3 . La valeur du potentiomètre est obtenue à l'aide de la relation:

$$R_3 \geq \frac{V_{\text{Réf., 1}}}{I_{\text{DSS}}} \quad (4.200)$$

Le régulateur de tension LM117 (2) est utilisé pour régler et ajuster la tension de sortie à l'aide du potentiomètre R_2 . Le dispositif, qui comprend les diodes D_3 et D_4 , le transistor à effet de champ T_2 et la source de tension négative V_{SS} , permet l'ajustement de la tension de sortie à partir de zéro.

Les condensateurs de découplage d'entrée, C_1 , et de sortie, C_2 , améliorent la stabilité et la réponse transitoire des régulateurs intégrés. Le condensateur C_2 améliore le taux de réjection du régulateur de tension LM117 (2). La diode D_5 protège le circuit intégré de la décharge de C_2 et la diode D_6 protège les deux circuits intégrés en cas de court-circuit de l'entrée du montage.

4.8.4 Régulateurs de tension pour alimentations programmables

Certaines alimentations en courant continu, généralement employées pour effectuer des tests sur des composants ou

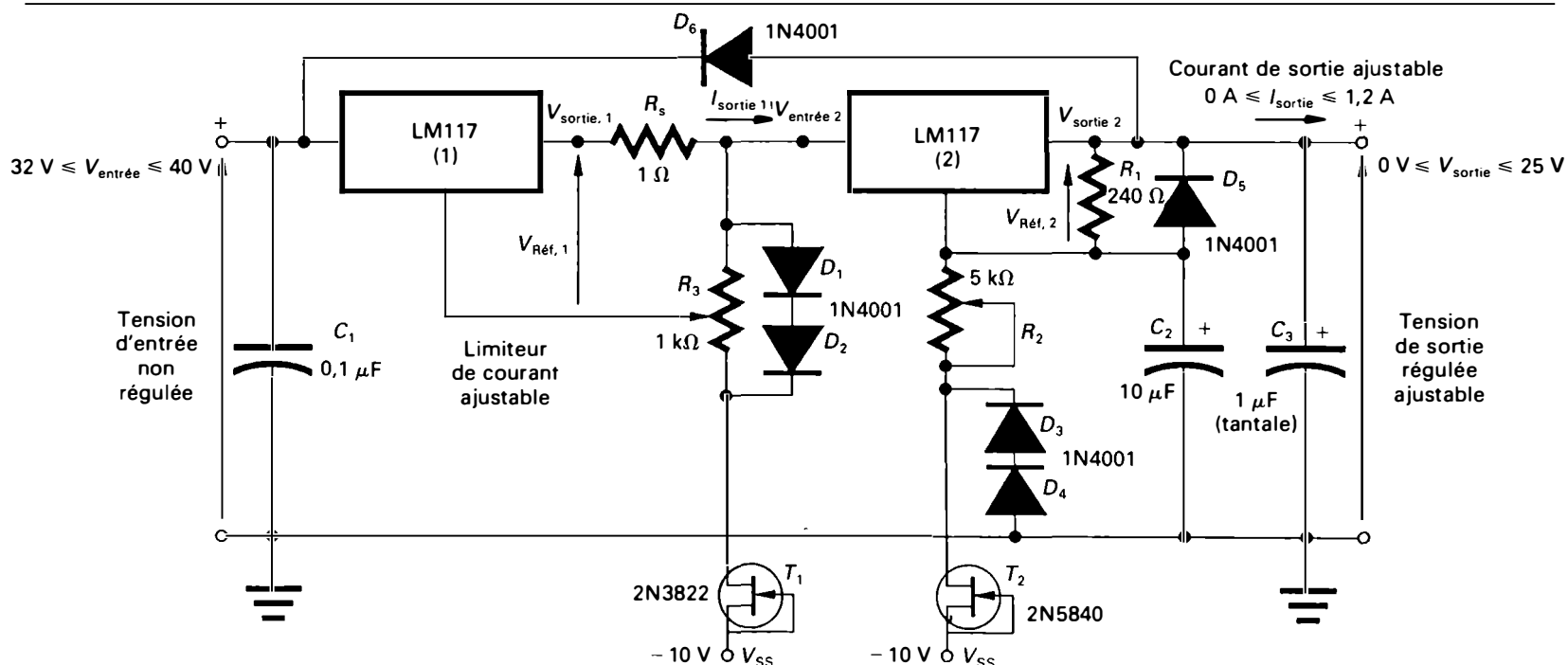


Figure 4.89 Régulateur de tension et limiteur ajustable de courant pour une alimentation de laboratoire. (Gracieuseté de Motorola Semiconductor Products Inc.).

sur des systèmes électroniques, fournissent des tensions de sortie dont les valeurs sont programmables. Cela est très utile, car la tension de sortie change alors rapidement de valeur selon une certaine séquence prédéterminée en fonction des tests à réaliser. Une alimentation programmable comprend principalement un régulateur linéaire à gain élevé qui utilise un amplificateur opérationnel de puissance.

La figure 4.90 représente le schéma de principe d'un régulateur programmable. Nous pouvons programmer la tension de sortie en agissant sur la valeur de la résistance de rétroaction R_2 , alors que la résistance de référence demeure constante. La tension de sortie, qui varie de 0 V jusqu'à une valeur maximale, est calculée à partir de la relation:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{Réf}} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.201)$$

La résistance ajustable R_2 peut être remplacée par un convertisseur numérique analogique qui agit comme diviseur de tension entre la sortie et l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel. La tension de sortie est alors programmée par un code numérique. Ce code provient d'un microprocesseur et il est appliqué à l'entrée du convertisseur numérique analogique.

4.9 PROTECTION DES ALIMENTATIONS CONTRE LES SURINTENSITÉS, LES SURCHAUFFES ET LES SURTENSIONS

Les alimentations stabilisées à courant continu sont fréquemment munies de dispositifs de protection contre les

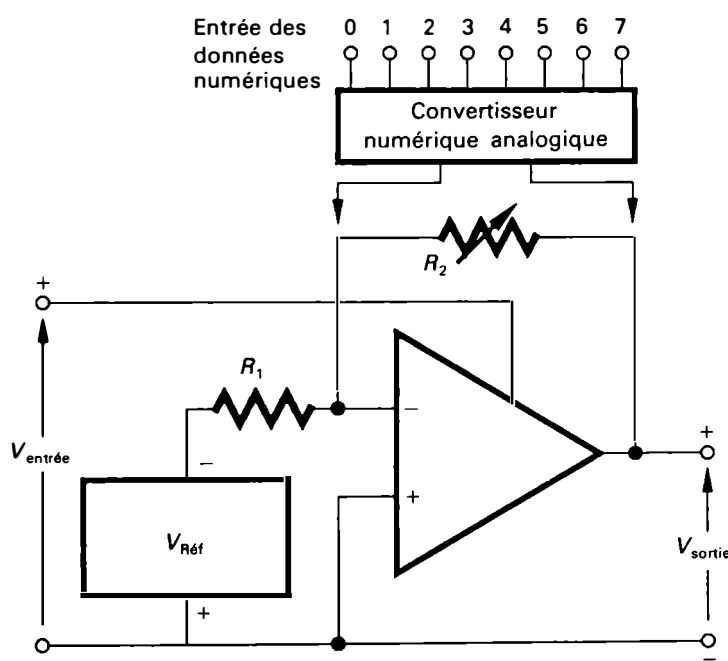


Figure 4.90 Schéma de principe d'un régulateur programmable.

surintensités, les surchauffes et les surtensions. Elles fonctionnent ainsi dans n'importe quelle condition de surcharge sans risquer d'être détériorées ou d'endommager les équipements qu'elles alimentent.

4.9.1 Protection contre les surintensités et les courts-circuits

La méthode la plus simple de protection contre les surintensités est l'utilisation de fusibles (rapides et ultra-rapides) ou de disjoncteurs. Les fusibles sont placés à deux endroits importants de l'alimentation: soit en série dans une des arrivées du secteur, soit en série dans une des bornes de sortie du courant continu. Les circuits de protection doivent limiter le courant à une valeur acceptable dans un délai de l'ordre de 20 μs à 100 μs . La plupart des fusibles n'ont pas une action suffisamment rapide pour protéger les composants semi-conducteurs, de sorte que des circuits limiteurs de courant à composants semi-conducteurs sont utilisés; les disjoncteurs et les fusibles servent alors de protection supplémentaire dans le cas d'une défaillance sérieuse du dispositif régulateur. Pour protéger les alimentations stabilisées contre les risques de courts-circuits à la sortie, trois solutions sont généralement adoptées:

Limiteur de courant à valeur fixe

La première solution consiste à limiter le courant à une valeur prédéterminée, quelle que soit la valeur résistive de la charge connectée; alors, l'alimentation fonctionne en tant que limiteur de courant (courbe A de la figure 4.91). Un circuit limiteur de courant correspond essentiellement à une résistance de faible valeur placée en série dans le circuit de charge. Lorsque le courant de charge atteint la valeur limite prédéterminée, la chute de tension aux bornes de cette résis-

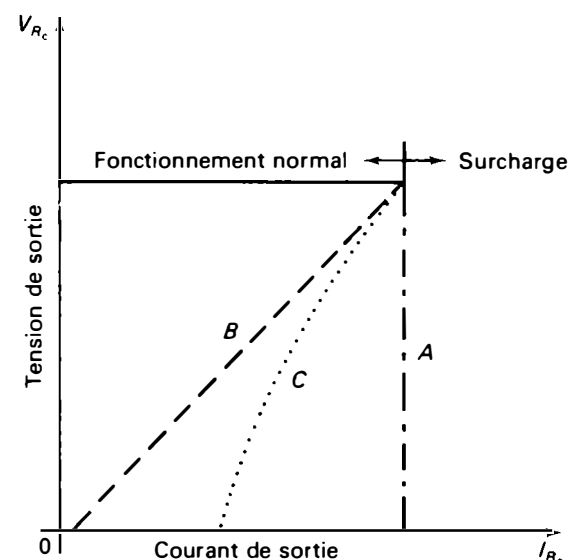


Figure 4.91 Courbes de limitation du courant de sortie pour les différents types de circuit de protection.

tance est utilisée pour commander la conduction du transistor en série du régulateur et pour limiter le courant qui le traverse. Ce type de circuit limiteur est étudié aux paragraphes 4.4.3 et 4.5.3 (Figures 4.24 et 4.35).

Dispositif de protection par court-circuit

La deuxième solution consiste à couper le courant d'alimentation, lorsque celui-ci atteint une valeur prédéterminée. La tension et le courant s'annulent brusquement en cas de surcharge (courbe *B* de la figure 4.91). Ce type de protection contre les surintensités couramment utilisé consiste à court-circuiter les bornes de sortie à l'aide d'un thyristor (protection de type « *crow-bar* »; voir la figure 4.92). Ce dernier est déclenché lorsque le courant de sortie atteint une valeur prédéterminée. La surintensité instantanée résultant de ce court-circuit est bloquée par la fusion du fusible ou l'ouverture d'un disjoncteur. La valeur de R_s est choisie pour que le transistor T_1 soit à l'état passant lorsque le courant qui la traverse atteint la valeur limite prédéterminée. La chute de tension qui apparaît aux bornes de R_s permet l'amorçage du thyristor dans un délai de l'ordre de $20 \mu s$, ce qui entraîne la fusion du fusible (délai d'environ $10 \mu s$) avant que les composants semi-conducteurs ne soient endommagés.

Circuit limiteur de courant par délestage

La troisième solution consiste, non pas à bloquer brutalement la sortie, mais plutôt à réduire progressivement le courant et la tension de sortie, dont la courbe se replie (courbe *C* de la figure 4.91). La puissance dissipée par le régulateur est réduite, ce qui permet au circuit de retrouver son équilibre thermique. Ce type de fonctionnement est appelé *délestage* ou *rabattement* (en anglais, *Foldback current limiting*). Dans les limiteurs de courant à valeur fixe étudiés aux paragraphes 4.4.3 et 4.5.3, lorsque la charge est court-circuitée, la totalité de la tension d'entrée est appli-

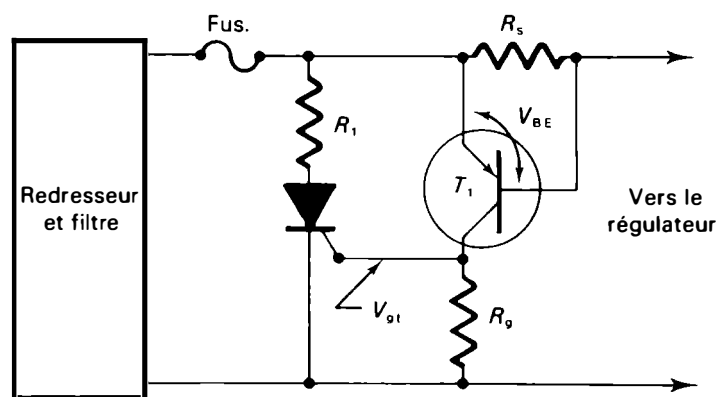


Figure 4.92 Circuit de protection par court-circuit contre les surintensités.

quée aux bornes du régulateur et le courant maximal de sortie circule. À ce moment-là, nous avons:

$$V_{\text{sortie}} = 0 \text{ V}$$

$$I_{\text{sortie}} = I_{\text{court-circuit}}$$

ce qui provoque une importante dissipation d'énergie dans le régulateur et ce qui risque de causer sa destruction.

La technique de limitation du courant par délestage présente une solution avantageuse, car elle permet de maintenir, lors du fonctionnement normal, un courant de sortie important, tout en réduisant le courant de court-circuit lorsque la charge est court-circuitée.

La figure 4.93 représente un circuit de protection par délestage contre les surintensités appliquées au régulateur de tension monolithique LM723. Dans ce montage, la base (borne 2) du transistor limiteur de courant, T_2 , est reliée à un diviseur de tension formé par les résistances R_1 et R_2 , au lieu d'être connectée directement à la sortie (borne 10) du transistor série, T_1 , comme c'est le cas dans le limiteur de courant à valeur fixe illustré à la figure 6.5.

Analysons maintenant le fonctionnement du circuit de délestage (partie en grisé de la figure 4.93). Lorsqu'une tension d'entrée est appliquée au régulateur, la tension base-émetteur du transistor T_2 est:

$$V_{BE_2} = V_{CL} - V_{R_1}$$

Si aucun courant de sortie ne circule (aucune charge n'étant branchée), nous avons:

$$V_{CL} = 0 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_{BE_2} = -V_{R_1}$$

La jonction base-émetteur de T_2 est alors polarisée en sens inverse, de sorte que le transistor est à l'état bloqué. Dès qu'un courant croissant de sortie commence à circuler à travers la charge, V_{CL} augmente progressivement. Toutefois, le transistor limiteur de courant T_2 ne laisse passer le courant que lorsque V_{BE_2} atteint $0,6 \text{ V}$; cela signifie que la tension de la base V_N (par rapport à la masse) doit être supérieure de $0,6 \text{ V}$ à la tension de sortie V_{sortie} . Au moment où $V_{BE_2} = 0,6 \text{ V}$, T_2 commence à laisser passer le courant de sorte que, dans le transistor série T_1 , le courant de base I_{B_1} diminue. Par conséquent, le courant d'émetteur, c'est-à-dire le courant de sortie du régulateur, diminue aussi. Le courant de sortie qui circule à travers la charge ne pourra donc pas dépasser la valeur limite I_{CL} même si la résistance de la charge est abaissée ou court-circuitée.

Ce fonctionnement correspond à la partie *AB* et à la partie *A'B'* des courbes du courant et de la tension de sortie (Figure 4.94.b). Si la valeur de la résistance de charge diminue encore, la tension de sortie, V_{sortie} diminue aussi, ce qui a pour effet d'entraîner une réduction des tensions V_M et V_{R_1} . Ainsi, la tension d'émetteur de T_2 (V_{sortie}) et la

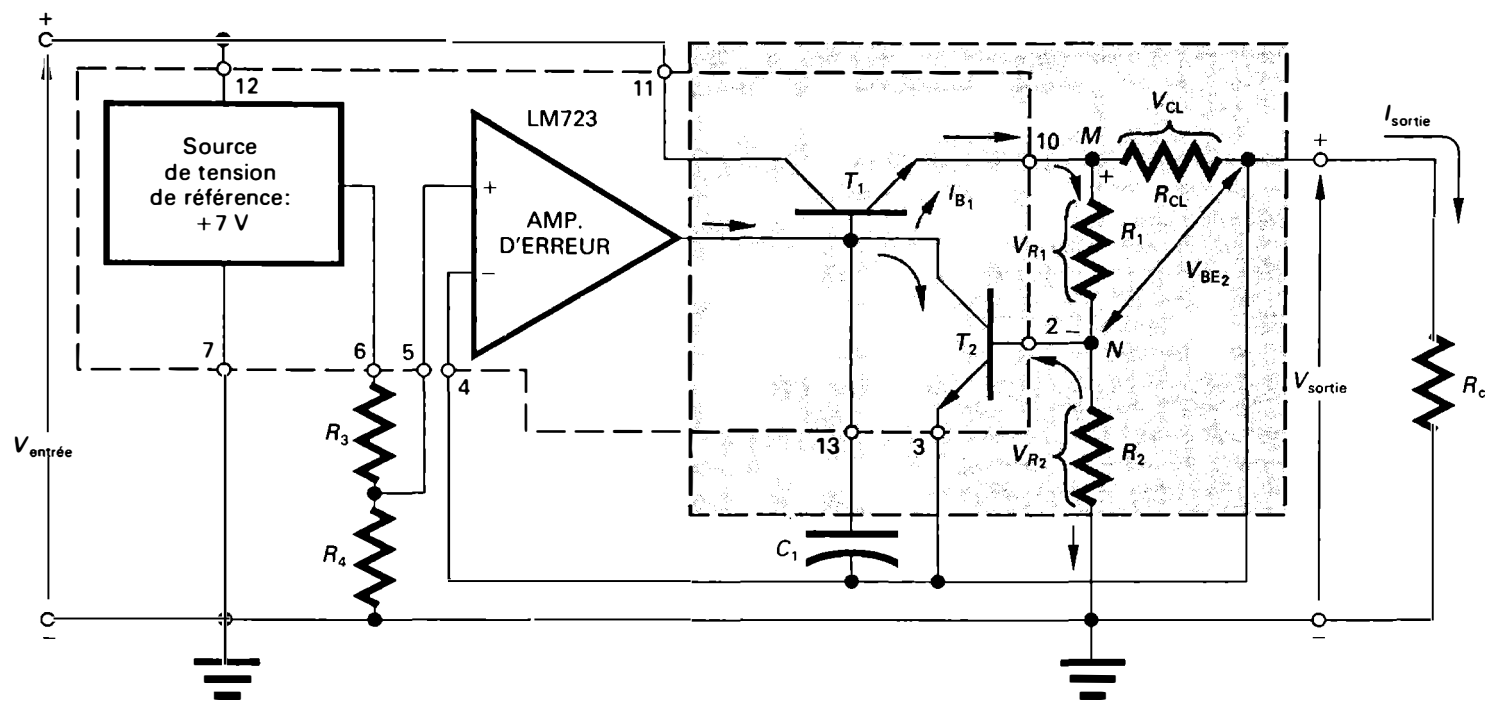


Figure 4.93 Circuit de protection par délestage contre les surintensités.

tension de base de T_2 (V_N) diminuent *simultanément*. Par contre, la tension de base décroît *plus lentement*. Le taux de décroissance plus lent est causé par le diviseur de tension R_1 et R_2 . De ce fait, la différence de potentiel, V_{BE_2} , entre l'émetteur et la base de T_2 augmente. Cela provoque alors une plus grande conduction de T_2 qui entraîne une grande réduction du courant de base — et du courant d'émetteur — de T_1 . En résumé, le transistor série T_1 laisse de moins en moins passer le courant alors que le transistor limiteur de courant T_2 laisse de plus en plus passer le courant. Ce processus continue jusqu'au moment où V_{sortie} est égal à 0.

La tension V_M est alors juste suffisante pour maintenir une différence de potentiel de 0,6 V aux bornes de R_2 et de la jonction base-émetteur de T_2 .

Ce fonctionnement correspond à la partie BC de la courbe du courant de sortie et à la partie $B'C'$ de la courbe de la tension de sortie (Figure 4.94.b). Nous constatons, pour une valeur de la résistance de charge inférieure à $R_{c, \text{min}}$, que la tension de sortie commence à diminuer et que le délestage progressif du courant de sortie débute. La valeur du courant de court-circuit, $I_{\text{s.c.}}$, est obtenue par la réduction simultanée de I_{sortie} et de V_{sortie} .

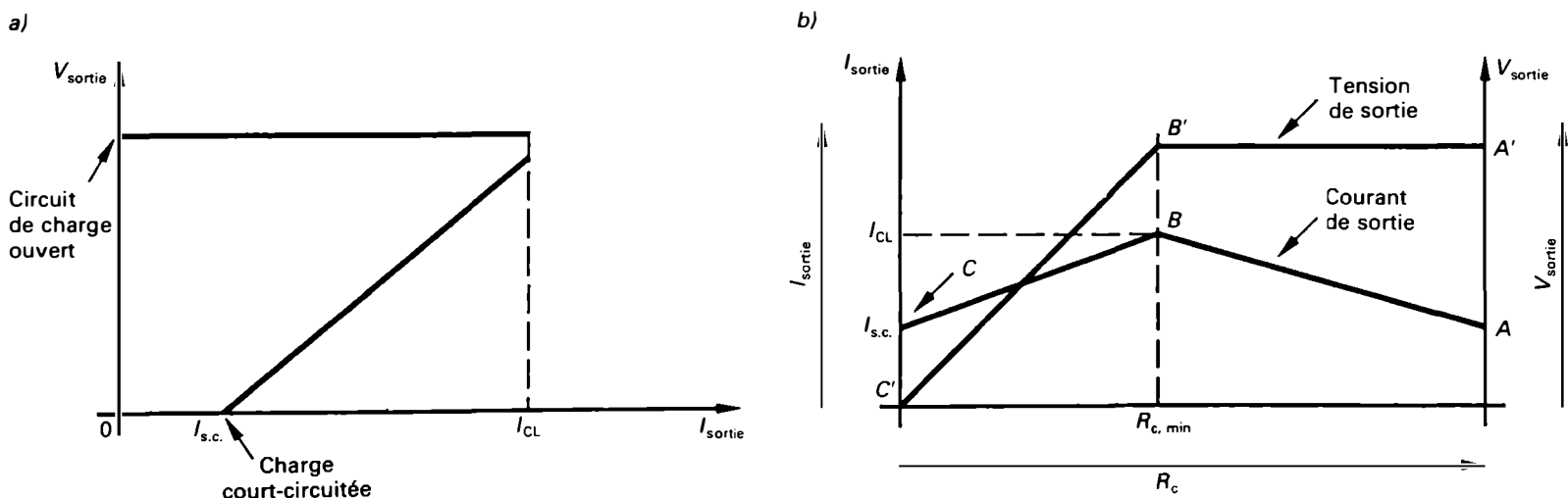


Figure 4.94 a) Tension de sortie en fonction du courant de sortie de délestage; b) tension et courant de sortie en fonction des variations de la résistance de charge.

Les principales relations qui s'appliquent au circuit de protection par délestage sont les suivantes:

Courant maximal

Le courant maximal (courant limite) I_{CL} qui circule dans la charge est:

$$I_{CL} = \frac{0,6(R_1 + R_2) + V_{\text{sortie}}R_1}{R_2R_{CL}} \quad (4.202)$$

Courant de court-circuit

En cas de court-circuit de la charge (V_{sortie} de 0 V), le courant de court-circuit, $I_{s.c.}$, est:

$$I_{s.c.} = \frac{0,6(R_1 + R_2)}{R_2R_{CL}} \quad (4.203)$$

Facteur de délestage

Nous définissons le facteur de délestage comme le quotient du courant maximal de charge par le courant de court-circuit:

$$K = \frac{I_{CL}}{I_{s.c.}} \quad (4.204)$$

ou:

$$K = 1 + \frac{V_{\text{sortie}}R_1}{0,6(R_1 + R_2)} \quad (4.205)$$

Résistance série

La valeur de la résistance série, R_{CL} , qui sert à déterminer la valeur du courant maximal de sortie est calculée à partir de la relation:

$$R_{CL} = \frac{0,6}{I_{s.c.}} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (4.206)$$

Les démonstrations des équations 4.202, 4.203, 4.204, 4.205 et 4.206 sont présentées à l'appendice 5.

Les valeurs de la puissance maximale dissipée par le régulateur sont obtenues à l'aide des relations suivantes:

— dans le cas du courant de sortie maximal (limité) I_{CL} :

$$P_{D, \max} = (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}) I_{CL} \quad (4.207)$$

— dans le cas du courant de court-circuit $I_{s.c.}$, lorsque V_{sortie} est de 0 V:

$$P_{D, \max} = V_{\text{entrée}} I_{s.c.} \quad (4.208)$$

Exemple 4.27

On désire construire le circuit de protection par délestage contre les surintensités illustré à la figure 4.93, en utilisant un régulateur de tension monolithique LM723 et un boîtier DIP. Les caractéristiques du circuit sont: $V_{\text{entrée}}$ de 10 V; V_{sortie} de 5 V; I_{CL} de 100 mA; $I_{s.c.}$ de 30 mA. Calculez:

- R_1 ;
- R_2 ;
- R_{CL} ;

- les valeurs de la puissance maximale dissipée par le régulateur dans le cas du courant de sortie maximal (limité) et dans le cas d'une charge court-circuitée.

Solution

- Nous choisissons R_1 de 5 k Ω et 0,250 W.
- Selon l'équation 4.204, nous avons:

$$K = \frac{I_{CL}}{I_{s.c.}} = \frac{100}{30}$$

$$K = 3,33$$

Alors, selon l'équation 4.205, nous obtenons:

$$R_2 = \frac{V_{\text{sortie}}R_1}{0,6(K - 1)} - R_1$$

$$R_2 = \frac{5 \times 5000}{0,6(3,33 - 1)} - 5000 = 12\,882 \, \Omega$$

Nous choisissons donc une résistance de 13 k Ω et 0,250 W.

- L'équation 4.206 nous donne la valeur de R_{CL} :

$$R_{CL} = \frac{0,6}{I_{s.c.}} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$R_{CL} = \frac{0,6}{0,03} \left(\frac{5000 + 13\,000}{13\,000} \right) = 27,68 \, \Omega$$

Nous choisissons donc une résistance de 27 Ω et 0,500 W.

Nous pouvons vérifier les valeurs calculées des résistances en procédant de la façon suivante. L'équation 4.202 nous donne:

$$I_{CL} = \frac{0,6(R_1 + R_2) + V_{\text{sortie}}R_1}{R_2R_{CL}}$$

$$I_{CL} = \frac{0,6(5000 + 13\,000) + 5 \times 5000}{13\,000 \times 27} = 102 \, \text{mA}$$

L'équation 4.203 nous donne la valeur du courant de court-circuit:

$$I_{s.c.} = \frac{0,6(R_1 + R_2)}{R_2R_{CL}}$$

$$I_{s.c.} = \frac{0,6(5000 + 13\,000)}{13\,000 \times 27} = 30,7 \, \text{mA}$$

Ainsi, les caractéristiques demandées sont obtenues.

- Dans le cas d'un courant de sortie de 102 mA, la puissance maximale dissipée par le régulateur est donnée par l'équation 4.207:

$$P_{D, \max} = (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}) I_{CL}$$

$$P_{D, \max} = (10 - 5) \times 0,102 = 0,510 \, \text{W}$$

Dans le cas d'une charge court-circuitée, la puissance maximale dissipée par le régulateur est donnée par l'équation 4.208:

$$P_{D, \max} = V_{\text{entrée}} I_{s.c.}$$

$$P_{D, \max} = 10 \times 0,0307 = 0,307 \, \text{W}$$

Le régulateur LM723 muni du boîtier DIP pourra fonctionner dans une ambiance dont la température est de 50°C, car, selon la fiche technique, il peut dissiper sans dissipateur de chaleur:

- une puissance de 900 mW à la température d'ambiance de 25°C;
- une puissance de 700 mW à la température d'ambiance de 50°C.

Remarques:

1. La plupart des régulateurs de tension monolithiques utilisés dans les alimentations stabilisées possèdent un circuit limiteur de courant et un dispositif de protection thermique incorporés au circuit intégré. Alors, les circuits externes de protection contre les surintensités ne sont plus nécessaires.

Cependant, dans certaines applications telles que les alimentations de laboratoire avec courant de sortie ajustable, on ajoute un limiteur de courant (ajustable) pour protéger les équipements contre un courant trop important. Il s'agit habituellement d'un deuxième régulateur de tension monolithique utilisé en tant que limiteur ajustable de courant (voir le paragraphe 4.8.3).

2. Le bon fonctionnement du régulateur dépend de sa température interne et non pas de la puissance contrôlée par le dispositif. La valeur maximale du courant de sortie disponible est limitée par l'évacuation, à l'aide d'un dissipateur thermique, de la chaleur produite lors du passage du courant. Un dissipateur bien adapté aux conditions thermiques présentes permet le passage du courant nominal du régulateur de tension.

4.9.2 Protection thermique des régulateurs de tension intégrés

Les régulateurs de tension intégrés, tels que ceux des séries LM117 et LM140 et d'autres séries, comportent un dispositif interne de protection thermique qui interrompt le fonctionnement, lorsque la température interne devient trop élevée pour les semi-conducteurs. L'interruption du fonctionnement s'effectue habituellement lorsque la température des jonctions atteint une valeur entre 160°C et 180°C (dans le cas du silicium). Les régulateurs sont ainsi automatiquement protégés contre les surchauffes provenant de la combinaison d'une tension différentielle à ses bornes trop élevée et d'un courant trop important.

La figure 4.95 illustre le circuit typique d'un dispositif thermique interne de protection contre les surchauffes. La source de tension de référence du régulateur, $V_{Réf}$, et le diviseur de tension R_1 et R_2 fournissent une tension fixe appliquée à la base du transistor T_1 . À une température de fonctionnement normale, cette tension, V_{R_1} , n'est pas suffisante pour permettre le fonctionnement de T_1 . Dans le circuit intégré, le transistor T_1 est situé à proximité du transistor régulateur de sortie T_2 . Ainsi, la jonction base-émetteur de T_1 est sensible aux variations de température produite par le passage du courant de sortie dans le transistor T_2 . Et lorsque la température de T_1 augmente, la tension V_{BE_1} nécessaire à sa mise en marche diminue selon le taux de variation typique:

$$\frac{\Delta V_{BE_1}}{\Delta T} = -2,2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

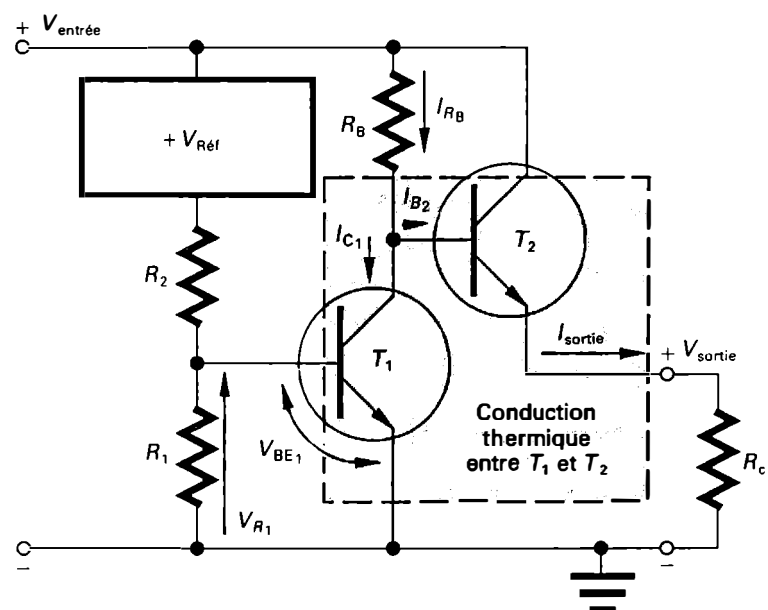


Figure 4.95 Protection thermique interne d'un régulateur de tension.

Aussi, lorsque la température interne de la jonction base-émetteur de T_1 atteint la valeur critique, la tension fixe V_{R_1} devient suffisante pour que le transistor T_1 laisse passer le courant. Alors, I_{R_B} est égal à I_{C_1} , la base du transistor T_2 se trouve reliée à la masse et I_{B_2} est nul. Le transistor de sortie T_2 est bloqué et le courant de sortie devient nul. Le régulateur est ainsi protégé contre toute détérioration qui provient d'une surchauffe accidentelle. Le fonctionnement du dispositif thermique se résume ainsi:

— Fonctionnement à température normale

$V_{R_1} < V_{BE_1}$ de mise en marche, T_1 est bloqué, $I_{R_B} = I_{B_2}$, T_2 conduit, I_{sortie} circule.

— Fonctionnement en cas de surchauffe

Température \uparrow , V_{BE_1} de mise en marche \downarrow , $V_{R_1} > V_{BE_1}$, T_1 conduit, $I_{R_B} = I_{C_1}$, $I_{B_2} = 0$, T_2 est bloqué, $V_{sortie} = 0$, $I_{sortie} = 0$.

4.9.3 Protection contre les surtensions

Les circuits de protection contre les surtensions, ou *circuits limiteurs de tension*, ont pour but de protéger la charge contre les risques de dépassement de la tension normalement fournie par l'alimentation. Ces surtensions peuvent provenir d'une fausse manoeuvre de l'opérateur ou d'une défaillance de l'alimentation proprement dite. Cette protection est d'autant plus nécessaire que les composants semi-conducteurs sont très sensibles aux surtensions; un dépassement de la tension nominale de quelques volts seulement peut détruire des circuits intégrés fonctionnant aux basses tensions. Par exemple, les circuits TTL ont besoin d'une tension régulée de 5 V alors que leur tension limite est généralement de 7,5 V.

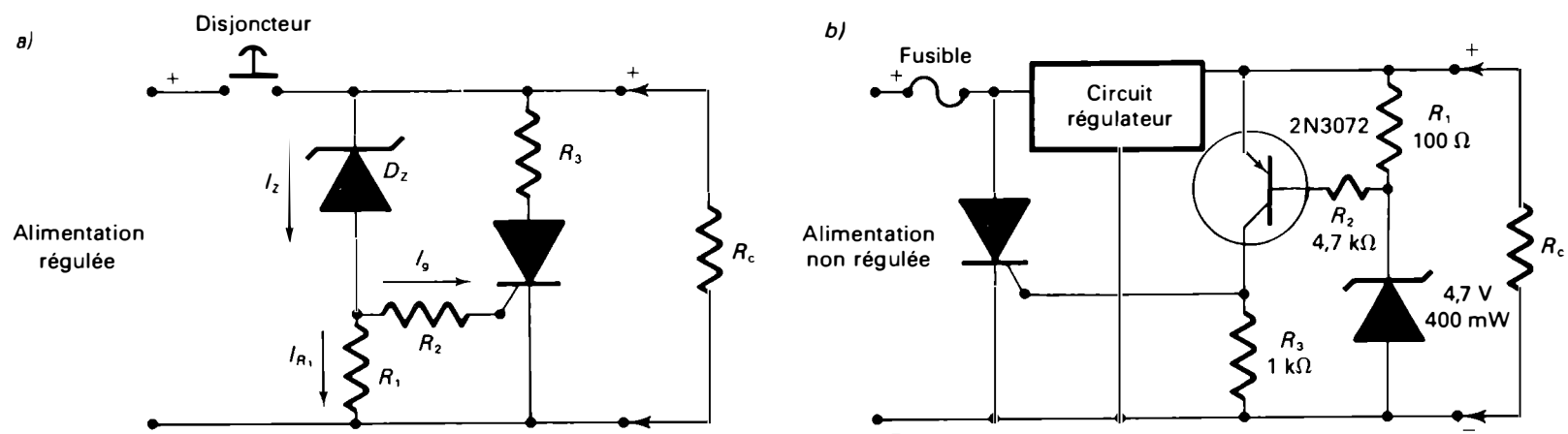


Figure 4.96 Circuits de protection par court-circuit contre les surtensions.

La figure 4.96.a représente un circuit simple de protection contre les surtensions. Ce circuit provoque instantanément un court-circuit entre les bornes de sortie de l'alimentation dès que la tension de sortie dépasse une valeur prédéterminée. En fonctionnement normal, la diode Zener ne laisse pas passer le courant, car la tension appliquée à ses bornes est inférieure à sa tension de claquage. Par conséquent, la gâchette du thyristor ne reçoit aucun courant d'amorçage. Le thyristor est à l'état bloqué, la tension à ses bornes étant inférieure à sa tension de retournement.

Lorsque la tension est supérieure à la tension de claquage de la diode Zener, cette dernière laisse passer le courant I_z qui produit une chute de tension aux bornes de R_1 . Cette tension est appliquée à la gâchette du thyristor par l'intermédiaire de R_2 . L'amorçage du thyristor court-circuite les bornes de sortie et déclenche le disjoncteur. Le thyristor doit pouvoir supporter un courant environ deux fois supérieur au courant de court-circuit. La résistance de faible valeur R_3 limite le courant de court-circuit et la résistance R_2 limite le courant de gâchette.

Dans ce type de circuit de protection, la surintensité résultant du court-circuit est bloquée soit par un circuit limiteur de courant, soit par un disjoncteur ou par un fusible rapide. Dans le cas d'une protection par fusible, il est préférable de connecter le thyristor avant le circuit régulateur, afin d'éviter une détérioration possible du circuit par le courant de court-circuit (Figure 4.96.b).

Exemple 4.28

On veut construire un circuit de protection par court-circuit, semblable à celui de la figure 4.96.a, pour protéger une charge consommant 800 mA sous une tension de 24 V. Les composants suivants sont utilisés:

- le thyristor 2N3559 dont les principales caractéristiques sont: tension de retournement de 30 V; courant direct moyen de 1,6 A; courant maximal de surcharge de 18 A; tension minimale d'amorçage ($V_{kt.min}$), à 75°C, de 0,3 V; tension d'amorçage (V_{kt}), à 25°C de 0,35 V à 0,8 V; courant maximal de surcharge pour la gâchette de 250 mA durant 8 ms;

- la diode Zener 1N4749A présentant les caractéristiques suivantes: tension de Zener de 24 V \pm 5%; courant inverse de fuite maximal de 5 μ A; courant maximal de surcharge (impulsion) de 190 mA; puissance de 1 W;

- un disjoncteur ayant un courant de déclenchement de 1 A.

Calculez la valeur des résistances R_1 , R_2 et R_3 . La surtension maximale provenant de l'alimentation ne dépassera pas 30 V et une marge de sécurité de 50% doit être prévue pour le courant maximal de surcharge du thyristor.

Solution

Calcul de R_1

En fonctionnement normal, il faut que la chute de tension aux bornes de R_1 ne dépasse pas 0,3 V, sinon le thyristor risquerait de s'amorcer intempestivement lorsque la température atteint 75°C.

$$R_1 = \frac{V_{kt.min}}{I_{z.fuite}}$$

$$R_1 = \frac{0,3}{5 \times 10^{-6}} = 60 \text{ k}\Omega$$

Calcul de R_2

Dans le cas d'une marge de sécurité de 50%, le courant maximal de surcharge du thyristor ne devra pas dépasser 18/1,5 ou 12 A. Une impulsion de courant de 12 A déclenchera immédiatement le disjoncteur de 1 A:

$$R_3 = \frac{V_{sortie}}{I_{surcharge}}$$

$$R_3 = \frac{24}{12} = 2 \Omega$$

En pratique, la résistance des fils du montage est souvent suffisante pour limiter la valeur de l'impulsion de courant.

Calcul de R_2

La résistance R_2 limite le courant de gâchette. Nous savons que:

$$I_{R_2} = I_z - I_{R_1}$$

où:

$$I_{R_1} = \frac{V_{entréc.max} - V_z}{R_1}$$

$$I_{R_1} = \frac{30 - 24}{60 \times 10^3} = 0,1 \text{ mA}$$

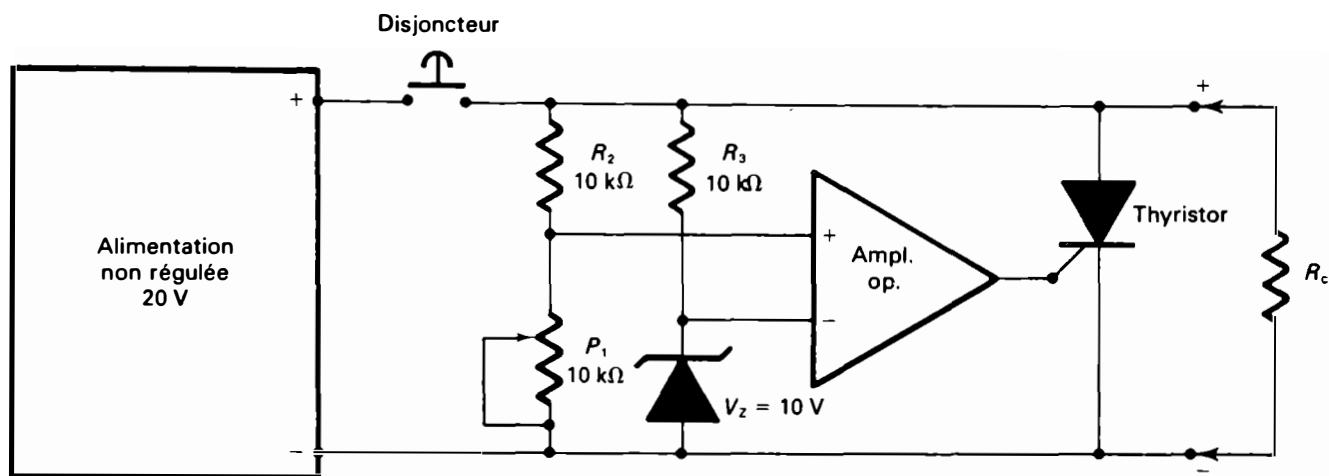


Figure 4.97 Circuit de protection contre les surtensions.

Puisque I_{R_1} est négligeable par rapport à $I_{Z_{max}}$ (190 mA), nous pouvons écrire:

$$I_{R_2} \cong 190 \text{ mA}$$

de sorte que:

$$R_2 = \frac{V_{\text{entrée,max}} - V_Z}{I_{R_2}}$$

$$R_2 = \frac{30 - 24}{0,190} = 31,6 \Omega$$

Nous choisirons une résistance de 33 Ω .

La figure 4.97 représente un circuit de protection contre les surtensions utilisant un thyristor et un amplificateur opérationnel. Ce montage est plus sensible que les précédents, car la plus légère surtension, amplifiée par l'amplificateur opérationnel, suffit pour amorcer le thyristor et déclencher le disjoncteur. Le potentiomètre P_1 permet de régler la tension de déclenchement du circuit à un minimum de 0,5 V au-dessus de la tension normalement fournie par l'alimentation. Trois sortes de délais retardent l'action de ces circuits de protection. Ce sont, par ordre décroissant de durée:

1. le temps d'amorçage du thyristor (1 μs à environ 50 μs);
2. le temps de réaction du circuit d'amorçage;
3. le temps de réaction du circuit détecteur de surtension; ce temps est dû à la constante de temps RC provenant du diviseur de tension et des capacités résiduelles des composants.

Si la tension de sortie augmente d'une façon relativement lente, il n'y aura pratiquement pas de délais des types 2 et 3. Le principal délai sera dû au temps d'amorçage du thyristor.

S'il s'agit d'une surtension transitoire (forme d'onde à front raide), le circuit détecteur ne pourra suivre la mon-

tée très rapide de la tension et un délai supplémentaire de type 3 en résultera. Ce délai est de l'ordre de quelques microsecondes.

Remarque: Les circuits de protection contre les surtensions existent également sous la forme de circuits intégrés — monolithiques ou hybrides — avec des seuils de limitation fixe ou réglable. À titre d'exemple, mentionnons que la société Lambda Electronics construit des circuits limiteurs de tension intégrés (Figure 4.98) pouvant protéger des alimentations qui présentent les caractéristiques suivantes:

- tensions comprises entre 5 V et 28 V;
- courants maximaux compris entre 2 A et 35 A.

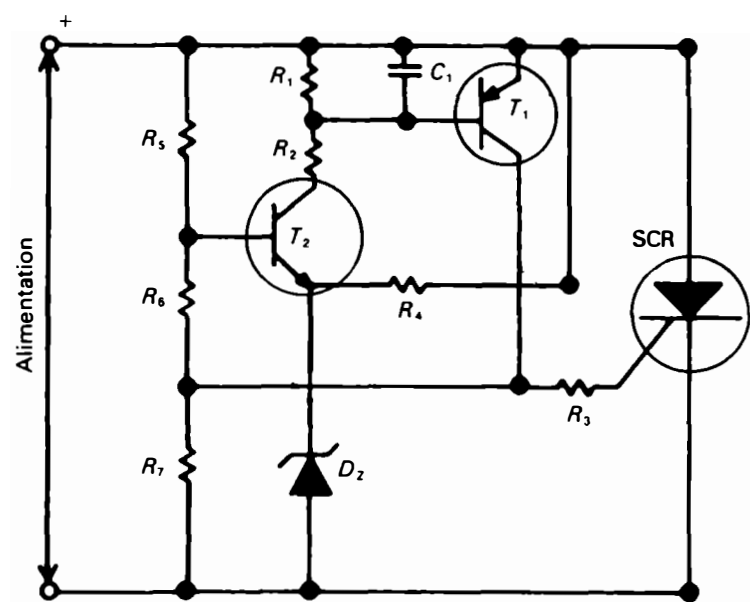


Figure 4.98 Schéma synoptique d'un limiteur de tension: circuit intégré hybride fabriqué par Lambda Electronics.

RÉSUMÉ

La plupart des dispositifs électroniques nécessitent une source d'alimentation continue fournissant une tension de sortie constante, éventuellement réglable, qui présente une impédance interne négligeable.

Dans une *alimentation régulée en tension*, le régulateur permet:

- d'obtenir une tension de sortie stabilisée à une ou plusieurs valeurs fixes; la tension de sortie est indépendante des variations du courant de charge, de la tension d'entrée et de la température ambiante;
- d'éliminer ou de réduire le plus possible la tension d'ondulation résiduelle encore présente après le filtrage.

Dans une *alimentation régulée en courant*, le régulateur maintient un courant de sortie constant dans des limites données; le courant est indépendant des variations de l'impédance et de la tension d'entrée.

Les principales caractéristiques électriques d'un régulateur de tension sont:

- tension de sortie fixe ou réglable, positive ou négative;
- courant de sortie maximal pouvant être fourni en permanence;
- taux de régulation de tension (charge) qui mesure les variations de la charge comprises dans des limites déterminées (tout autre paramètre étant constant):

$$\frac{V_{\text{sortie, vide}} - V_{\text{sortie, p.c.}}}{V_{\text{sortie, p.c.}}}$$

- taux de régulation de tension (secteur) qui mesure les variations de la tension de sortie du régulateur en fonction des variations de la tension du secteur (tout autre paramètre étant constant);
- tension d'ondulation résiduelle à la sortie;
- impédance de sortie;
- coefficient de température qui mesure les variations de la tension de sortie en fonction des variations de température de l'environnement;
- temps de réponse correspondant à l'intervalle de temps nécessaire pour ramener la tension de sortie dans les limites de régulation spécifiées, après une brusque variation de courant (de zéro au maximum de courant disponible);
- températures limites d'utilisation.

Remarque: Dans le cas d'une alimentation régulée en courant, le taux de régulation de courant est:

$$\frac{I_{\text{s.c.}} - I_{\text{p.c.}}}{I_{\text{p.c.}}}$$

Il existe deux types de régulateurs de tension:

- les régulateurs linéaires série ou parallèle;
- les régulateurs à découpage.

Dans le *régulateur linéaire*, l'effet de régulation est obtenu grâce à une action progressive sur un élément dont la résistance est variable. La tension de sortie est comparée à une tension de référence fournie par une diode Zener. La différence de tensions, appelée *tension d'erreur*, est utilisée pour contrôler l'élément régulateur série. Cet élément peut être un transistor, un amplificateur opérationnel ou un circuit intégré monolithique (ou hybride).

Les diodes Zener qui fournissent les tensions de référence sont des diodes au silicium ayant une tension inverse de claquage donnée. La tension à leurs bornes reste constante lorsqu'un courant inverse variable les traverse.

Les progrès réalisés, au cours des années 70, dans la technologie des circuits intégrés ont permis une utilisation de plus en plus grande des régulateurs de tension monolithiques (ou hybrides) dans la construction des alimentations stabilisées. Ces régulateurs de tension à trois, à quatre, à huit broches ou plus permettent d'obtenir, avec le minimum de composants discrets externes, différentes tensions régulées fixes ou réglables, positives ou négatives. À l'aide de quelques composants supplémentaires, on peut également les utiliser en tant que régulateurs de courant.

Ces régulateurs de tension intégrés présentent un taux de réjection élevé se situant entre 40 dB et 80 dB. Le *taux de réjection*, généralement exprimé en décibels, indique l'atténuation de l'ondulation résiduelle effectuée par le régulateur de tension:

$$RR = 20 \log_{10} \left(\frac{E_{\text{entrée d'ondulation c.-à-c.}}}{E_{\text{sortie d'ondulation c.-à-c.}}} \right)$$

La plupart des régulateurs de tension intégrés possèdent un circuit limiteur de courant et un dispositif de protection thermique qui empêchent la destruction du circuit par échauffement excessif.

Les *régulateurs linéaires série* (à circuits intégrés ou à composants discrets) doivent pouvoir dissiper une puissance égale au produit du courant de sortie par la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie. Pour évacuer vers l'air ambiant la chaleur produite par le passage du courant de charge, l'élément régulateur série (circuit intégré ou transistor) est fixé sur un dissipateur de chaleur (ou radiateur) approprié. La valeur de la résistance thermique du dissipateur, exprimée en degrés Celsius par watt, est calculée à l'aide de la relation:

$$R_{\theta \text{ r-a}} = \frac{T_a - T_b}{P_D}$$

Les alimentations stabilisées comprenant un régulateur linéaire en série offrent une très bonne régulation

(10^{-3} à 10^{-4}), un taux d'ondulation résiduelle négligeable mais un rendement assez médiocre (de l'ordre de 40% à 50%).

Dans le *régulateur à découpage*, la tension d'entrée non régulée est hachée par un dispositif à transistor — ou à circuit intégré — à une fréquence comprise entre 20 kHz et 200 kHz. La tension ainsi hachée peut être transformée, à l'aide d'un transformateur à haute fréquence, puis redressée, filtrée et comparée à une tension de référence afin d'obtenir une tension de sortie régulée à la valeur voulue. La régulation s'effectue par la modulation du temps de conduction du transistor hacheur. Les régulateurs à découpage peuvent être fabriqués à partir d'un choix varié de composants discrets, de circuits intégrés ou d'une combinaison des deux.

La technique du découpage à fréquence fixe et élevée a permis de réduire les dimensions des circuits de filtrage et des transformateurs, ainsi que d'obtenir des rendements globaux de l'ordre de 70% à 80%. Les régulateurs à découpage ont cependant certains inconvénients: ils sont plus complexes que les régulateurs linéaires; ils présentent une ondulation résiduelle superposée à la tension de sortie; ils ont tendance à produire des signaux parasites qu'il faut éliminer.

Il existe trois types de montages pratiques de régulateurs à découpage. Leur utilisation dépend de la puissance de sortie désirée:

- les régulateurs à récupération d'énergie (*flyback*) qui sont surtout employés dans le cas de faibles puissances de sortie de l'ordre de 50 W à 100 W;
- les régulateurs à transfert direct d'énergie (*forward*) pour des puissances de sortie qui varient de 100 W à 500 W;

— les régulateurs *push-pull* en demi-pont qui fournissent des puissances de l'ordre de 500 W à 1000 W et les régulateurs *push-pull* en pont qui fournissent des puissances de 1000 W à 2000 W et plus.

Les régulateurs à découpage nécessitent l'utilisation de composants particuliers adaptés pour le fonctionnement à des fréquences de découpage élevées: transistors de puissance rapides (MOSFET), diodes redresseuses rapides (diodes Schottky), transformateurs à haute fréquence avec noyau de ferrite, inductances de filtrage à noyau de ferrite, condensateurs électrolytiques de filtrage au polypropylène ou au polycarbonate.

Les alimentations stabilisées comprennent des circuits de protection contre les courts-circuits, les surtensions et les surchauffes qui risqueraient de détruire les éléments du régulateur et d'endommager la charge. Pour protéger les régulateurs de tension contre les surintensités et les courts-circuits, on utilise des *circuits limiteurs de courant*, des *fusibles rapides* ou des *disjoncteurs* qui limitent le courant de sortie à une valeur prédéterminée ou qui interrompent le circuit.

Pour protéger les charges contre les risques de dépassement de tension, on utilise des *circuits limiteurs de tension* qui interrompent le passage du courant de charge lorsque la tension de sortie dépasse la valeur prédéterminée.

Les circuits limiteurs de courant et limiteurs de tension sont soit fabriqués à l'aide de composants discrets, soit incorporés aux circuits intégrés.

Les régulateurs de tension intégrés sont protégés contre les surchauffes par un *dispositif interne de protection thermique* qui interrompt le courant lorsque la température interne atteint une valeur (entre 160°C et 180°C) dangereuse pour les composants.

QUESTIONS

- 4.1 Qu'est-ce qu'une alimentation régulée (ou stabilisée)?
- 4.2 Quel est le but de la régulation de tension et de la régulation de courant?
- 4.3 Qu'appelle-t-on taux de régulation en fonction de la charge et taux de régulation en fonction du secteur d'une alimentation stabilisée?
- 4.4 Définissez l'impédance de sortie d'un montage régulateur de tension.
- 4.5 Qu'appelle-t-on coefficient de température d'un régulateur de tension?
- 4.6 Qu'est-ce qu'une diode Zener? Dessinez-en le circuit équivalent et la caractéristique courant-tension. Précisez ses conditions de fonctionnement.
- 4.7 Quelles sont les principales caractéristiques électriques d'une diode Zener utilisée lors de la conception d'un montage régulateur de tension?
- 4.8 Quels sont les caractéristiques et les avantages d'une diode Zener programmable?
- 4.9 Expliquez le fonctionnement d'un régulateur de tension à diode Zener. Quelle est l'utilité de la diode Zener et de la résistance en série?
- 4.10 Dessinez le schéma d'un régulateur de tension linéaire série avec diode Zener et transistor. Expliquez-en le principe de fonctionnement.
- 4.11 Qu'est-ce qu'un amplificateur opérationnel? Nommez ses cinq principales bornes de raccordement.
- 4.12 Dessinez le schéma de principe d'un régulateur de tension à amplificateur opérationnel et expliquez-en le fonctionnement.
- 4.13 Quelles sont les principales caractéristiques électriques d'un régulateur de tension intégré? Quels en sont les avantages?
- 4.14 Dans un régulateur de tension intégré, qu'appelle-t-on: a) tension de référence; b) tension différentielle; c) courant de repos?
- 4.15 Définissez le taux de réjection d'un régulateur de tension intégré?

- 4.16 Définissez: a) la résistance thermique jonction-boîtier d'un régulateur de tension intégré; b) la résistance thermique du dissipateur de chaleur associé à un régulateur de tension intégré.
- 4.17 Dessinez le schéma d'un régulateur de tension fixe utilisant un circuit intégré à trois broches. Expliquez-en le fonctionnement.
- 4.18 Dessinez le schéma d'un régulateur de tension ajustable utilisant un circuit intégré à quatre broches. Expliquez-en le fonctionnement.
- 4.19 Quelle est l'utilité des condensateurs de découplage d'entrée et de sortie associés aux régulateurs de tension intégrés?
- 4.20 Qu'appelle-t-on régulateurs de tension à deux voies symétriques asservies (*Dual tracking regulator*)?
- 4.21 Quelle solution proposez-vous pour réaliser un régulateur de tension à circuit intégré devant fournir un courant de charge supérieur au courant maximal de sortie du circuit intégré?
- 4.22 Tracez le schéma synoptique d'un régulateur à découpage (*Switching regulator*). Expliquez le fonctionnement des principaux éléments.
- 4.23 Quels sont les trois principaux types de régulateurs à découpage? Expliquez brièvement leur principe de fonctionnement.
- 4.24 Qu'est-ce que la modulation de largeur d'impulsion (*Pulse Width Modulation: PWM*)?
- 4.25 Analysez le principe de fonctionnement du régulateur à récupération d'énergie (*flyback*).
- 4.26 Analysez le principe de fonctionnement du régulateur à transfert direct d'énergie (*forward*).
- 4.27 Analysez le principe de fonctionnement du régulateur *push-pull*.
- 4.28 Quelles sont les caractéristiques essentielles des transistors de commutation et des diodes de redressement utilisés dans les régulateurs à découpage?
- 4.29 Quelles sont les techniques d'isolation électrique utilisées dans les régulateurs à découpage?
- 4.30 Comparez les avantages et les inconvénients des régulateurs de tension linéaire et des régulateurs de tension à découpage.
- 4.31 Analysez le fonctionnement d'un régulateur de courant à: a) composants discrets; b) circuit intégré.
- 4.32 Quels sont les différents types de protection utilisés dans les alimentations régulées contre: a) les courts-circuits; b) les surtensions à la sortie.
- 4.33 Analysez le fonctionnement d'un limiteur de courant à composants discrets.
- 4.34 Analysez le fonctionnement d'un limiteur de tension à composants discrets.

PROBLÈMES

- 4.1 Calculez le taux de régulation de tension (charge) d'une alimentation:
- fournissant une tension de 15 V aux bornes d'une résistance de charge de 1 k Ω et une tension de 14,9 V aux bornes d'une résistance de charge de 50 Ω ;
 - débitant un courant de 500 mA à travers une résistance de charge de 50 Ω et un courant de 11,5 mA à travers une résistance de 2200 Ω .
- 4.2 Pour le régulateur de tension shunt à diode Zener de la figure 4.99, calculez:
- le courant traversant la diode Zener et la résistance en série R_s lorsque la charge est débranchée;
 - les mêmes courants qu'en a) mais dans le cas d'une résistance de charge égale à 1 k Ω ;
 - la valeur minimale de la résistance de charge;
 - la puissance maximale de dissipation de la diode Zener.
- 4.3 Un régulateur de tension shunt à diode Zener présente les caractéristiques suivantes: tension d'entrée non régulée de 40 V; résistance en série de 150 Ω ; tension de Zener de 12,5 V; résistance interne de la diode Zener de 1,5 Ω . Calculez:
- la valeur minimale de la résistance de charge ($R_{c, \min}$) et la valeur maximale du courant la traversant;
 - la valeur minimale du courant de charge si la résistance $R_{c, \max}$ est égale à 5 k Ω ;

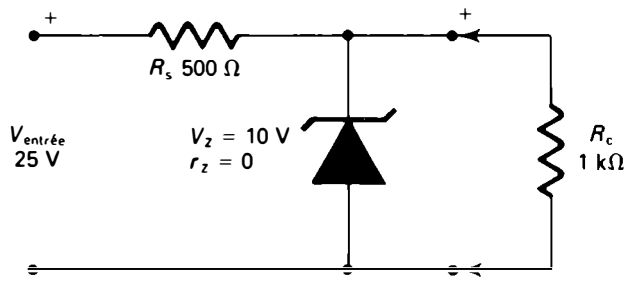


Figure 4.99 Problème 4.2.

- les valeurs du facteur de stabilisation (K_s) et de l'impédance de sortie (Z_{sortie}).
- 4.4 Un régulateur de tension shunt, dont la tension d'entrée non régulée est égale à 25 V, comprend une diode Zener présentant les caractéristiques suivantes: V_Z de 9,1 V; $P_{Z, \text{nom}}$ de 1 W. Calculez la valeur minimale de la résistance série R_s .
- 4.5 Un régulateur de tension shunt à diode Zener présente les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée, max}}$ de 38 V; $V_{\text{entrée, min}}$ de 34 V; $I_{R_c, \text{max}}$ de 120 mA; $I_{R_c, \text{min}}$ de 0; V_Z de 20 V; r_Z de 6 Ω . Si $I_{Z, \text{min}}$ est égal à 0,1 $I_{R_c, \text{max}}$, calculez:
- la valeur acceptable de la résistance en série R_s ;
 - la puissance nominale de la diode Zener (P_Z);
 - le facteur de stabilisation (K_s) et l'impédance de sortie (Z_{sortie}) du régulateur;
 - la variation maximale de la tension de sortie (ΔV_{sortie}) lorsque le courant de charge varie de 0 mA à 120 mA et la tension d'entrée, de 34 V à 38 V.
- 4.6 Pour le régulateur de tension shunt à diode Zener et à transistor de la figure 4.100, calculez:
- la tension de sortie V_{sortie} ;
 - les valeurs des courants traversant la résistance de charge R_c , la résistance série R_s et la diode Zener;
 - la puissance maximale de dissipation du transistor.

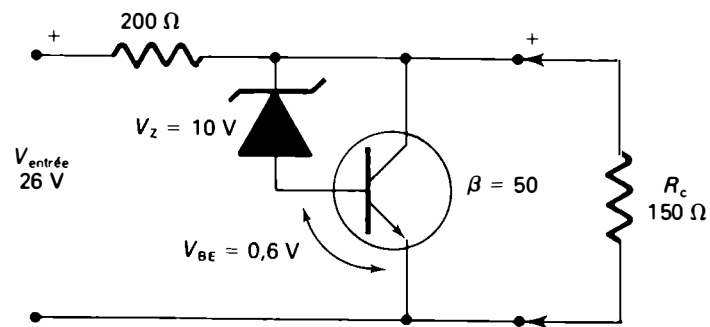


Figure 4.100 Problème 4.6.

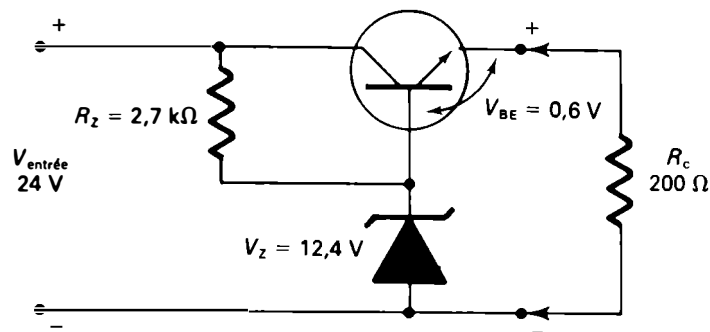


Figure 4.101 Problème 4.7.

- 4.7 Pour le régulateur de tension série de la figure 4.80, calculez:
- la tension de sortie V_{sortie} et le courant de charge I_{R_c} ;
 - les courants de base I_B et de collecteur I_C ($\beta = 50$);
 - les courants traversant la résistance R_z et la diode Zener et le courant d'entrée provenant de la source d'alimentation non régulée;
 - la puissance dissipée par le transistor lorsque R_c est de 200Ω .
- 4.8 Un régulateur de tension série semblable à celui de la figure 4.80 présente les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de 12 V ; V_z de $7,7 \text{ V}$; r_z de 6Ω ; R_c de 100Ω ; R_z de 470Ω ; β de 100 et V_{BE} de $0,6 \text{ V}$. Calculez:
- la tension de sortie V_{sortie} et le courant de charge I_{R_c} ;
 - les courants traversant R_z et la diode Zener.
- 4.9 Dans le régulateur de tension série du problème 4.8, la résistance de charge varie de 100Ω à 50Ω . Calculez:
- les variations du courant de charge et du courant de la diode Zener;
 - la variation approximative de la tension de sortie et le taux approximatif de régulation de tension.
- 4.10 Un régulateur de tension série, comprenant une diode Zener et un transistor ballast doit fournir une tension de sortie régulée de 5 V . Déterminez:
- la tension de Zener de la diode stabilisatrice;
 - la puissance maximale dissipée par le transistor lorsque la tension d'entrée du régulateur varie de 10 V à 15 V et que la résistance de charge varie de 22Ω à 500Ω . On suppose que $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$.
- 4.11 Le régulateur de tension série à rétroaction de la figure 4.22 présente les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de 50 V ; V_z de $19,4 \text{ V}$; I_{R_c} de 1 A ; R_1 de $2 \text{ k}\Omega$; R_2 de $1 \text{ k}\Omega$; R_3 de $1 \text{ k}\Omega$; R_z de $10 \text{ k}\Omega$; β_1 et β_2 de 100 . Les approximations suivantes sont utilisées pour faire les calculs:

$$I_C \approx \beta I_B$$

$$V_{BE,1} = V_{BE,2} \approx 0,6 \text{ V}$$

Calculez:

- les valeurs des courants suivants: I_{R_1} ; I_{R_2} ; I_{R_3} ; I_{R_z} ; I_{B_1} ; I_{B_2} ; I_{C_1} ; I_{C_2} et I_z ;
 - La valeur des tensions suivantes: V_{R_1} ; V_{R_2} ; V_{R_3} ; V_{R_z} ; V_{sortie} ; V_{CE_2} et V_{CE_1} ;
 - la valeur minimale de la résistance de charge R_c .
- 4.12 À l'aide d'un régulateur de tension à amplificateur opérationnel et limiteur de tension semblable à celui de la figure 4.34, nous désirons obtenir une tension de sortie ajustable entre 5 V et 15 V et un courant maximal de 1 A . La tension d'entrée doit pouvoir varier entre 26 V et 30 V . Nous utilisons la diode Zener 1N5229 présentant les caractéristiques suivantes: V_z de $4,3 \text{ V}$ pour un courant I_z de 20 mA ; $I_{z,\text{max}}$ de 106 mA .

Déterminez:

- les valeurs de R_z et de R_f si $R_{\text{entrée}}$ est de $2 \text{ k}\Omega$;
 - la valeur de R_s (le transistor du circuit limiteur laisse passer le courant lorsque V_{BE} est égal à $0,63 \text{ V}$).
- 4.13 Un régulateur de tension comprend un LM340T-12 dont les caractéristiques sont les suivantes: $V_{\text{entrée,max}}$ de 30 V ; V_{sortie} de 12 V ; tension différentielle de 2 V ; taux de réjection (valeur typique) de 72 dB . Déterminez:
- les valeurs maximale et minimale de la tension d'entrée du régulateur;
 - la valeur crête-à-crête de la tension d'ondulation résiduelle à la sortie, si la tension d'ondulation à l'entrée du régulateur est de 4 V crête-à-crête;
 - le taux de régulation de tension de charge si la tension de sortie varie de 36 mV .
- 4.14 La fiche technique du régulateur intégré LM340T-12 indique que $R_{\theta,j-b}$ est de 4°C/W , que $R_{\theta,j-a}$ nominal est de 35°C/W et que $T_{j,\text{max}}$ est de 150°C . Déterminez:
- la puissance dissipée par le régulateur dans le cas d'une tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$ de 25 V et d'un courant de sortie I_{sortie} de 1 A ;
 - la résistance thermique du dissipateur nécessaire lorsque T_a est de 50°C .
- 4.15 Le taux de régulation de tension de secteur du régulateur LM320K-5 est de $0,02\%$ par volt. Calculez la variation de la tension de sortie lorsque la tension d'entrée varie de 15 V à 24 V .
- 4.16 La fiche technique du régulateur ajustable LM317 fournit les renseignements suivants: $V_{\text{réf}}$ de $1,2 \text{ V}$; I_q de $100 \mu\text{A}$; $R_{\theta,j-b}$ de $2,3^\circ\text{C/W}$; $R_{\theta,j-a}$ nominal de 35°C/W ; $T_{j,\text{max}}$ de 150°C ; taux de régulation de charge de $0,1\%$. Déterminez, dans le cas d'un régulateur semblable à celui de la figure 4.44:
- la gamme de tensions de sortie ($V_{\text{sortie,min}}$, $V_{\text{sortie,max}}$) lorsque R_1 est de 470Ω et que R_2 (potentiomètre) est de $10 \text{ k}\Omega$;
 - la variation de la tension de sortie lorsque V_{sortie} moyen est de 5 V ;
 - la résistance thermique du dissipateur de chaleur lorsque $V_{\text{entrée}}$ est de 26 V , que V_{sortie} est de 5 V et que I_{sortie} est de $0,5 \text{ A}$ à $T_a = 60^\circ\text{C}$.
- 4.17 Faites la conception d'un régulateur de tension fournissant une tension ajustable pouvant varier entre 5 V et 25 V avec un courant maximal de $0,8 \text{ A}$ et utilisant le régulateur à quatre broches $\mu\text{A}78\text{G}$. Déterminez:
- la valeur du potentiomètre externe, si R_1 est de $1,2 \text{ k}\Omega$;
 - les valeurs maximale et minimale de la tension d'entrée du régulateur;
 - la valeur de la résistance thermique du dissipateur, si la température ambiante est de 55°C . Nous supposons que $R_{\theta,b-r}$ est négligeable.
- Note: Vous rechercherez les caractéristiques du régulateur $\mu\text{A}78\text{G}$ dans les fiches techniques fournies par le fabricant.
- 4.18 Le régulateur à découpage abaisseur de tension illustré à la figure 4.59 présente les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de 20 V c.c. ; fréquence de commutation de 50 kHz ; rapport $t_{\text{cond.}}/t_{\text{bloc.}}$ de $0,8$; résistance de charge de 10Ω ; V_D et $V_{\text{sat.}}$ de 1 V . Calculez:
- la valeur de la tension régulée de sortie;
 - la valeur du courant moyen d'entrée;
 - la valeur de l'inductance L ;
 - la valeur du condensateur de filtrage de sortie C , si l'on tolère une tension d'ondulation résiduelle à la sortie de 20 mV crête-à-crête;
 - le rendement global théorique du régulateur.

4.19 Le régulateur à découpage élévateur de tension illustré à la figure 4.61 présente les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de 6 V c.c.; fréquence de commutation de 50 kHz; rapport $t_{\text{cond.}}/t_{\text{bloc.}}$ de 1,5; résistance de charge de 15 Ω ; V_D et $V_{\text{sat.}}$ de 1 V. Calculez:

- la valeur de la tension régulée de sortie;
- la valeur du courant moyen d'entrée;
- la valeur de l'inductance L ;
- la valeur du condensateur de filtrage de sortie C , si l'on tolère une tension d'ondulation résiduelle à la sortie de 25 mV crête-à-crête;

e) le rendement global théorique du régulateur.

4.20 Le régulateur à découpage inverseur de tension illustré à la figure 4.63 présente les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de 15 V c.c.; fréquence de découpage de 30 kHz; rapport $t_{\text{cond.}}/t_{\text{bloc.}}$ de 1,1; résistance de charge de 30 Ω ; V_D et $V_{\text{sat.}}$ de 1 V. Déterminez:

- la valeur et la polarité de la tension régulée de sortie;
- la valeur du courant moyen d'entrée;
- la valeur de l'inductance L ;
- la valeur du condensateur de filtrage de sortie C , si l'on tolère une tension d'ondulation résiduelle à la sortie de 15 mV crête-à-crête;

e) le rendement global théorique du régulateur.

4.21 Faites la conception d'un régulateur à découpage abaisseur de tension qui utilise le C.I. LM3524 et qui est semblable à celui illustré à la figure 4.75. Le régulateur doit présenter les caractéristiques suivantes: $V_{\text{entrée}}$ de 20 V c.c.; V_{sortie} de 15 V c.c.; I_{sortie} de 0,5 A; fréquence de découpage de 20 kHz; tension d'ondulation résiduelle à la sortie de 20 mV crête-à-crête; $I_{\text{sortie, max}}$ limité à 0,650 A; V_D et $V_{\text{sat.}}$ de 1 V. Déterminez les valeurs des composants suivants:

- résistances externes R_1 , R_2 , R_3 et R_4 ;
- résistance et condensateur de l'oscillateur;
- résistance de détection du courant $R_{\text{c.l.}}$;
- inductance L_1 et condensateur de filtrage C_{sortie} .

4.22 Faites la conception d'un régulateur à découpage abaisseur de tension qui utilise le C.I. μA78S40 et qui est semblable à celui illustré à la figure 4.103. Le régulateur doit présenter les caractéristiques suivantes: V_{sortie} de 5 V; $I_{\text{sortie, nom}}$ de 0,5 A; $V_{\text{ond. c.-à-c.}}$ de 30 mV; $V_{\text{entrée}}$ de 25 V; fréquence de découpage de 20 kHz. Déterminez:

- la résistance externe du limiteur de tension R_{CL} ;
- le condensateur de filtrage de sortie C_{sortie} et le condensateur externe de l'oscillateur C_T ;
- l'inductance L ;

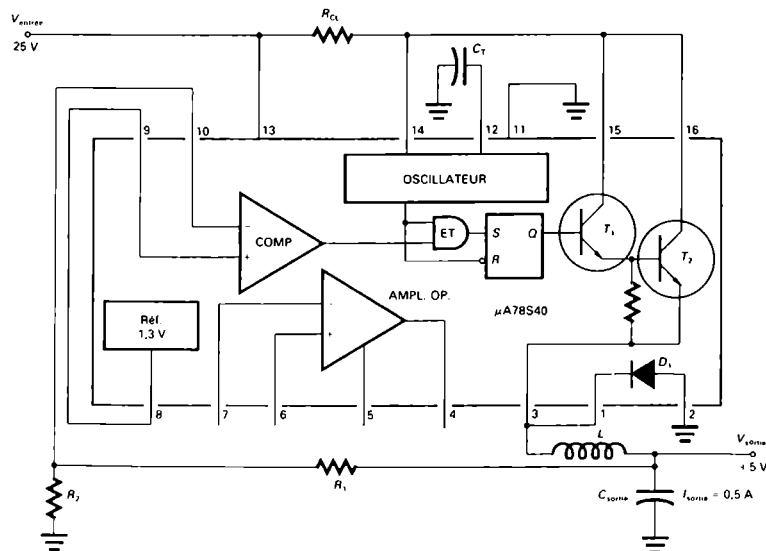


Figure 4.102 Problème 4.22.

d) les résistances R_1 et R_2 du pont de mesure qui fixe la tension de sortie;

e) le courant d'entrée moyen et le rendement du régulateur.

Note: Lorsque le C.I. μA78S40 est utilisé dans un régulateur abaisseur de tension, le fabricant suggère les relations suivantes:

$$I_{\text{crête}} = 2 I_{\text{sortie, max}}$$

$$R_{\text{CL}} = \frac{0,33}{I_{\text{crête}}}$$

$$C_T = 4,0 \times 10^{-5} t_{\text{cond.}}$$

$$C_{\text{sortie}} = \frac{I_{\text{crête}}(t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}})}{8 V_{\text{ond. c.-à-c.}}}$$

$$L = \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_D}{I_{\text{crête}}} \right) t_{\text{bloc.}}$$

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = \frac{V_{\text{sortie}} + V_D}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}} - V_D}$$

$$I_{\text{entrée, moy}} = \left(\frac{I_{\text{crête}}}{2} \right) \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_D}{V_{\text{entrée}} + V_{\text{sat.}} + V_D} \right)$$

Dans les calculs, nous pouvons utiliser les approximations suivantes:

$$V_{\text{sat.}} = 0,5 \text{ V}$$

$$V_D = 1 \text{ V}$$

$$\text{Courant du pont de mesure} = 1 \text{ mA}$$

4.23 Faites la conception d'un régulateur à découpage élévateur de tension qui utilise le C.I. μA78S40 et qui est semblable à celui illustré à la figure 4.103. Le régulateur doit présenter les caractéristiques suivantes: V_{sortie} de 15 V; $I_{\text{sortie, max}}$ de 150 mA; $V_{\text{ond. c.-à-c.}}$ de 20 mV; $V_{\text{entrée}}$ de 5 V; fréquence de découpage de 20 kHz. Déterminez les valeurs:

- des composants externes R_{CL} , R_1 , R_2 , L , C_T et C_{sortie} ;
- du courant d'entrée moyen et du rendement du régulateur.

Note: Lorsque le C.I. μA78S40 est utilisé dans un régulateur élévateur de tension, le fabricant suggère les relations suivantes:

$$R_{\text{CL}} = \frac{0,33}{I_{\text{crête}}} \quad L = \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_D - V_{\text{entrée}}}{I_{\text{crête}}} \right) t_{\text{bloc.}}$$

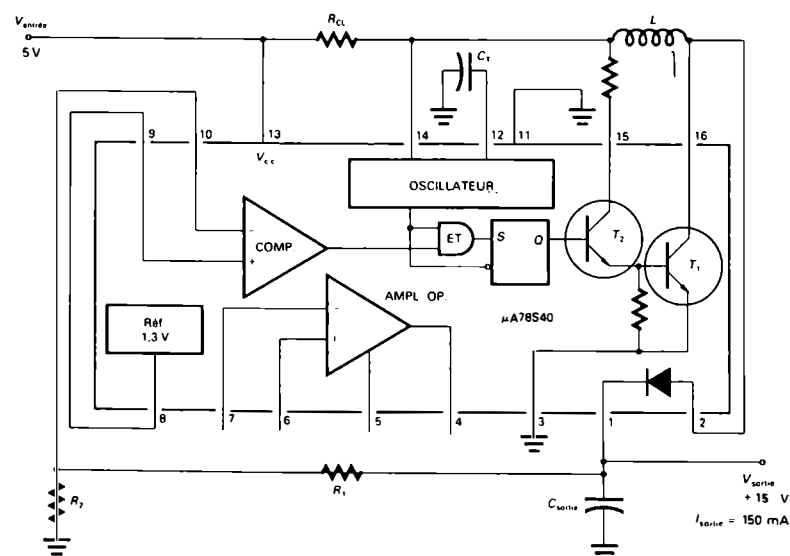


Figure 4.103 Problème 4.23

$$C_{\text{sortie}} = \frac{(I_{\text{crête}} - I_{\text{sortie}})^2 t_{\text{bloc.}}}{2 I_{\text{crête}} V_{\text{ond.c. à-c.}}}$$

$$I_{\text{crête}} = 2 I_{\text{sortie. max}} \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_D - V_{\text{sat}}}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat}}} \right)$$

$$C_T = 4,0 \times 10^{-5} t_{\text{cond.}}$$

$$\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{bloc.}}} = \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_D - V_{\text{entrée}}}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat.}}} \right) t_{\text{bloc.}}$$

$$I_{\text{entrée, moy}} = \frac{I_{\text{crête}}}{2}$$

Dans les calculs, nous pouvons utiliser les approximations suivantes:

$$V_{\text{sat.}} = 0,5 \text{ V}$$

$$V_D = 1 \text{ V}$$

$$\beta = 40$$

$$\text{Courant du pont de mesure} = 1 \text{ mA}$$

4.24 Faites la conception d'un régulateur de courant à composants discrets semblable à celui illustré à la figure 4.86. Celui-ci doit fournir un courant constant de 20 mA à une charge dont la résistance varie entre 0 Ω et 700 Ω. Déterminez les caractéristiques des composants (D_Z , R_Z , T_1) si $V_{\text{entrée}}$ est de 26 V, V_{BE} de 0,6 V et β de 100.

4.25 Dans le cas du régulateur de courant à circuit intégré illustré à la figure 4.104, calculez:

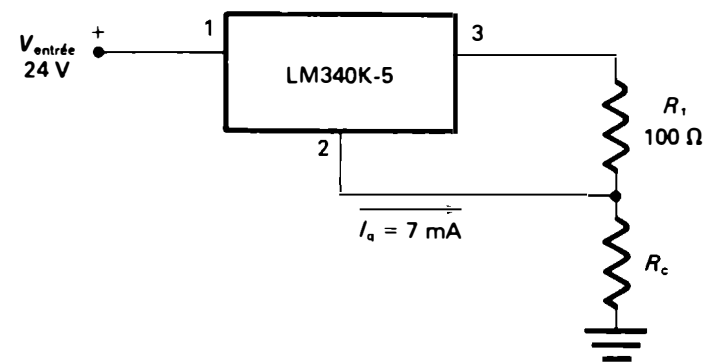


Figure 4.104 Problème 4.25.

- la valeur du courant constant traversant la charge;
- la nouvelle valeur de R_1 et la valeur maximale de la résistance de charge qui permet le passage d'un courant constant de 20 mA, si I_q est de 7 mA et si $V_{\text{dif.}}$ est de 2 V.

4.26 Faites la conception d'un régulateur de tension et limiteur de courant ajustables semblable à celui illustré à la figure 4.88, qui utilise deux régulateurs intégrés LM317 munis du boîtier TO-3. La tension de sortie doit varier entre 1,5 V et 24 V et le courant de sortie doit être limité entre 10 mA et 1,2 A. Déterminez:

- les valeurs maximale et minimale du potentiomètre R_2 , si l'on choisit une résistance fixe R_1 de 270 Ω;
- les valeurs maximale et minimale de la résistance ajustable R_s ;
- les valeurs maximale et minimale de la tension d'entrée qui peut être appliquée au montage.

5 Circuits multiplicateurs de tension

PRÉSENTATION

Certaines applications électroniques, telles que les alimentations des tubes cathodiques (tube-image des récepteurs de télévision, oscilloscopes, consoles de visualisation d'ordinateurs) requièrent des tensions continues élevées et de très faibles courants de charge.

Les alimentations en courant continu à haute tension comprennent des circuits multiplicateurs de tension qui permettent d'élever la tension d'une source alternative sinusoïdale sans l'utilisation de transformateur.

Dans ce chapitre, nous étudierons d'abord le principe des circuits multiplicateurs de tension. Nous analyserons ensuite le fonctionnement des différents montages utilisés: doubleurs, tripleurs, quadrupleurs et multiplicateurs à plusieurs étages. Nous déterminerons la valeur de la tension continue de sortie en fonction de la tension alternative d'entrée pour les différents montages et nous comparerons leurs taux d'ondulation et de régulation.

CONTENU

- 5.1 Principe de fonctionnement des circuits multiplicateurs de tension
- 5.2 Doubleurs de tension
- 5.3 Tripleurs de tension
- 5.4 Quadrupleurs de tension
- 5.5 Multiplicateurs à n étages
- 5.6 Application des circuits multiplicateurs de tension

OBJECTIFS

Analyser le fonctionnement des divers circuits multiplicateurs: doubleurs, tripleurs, quadrupleurs, etc., à simple alternance et à double alternance.

Déterminer les valeurs de la tension continue de sortie, en fonction de la tension alternative d'entrée, du courant de charge et de la valeur des condensateurs utilisés.

Calculer les caractéristiques requises pour les composants des divers types de circuits multiplicateurs de tension: tension inverse de crête, courant de crête répétitif des diodes, tension nominale des condensateurs, etc.

Connaître des applications pratiques des circuits multiplicateurs de tension et analyser le fonctionnement des circuits d'alimentation en très haute tension des tubes cathodiques.

5.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES CIRCUITS MULTIPLICATEURS DE TENSION

Le *multiplieur de tension* est un circuit comprenant des diodes et des condensateurs, qui permet d'obtenir, à partir d'une tension alternative d'amplitude E_{\max} , une tension sensiblement continue et égale à un multiple entier de la tension de crête d'entrée: $2E_{\max}$, $3E_{\max}$, $4E_{\max}$, etc.

Il existe divers types de circuits multiplieurs de tension, mais leur principe de fonctionnement est essentiellement le même. À partir d'une source alternative d'amplitude E_{\max} , un condensateur est chargé, à travers une diode, à la valeur de crête de la source. La tension aux bornes du condensateur chargé, E_{\max} , est ajoutée à la tension de crête de la source d'alimentation pour obtenir une tension doublée $2E_{\max}$. En combinant plusieurs circuits à diodes et à condensateurs, on peut ainsi doubler, tripler, ou quadrupler la tension de la source d'alimentation, la tension de sortie des multiplieurs de tension étant la somme des tensions aux bornes des condensateurs chargés et placés en série.

Puisque le fonctionnement des circuits multiplieurs de tension dépend de la charge et de la décharge de condensateurs par l'intermédiaire de diodes, des courants élevés de surcharge circuleront à travers celles-ci, ce que nous avons déjà appris lors de l'étude des redresseurs avec filtre capacitif (paragraphe 3.1.11). Il faudra donc choisir, pour ces circuits, des composants (diodes et condensateurs) présentant des caractéristiques électriques suffisantes et prévoir des marges de sécurité. Pour les diodes, ces caractéristiques sont: le *courant de crête répétitif*, le *courant initial de surcharge non répétitif* et la *tension inverse de crête*, alors que pour les condensateurs, elles sont la *capacité nominale* et la *tension de service*.

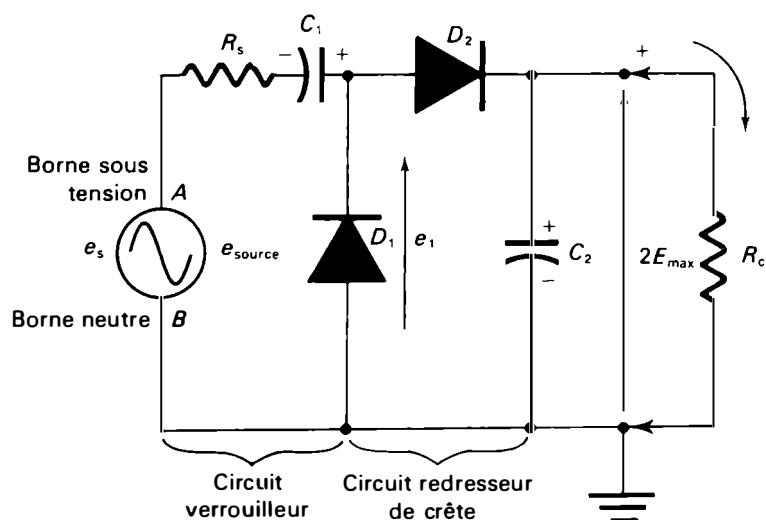


Figure 5.1 Doubleur de tension à simple alternance.

Bien que des tensions continues de sortie élevées (plusieurs milliers de volts) puissent être obtenues, les circuits multiplieurs de tension présentent une régulation assez médiocre et un taux d'ondulation non négligeable, dès que le courant de charge augmente.

5.2 DOUBLEURS DE TENSION

Dans les circuits doubleurs de tension, la valeur de la tension de sortie à vide est égale à deux fois la valeur de la tension de crête de la source d'alimentation. On distingue les *doubleurs de tension à simple alternance*, appelés aussi *doubleurs en cascade*, les *doubleurs de tension à double alternance*, qui sont les circuits doubleurs les plus utilisés en pratique, et les *doubleurs de tension à double alternance en pont*.

5.2.1 Doubleur de tension à simple alternance

Le *circuit doubleur de tension à simple alternance* est composé essentiellement de deux diodes et de deux condensateurs (Figure 5.1). La première partie du circuit, C_1 et D_1 (*circuit verrouilleur*), fournit aux bornes de D_1 la tension $e_1 = e_s + E_{\max}$.

La deuxième partie, D_2 et C_2 , est un *circuit redresseur avec débit sur condensateur*. Le condensateur C_2 se charge à la valeur maximale de e_1 , soit $2E_{\max}$.

Ce circuit est aussi appelé *doubleur en cascade*, car la tension e_1 , à la sortie du circuit verrouilleur, est utilisée comme tension d'entrée du circuit redresseur de crête, qui est constitué de D_2 et de C_2 (Figure 5.1).

Analysons maintenant en détail le fonctionnement du circuit doubleur de tension. Nous pouvons commencer par l'alternance négative. Lorsque la borne B est positive, la diode D_2 est bloquée, la diode D_1 laisse passer le courant et le condensateur C_1 se charge à la valeur maximale de la tension de la source, soit E_{\max} . L'électrode positive du condensateur C_1 est reliée à la cathode de D_1 (Figure 5.2.a).

Durant l'alternance positive, lorsque la borne A devient positive, la diode D_1 est bloquée; par contre, la diode D_2 laisse passer le courant et charge, par l'intermédiaire de C_1 , le condensateur C_2 (Figure 5.2.b).

La tension aux bornes du condensateur C_1 , E_{\max} , vient alors s'ajouter à la valeur maximale de la tension de la source, de sorte que le condensateur C_2 se charge à la valeur $2E_{\max}$, c'est-à-dire à la somme de la tension maximale de la source et de la tension de charge du condensateur C_1 . Et le cycle recommence. La tension de sortie

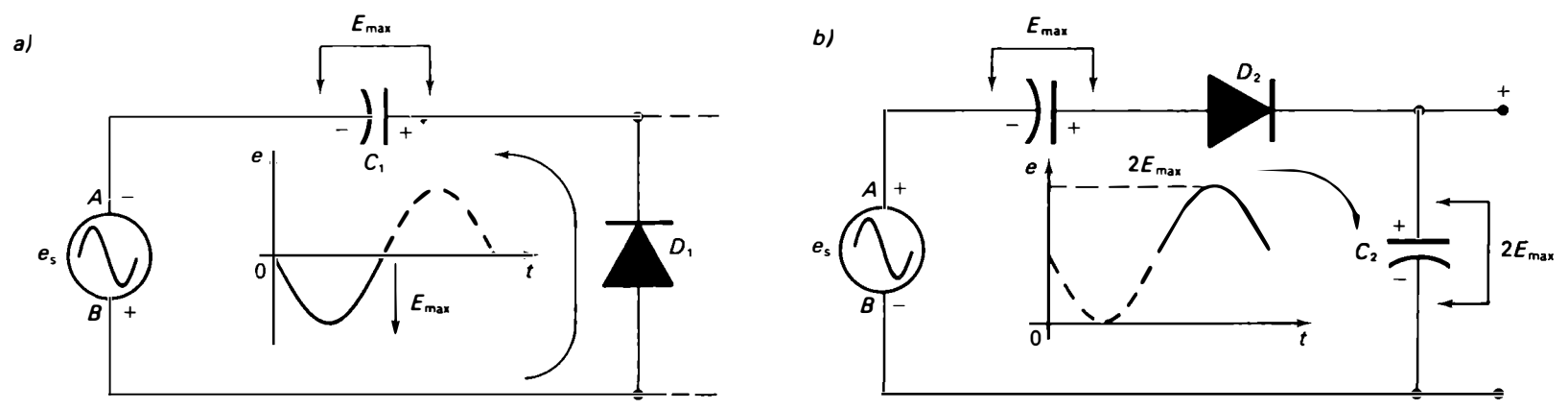


Figure 5.2 Fonctionnement du circuit doubleur de tension à simple alternance: a) durant l'alternance négative; b) durant l'alternance positive.

à vide du circuit doubleur de tension à simple alternance (Figure 5.3.a) est donc:

$$E_{\text{sortie à vide}} = 2E_{\max} \quad (5.1)$$

où $E_{\max} = \sqrt{2} (E_{\text{eff}} \text{ de la source})$.

Lorsqu'une résistance de charge est branchée aux bornes du circuit, la tension de sortie décroît proportionnellement à la valeur du courant de charge. En effet, durant l'alternance négative, le condensateur C_2 se décharge à travers la résistance de charge selon la relation $E = 2E_{\max} e^{-t/R_c C_2}$. La forme d'onde de la tension de sortie (Figure 5.3.b) est sensiblement triangulaire et comparable à celle de la tension de sortie d'un redresseur simple alternance avec filtre capacitif (Figure 3.5).

Il est difficile d'obtenir une bonne régulation avec le circuit doubleur de tension en cascade. En effet, dès que le courant de charge augmente, la charge emmagasinée dans le condensateur C_1 doit fournir une partie de la charge du condensateur C_2 . Comme le circuit doubleur en cascade comprend un redresseur simple alternance, le condensateur C_2 est chargé une fois seulement par période;

la fréquence de l'ondulation est donc égale à la fréquence de la source d'alimentation:

$$f \text{ d'ondulation} = f \text{ de source d'alimentation} \quad (5.2)$$

Les diodes D_1 et D_2 laissent passer le courant durant un court intervalle de temps (inférieur à $T/4$), dans des alternances opposées, et un courant de crête répétitif important les traverse.

Lors de la mise en marche du circuit, les condensateurs déchargés se comportent pratiquement comme des courts-circuits et un courant initial de surcharge élevé circule dans les diodes. Une résistance R_s , de l'ordre de quelques ohms, peut être placée en série dans le circuit pour limiter le courant de surcharge et protéger ainsi les diodes.

Chaque diode supporte une tension inverse de crête égale à deux fois la valeur maximale de la tension de la source d'alimentation:

$$\text{T.I.C.} = 2E_{\max} \quad (5.3)$$

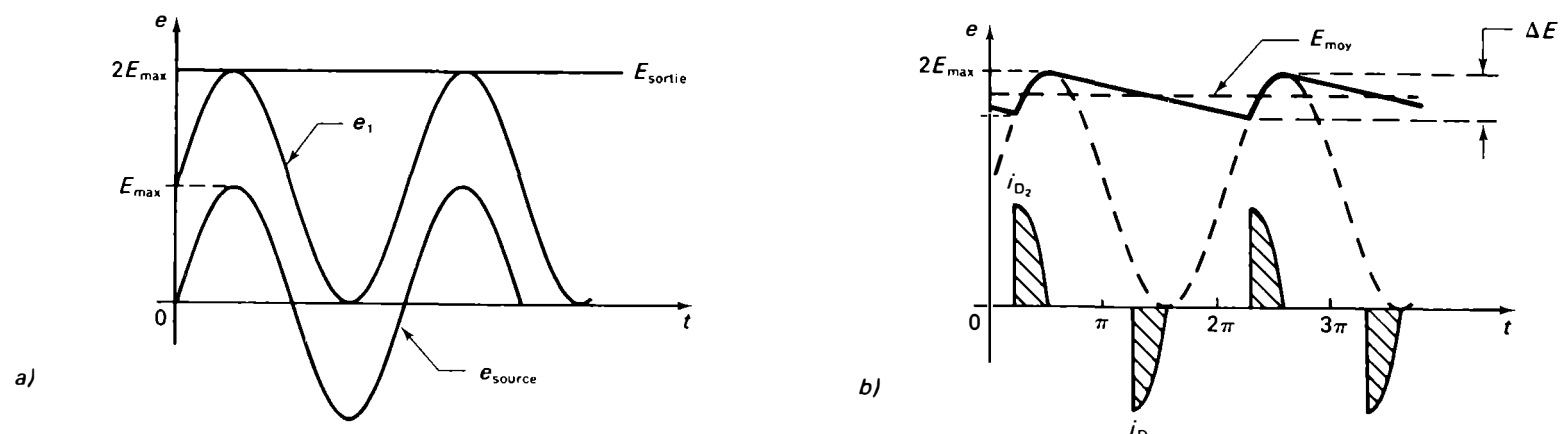


Figure 5.3 Représentation graphique des tensions d'un circuit doubleur de tension à simple alternance: a) à vide; b) en charge.

Le condensateur C_1 est soumis à une tension continue dont la valeur est E_{\max} , alors que le condensateur C_2 est soumis à une tension continue dont la valeur est $2E_{\max}$. Nous aurons donc:

$$\begin{aligned} \text{Tension nominale de } C_1 &= E_{\max} + \text{marge de sécurité} \\ \text{Tension nominale de } C_2 &= 2E_{\max} + \text{marge de sécurité} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Déterminons maintenant la valeur du condensateur C_2 du circuit de la figure 5.1. Ce condensateur se charge jusqu'à la valeur $2E_{\max}$ et maintient le courant de charge lorsque la diode D_2 est bloquée durant l'alternance négative, quand la borne B est positive. La constante de temps $R_c C_2$ doit être suffisamment grande pour que la tension de sortie se maintienne sensiblement égale à la valeur $2E_{\max}$ durant une période complète (Figure 5.3). La valeur moyenne de la tension de sortie est:

$$E_{\text{moy}} = 2E_{\max} - \frac{\Delta E}{2}$$

où:
$$\Delta E = \frac{E_{\text{moy}}}{2fR_c C_2}$$

Après modification, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = 2E_{\max} \left(\frac{2fR_c C_2}{2fR_c C_2 + 1} \right)$$

ce qui nous donne la valeur du condensateur C_2 :

$$C_2 = \frac{E_{\text{moy}}}{2fR_c (E_{\max} - E_{\text{moy}})} \quad (5.5)$$

Dans le circuit doubleur de tension à simple alternance, on choisit, en pratique, la valeur du condensateur C_1 égale à deux ou quatre fois la valeur du condensateur C_2 , afin de maintenir une régulation de tension suffisante.

Le circuit doubleur à simple alternance possède l'avantage d'avoir un point commun entre le circuit d'entrée (en courant alternatif) et le circuit de sortie (en courant continu), ce qui permet d'ajouter d'autres étages de circuits à diodes et à condensateurs. Nous étudierons ce sujet aux paragraphes 5.4 et 5.5. Le circuit doubleur est généralement connecté directement au secteur sans l'intermédiaire d'un transformateur d'alimentation.

Exemple 5.1

Un circuit doubleur de tension est alimenté par une source alternative de 120 V et 60 Hz. Calculez:

- la tension de sortie à vide;
- la tension inverse de crête des diodes et la tension nominale des condensateurs utilisés, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%;
- la fréquence de l'ondulation résiduelle en charge.

Solution

- $$E_{\max} = \sqrt{2}E_{\text{eff}} = \sqrt{2} \times 120$$

$$E_{\max} = 169,7 \text{ V}$$

$$E_{\text{sortie à vide}} = 2E_{\max} = 2 \times 169,7 \quad (\text{équation 5.1})$$

$$E_{\text{sortie à vide}} = 339,4 \text{ V}$$
- $$\text{T.I.C.} = 2E_{\max} = 2 \times 169,7$$

$$\text{T.I.C.} = 339,4 \text{ V}$$

Si l'on adopte une marge de sécurité de 50%, nous avons alors:

$$\text{T.I.C.} + \text{marge de sécurité} = 339,4 \times 1,5 = 509,1 \text{ V}$$

Nous pouvons donc choisir des diodes dont la T.I.C. est égale à 500 V. À partir de l'équation 5.4, nous pouvons déterminer les tensions nominales des condensateurs:

$$\text{Tension nominale de } C_1 = 169,7 \times 1,5 = 254,5 \text{ V}$$

$$\text{Tension nominale de } C_2 = 2 \times 169,7 \times 1,5 = 509,1 \text{ V}$$

- La fréquence de l'ondulation résiduelle en charge est égale à la fréquence de la source, soit 60 Hz.

Exemple 5.2

Calculez la valeur du condensateur C_2 , à la sortie d'un circuit doubleur de tension à simple alternance, nécessaire pour fournir une tension de sortie de 300 V aux bornes d'une résistance de charge de 3000 Ω . La source d'alimentation est de 120 V et 60 Hz.

Solution

La valeur du condensateur placé à la sortie d'un circuit doubleur de tension à simple alternance est:

$$C_2 = \frac{E_{\text{moy}}}{2fR_c (E_{\max} - E_{\text{moy}})}$$

$$C_2 = \frac{300}{2 \times 60 \times 3000 (2 \times \sqrt{2} \times 120 - 300)} = 20 \mu\text{F}$$

Pour le condensateur C_1 placé à l'entrée du circuit doubleur, on pourra choisir une valeur comprise entre 40 μF et 80 μF .

5.2.2 Doubleur de tension à double alternance

Le circuit doubleur de tension conventionnel à double alternance est obtenu lorsque l'on remplace deux diodes du circuit redresseur en pont par deux condensateurs qui se trouvent alors placés en série (Figure 5.4.a). C'est le type de circuit doubleur de tension le plus répandu.

Analysons maintenant le fonctionnement du circuit. Durant l'alternance positive, lorsque la borne A est positive et que la diode D_2 est bloquée, la diode D_1 laisse passer le courant et le condensateur C_1 se charge à la valeur maximale de la tension de la source, soit E_{\max} . L'électrode positive du condensateur C_1 se trouve reliée à la cathode de D_1 (Figure 5.5.a).

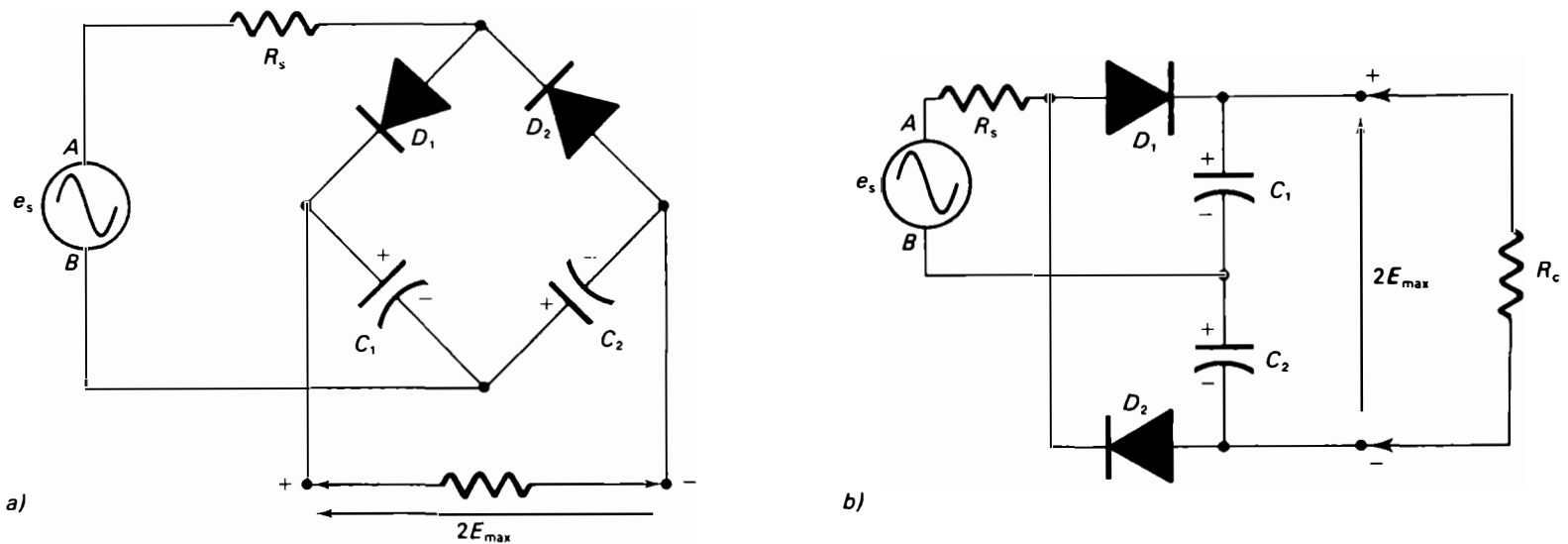


Figure 5.4 a) Circuit doubleur de tension à double alternance; b) autre disposition du même circuit.

Durant l'alternance négative, lorsque la borne B est positive et que la diode D_1 est bloquée, la diode D_2 laisse passer le courant et le condensateur C_2 se charge à la valeur maximale de la tension de la source, soit E_{\max} . L'électrode négative du condensateur C_2 est alors reliée à l'anode de D_2 (Figure 5.5.b). Chaque diode permet à un condensateur de se charger à la valeur maximale de la tension de la source. Comme les deux condensateurs sont placés en série, la tension de sortie est égale à la somme de leurs tensions de charge (Figure 5.6.a). La tension de sortie à vide du circuit redresseur à double alternance est donc:

$$E_{\text{sortie à vide}} = 2E_{\max} \quad (5.6)$$

Lorsqu'une résistance de charge est branchée, un courant la traverse et les condensateurs C_1 et C_2 se déchargent selon la relation $e = E_{\max} e^{-t/R_c C}$ (Figure 5.6.b). La valeur moyenne de la tension de sortie en charge décroît lorsque le courant de charge augmente. Les courbes de la figure 5.7 fournissent les rapports de conversion de la tension continue de sortie E_{sortie} à la tension maximale

de la source (E_{\max}) en fonction des composants R_c et C et de la pulsation ω , pour différents rapports R_s/R_c exprimés en pour cent.

Les condensateurs C_1 et C_2 étant rechargés à chaque alternance, soit deux fois par période, la fréquence de l'ondulation est égale à deux fois la fréquence de la source d'alimentation:

$$f \text{ d'ondulation} = 2f \text{ de la source d'alimentation} \quad (5.7)$$

La figure 5.8 nous permet de déterminer directement la valeur du taux d'ondulation d'un circuit doubleur de tension à double alternance en fonction des composants R_c et C et de la pulsation ω .

Chaque diode supporte une tension inverse de crête égale à $2E_{\max}$:

$$\text{T.I.C.} = 2E_{\max} \quad (5.8)$$

Les diodes ne laissent passer le courant que pendant un court intervalle de temps, de sorte qu'elles supportent un courant initial de surcharge et des courants de crête répé-

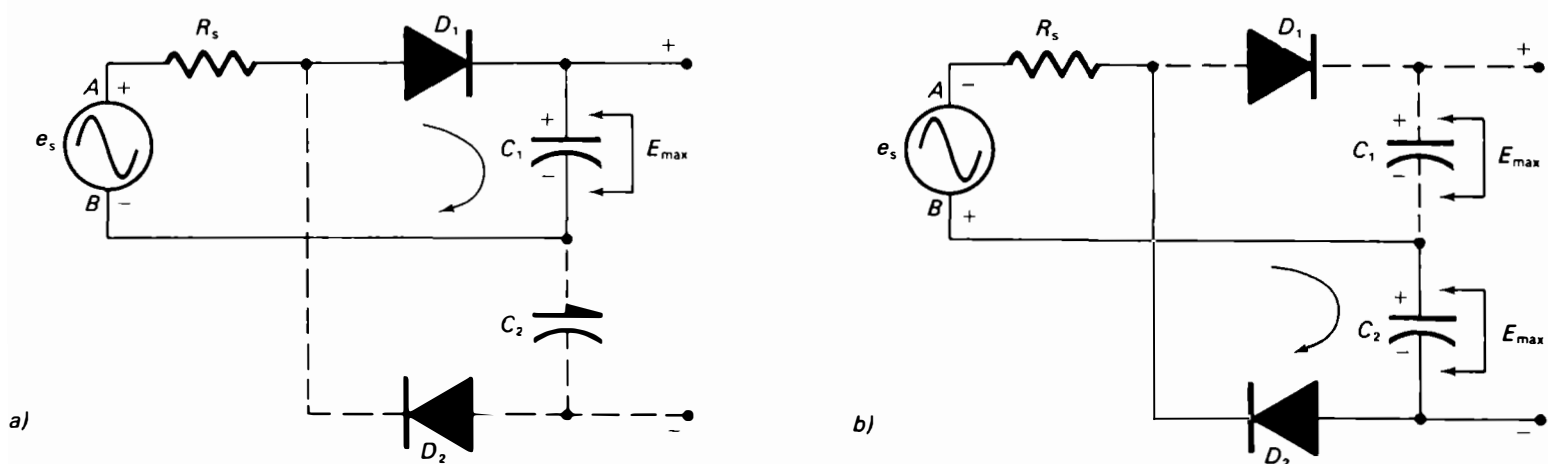


Figure 5.5 Fonctionnement du circuit doubleur de tension à double alternance: a) alternance positive; b) alternance négative.

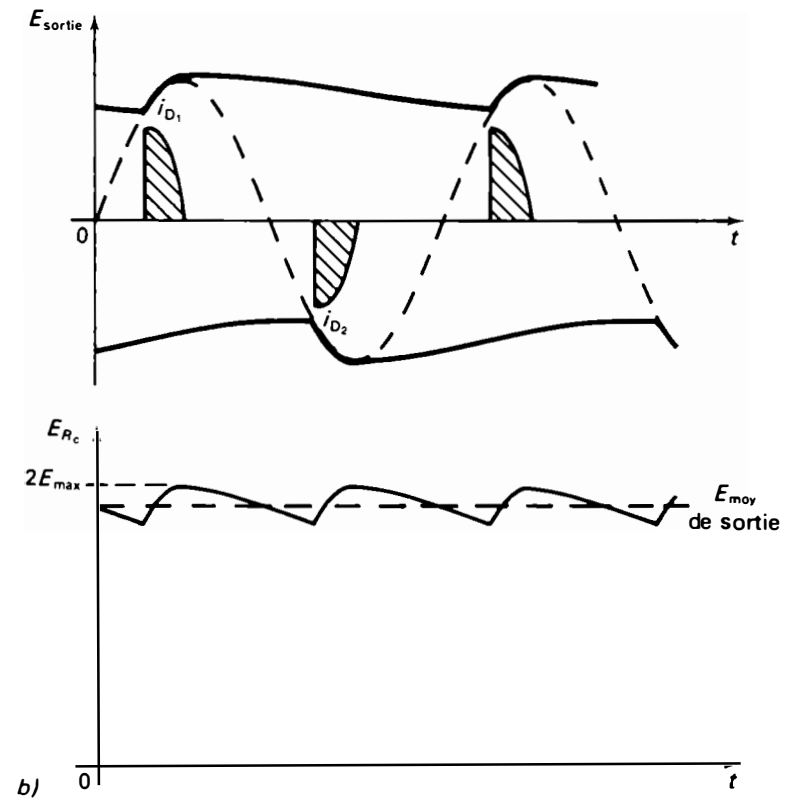
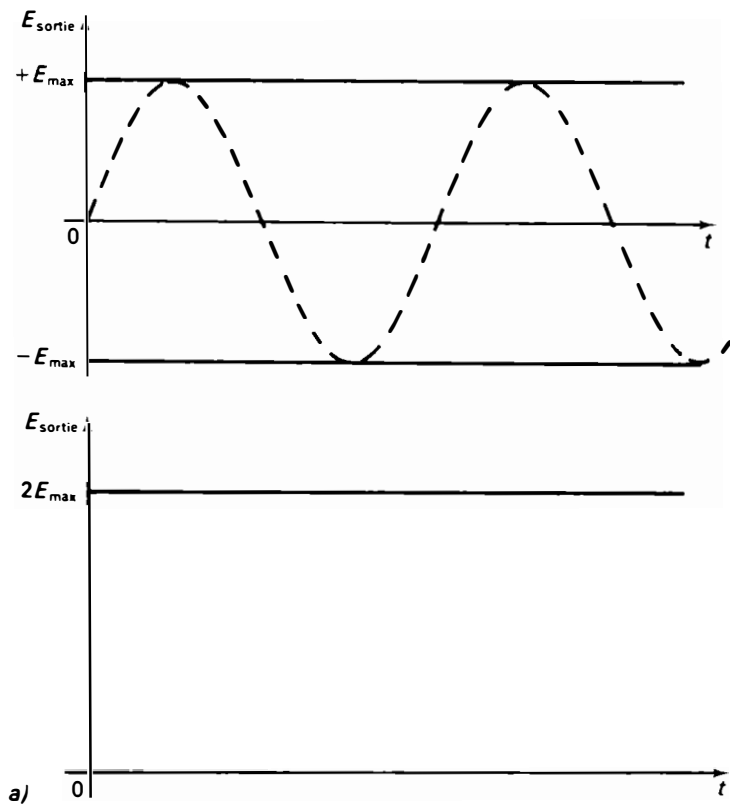


Figure 5.6 Représentation graphique de la tension de sortie d'un circuit doubleur de tension à double alternance: a) à vide; b) en charge.

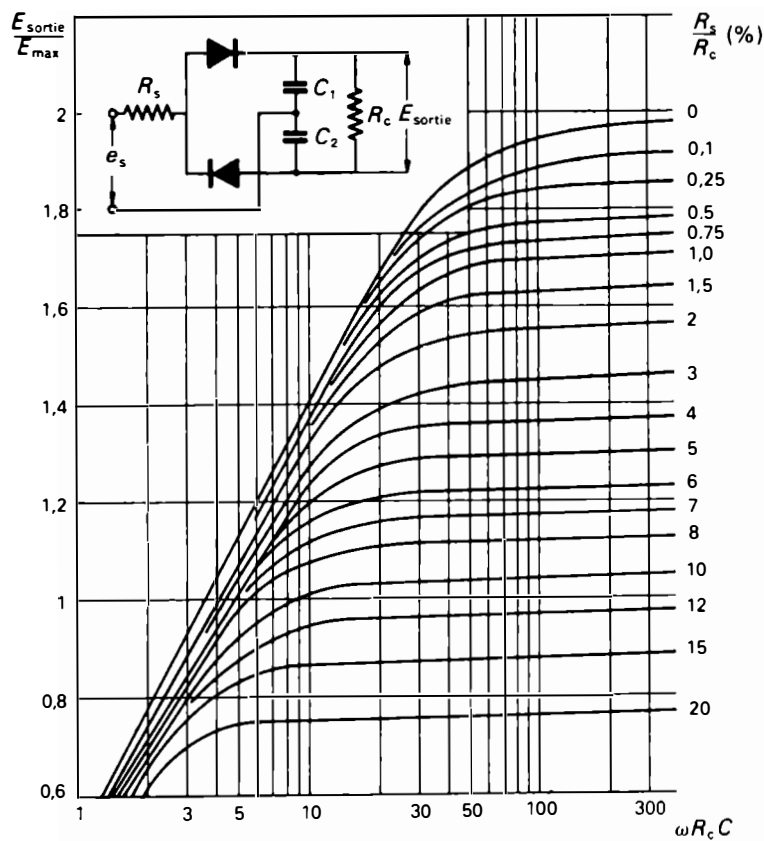


Figure 5.7 $(E_{de\ sortie})/E_{max}$ en fonction de $\omega R_c C$, avec R_s/R_c comme paramètre pour les circuits doubleurs de tension à double alternance (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

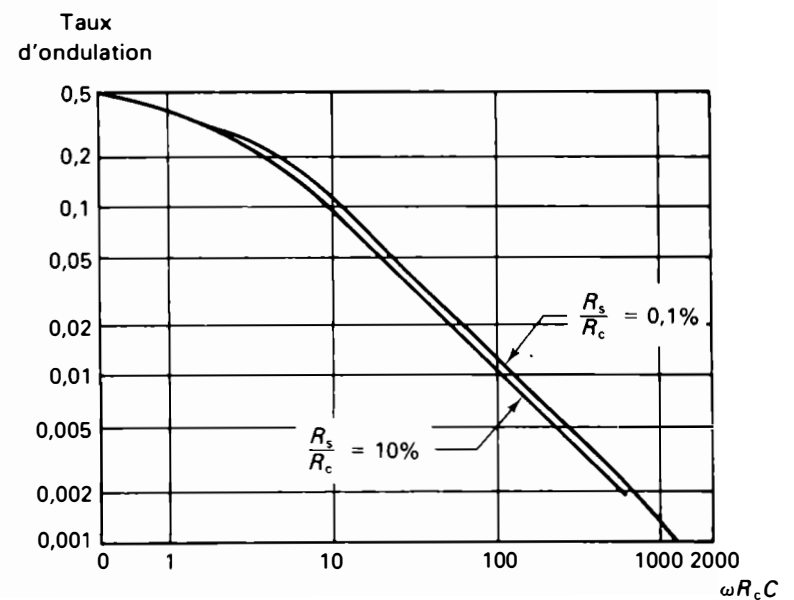


Figure 5.8 Taux d'ondulation en fonction de $\omega R_c C$ pour les circuits doubleurs de tension à double alternance (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

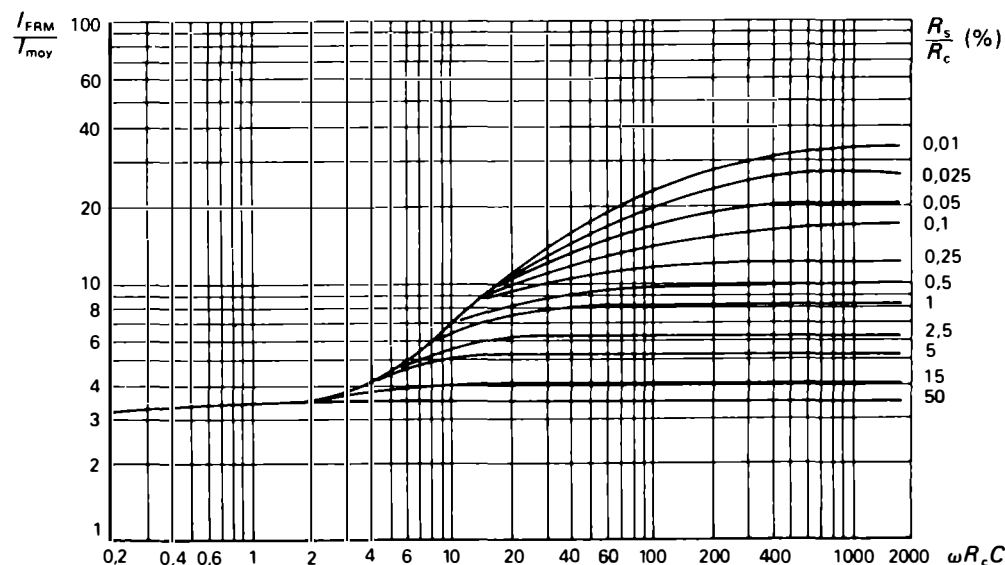


Figure 5.9 Rapport du courant de crête répétitif et du courant moyen pour chaque diode en fonction de $\omega R_c C$ (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

titifs importants, comme c'est le cas dans les circuits redresseurs avec filtre capacitif.

Les courbes de la figure 5.9. fournissent le rapport du courant crête répétitif pour chaque diode (I_{FRM}) au courant moyen dans chaque diode (I_{moy}), en fonction des composants R_c et C et de la pulsation ω . Les courbes de la figure 5.10. fournissent le rapport du courant efficace par diode (I_{eff}) au courant moyen par diode (I_{moy}).

Les condensateurs C_1 et C_2 sont soumis chacun à une tension continue dont la valeur est E_{max} . Nous devons donc choisir des condensateurs présentant une tension nominale supérieure à la valeur maximale de la tension de la source, soit:

$$\boxed{\text{Tension nominale de } C_1 \text{ et de } C_2 = E_{max} + \text{marge de sécurité}} \quad (5.9)$$

5.2.3 Doubleur de tension à double alternance en pont

Dans le *circuit doubleur de tension à double alternance en pont* (Figure 5.11.), le condensateur C_2 se charge à la valeur maximale de la tension de la source, E_{max} , durant l'alternance négative, lorsque la borne B est positive et qu'un courant circule à travers la résistance de charge.

Durant l'alternance positive, lorsque la borne A est positive, le condensateur C_1 se charge à la valeur maximale de la tension de la source, E_{max} . Les deux condensateurs étant placés en série, la tension de sortie à vide sera égale à la somme des deux tensions de charge des condensateurs:

$$\boxed{E_{\text{sortie à vide}} = 2E_{max}} \quad (5.10)$$

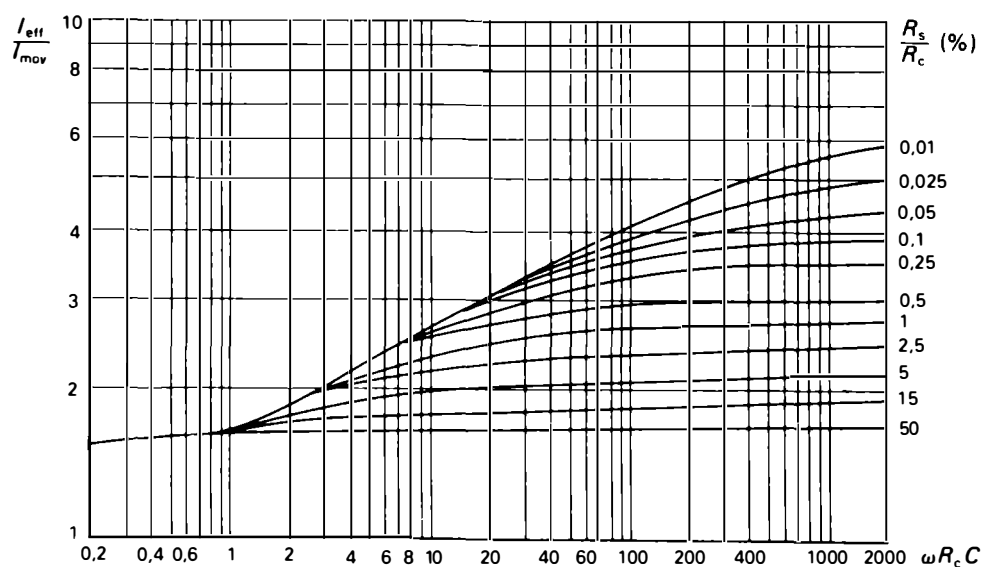


Figure 5.10 Rapport du courant efficace et du courant moyen pour chaque diode en fonction de $\omega R_c C$ (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$ en radians par seconde).

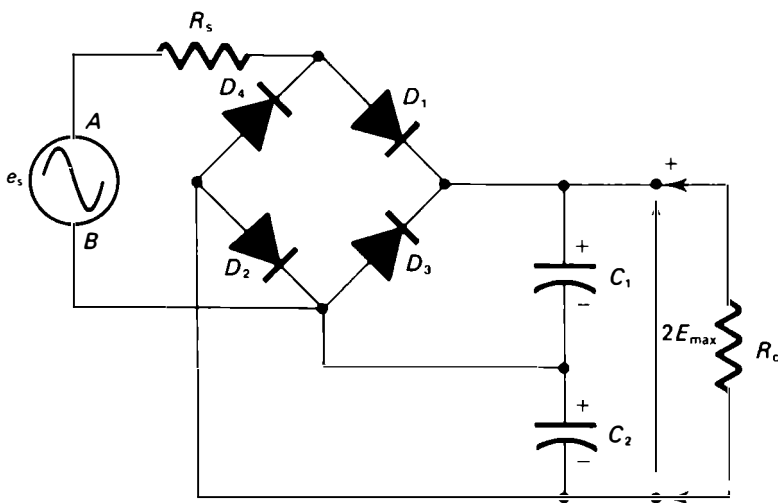


Figure 5.11 Circuit doubleur de tension à double alternance en pont.

Comme il s'agit d'un montage à double alternance en pont, la fréquence de l'ondulation est égale à deux fois la fréquence de la source d'alimentation:

$$f \text{ d'ondulation} = 2f \text{ de la source d'alimentation} \quad (5.11)$$

Les diodes et les condensateurs sont soumis à des tensions égales à la valeur maximale de la tension de la source d'alimentation. Nous avons donc:

$$\text{T.I.C.} = E_{\max} \quad (5.12)$$

$$\text{Tension nominale de } C_1 \text{ et de } C_2 = E_{\max} + \text{marge de sécurité} \quad (5.13)$$

Type de circuits doubleurs	Simple alternance en cascade	Double alternance conventionnel	Double alternance en pont
R_s (Ω)	20	20	20
$C_1 = C_2$ (μF)	20	20	20
E de source (V)	117	117	117
$E_{\text{sortie à vide}}$ (V)	330	330	330
R_c 10 k Ω	E_{sortie} (V)	280	300
	I de charge (mA)	28	30
	r %	2	1,6
R_c 1 k Ω	E_{sortie} (V)	160	210
	I de charge (mA)	160	210
	r %	16,6	12,0
T.I.C. (V)		330	330
Tension nominale	C_1 (V)	165	165
	C_2 (V)	330	165

Tableau 5.1 Caractéristiques des circuits doubleurs de tension.

Les principales caractéristiques des trois types de circuits doubleurs de tension, utilisant des composants identiques, sont présentées au tableau 5.1.

Exemple 5.3

Dans le cas d'un circuit doubleur de tension à double alternance, déterminez, à l'aide des graphiques des figures 5.7, 5.8 et 5.9:

- la tension continue de sortie aux bornes d'une résistance de charge de 5 k Ω ;
- la tension inverse de crête et le courant de crête répétitif des diodes (I_{FRM}), si l'on adopte une marge de sécurité de 50%;
- la tension nominale des condensateurs si l'on adopte une marge de sécurité de 100%;
- le taux d'ondulation de la tension de sortie.

Les caractéristiques du circuit doubleur de tension sont:

$$C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}; R_s = 5 \Omega; \text{ tension d'alimentation: } 120 \text{ V} - 60 \text{ Hz.}$$

Solution

- a) La valeur maximale de la tension de la source est:

$$E_{\max} = \sqrt{2}E_{\text{eff}} = \sqrt{2} \times 120 = 170 \text{ V}$$

Le rapport R_s/R_c est:

$$\frac{5}{5000} = 0,001 \text{ ou } 0,1\%$$

Le rapport $\omega R_c C$ est:

$$2 \times 3,14 \times 60 \times 5000 \times 40 \times 10^{-6} = 75,4$$

D'après les courbes de la figure 5.7, pour $\omega R_c C = 75$ et pour $R_s/R_c = 0,1\%$, nous avons:

$$E \text{ de sortie} = 1,83E_{\max}$$

$$E \text{ de sortie} = 1,83 \times 170 = 311 \text{ V}$$

- b) La tension inverse de crête des diodes est égale à $2E_{\max}$:

$$\text{T.I.C.} = 2 \times 170 = 340 \text{ V}$$

En tenant compte de la marge de sécurité, nous avons:

$$\text{T.I.C.} + \text{marge de sécurité} = 340 \times 1,5 = 510 \text{ V}$$

D'après les courbes de la figure 5.9, pour $\omega R_c C = 75$ et $R_s/R_c = 0,1\%$, nous avons:

$$I_{\text{FRM}} = 12I_{\text{max}}$$

$$\text{où: } I_{\text{max}} = \frac{E_{\text{max}}}{R_c} = \frac{311}{5000}$$

$$I_{\text{max}} = 62,2 \text{ mA}$$

nous obtenons alors:

$$I_{\text{FRM}} = 12 \times 62,2 = 746,4 \text{ mA}$$

En tenant compte de la marge de sécurité, nous avons:

$$I_{\text{FRM}} + \text{marge de sécurité} = 746,4 \times 1,5 = 1119,6 \text{ mA ou } 1,120 \text{ A}$$

- c) Les condensateurs supportent une tension continue égale à E_{\max} . En tenant compte de la marge de sécurité, nous avons:

$$E \text{ nominal} = 170 \times 2 = 340 \text{ V}$$

- d) D'après les courbes de la figure 5.8, pour $\omega R_c C = 75$ et pour $R_s/R_c = 0,1\%$, le taux d'ondulation est:

$$r\% = 1,6\%$$

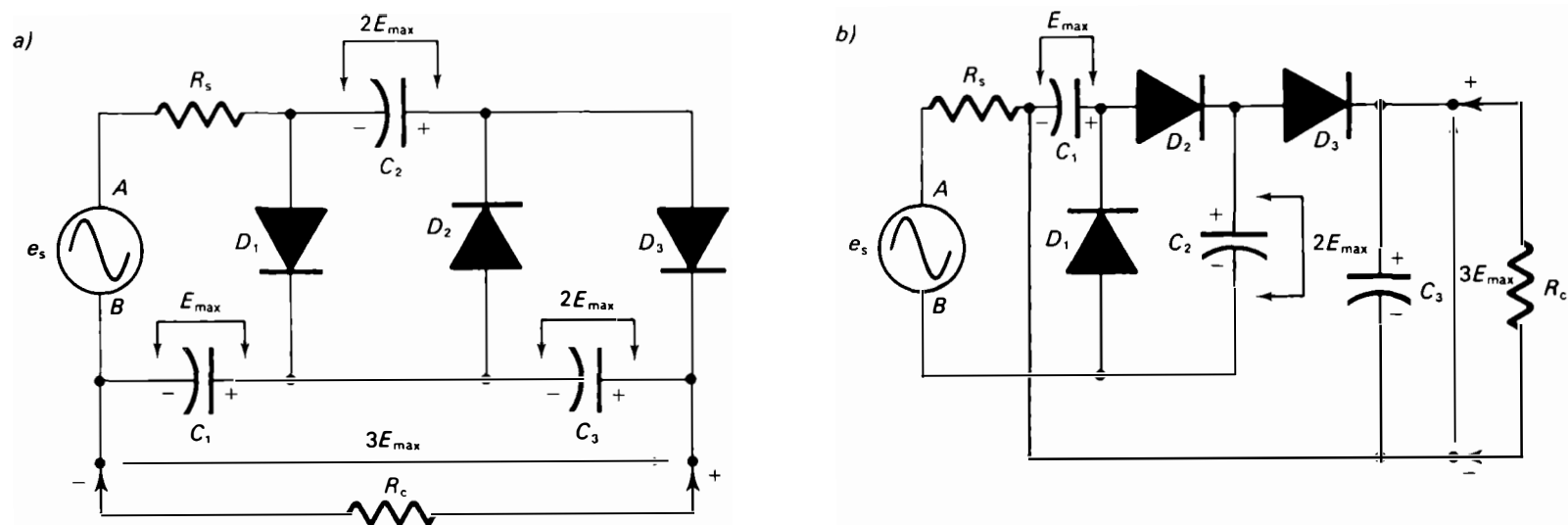


Figure 5.12 a) Circuit tripleur de tension à simple alternance; b) autre circuit tripleur de tension.

5.3 CIRCUITS TRIPLEURS DE TENSION

Les *circuits tripleurs de tension* fonctionnent selon le même principe que les circuits doubleurs de tension. Cependant, ils permettent d'obtenir des tensions de sortie à vide égales à trois fois la valeur maximale de la tension de la source. On distingue les *circuits tripleurs de tension à simple alternance*, ou *en cascade*, et les *circuits tripleurs de tension à double alternance*.

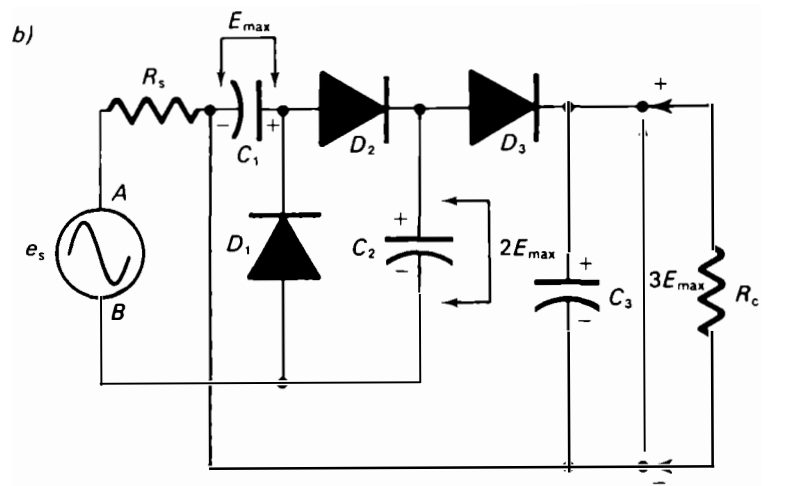
5.3.1 Circuit tripleur de tension à simple alternance

Dans le circuit de la figure 5.12.a, lorsque la borne A est positive durant l'alternance positive, le condensateur C_1 se charge jusqu'à la valeur maximale de la tension de la source, E_{\max} , par l'intermédiaire de la diode D_1 . Lorsque la borne B devient positive durant l'alternance négative, le condensateur C_2 se charge jusqu'à $2E_{\max}$ par l'intermédiaire du condensateur C_1 et de la diode D_2 . Durant la prochaine alternance positive, le condensateur C_3 se charge jusqu'à $2E_{\max}$ par l'intermédiaire du condensateur C_2 et de la diode D_3 .

La tension de sortie à vide, qui est la somme des tensions de charge des condensateurs C_1 et C_3 placés en série, est égale à $3E_{\max}$:

$$E_{\text{sortie à vide}} = 3E_{\max} \quad (5.14)$$

La fréquence de l'ondulation est égale à la fréquence de la source. Chaque diode supporte une tension inverse de crête égale à deux fois la tension maximale de la source, soit $2E_{\max}$. Dans le montage de la figure 5.12.a, le condensateur C_1 est soumis à une tension continue dont la valeur est E_{\max} ; les condensateurs C_2 et C_3 sont soumis à une tension continue dont la valeur est $2E_{\max}$. Dans le montage de la figure 5.12.b, la tension nominale du condensateur C_1 doit être supérieure à E_{\max} , celle du condensateur C_2



doit être supérieure à $2E_{\max}$ et celle du condensateur C_3 doit être supérieure à $3E_{\max}$.

5.3.2 Circuit tripleur de tension à double alternance

Dans le *circuit tripleur de tension* de la figure 5.13, lorsque la borne B est positive durant l'alternance négative, les condensateurs C_1 et C_3 se chargent jusqu'à la valeur maximale de la tension de la source, E_{\max} , par l'intermédiaire des diodes D_1 et D_3 .

Durant l'alternance positive, lorsque la borne A devient positive, la tension de charge du condensateur C_1 , dont la valeur est E_{\max} , vient s'ajouter à la valeur maximale de la tension de la source, et le condensateur C_2 se charge jusqu'à la valeur $2E_{\max}$. Les condensateurs C_2 et C_3 étant placés en série, la tension de sortie à vide sera égale à trois fois la valeur maximale de la tension de la source:

$$E_{\text{sortie à vide}} = 3E_{\max} \quad (5.15)$$

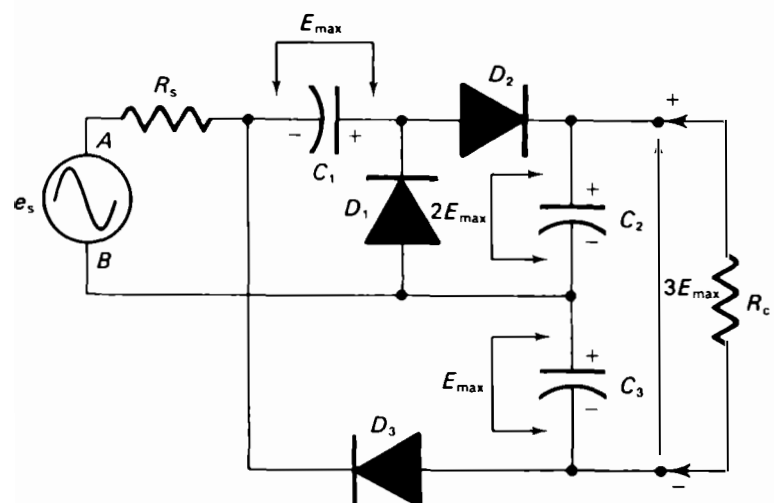


Figure 5.13 Circuit tripleur de tension à double alternance: source d'alimentation de 117 V et 60 Hz; diodes 1N4004; $C_1 = C_2 = C_3 = 20 \mu\text{F}$; $R_s = 20 \Omega$.

Les caractéristiques de sortie (tension continue de sortie en charge et tension efficace de l'ondulation résiduelle) du circuit de la figure 5.13 sont représentées graphiquement à la figure 5.14.

La fréquence de l'ondulation résiduelle à la sortie est égale à deux fois la fréquence de la source d'alimentation. Les diodes doivent pouvoir supporter une tension inverse de crête égale à deux fois la tension maximale de la source, soit $2E_{\max}$. Les condensateurs C_1 et C_3 sont soumis à une tension continue égale à la valeur maximale de la tension de source, soit E_{\max} , alors que le condensateur C_2 supporte une tension continue égale à $2E_{\max}$.

Les principales caractéristiques des circuits tripleurs de tension utilisant des composants identiques sont présentées dans le tableau 5.2. Nous remarquons que la régulation et le filtrage du circuit tripleur de tension à double alternance sont bien supérieurs à ceux du circuit tripleur de tension à simple alternance.

Type de circuits tripleurs		Simple alternance	Double alternance
R_s (Ω)		20	20
$C_1 = C_2 = C_3$ (μF)		20	20
E de source (V)		117	117
E_{sortie} à vide (V)		495	495
R_c 5 k Ω	E_{sortie} (V)	328	385
	I de charge (mA)	66	77
	r %	28	2,4
R_c 1,5 k Ω	E_{sortie} (V)	170	255
	I de charge (mA)	112	170
	r %	37	8
T.I.C. (V)		330	330
Tension nominale	C_1 (V)	165	165
	C_2 (V)	330	330
	C_3 (V)	330	330

Tableau 5.2 Caractéristiques des circuits tripleurs de tension.

5.4 CIRCUITS QUADRUPLEURS DE TENSION

Les *circuits quadrupleurs de tension* sont conçus selon le même principe que les autres circuits multiplicateurs de tension que nous avons étudiés. On distingue les *circuits*

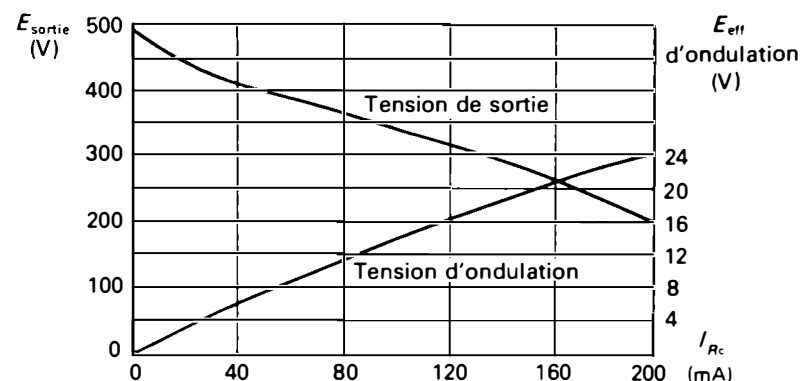


Figure 5.14 Caractéristiques de sortie d'un circuit tripleur de tension à double alternance (Source d'alimentation: 117 V et 60 Hz).

quadrupleurs de tension à simple alternance et les *circuits quadrupleurs de tension à double alternance*.

5.4.1 Circuit quadrupleur de tension à simple alternance

Le *circuit quadrupleur de tension à simple alternance* de la figure 5.15.a comprend, d'une part, un doubleur de tension, constitué par C_1 , D_1 , C_2 et D_2 , identique à celui de la figure 5.1 et, d'un doubleur de tension, constitué par C_3 , D_3 , C_4 et D_4 , connecté aux bornes de la diode D_2 .

Nous savons déjà que la tension aux bornes du condensateur C_2 est égale à $2E_{\max}$. Durant l'alternance négative, lorsque la borne B est positive, le condensateur C_3 se charge progressivement à une tension égale à deux fois la valeur maximale de la tension de la source, soit $2E_{\max}$, par l'intermédiaire de la diode D_3 et selon les polarités indiquées à la figure 5.15.a. Lorsque la borne A devient positive, le condensateur C_4 se charge à la valeur maximale de la tension e_3 , soit $2E_{\max}$, son armature positive étant reliée à la cathode de la diode D_4 . La tension de sortie du circuit quadrupleur, prise aux bornes des condensateurs C_2 et C_4 placés en série, est égale à quatre fois la valeur maximale de la tension de la source, soit $4E_{\max}$:

$$E_{\text{sortie}} \text{ à vide} = 4E_{\max} \quad (5.16)$$

La tension de sortie en charge décroît rapidement lorsque le courant de charge augmente, puisque la régulation du circuit quadrupleur à simple alternance est faible. Pour améliorer la régulation, il est souvent nécessaire d'augmenter les valeurs des condensateurs C_1 et C_3 . Les caractéristiques de sortie d'un quadrupleur de tension à simple alternance sont représentées graphiquement, pour deux valeurs différentes de C_1 et de C_3 , à la figure 5.16.

Lorsque l'on double les valeurs des condensateurs C_1 et C_3 , la régulation est grandement améliorée et la tension d'ondulation résiduelle diminue. Une meilleure

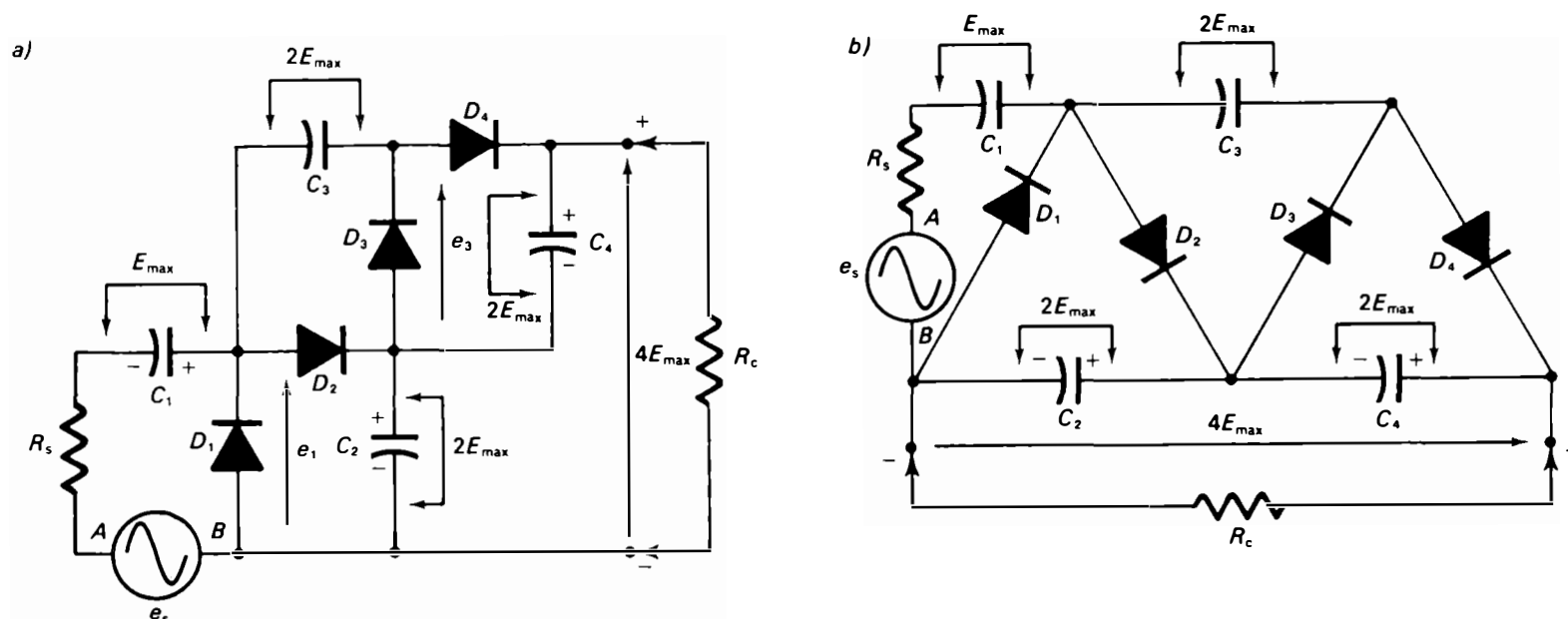


Figure 5.15 a) Circuit quadrupleur de tension à simple alternance; b) autre disposition du même circuit: source d'alimentation de 117 V et 60 Hz; diodes 1N4004; $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20 \mu\text{F}$; $R_s = 20 \Omega$.

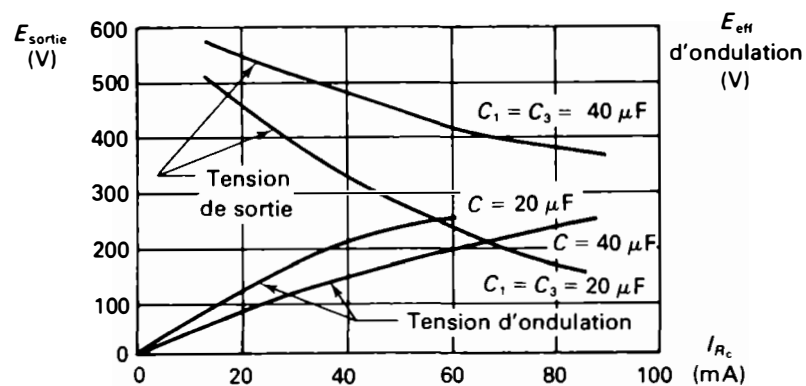


Figure 5.16 Caractéristiques de sortie d'un circuit quadrupleur de tension à simple alternance (source d'alimentation de 117 V et 60 Hz).

régulation de tension et un plus faible taux d'ondulation peuvent donc être obtenus si l'on augmente la valeur de tous les condensateurs du circuit.

La fréquence de l'ondulation résiduelle est égale à la fréquence de la source d'alimentation. La tension inverse de crête supportée par chaque diode est égale à deux fois

la valeur maximale de la tension de la source, soit $2E_{\text{max}}$. La tension nominale du condensateur C_1 doit être supérieure à E_{max} . Les tensions nominales des autres condensateurs, C_2 , C_3 et C_4 , doivent être supérieures à $2E_{\text{max}}$. La figure 5.17 illustre un autre type de circuit quadrupleur de tension à simple alternance.

5.4.2 Circuit quadrupleur de tension à double alternance

Dans le *circuit quadrupleur de tension à double alternance* de la figure 5.18, lorsque la borne B est positive, les condensateurs C_1 et C_2 se chargent jusqu'à la valeur maximale de la tension de la source, soit E_{max} . Durant l'alternance positive, lorsque la borne A est positive, les condensateurs C_3 et C_4 se chargent jusqu'à la valeur $2E_{\text{max}}$. La tension de sortie prise aux bornes des condensateurs C_3 et C_4 placés en série est égale à quatre fois la valeur maximale de la tension de la source:

$$E_{\text{sortie à vide}} = 4E_{\text{max}} \quad (5.17)$$

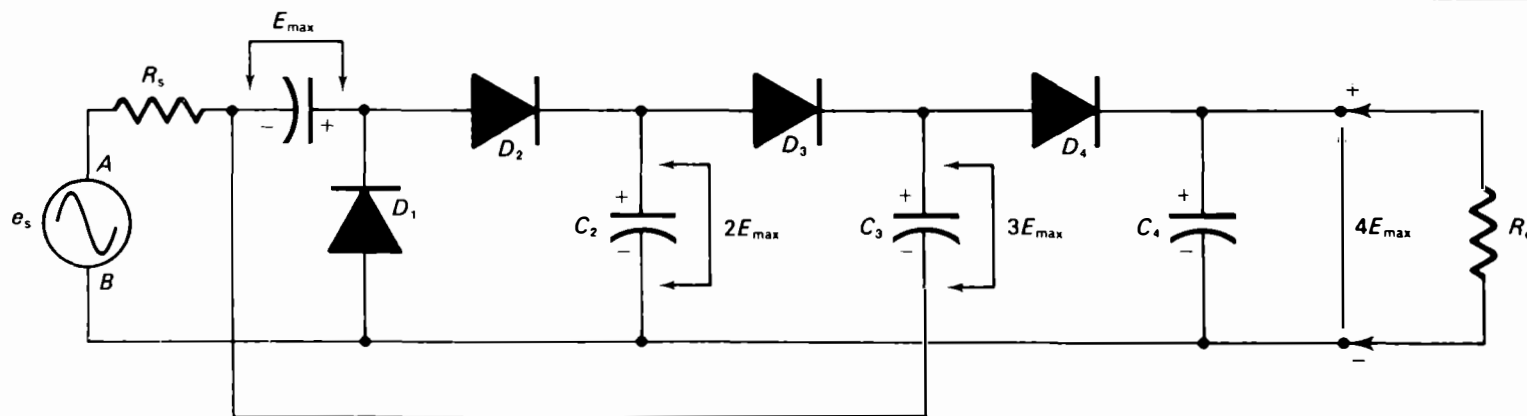


Figure 5.17 Circuit quadrupleur de tension à simple alternance.

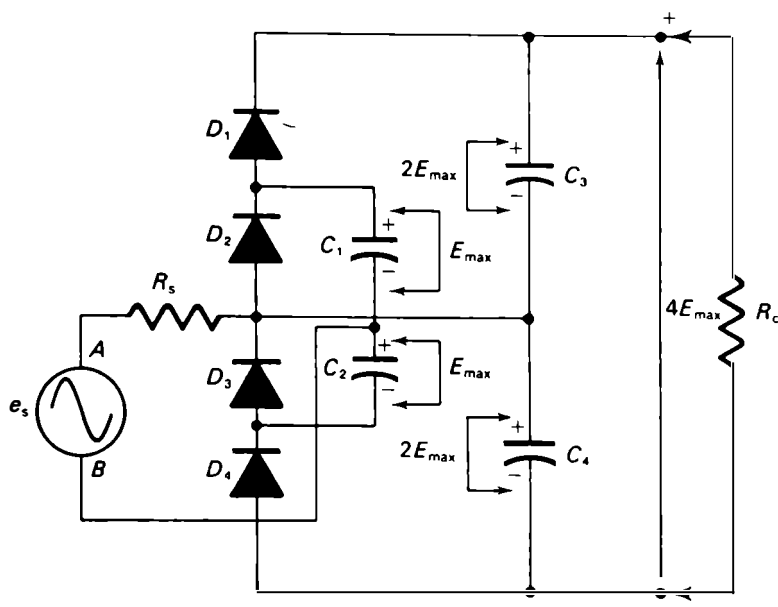


Figure 5.18 Circuit quadrupleur de tension à double alternance: source d'alimentation de 117 V et 60 Hz; $C_1 = C_2 = C_3 = 20 \mu\text{F}$; $R_s = 20 \Omega$.

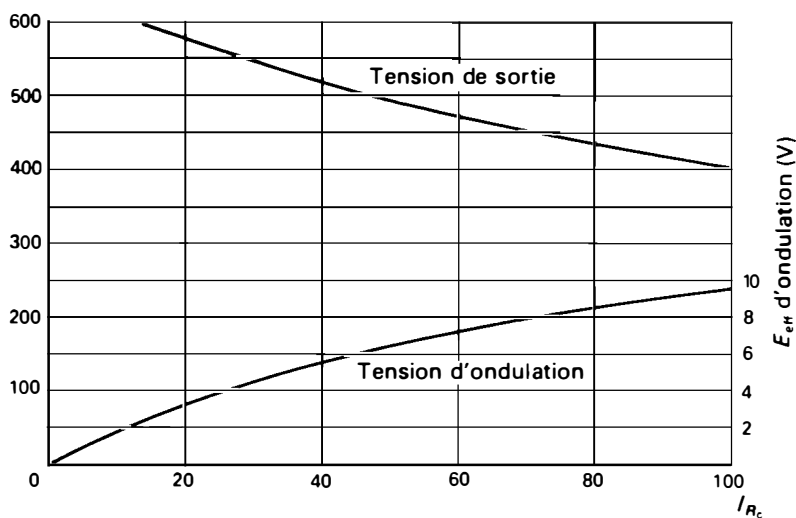


Figure 5.19 Caractéristiques de sortie d'un circuit quadrupleur de tension à double alternance (source d'alimentation de 117 V et 60 Hz).

La tension inverse de crête supportée par la diode est égale à $2E_{\max}$; les tensions nominales des condensateurs C_1 et C_2 doivent être supérieures à E_{\max} et les tensions nominales des condensateurs C_3 et C_4 doivent être supérieures à $2E_{\max}$. La fréquence de l'ondulation résiduelle est égale à deux fois la fréquence de la source d'alimentation. Les caractéristiques de sortie d'un quadrupleur de tension à double alternance sont représentées graphiquement à la figure 5.19.

5.5 CIRCUITS MULTIPLICATEURS DE TENSION À n ÉTAGES

Théoriquement, on peut ajouter un nombre illimité d'étages au circuit doubleur de tension en cascade de la figure 5.1, ce qui permet d'obtenir des tensions continues très élevées. Cependant, les condensateurs étant placés en série leur capacité équivalente:

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots + \frac{1}{C_n}$$

diminue de sorte que la régulation de tension devient progressivement plus difficile au fur et à mesure que des étages supplémentaires sont ajoutés. En pratique, le nombre d'étages ne dépasse rarement quatre.

Dans le *circuit multiplicateur de tension* de la figure 5.20, la diode D_1 laisse passer le courant durant l'alternance négative, lorsque la borne B est positive par rapport à la borne A . Alors, le condensateur C_1 se charge, selon la polarité illustrée, jusqu'à la valeur de crête de la tension de la source, soit E_{\max} .

Durant l'alternance suivante, lorsque la borne A devient positive par rapport à la borne B , l'armature positive de C_1 (reliée au point C) est portée au potentiel $2E_{\max}$

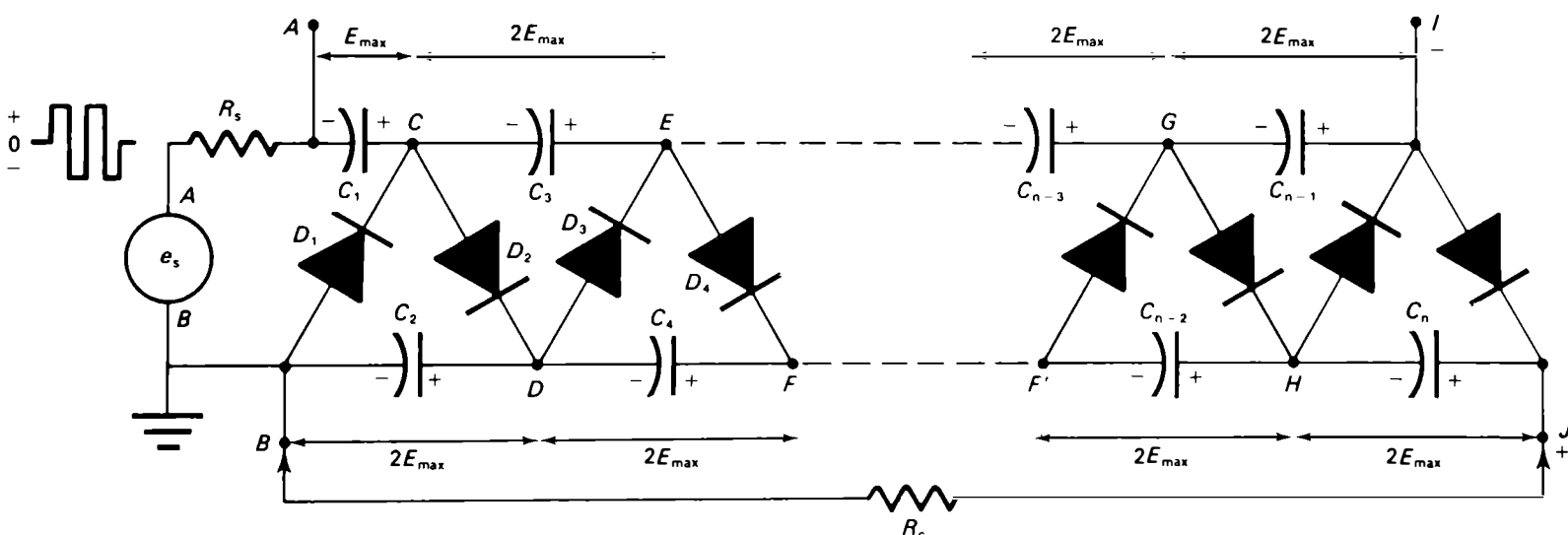


Figure 5.20 Circuit multiplicateur de tension à n étages.

(tension de crête de la source plus tension de charge du condensateur C_1) et le condensateur C_2 se charge, selon la polarité illustrée, jusqu'à la valeur $2E_{\max}$, par l'intermédiaire de la diode D_2 .

Durant la troisième alternance, lorsque la borne B devient à nouveau positive par rapport à la borne A , le condensateur C_1 se recharge, selon la polarité illustrée jusqu'à la valeur E_{\max} , par l'intermédiaire de la diode D_1 . Durant la même alternance, la diode D_1 étant à l'état passant, l'armature négative du condensateur C_3 se trouve reliée à la masse et le condensateur C_2 charge, selon la polarité illustrée, le condensateur C_3 jusqu'à la valeur $2E_{\max}$, par l'intermédiaire de la diode D_3 .

Durant la quatrième alternance, lorsque la borne A redevient positive, l'armature positive du condensateur C_1 est portée au potentiel $2E_{\max}$ et le condensateur C_2 se recharge jusqu'à la valeur $2E_{\max}$. En même temps, l'armature positive du condensateur C_3 est portée au potentiel $4E_{\max}$, ce qui permet au condensateur C_4 de se charger jusqu'à la valeur $2E_{\max}$ par l'intermédiaire de la diode D_4 . Maintenant, l'armature positive du condensateur C_4 (reliée au point F) se trouve au potentiel $4E_{\max}$ par rapport à la masse.

Le même processus se poursuit pour chacun des étages suivants et tous les condensateurs se chargent jusqu'à la valeur $2E_{\max}$ selon les polarités illustrées, à l'exception du premier condensateur, C_1 , qui ne se charge que jusqu'à la valeur E_{\max} . Dans ce type de multiplicateur de tension, les condensateurs impairs, C_1, C_3 , etc., sont comparables, d'une part, à des *pompes aspirantes* lorsque les diodes (*souppes électroniques*) impaires, D_1, D_3 , etc., fonctionnent simultanément et, d'autre part, à des *pompes foulantes* lorsque les diodes paires, D_2, D_4 , etc. chargent les condensateurs pairs, C_2, C_4 , etc., qui sont alors comparables à des réservoirs à niveaux constants.

La tension de sortie du multiplicateur de tension est la somme des tensions de charge des condensateurs placés en série. Dans ce type de circuit multiplicateur de tension, on peut obtenir des tensions continues de sortie égales à un multiple pair ou impair de la tension de crête de la source d'alimentation. Les tensions de sortie égales à un *multiple pair* de la tension maximale de la source (soit $2E_{\max}, 4E_{\max}, 6E_{\max}, \dots$) sont obtenues sur la *branche inférieure du circuit*, entre les bornes B et J (voir la figure 5.20):

$$E_{\text{sortie à vide}} = 2nE_{\max} \quad (5.18)$$

où n représente le nombre d'étages. Chaque étage comprend deux diodes et deux condensateurs.

Les tensions de sortie égales à un *multiple impair* (soit $E_{\max}, 3E_{\max}, 5E_{\max}, \dots$) sont obtenues sur la

branche supérieure du circuit, entre les bornes A et I . Nous avons alors:

$$E_{\text{sortie à vide}} = (2n - 1)E_{\max} \quad (5.19)$$

La fréquence de la tension d'ondulation est égale à la fréquence de la source d'alimentation. Chaque diode doit pouvoir supporter une tension inverse de crête supérieure à $2E_{\max}$ et des courants de pointe répétitifs importants. Les condensateurs doivent pouvoir supporter une tension de service supérieure à $2E_{\max}$. Seul le condensateur C_1 (voir la figure 5.20) n'est soumis qu'à une tension de service égale à E_{\max} .

Un inconvénient des circuits multiplicateurs de tension à plusieurs étages est le risque d'arc, lorsque les tensions obtenues sont de l'ordre de 10 000 V à 30 000 V. On doit alors prévoir des marges de sécurité suffisantes pour la tension inverse de crête des diodes et pour la tension de service des condensateurs. En pratique, on adopte généralement une marge de sécurité de 100% pour la T.I.C. des diodes, c'est-à-dire que les diodes ne doivent pas être soumises à une tension inverse de crête supérieure à la moitié de leur T.I.C. nominale.

Choisissons, par exemple, des diodes de redressement haute tension ayant une T.I.C. nominale de 6000 V. Si nous adoptons une marge de sécurité de 100%, la tension inverse de crête pouvant leur être appliquée ne devra pas dépasser:

$$\frac{6000 \text{ V}}{2} = 3000 \text{ V}$$

Dans les circuits multiplicateurs à plusieurs étages, les diodes sont soumises à une tension inverse de crête, dont la valeur est égale à deux fois la tension maximale de la source. Par conséquent, dans notre exemple, la valeur maximale de la tension alternative de la source ne doit pas dépasser $3000 \text{ V}/2 = 1500 \text{ V}$, si l'on veut que les diodes utilisées fonctionnent à la moitié de leur T.I.C. nominale.

Lors de la construction de circuits multiplicateurs à plusieurs étages fournissant des tensions de sortie élevées, un compromis doit être établi entre les éléments suivants: les caractéristiques des composants, les marges de sécurité suffisantes, le nombre d'étages à employer et l'encombrement du montage.

Exemple 5.4

Dans un multiplicateur de tension, combien d'étages sont-ils nécessaires pour obtenir une tension de sortie à vide de 4800 V? Le circuit multiplicateur est alimenté par un transformateur élévateur de tension dont le rapport de transformation est $N_s/N_p = 5$. La source d'alimentation est de 113 V et 60 Hz.

- Tracez le schéma du circuit.
- Calculez la valeur des condensateurs requis pour maintenir une régulation de tension de 5%, lorsque la résistance de charge a une valeur de 10 k Ω .

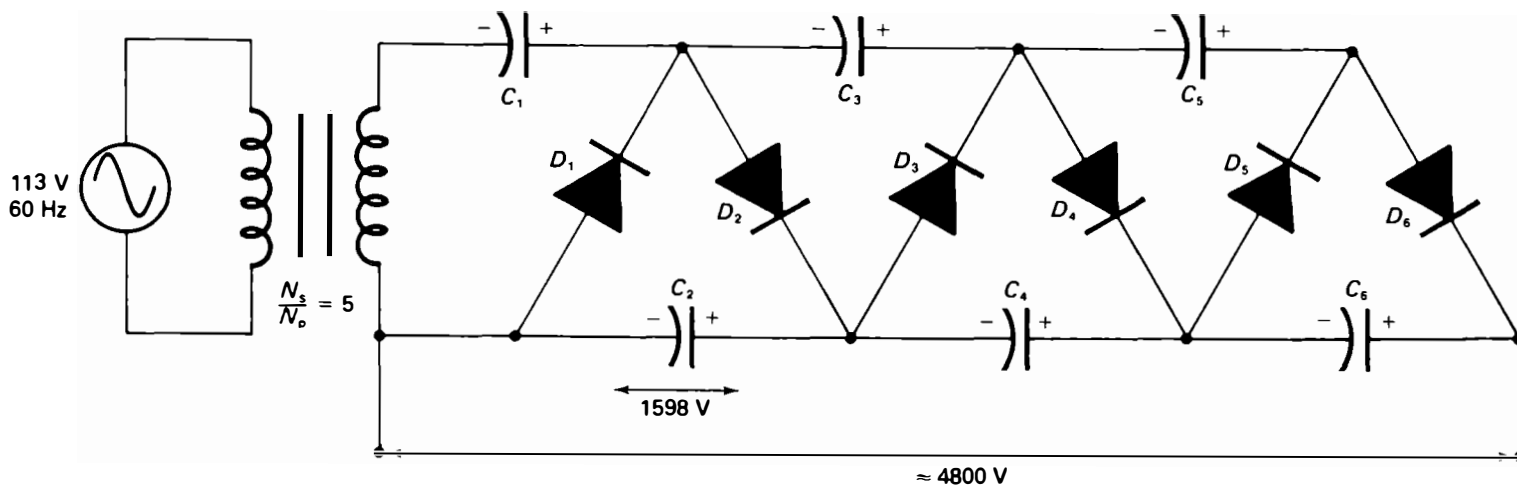


Figure 5.21 Exemple 5.4.

- c) Quelle doit être la tension de service des condensateurs, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%?
 d) Quelle doit être la tension inverse de crête des diodes utilisées, si l'on adopte une marge de sécurité de 100%?

Solution

- a) Le nombre d'étages requis est déterminé par l'équation 5.18:

$$n = \frac{E_{\text{sortie à vide}}}{2E_{\text{max}}}$$

Pour évaluer E_{max} , nous procédons ainsi:

$$E_s = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) E_p$$

$$E_s = 5 \times 113 = 565 \text{ V}$$

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2} E_s$$

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2} \times 565 = 799 \text{ V}$$

Nous obtenons donc:

$$n = \frac{4800}{2 \times 799} = 3$$

Le multiplicateur de tension comprend donc trois étages qui multiplient par six la valeur maximale de la tension d'entrée. Le schéma du circuit est illustré à la figure 5.21.

- b) En examinant le circuit de la figure 5.21, nous observons que le multiplicateur de tension est constitué de trois circuits doubleurs de tension en cascade. La tension aux bornes de chacun des étages est:

$$\frac{4800}{3} = 1600 \text{ V}$$

À l'aide de l'équation 5.5, nous pouvons déterminer la valeur de chacun des condensateurs:

$$C = \frac{E_{\text{sortie en charge}}}{2fR_v(E_{\text{à vide}} - E_{\text{en charge}})}$$

Calculons d'abord la tension de sortie en charge pour un étage. À partir de la relation définissant le taux de régulation:

$$\text{Taux de régulation} = \frac{(E_{\text{sortie à vide}}) - (E_{\text{sortie en charge}})}{E_{\text{sortie en charge}}}$$

nous pouvons écrire:

$$E_{\text{sortie en charge}} = \frac{E_{\text{sortie à vide}}}{\text{Taux de régulation} + 1}$$

$$E_{\text{sortie en charge}} = \frac{1600}{0,05 + 1} = 1523 \text{ V}$$

Nous obtenons alors:

$$C = \frac{1600}{2 \times 60 \times 10 \times 10^3 (1600 - 1523)} = 17 \mu\text{F}$$

En pratique, nous choisissons un condensateur de $20 \mu\text{F}$.

Remarque: Si l'on remplace la source d'alimentation ayant une fréquence de 60 Hz (secteur) par une source de fréquence plus élevée (oscillateur), la valeur du condensateur nécessaire sera réduite. Ainsi, pour une source d'alimentation dont la fréquence est de 6 kHz, la valeur du condensateur requis sera 100 fois plus faible, soit $0,2 \mu\text{F}$.

- c) Chaque condensateur est soumis, dans ce montage, à une tension égale au double de la valeur maximale de la tension d'entrée (à l'exception du premier condensateur, C_1 , qui ne supporte qu'une tension égale à E_{max}):

$$\text{Tension de service} + \text{marge de sécurité} = 1,5 \times 2E_{\text{max}}$$

$$\text{Tension de service nominale} = 1,5 \times 2 \times 799 = 2397 \text{ V}$$

- d) Chaque diode est soumise, dans ce montage, à une tension inverse de crête égale à $2E_{\text{max}}$.

$$\text{T.I.C.} + \text{marge de sécurité} = 2 \times 2E_{\text{max}}$$

$$\text{T.I.C. nominale} = 2 \times 2 \times 799 = 3196 \text{ V}$$

Des diodes de redressement à haute tension, dont les tensions inverses de crête répétitives sont de l'ordre de 3 kV à 6 kV et plus, sont utilisées dans les circuits multiplicateurs de tension.

5.6 APPLICATIONS DES CIRCUITS MULTIPLICATEURS DE TENSION

Un des champs d'application des circuits multiplicateurs de tension est l'alimentation des tubes cathodiques. Les tubes cathodiques, utilisés dans les récepteurs de télévision et les oscilloscopes, requièrent de très hautes tensions (THT) pouvant atteindre des valeurs de 10 kV à 30 kV,

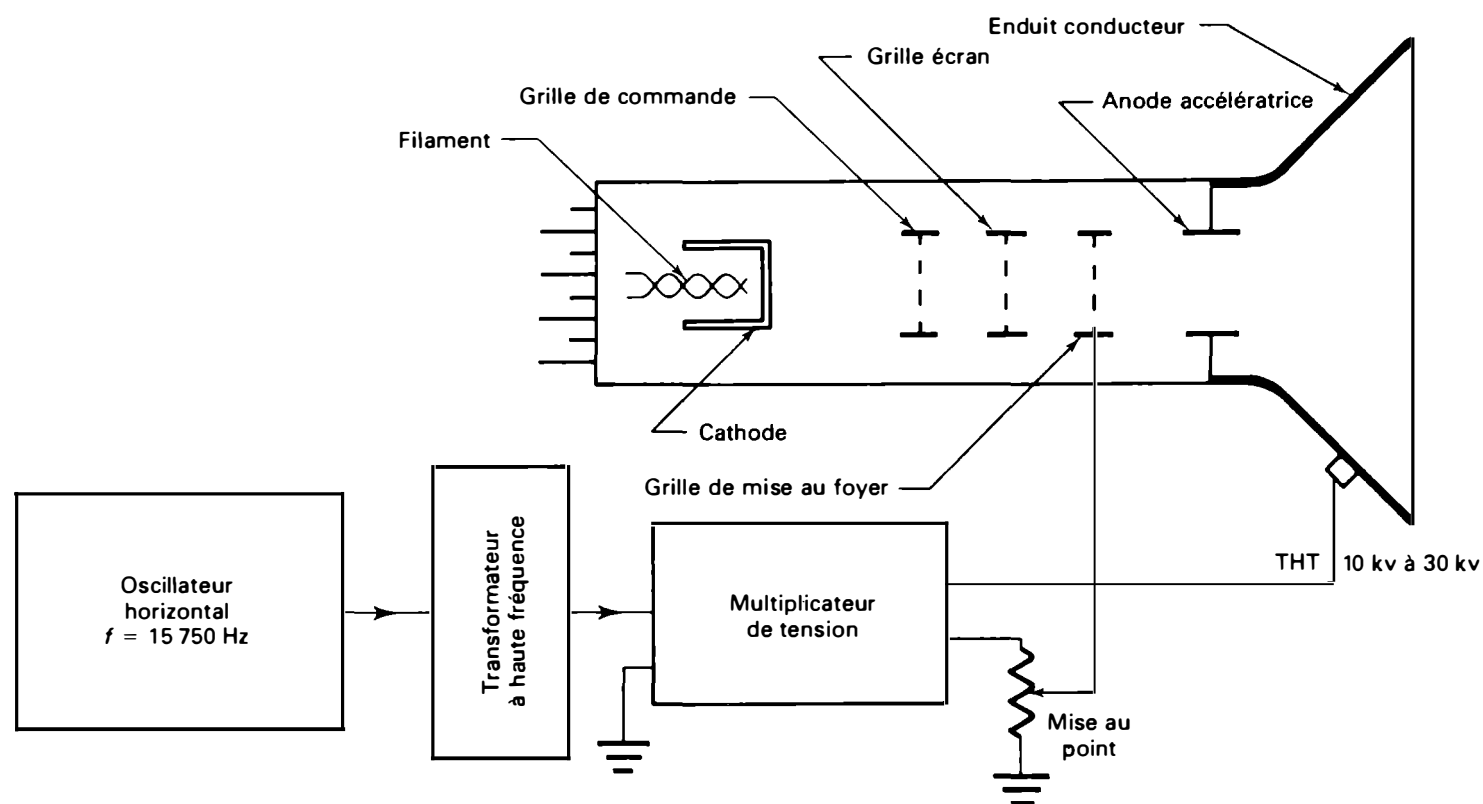


Figure 5.22 Schéma synoptique de l'alimentation très haute tension du tube-image d'un récepteur de télévision.

mais de faibles débits constants de l'ordre de quelques milliampères. Ces tensions très élevées, qui sont appliquées sur les anodes accélératrices (comprement dites et l'enduit conducteur interne, *aquadag*) et sur le grille de mise au foyer (*focus*), proviennent de circuits multiplicateurs de tension (tripleur ou quadrupleur).

Dans un récepteur de télévision, l'oscillateur horizontal, qui assure le balayage horizontal de l'image, alimente également un transformateur de très haute tension (*flyback transformer*). On obtient, aux bornes de l'enroulement secondaire, des impulsions de tension dont la valeur de crête peut varier entre 5 kV et 10 kV, selon le type d'appareils, et dont la fréquence est de 15 750 Hz pour les images à 525 lignes. Ces impulsions sont appliquées à l'entrée d'un multiplicateur de tension qui fournit les THT alimentant directement les anodes accélératrices et la grille de mise au foyer par l'intermédiaire d'un potentiomètre servant de diviseur de tension (Figure 5.22).

Les multiplicateurs de tension se présentent sous la forme de blocs plastifiés dans lesquels sont coulés les diodes et les condensateurs et sur lesquels sont fixées les diverses connexions.

L'alimentation du tube cathodique d'un oscilloscope utilise également un circuit multiplicateur de tension. Le transformateur de haute tension est alimenté par un oscillateur dont la fréquence peut varier entre 50 kHz et 60 kHz, selon les types d'appareils. Les impulsions de tension obtenues au secondaire du transformateur haute tension sont appliquées à un multiplicateur de tension, qui fournit des tensions continues de l'ordre de 4 kV à 16 kV pour alimenter les anodes accélératrices du tube cathodique. Le fait d'utiliser une fréquence d'entrée de 60 kHz, au lieu de la fréquence de 60 Hz provenant du secteur, permet de réduire la valeur des condensateurs par un facteur de 1000. On peut alors utiliser des condensateurs de céramique en forme de disque de $0,02 \mu\text{F}$ à $0,03 \mu\text{F}$, au lieu de condensateurs électrolytiques de $20 \mu\text{F}$, qui sont beaucoup plus volumineux et plus coûteux. L'encombrement et la masse du transformateur haute tension sont également réduits lorsque la fréquence d'utilisation est augmentée. Comme autres exemples d'applications des multiplicateurs de tension, citons l'alimentation de dispositifs utilisés pour le dépoussiérage des gaz, l'alimentation des multiplicateurs d'électrons, les recherches scientifiques, etc.

RÉSUMÉ

Les *circuits multiplicateurs de tension* sont des dispositifs permettant d'obtenir des tensions continues très élevées, pouvant atteindre plusieurs milliers de volts, à partir d'une tension alternative d'entrée et sans l'utilisation d'un transformateur. Cependant, les courants fournis par ces circuits sont généralement faibles, de l'ordre de quelques milliampères ou de quelques dizaines de milliampères.

Il existe plusieurs types de circuits multiplicateurs de tension: les *circuits doubleurs, tripleurs, quadrupleurs, à plusieurs étages*, à double alternance et à simple alternance. Toutefois, ils fonctionnent tous selon le même principe.

Les circuits multiplicateurs de tension sont essentiellement composés de diodes de redressement et de condensateurs. Les condensateurs sont chargés jusqu'à la valeur de crête de la tension de la source alternative, puis déchargés par l'intermédiaire des diodes. La tension continue de sortie, prise aux bornes des condensateurs placés en série, est égale à la somme de la tension de charge de chacun des condensateurs. On obtient ainsi des tensions de sortie, sensiblement continues, égales à 2 fois, à 3 fois, à 4 fois et à n fois la valeur de crête de la tension alternative d'entrée.

Les *caractéristiques de sortie* varient suivant les différents types de circuits multiplicateurs de tension. Les circuits multiplicateurs de tension à double alternance présentent une meilleure régulation et un filtrage plus efficace que les circuits à simple alternance.

Pour les circuits multiplicateurs de tension à double alternance, la fréquence de l'ondulation résiduelle à la sortie

est égale à deux fois la fréquence de la tension de la source, alors que pour les circuits multiplicateurs à simple alternance, la fréquence de l'ondulation est égale à la fréquence de la source.

Les diodes de redressement sont soumises à des tensions inverses de crête élevées. Dans certains montages multiplicateurs à haute tension, on utilise des diodes de redressement dont la tension inverse de crête peut atteindre 3 kV à 6 kV. Puisque les diodes ne laissent passer le courant que pendant un temps très court, les courants de surcharge sont importants, surtout lors de la mise en marche de l'appareil. Pour limiter ces courants initiaux, une résistance de protection peut être placée en série avec les diodes. Dans la plupart des montages, les condensateurs doivent pouvoir supporter des tensions continues supérieures à deux fois la valeur de crête de la tension de la source. Pour éviter les risques de détérioration des composants soumis à des tensions élevées et les risques d'arc, des marges de sécurité importantes doivent être prévues, plus particulièrement lorsque les tensions de sortie atteignent des valeurs de plusieurs milliers ou plusieurs dizaines de milliers de volts.

Une des applications principales des multiplicateurs de tension est l'alimentation des tubes cathodiques des récepteurs de télévision et des oscilloscopes. Ces circuits fournissent les hautes tensions, pouvant varier de 10 kV à 30 kV, qui sont appliquées sur les anodes accélératrices des tubes cathodiques.

QUESTIONS

- 5.1 Quelle est l'utilité des circuits multiplicateurs de tension?
- 5.2 Expliquez le principe de fonctionnement des circuits multiplicateurs de tension.
- 5.3 Dessinez et analysez le fonctionnement d'un quadrupleur de tension à simple alternance.
- 5.4 Quelles sont les précautions à prendre dans le choix des composants (diodes et condensateurs) d'un circuit multiplicateur de tension?
- 5.5 Expliquez pourquoi la régulation de tension d'un doubleur de tension à simple alternance est inférieure à celle d'un doubleur de tension à double alternance.
- 5.6 Que se passe-t-il dans un quadrupleur de tension à simple alternance si l'on double la valeur des condensateurs utilisés?
- 5.7 Quelles sont les applications pratiques des circuits multiplicateurs de tension que vous connaissez? Analysez brièvement leurs fonctionnements.

PROBLÈMES

- 5.1 Un doubleur de tension à simple alternance, semblable à celui de la figure 5.1, est alimenté par une source d'alimentation de 240 V et 60 Hz. En négligeant les chutes de tension aux bornes des diodes et de la résistance de protection R_s , calculez:
 - a) la tension de sortie à vide;
 - b) la tension inverse de crête supportée par les diodes;
 - c) la tension nominale minimale des condensateurs;
 - d) la fréquence de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie.
- 5.2 Refaites le problème 5.1, mais dans le cas d'un doubleur de tension à double alternance semblable à celui de la figure 5.4.
- 5.3 On veut construire un doubleur de tension à simple alternance semblable à celui de la figure 5.1 et devant fournir une tension continue de sortie de 630 V et un courant de charge de 50 mA. La source d'alimentation est de 240 V et 60 Hz. Calculez:
 - a) les valeurs des condensateurs C_1 et C_2 ($C_1 = 2C_2$);
 - b) la tension nominale des condensateurs si l'on adopte une marge de sécurité de 50%;
 - c) la tension inverse de crête des diodes avec une marge de sécurité de 50%;
 - d) le taux de régulation du doubleur de tension.

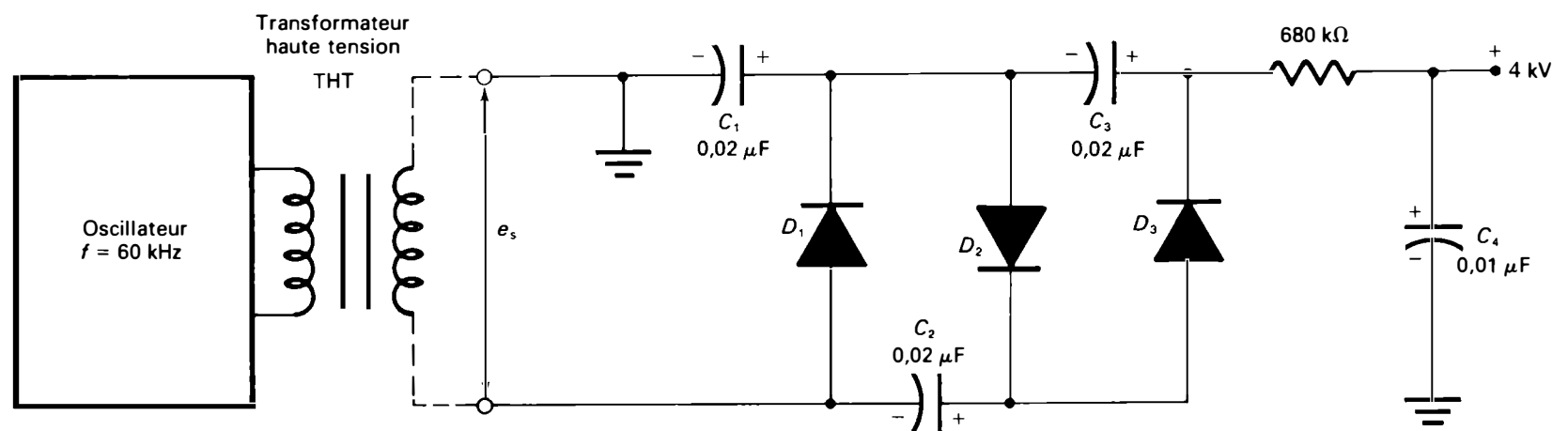


Figure 5.23 Problème 5.8.

- 5.4 Refaites le problème 5.3, mais dans le cas d'une source d'alimentation de 500 V et 20 Hz. La tension continue de sortie est de 1300 V dans le cas d'un courant de charge de 100 mA.
- 5.5 Un doubleur de tension à double alternance possède les caractéristiques suivantes: $C_1 = C_2 = 20 \mu\text{F}$; $R_s = 10 \Omega$; source d'alimentation de 120 V de 60 Hz. Déterminez, à l'aide des courbes des figures 5.7, 5.8 et 5.9:
- la tension de sortie pour une résistance de charge de 4 k Ω ;
 - le taux d'ondulation de la tension de sortie;
 - le courant de crête répétitif de chaque diode;
 - le taux de régulation de ce circuit doubleur de tension;
 - la tension inverse de crête des diodes et la tension nominale des condensateurs, si l'on adopte une marge de sécurité de 80%.
- 5.6 Un tripleur de tension à double alternance, semblable à celui de la figure 5.13, est alimenté par une source de tension de 120 V et 60 Hz. En négligeant les chutes de tension aux bornes des diodes et de la résistance de protection R_s , calculez:
- la tension continue de sortie à vide;
 - la tension de crête supportée par chaque diode;
 - la tension nominale minimale de chaque condensateur.
- 5.7 Refaites le problème 5.6, mais dans le cas d'un quadrupleur de tension à simple alternance semblable à celui de la figure 5.15.
- 5.8 Pour le circuit tripleur de tension de la figure 5.23, utilisé dans l'alimentation d'un tube cathodique, déterminez:
- la tension efficace requise aux bornes de l'enroulement secondaire du transformateur haute tension;
 - la tension inverse de crête de chaque diode avec une marge de sécurité de 100%;
 - la tension nominale de chaque condensateur avec une marge de sécurité de 50%.
- 5.9 Tracez le schéma d'un multiplicateur de tension devant fournir une tension de sortie égale à $5E_{\text{max}}$.
- Quelle est la valeur de la tension de sortie à vide, si la source d'alimentation est de 240 V et 60 Hz?
 - Quelle est la valeur de la tension inverse de crête des diodes si l'on adopte une marge de sécurité de 100%?
 - Quelle est la valeur de la tension nominale de chaque condensateur, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%?
- 5.10 Dans un multiplicateur de tension, combien d'étages sont nécessaires pour obtenir une tension de sortie, en charge, de 6,5 kV pour un courant de charge de 50 mA, à partir d'une source d'alimentation de 800 V et 400 Hz?
- Tracez le schéma du circuit.
 - Calculez les valeurs des condensateurs pour que le taux de régulation soit maintenu à 4,4%.
 - Quelle est la tension inverse de crête appliquée à chaque diode?
 - Quelle est la tension de service appliquée à chaque condensateur?

6

Conception et calcul de diverses alimentations à courant continu

PRÉSENTATION

Dans les chapitres 2, 3 et 4, nous avons successivement étudié les différents éléments constitutifs des alimentations à courant continu. Dans ce chapitre, nous associons ces éléments ensemble pour obtenir des alimentations complètes pouvant fournir des tensions de sortie régulées ou non régulées, fixes ou variables, positives, négatives ou symétriques.

Nous présenterons d'abord les principales étapes à suivre dans la conception d'un projet d'alimentation à partir de données spécifiques et nous indiquerons des méthodes simples de calcul pratique pour déterminer la valeur des composants requis. Ensuite, à titre d'exemple, nous ferons la conception de quelques types d'alimentations; nous tracerons les schémas, nous déterminerons les valeurs et nous ferons le choix des composants requis.

Étant donné le grand nombre de circuits possibles, nous nous limiterons à l'étude de montages fondamentaux comprenant des composants discrets et des circuits intégrés.

CONTENU

- 6.1 Classification et caractéristiques techniques des alimentations à courant continu
 - 6.2 Principales étapes dans la conception et le calcul des alimentations régulées à courant continu
 - 6.3 Alimentations régulées de faible puissance
 - 6.4 Alimentations régulées à courant continu de moyenne puissance
 - 6.5 Alimentations régulées à fort courant
-

OBJECTIFS

Connaître les principales caractéristiques des alimentations régulées à courant continu.

Suivre les étapes successives de la conception et des calculs des alimentations à courant continu.

Faire la conception d'alimentations régulées simples à tension de sortie fixe ou ajustable.

6.1 CLASSIFICATION ET CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DES ALIMENTATIONS À COURANT CONTINU

Les alimentations à courant continu peuvent être classées en deux groupes: les alimentations non régulées et les alimentations régulées. Dans le cas des *alimentations non régulées* (Figure 6.1), la tension continue de sortie obtenue après le redressement et le filtrage peut fluctuer autour de la valeur nominale en fonction des variations de la charge ou de la tension du secteur.

Dans le cas des *alimentations régulées*, ou *stabilisées*, qui sont les plus utilisées, un élément régulateur maintient la tension de sortie constante malgré les variations de la charge, de la tension d'entrée et de la température d'utilisation. On distingue les régulateurs linéaires (Figure 6.2.a) et les régulateurs à découpage (Figure 6.2.b) de conception plus récente.

Les principales caractéristiques électriques et mécaniques des alimentations à courant continu fournies dans les fiches techniques et les catalogues des fabricants sont les suivantes:

- Tension d'entrée et fréquence de la source alternative.
- Tension de sortie (fixe, variable, symétrique, positive, négative).
- Courant maximal de sortie.
- Puissance nominale de sortie.
- Rendement global qui est le quotient, en pour cent, de la puissance continue fournie à la sortie sur la puissance active d'entrée fournie par le secteur.
- Taux de régulation de charge pour une variation de charge totale.
- Taux de régulation de ligne pour une variation de la tension du secteur de $\pm 10\%$.

- Tension d'ondulation résiduelle à la sortie (valeur efficace ou valeur crête-à-crête) ou taux d'ondulation en pour cent.
- Coefficient de température indiquant les variations de la tension de sortie en fonction d'une variation de température spécifiée.
- Température d'utilisation et type de refroidissement.
- Impédance dynamique de sortie.
- Temps de réponse indiquant le temps mis par la tension de sortie pour revenir dans les limites de régulation, après une brusque variation du courant de sortie de zéro à la valeur maximale.
- Stabilité indiquant la dérive de la tension ou du courant en fonction du temps, dans des conditions de charge, de secteur et de température constantes.
- Protection contre les surcharges et les courts-circuits par limitation de courant, contre les surtensions par limitation de tension et contre les échauffements anormaux.
- Isolement: réseau-masse, réseau-utilisation, utilisation-masse.
- Dimensions, masse, présentation et fixation.

Remarque: Dans des applications particulières (alimentations pour les équipements militaires, spatiaux, etc.), il existe des normes spéciales (MIL-STD: *Military Standard*) qui tiennent compte des conditions d'environnement telles que l'altitude, les haute et basse températures, le choc thermique, l'humidité, la protection contre les moisissures, les chocs, les vibrations, etc.

6.2 PRINCIPALES ÉTAPES DANS LA CONCEPTION ET LE CALCUL DES ALIMENTATIONS RÉGULÉES LINÉAIRES À COURANT CONTINU

Lors de la conception d'une alimentation à courant continu, deux éléments sont connus au départ; il s'agit de:

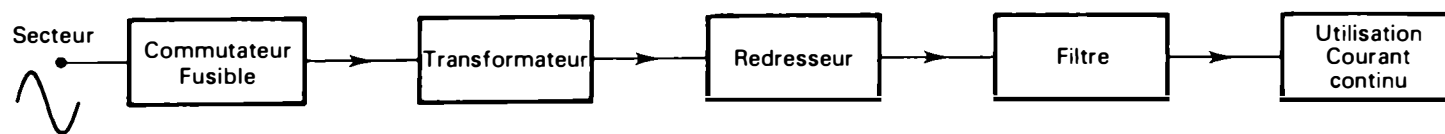


Figure 6.1 Schéma synoptique d'une alimentation non régulée.

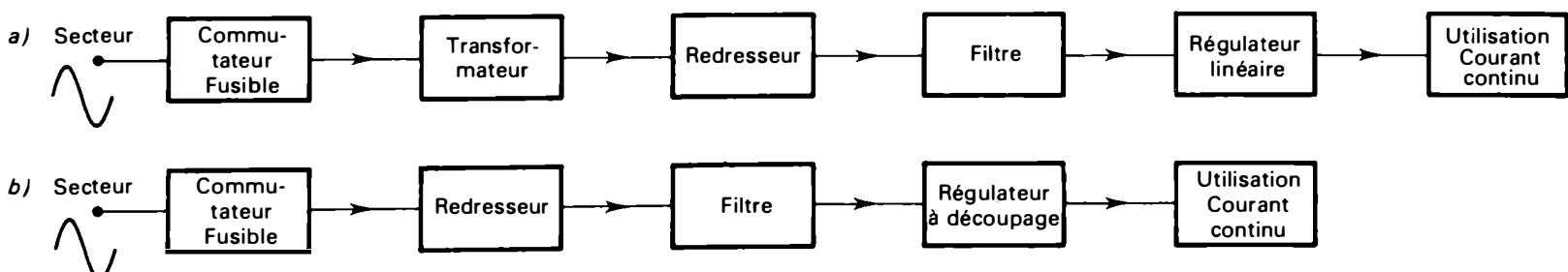


Figure 6.2 Schémas synoptiques d'alimentations régulées a) linéaire et b) à découpage.

- la *source d'énergie* en courant alternatif qui est habituellement le réseau ou, dans certains cas, une génératrice;
- l'*utilisation* qui est l'appareil à alimenter ou les caractéristiques de sortie d'une alimentation de laboratoire.

6.2.1 Première étape: détermination des caractéristiques de sortie désirées

La première étape de la conception d'une alimentation régulée à courant continu consiste à déterminer les caractéristiques de sortie désirées. Ce sont:

- Tension de sortie fixe (positive, négative ou positive et négative).
- Plage de réglage ($V_{\text{sortie, min}}$, $V_{\text{sortie, max}}$) dans le cas d'une alimentation à tension de sortie variable.
- Courant maximal de sortie.
- Taux d'ondulation et taux de régulation admissibles.

6.2.2 Deuxième étape: choix du type de régulateur

À partir des caractéristiques de sortie requises et des divers critères d'encombrement, de masse et de coût, etc., on peut choisir soit un régulateur linéaire à composants discrets ou à circuits intégrés, soit un régulateur à découpage.

Lors des calculs, il faut tenir compte de la chute de tension aux bornes du régulateur et des pertes de courant (généralement faibles) dans le circuit de régulation. Il faut également calculer la valeur de la résistance thermique du dissipateur de chaleur du transistor de puissance ou du circuit intégré, si nécessaire. On doit aussi prévoir des circuits de protection tels qu'un limiteur de courant et un limiteur de tension.

Les principales relations se rapportant aux régulateurs de tension intégrés linéaires (voir le paragraphe 4.6) sont:

- Tension de sortie régulée fixe:

$$V_{\text{sortie fixe}} = V_{\text{REF}} \text{ du régulateur}$$

- Tension de sortie régulée ajustable (équation 4.109):

$$V_{\text{sortie ajustable}} \approx V_{\text{REF}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

La résistance fixe R_1 et le potentiomètre R_2 constituent un diviseur de tension (voir la figure 4.44).

- Courant nominal du régulateur intégré:

$$I_{\text{sortie, nom}} \geq I_{\text{max}} \text{ de charge}$$

- Puissance dissipée dans le régulateur intégré (équation 4.101):

$$P_D = (V_{\text{entrée du régulateur}} - V_{\text{sortie}}) I_{\text{sortie, max}}$$

- Tension d'ondulation résiduelle admissible à l'entrée du régulateur intégré en fonction de la tension d'ondulation tolérée à la sortie (équation 4.107):

$$\left(\frac{E_{\text{entrée d'ondulation}}}{\text{crête-à-crête}} \right) = \left(\frac{E_{\text{sortie d'ondulation}}}{\text{crête-à-crête}} \right) \text{antilog} \left(\frac{RR}{20} \right)$$

Le symbole RR désigne le taux de réjection (exprimé en décibels) du régulateur intégré.

6.2.3 Troisième étape: calcul et choix du transformateur d'alimentation

Détermination des tensions au primaire et au secondaire du transformateur

La tension au primaire du transformateur d'alimentation est celle de la source alternative (habituellement le secteur); il faut donc choisir un transformateur dont la tension au primaire est standard (120 V, 220 V, etc.). On peut aussi choisir un transformateur dont le primaire est à prises multiples.

Pour déterminer la tension requise au secondaire du transformateur, dans le cas d'une alimentation régulée, on choisit, comme point de départ, la tension régulée de sortie maximale pour l'intensité nominale prévue. À cette valeur, on ajoute les chutes de tension associées aux circuits de régulation, de filtrage et de redressement. Pour que le système de régulation puisse fonctionner correctement, même en cas d'une baisse de la tension du secteur ou d'une surintensité momentanée du courant de charge, il faut prévoir une chute de tension aux bornes du système de régulation (un *transistor série*, appelé aussi *transistor ballast*, ou un circuit intégré). Cette valeur servira de réserve. Pour les tensions régulées inférieures à 20 V, la tension de réserve est de 2 V à 4 V. Pour les tensions de sortie supérieures à 20 V, la tension minimale de réserve est égale à 15% de la tension de sortie.

Il faut maintenant déterminer les pertes de tension occasionnées par le filtrage. Dans le cas d'un filtre capacitif (sans aucun élément en série), il faut prévoir une réserve de tension, appelée *tension d'ondulation* ou *tension de bruit*, égale à environ 10% de la valeur de la tension nominale de sortie. Lorsqu'un élément (une résistance ou une inductance) est monté en série dans le circuit de charge, comme c'est le cas dans les filtres inductifs, résistifs, LC ou les filtres en π , il faut prévoir une chute de tension de l'ordre de 15% de la tension de sortie.

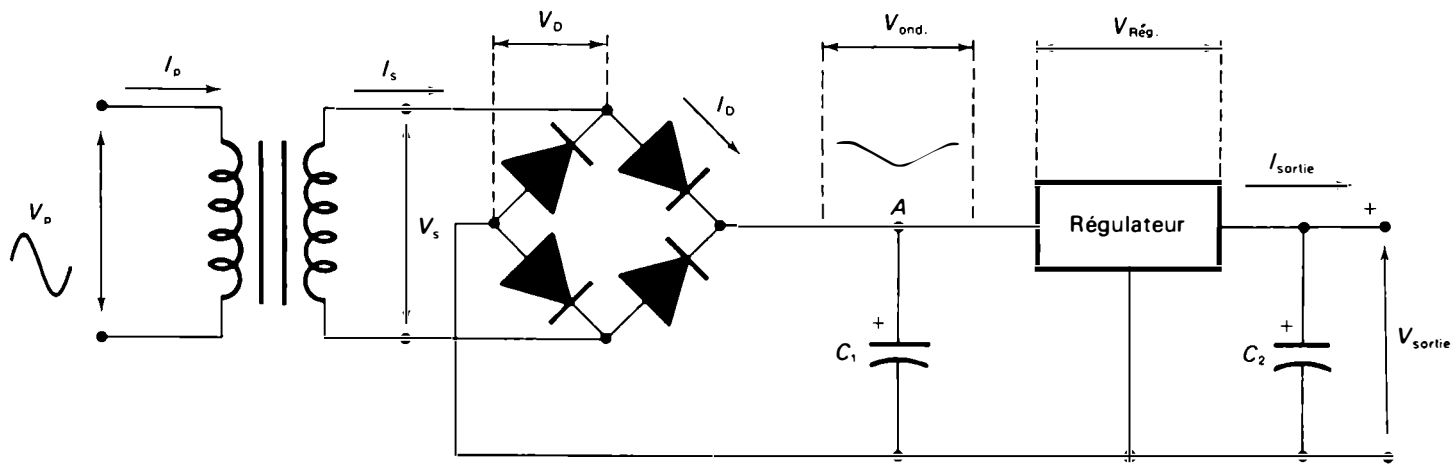


Figure 6.3 Différents courants et tensions d'une alimentation régulée à filtre capacitif.

Finalement, on doit déterminer les pertes de tension causées par le redressement. La chute de tension aux bornes des diodes est de l'ordre de 0,6 V à 1,2 V. Dans les redresseurs simple alternance et double alternance en montage va-et-vient, une seule diode se trouve en série lors de chaque alternance; dans le redresseur en pont, chaque alternance du courant venant du secondaire du transformateur traverse deux diodes.

En résumé, la tension nécessaire aux bornes du secondaire du transformateur, pour les alimentations régulées, peut être considérée comme la somme des tensions suivantes:

- la tension régulée de sortie maximale que l'on désire obtenir, V_{sortie} ;
- la tension de réserve prévue pour la régulation, $V_{\text{rég.}}$;
- la tension de réserve prévue pour le filtrage, $V_{\text{ond.}}$;
- la tension aux bornes des diodes de redressement, V_D .

La tension (efficace) au secondaire du transformateur peut être approximativement déterminée à l'aide de la relation:

$$V_{s,\text{eff}} \approx \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_{\text{rég.}} + V_{\text{ond.}} + V_D}{\eta} \right) \left(\frac{V_{p,\text{nom}}}{V_{p,\text{min}}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \quad (6.1)$$

Dans cette relation, les symboles ont les significations suivantes:

- V_{sortie} : tension maximale de la tension régulée de sortie;
- $V_{\text{rég.}}$: tension différentielle entre l'entrée et la sortie du circuit de régulation;
- $V_{\text{ond.}}$: tension d'ondulation à l'entrée du régulateur (au point A); elle est égale à environ 10% de V_{sortie} pour un filtre capacitif;
- V_D : tension aux bornes d'une diode de redressement (environ 1 V par diode);
- η : rendement du redressement (environ 0,9);

$V_{p,\text{nom}}$: tension nominale du secteur (110 V ou 220 V, etc.) appliquée au primaire du transformateur;

$V_{p,\text{min}}$: tension minimale du secteur ($V_{p,\text{nom}} - 10\%$).

Les valeurs calculées à l'aide de cette relation doivent être ajustées pour correspondre à des tensions standard au secondaire fournies par les enroulements des transformateurs. Les marges de sécurité obtenues à l'aide de l'équation 6.1 sont assez importantes et on peut les réduire dans les alimentations à faible débit.

Remarque: Dans le cas des alimentations non régulées, il faut supprimer la tension de réserve prévue pour la régulation et ne tenir compte que des tensions de réserve pour le filtrage et le redressement.

Détermination du courant au secondaire

Le courant pouvant être fourni par le secondaire du transformateur d'alimentation doit être supérieur au courant maximal de sortie pour les raisons suivantes:

- il y a des pertes de courant occasionnées par le circuit de régulation et par le condensateur de filtrage;
- durant la charge du condensateur de filtrage, le secondaire doit fournir, en même temps, le courant de charge du condensateur et le courant de sortie circulant dans la résistance de charge.

Pour déterminer la valeur du courant au secondaire, $I_{s,\text{eff}}$, on appliquera donc un coefficient multiplicateur au courant nominal de sortie désiré. En règle générale, pour les alimentations stabilisées par un régulateur linéaire, on utilise les coefficients suivants:

- Redresseur double alternance à montage va-et-vient et à filtre capacitif:

$$I_{s,\text{eff}} \approx 1,2 I_{\text{sortie,nom}}$$

- Redresseur double alternance à montage en pont et à filtre capacitif:

$$I_{s,\text{eff}} \approx 1,8 I_{\text{sortie,nom}}$$

Détermination de la puissance du transformateur d'alimentation

La puissance nominale au secondaire (exprimée en volt-ampères) est:

$$P_s = V_s I_s$$

Pour déterminer la puissance demandée au secteur par le primaire, il faut tenir compte du rendement du transformateur:

$$\eta = \frac{P_s}{P_p}$$

Le rendement se situe entre 80% et 95%, suivant la taille du transformateur et la qualité du circuit magnétique utilisé. Plus le transformateur est puissant, meilleur est son rendement. Lorsque les tôles constituant le circuit magnétique présentent une perméabilité importante, le rendement du transformateur est grandement amélioré:

$$P_p \text{ (VA)} = \frac{P_s \text{ (VA)}}{\eta} \quad (6.2)$$

La valeur du courant au primaire du transformateur est:

$$I_{p,\text{eff}} = \frac{P_p \text{ (VA)}}{V_{p,\text{eff}}} \cos \varphi \quad (6.3)$$

Dans cette relation, φ désigne l'angle de déphasage entre le courant et la tension au primaire; la valeur de $\cos \varphi$ se situe généralement entre 0,8 et 0,9.

Exemple 6.1

On désire construire une alimentation stabilisée présentant les caractéristiques suivantes: V_{sortie} de 5 V; I_{sortie} de 2 A; tension de la source alternative de 115 V et 60 Hz. L'alimentation doit pouvoir fonctionner lorsque la tension minimale de la source alternative est de 100 V, $V_{\text{rég.}}$ de 2 V, $V_{\text{ond.}}$ de 0,5 V (soit 1 V crête-à-crête) et V_D de 1 V. Calculez les valeurs de V_s , I_s , et P_{nom} du transformateur d'alimentation dans le cas d'un redresseur à montage va-et-vient et d'un redresseur à montage en pont.

Solution

a) *Redresseur à montage va-et-vient*

À l'aide de l'équation 6.1, nous pouvons écrire:

$$V_{s,\text{eff}} = \frac{5 + 2 + 0,5 + 1}{0,9} \times \frac{115}{100} \times \frac{1}{1,414}$$

$$V_{s,\text{eff}} = 7,67 \text{ V}$$

La valeur efficace du courant au secondaire est:

$$I_{s,\text{eff}} = 1,2 I_{\text{sortie, nom}}$$

$$I_{s,\text{eff}} = 1,2 \times 2 = 2,4 \text{ A}$$

La puissance nominale du transformateur est:

$$P_{\text{nom}} = V_{s,\text{eff}} I_{s,\text{eff}}$$

$$P_{\text{nom}} = (2 \times 7,67) \times 2,4 = 36,81 \text{ VA}$$

Nous choisirons un transformateur d'alimentation de 110 V/8 V-0-8 V, 3 A et 60 Hz.

b) *Redresseur à montage en pont*

La tension au secondaire du transformateur est, d'après l'équation 6.1:

$$V_{s,\text{eff}} = \frac{5 + 2 + 0,5 + (1 \times 2)}{0,9} \times \frac{115}{100} \times \frac{1}{1,414}$$

$$V_{s,\text{eff}} = 8,58 \text{ V}$$

La valeur efficace du courant au secondaire est:

$$I_{s,\text{eff}} = 1,8 I_{\text{sortie, nom}}$$

$$I_{s,\text{eff}} = 1,8 \times 2 = 3,6 \text{ A}$$

La puissance nominale du transformateur est:

$$P_{\text{nom}} = V_{s,\text{eff}} I_{s,\text{eff}}$$

$$P_{\text{nom}} = 8,5 \times 3,6 = 30,6 \text{ VA}$$

Nous choisirons un transformateur d'alimentation de 115 V/8 V (ou 8,5 V), 4 A et 60 Hz.

6.2.4 Quatrième étape: choix des diodes de redressement

Les principales caractéristiques à considérer dans le choix des diodes de redressement sont:

- le courant direct moyen (I_0);
- le courant de crête répétitif (I_{FRM});
- la tension inverse de crête répétitive (V_{RRM}).

Leurs valeurs dépendent du type de montage redresseur adopté: redresseur simple alternance (montage pratiquement peu employé sauf pour de faibles débits) ou redresseur double alternance (montages va-et-vient ou en pont).

Courant direct moyen

Dans les redresseurs simple alternance, l'unique diode est traversée par la totalité du courant de sortie. On appliquera un coefficient multiplicateur de sécurité de 1,8 au courant nominal de sortie. Par contre, dans les redresseurs double alternance, chaque diode n'est traversée à chaque alternance, que par la moitié du courant de sortie. On appliquera donc, pour chaque diode, un coefficient multiplicateur de 0,9 au courant nominal de sortie:

- Redresseur double alternance à montage va-et-vient et à filtre capacitif:

$$I_0 \approx 0,9 I_{\text{sortie, nom}}$$

- Redresseur double alternance à montage en pont et à filtre capacitif:

$$I_0 \approx 0,9 I_{\text{sortie, nom}}$$

Courant de crête répétitif

Le courant de crête répétitif supporté par chaque diode dépend du courant nominal de sortie et de la valeur du condensateur de filtrage. Des graphiques donnent directement

le rapport entre le courant moyen et le courant de crête répétitif des diodes (Figure 3.17). Signalons que les diodes de redressement peuvent supporter une surcharge importante (de l'ordre de 5 à 10 fois leur courant nominal) pendant une période ($T = 1/f$) et une surcharge considérable (de l'ordre de 30 à 40 fois leur courant nominal) pendant un temps très court (100 μ s).

Tension inverse de crête répétitive

La tension inverse de crête répétitive des diodes dépend du type de montage redresseur et de la tension au secondaire du transformateur d'alimentation. Dans le cas d'un redresseur simple alternance:

$$\boxed{\text{T.I.C.} = 2E_{\max} = 2,83E_{s,\text{eff}}} \quad (6.4)$$

En pratique, on appliquera un coefficient multiplicateur de 4,3 à la tension efficace du secondaire, si l'on adopte une marge de sécurité de 50% (ou un coefficient multiplicateur de 5,6 pour une marge de sécurité de 100%).

Dans le cas d'un redresseur double alternance à montage va-et-vient:

$$\text{T.I.C.} = 2E_{\max} = 2,83E_{\text{eff}} \text{ de chaque demi-secondaire}$$

On appliquera un coefficient multiplicateur de 4,3 à la tension efficace de chaque demi-secondaire, si l'on adopte une marge de sécurité de 50% (ou un coefficient multiplicateur de 5,7 pour une marge de sécurité de 100%).

Dans le cas d'un redresseur double alternance en pont:

$$\boxed{\text{T.I.C.} = E_{\max} = 1,414E_{s,\text{eff}}} \quad (6.5)$$

On appliquera un coefficient multiplicateur de 2,2 à la tension efficace du secondaire, si l'on adopte une marge de sécurité de 50% (ou un coefficient multiplicateur de 2,85 pour une marge de sécurité de 100%).

Le tableau 6.1 indique les valeurs nominales du courant direct moyen (I_0) et de la tension inverse de crête répétitive (V_{RRM}) des diodes de redressement suivant le type de redresseur; la marge de sécurité est de 50% et la température d'ambiance est de 25°C.

Tableau 6.1 Courant direct moyen et tension inverse de crête répétitive des diodes de redressement.

Type de redresseur	Nombre de diodes	Type de secondaire	Courant nominal de chaque diode	T.I.C. nominale de chaque diode	Marge de sécurité
Simple alternance	1	Un seul enroulement	$1,8I_{\text{sortie,nom}}$	$4,3V_{s,\text{eff}}$	50%
Double alternance à montage va-et-vient	2	Un enroulement à point milieu	$0,9I_{\text{sortie,nom}}$	$4,3V_{\text{eff}}$ du demi-secondaire	50%
Double alternance à montage en pont	4	Un seul enroulement	$0,9I_{\text{sortie,nom}}$	$2,2V_{s,\text{eff}}$	50%

Exemple 6.2

Une alimentation régulée, constituée d'un redresseur double alternance à montage va-et-vient et d'un transformateur d'alimentation (110 V: 2×22 V), doit fournir un courant maximal de sortie de 1 A. Calculez le courant direct nominal et la tension de crête répétitive que doit pouvoir supporter chaque diode, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%. Choisissez la diode appropriée.

Solution

Pour un redresseur à double alternance à montage va-et-vient, nous avons:

$$I_{\text{nom}} \text{ de chaque diode} = 0,9I_{\text{sortie,nom}}$$

$$I_{\text{nom}} \text{ de chaque diode} = 0,9 \times 1 = 0,9 \text{ A}$$

La tension inverse de crête que doit pouvoir supporter chacune des deux diodes, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%, est:

$$\text{T.I.C. nominale} = 4,3V_{\text{eff}} \text{ du demi-secondaire}$$

$$\text{T.I.C. nominale} = 4,3 \times 22 = 94,6 \text{ V}$$

Nous choisissons deux diodes 1N4002 ($I_0 = 1$ A et $V_{\text{RRM}} = 100$ V).

Remarque: Dans les redresseurs double alternance (montage va-et-vient et montage en pont) avec filtre capacitif, les diodes ne laissent passer le courant que durant une fraction d'alternance par cycle. Cependant, pour assurer une marge de sécurité suffisante, on utilise, en pratique, des diodes de redressement dont la valeur nominale du courant moyen direct (I_0 ou $I_{\text{F(AV)}}$) est au moins égale à la valeur maximale du courant continu circulant dans la charge (I_{R}).

Dans le cas des redresseurs à double alternance fournissant des courants continus importants et utilisant de gros condensateurs de filtrage, il est recommandé d'utiliser les diodes de redressement dont la valeur nominale du courant moyen direct est au moins égale à deux fois la valeur maximale du courant continu circulant dans la charge. Cela assure une marge de sécurité suffisante pour les courants directs de surcharge répétitifs (I_{FRM}) et non répétitifs (I_{FSM}).

6.2.5 Cinquième étape: calcul et choix du filtre

La plupart des alimentations de basse et moyenne tensions comportent un filtre utilisant un gros condensateur. La

valeur du condensateur de filtrage est déterminée en fonction du taux d'ondulation toléré à l'entrée du régulateur et du courant maximal de sortie. En théorie, plus la valeur du condensateur est élevée, meilleur est le filtrage. Cependant, en pratique, il faut tenir compte des éléments suivants qui limitent cette valeur:

- le courant demandé par le condensateur durant la charge; il peut atteindre une valeur de crête excessive pour les diodes de redressement;
- l'encombrement et le coût des condensateurs.

Dans le cas d'une alimentation régulée, la tension d'ondulation résiduelle présente après le filtrage est éliminée par le régulateur. On pourra donc tolérer, à la sortie du filtre, un taux d'ondulation relativement élevé pouvant atteindre un maximum de 10%.

La valeur du condensateur de filtrage, dans le cas d'un redresseur double alternance et d'une alimentation de 60 Hz de fréquence, peut être déterminée à partir des relations suivantes:

$$C = \frac{I_{\text{sortie, nom}}}{240(V_{\text{max}} - V_{\text{moy}})} \quad (6.6)$$

$$C = \frac{I_{\text{sortie, nom}}}{416 V_{\text{sortie}} r} \quad (6.7)$$

Le symbole $I_{\text{sortie, nom}}$ désigne la valeur nominale du courant de sortie de l'alimentation, V_{max} , la valeur maximale de la tension pulsée à la sortie du redresseur, V_{moy} , la valeur moyenne de la tension à la sortie du filtre (ou à l'entrée du régulateur) et r , le taux d'ondulation toléré à l'entrée du régulateur.

La valeur moyenne de la tension ondulée à la sortie du filtre est obtenue à l'aide de l'équation 3.4 ou de l'équation A2.2 de l'appendice 2:

$$V_{\text{moy}} = V_{\text{max}} - \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{2}$$

$$V_{\text{moy}} = \frac{V_{\text{max}}}{1 + \sqrt{3}r}$$

Le symbole V_{min} désigne la valeur minimale de la tension ondulée à la sortie du filtre (voir la figure 3.8.b).

La valeur du condensateur de filtrage (placé avant le régulateur) est proportionnelle à la valeur du courant maximal de sortie. En pratique, on choisit habituellement une valeur se situant entre 1000 μF et 2000 μF par ampère, lorsque la fréquence du secteur est de 60 Hz ou de 50 Hz et une valeur de 500 μF à 1000 μF par ampère,

lorsque la fréquence est de 400 Hz. Ainsi, dans le cas d'un courant de sortie de 5 A (fréquence du secteur de 60 Hz), on utilisera un condensateur de filtrage ayant une valeur minimale de 8000 μF ou de 10000 μF .

Il faut également déterminer la tension d'utilisation (*tension de service*) du condensateur de filtrage. Ce condensateur doit pouvoir supporter la tension maximale à vide que peut fournir le secondaire du transformateur ($\sqrt{2}V_{s, \text{eff}}$). Il faut prévoir une marge de sécurité de l'ordre de 50% (à 100%). En pratique, on choisira une tension d'utilisation au moins égale à deux fois la tension efficace du secondaire du transformateur d'alimentation (valeur fournie par le fabricant):

$$\text{Tension d'utilisation} \geq 2 (\text{Tension du secondaire})$$

Sur le boîtier des condensateurs électrolytiques de filtrage, deux tensions sont inscrites: la première est la tension nominale d'utilisation en c.c. du condensateur et la seconde est la tension de crête pouvant être appliquée au condensateur pendant un temps très court.

Remarque: Pour améliorer la qualité du filtrage on peut aussi placer un condensateur après le régulateur. La valeur de ce condensateur de sortie dépend du courant maximal de charge. En pratique, on choisit une valeur de l'ordre de 100 μF par ampère (soit environ 0,1 de la valeur du condensateur de filtrage d'entrée). Dans le cas d'un filtrage par inductance ou par résistance placées en série, il faut calculer la chute de tension aux bornes de ces éléments pour déterminer la tension d'entrée du filtre.

6.2.6 Sixième étape: choix des autres éléments

Fils et câbles

Les caractéristiques les plus importantes des fils utilisés dans la réalisation des alimentations sont la section conductrice du fil et la tension d'isolement. La *section conductrice* des fils est choisie en fonction du courant qui les traverse. Un fil trop fin produit une résistance non négligeable et risque de chauffer. Les dimensions standard des fils rigides et souples (multibrins) sont établies en fonction du système *Standard American Wire Gauge* (AWG), aussi connu sous le nom *Brown & Sharpe Gauge* (B & S). Le numéro de jauge désigne le *diamètre* du fil en millièmes de pouce (en anglais, *mils*) ou en millimètres¹ et la *section* du fil en millièmes circulaires (en anglais, *cmils*).

¹ 1 mm = 39,37 millièmes de pouce.

Remarque: Pour toute section circulaire (S), la valeur en millièmes circulaires est égale au carré du diamètre en millièmes de pouce. Ainsi, un fil de 0,005 pouce de diamètre a une section circulaire de:

$$(5 \text{ millièmes})^2 = 25 \text{ millièmes circulaires}$$

L'appendice 8 fournit les dimensions standard AWG des fils.

Pour déterminer la section du fil à utiliser avec une sécurité totale, nous prendrons une densité de courant égale à 4 A/mm²:

$$\frac{I}{S} = 4 \text{ A/mm}^2$$

Le diamètre est obtenu par la formule:

$$d = 1,13\sqrt{S} \quad (6.8)$$

Exemple 6.5

Calculez les diamètres des fils traversés par des courants de 1 A, 2 A, 10 A et 50 A. De plus, indiquez le numéro de jauge AWG correspondant de chaque fil.

Solution

Pour un courant de 1 A, nous pouvons écrire:

$$S = \frac{I}{4 \text{ A/mm}^2} = \frac{1 \text{ A}}{4 \text{ A/mm}^2} = 0,25 \text{ mm}^2$$

de sorte que:

$$d = 1,13\sqrt{S} = 1,13\sqrt{0,25} = 0,565 \text{ mm}$$

$$d = 0,565 \text{ mm} \times 39,37 \text{ mils/mm} = 22,24 \text{ mils}$$

Selon le système AWG (Appendice 8), il s'agit d'un fil n° 22. En procédant de la même façon, nous pouvons déterminer les dimensions des autres fils:

Courant (A)	Diamètre		Section (cmils)	N° AWG
	(mm)	(mils)		
1	0,565	22,4	392,95	22
2	0,8	31,5	992,25	20
10	1,78	78,1	6 099,61	13
50	4	157,4	24 774,76	6

Tableau 6.2 Dimensions des fils en fonction du courant les traversant.

Pour éviter les courts-circuits entre les conducteurs et entre les conducteurs et les pièces métalliques du montage, les fils doivent être suffisamment isolés par des gaines en caoutchouc, en nylon, en vinyl, etc. Pour la partie basse tension de l'alimentation, l'isolement des fils pose généralement peu de problème. Par contre, pour la partie « secteur » (alimentation du transformateur) ou dans le cas d'une alimentation à haute tension, il faut prévoir pour les fils des tensions d'isolement présentant des

marges de sécurité suffisantes (un minimum de 200 V de plus que la tension continue maximale).

Fusibles

Les deux principales caractéristiques des fusibles sont le courant et la tension. Le *courant nominal* d'un fusible est l'intensité maximale qui peut le traverser en permanence et sans fusion. Il existe des fusibles calibrés pour des courants compris entre 0,002 A et quelques centaines d'am-pères. En pratique, pour protéger une alimentation, on choisira une valeur calibrée de fusible directement supérieure à l'intensité nominale prévue.

La *tension nominale* d'un fusible désigne la tension maximale que l'on peut appliquer aux bornes du fusible coupé (après fusion) sans risque d'amorçage d'arc; elle correspond à la tension maximale d'utilisation. On distingue deux types principaux de fusibles; ils sont classés suivant la rapidité de fusion:

- les fusibles à action rapide et ultra-rapide (*Quick Blow*); la fusion s'effectue très rapidement lorsqu'un courant supérieur au courant nominal les traverse;
- les fusibles à action lente et semi-lente (*Slow Blow*); la fusion ne s'effectue qu'après un certain délai par rapport aux valeurs de crête du courant. Ces fusibles peuvent donc supporter les surcharges de courant pendant un temps très court.

Dans les alimentations, les fusibles utilisés en tant que dispositifs de protection contre les courts-circuits peuvent être placés:

- en série dans une des arrivées du secteur alimentant le primaire du transformateur. On pourra utiliser un fusible à action lente capable de supporter les valeurs de crête du courant lors de la mise sous tension;
- en série dans une des bornes de sortie continue. On emploiera un fusible à action rapide;
- en série avec les composants semi-conducteurs (diodes de redressement, thyristors, etc.) dans les montages redresseurs industriels polyphasés. On utilisera des fusibles à action rapide.

Interrupteurs

L'interrupteur « marche-arrêt » coupe une ou deux lignes d'arrivée alimentant le primaire du transformateur. Dans le choix de l'interrupteur, il faut considérer les caractéristiques fournies par le fabricant: la tension d'utilisation, le courant nominal, le temps de commutation et le « pouvoir de coupure » qui indique la puissance nominale pouvant être coupée par l'interrupteur. On doit prévoir des marges de sécurité pour la tension et pour le courant, car l'interrupteur doit pouvoir supporter les surcharges de courant lors de la mise sous tension et durant la charge du condensateur de filtrage. Signalons qu'en courant continu,

le pouvoir de coupure d'un interrupteur est beaucoup plus faible qu'en courant alternatif.

On distingue différents types d'interrupteurs (ou commutateurs):

- les interrupteurs à levier unipolaire ou bipolaire à une ou à deux directions (S.P.S.T.: *Single Pole Single Throw* et D.D.D.T.: *Double Pole Double Throw*);
- les commutateurs tournants à une ou plusieurs plaquettes;
- les commutateurs à bouton-poussoir;
- les commutateurs à couteau pour les puissances importantes.

Dissipateurs de chaleur

La valeur de la résistance thermique des dissipateurs requis est obtenue à partir de la relation:

$$R_{\theta, r-a} = \frac{T_{j, \max} - T_a}{P_{D, \max}} - R_{\theta, j-b} - R_{\theta, b-r} \quad (6.9)$$

Les valeurs des résistances thermiques nominales jonction-ambiance et jonction-boîtier, ainsi que la puissance dissipée maximale des régulateurs intégrés sont fournies par les fabricants pour chaque type de boîtier et pour une température d'ambiance donnée.

Les fabricants fournissent également les valeurs de la résistance thermique des différents types de dissipateurs adaptables aux divers boîtiers. Pour obtenir un fonctionnement fiable et de longue durée, il est préférable de faire fonctionner les composants (diodes et transistors de puissance, régulateurs intégrés) à des températures inférieures d'au moins 20°C à la température permmissible. Dans le choix des dissipateurs de chaleur, il faudra prévoir des marges de sécurité suffisantes, particulièrement pour les alimentations de grande puissance, pour les températures ambiantes élevées ou pour les équipements faiblement ventilés.

6.3 ALIMENTATIONS RÉGULÉES DE FAIBLE PUISSANCE

Les alimentations régulées de faible puissance fournissent des courants inférieurs à 200 mA et leur puissance de sortie ne dépasse guère quelques watts. Dans ce paragraphe, nous déterminerons les caractéristiques des alimentations à régulation linéaire utilisant des circuits intégrés.

6.3.1 Alimentation régulée à tension fixe: 5 V et 100 mA pour secteur de 115 V et 60 Hz

Pour réaliser une alimentation à tension fixe de 5 V et 100 mA (secteur de 115 V et 60 Hz), nous utiliserons un redresseur double alternance en pont, un filtre capacitif et un régulateur à circuit intégré.

Régulateur

Nous choisissons le régulateur de tension positive fixe à trois broches 78L05; celui-ci fournit une tension de sortie de 5 V et un courant maximal de sortie de 100 mA. Ses principales caractéristiques sont:

- tension différentielle de 1,5 V à 2 V;
- taux de réjection de 45 dB à 60 dB;
- variation de la tension de sortie de 0,3%;
- protection interne contre les courts-circuits et les surcharges thermiques;
- pour le boîtier métallique TO-39, $R_{\theta, j-b}$ est de 40°C/W et $R_{\theta, j-a}$, de 140°C/W.

Transformateur d'alimentation

La tension efficace du secondaire est déterminée à l'aide de l'équation 6.1 et des données suivantes:

$$\begin{aligned} V_{\text{sortie}} &= 5 \text{ V} \\ &\quad \text{(tension différentielle)} \\ V_{\text{rég.}} &= 2 \text{ V} \\ &\quad \text{du régulateur)} \\ V_{\text{ond.}} &= 5 \times 0,1 = 0,5 \text{ V} \\ V_D &= 2 \text{ V} \quad \text{(car deux diodes sont montées en} \\ &\quad \text{série dans le redresseur en pont)} \\ \eta &\approx 0,9 \end{aligned}$$

$$V_{p, \text{nom}} = 115 \text{ V}$$

$$V_{p, \text{min}} = 115 - (115 \times 0,1) = 103,5 \text{ V}$$

Nous obtenons:

$$\begin{aligned} V_{s, \text{eff}} &= \left(\frac{5 + 2 + 0,5 + 2}{0,9} \right) \left(\frac{115}{103,5} \right) \times 0,707 \\ V_{s, \text{eff}} &= 8,27 \text{ V} \end{aligned}$$

Pour déterminer le courant minimal du secondaire du transformateur, nous utilisons la relation:

$$I_{s, \text{eff}} = 1,8 I_{\text{sortie, nom}} = 1,8 \times 0,1 = 0,180 \text{ A}$$

Nous choisissons un transformateur d'alimentation ayant les caractéristiques suivantes: primaire de 115 V et 60 Hz et secondaire de 8 V et 200 mA.

Diodes de redressement

La valeur minimale du courant direct moyen I_0 de chaque diode est:

$$0,9 I_{\text{sortie, nom}} = 0,9 \times 100 \text{ mA} = 0,90 \text{ mA}$$

La valeur minimale de la T.I.C. de chaque diode est:

$$2,2 V_{s, \text{eff}} = 2,2 \times 8 = 17,6 \text{ V}$$

Nous choisissons donc quatre diodes dont les courants directs moyens sont de 200 mA et les T.I.C., de 50 V (par exemple, les diodes 1N2013 ou 1N3072).

Condensateur de filtrage

La valeur du condensateur de filtrage peut être déterminée à partir de l'équation 3.38:

$$V_{\text{moy}} = V_{\text{max}} - \frac{I_{\text{moy}}}{240C}$$

$$C = \frac{I_{\text{sortie, nom}}}{240(V_{\text{max}} - V_{\text{moy}})}$$

Nous savons que: $V_{\text{max}} = \sqrt{2}V_{s, \text{eff}} = \sqrt{2} \times 8$

$$V_{\text{max}} = 1,414 \times 8 = 11,3 \text{ V}$$

La tension à l'entrée du régulateur doit être égale à:

$$V_{\text{sortie}} + V_{\text{rég.}}$$

de sorte que: $V_{\text{min}} = 5 + 2 = 7 \text{ V}$

À l'entrée du régulateur, nous avons:

$$V_{\text{moy}} = V_{\text{max}} - \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{2}$$

$$V_{\text{moy}} = 11 - \frac{11 - 7}{2} = 9 \text{ V}$$

Nous pouvons maintenant calculer C :

$$C = \frac{0,1}{240(11 - 9)} = 208 \times 10^{-6} \text{ F}$$

La valeur maximale de la tension fournie par le secondaire du transformateur est de 11,3 V.

Si la marge de sécurité adoptée est de 50%, le condensateur doit pouvoir supporter une tension de:

$$1,5 V_{\text{max}} = 1,5 \times 11,3 = 17 \text{ V}$$

Nous choisissons donc un condensateur de filtrage C_1 , de $470 \mu\text{F}$ ayant une tension d'utilisation de 25 V. Pour améliorer la stabilité et le temps de réponse du régulateur, nous utilisons deux condensateurs de découplage, comme le suggère le fabricant: à l'entrée, C_2 de $0,33 \mu\text{F}$ et, à la sortie, C_3 de $0,22 \mu\text{F}$.

Dissipateur de chaleur et fusible

Puisque la tension du secondaire du transformateur est de 8 V, la tension maximale d'entrée du régulateur est:

$$V_{\text{entrée}} = \sqrt{2}V_s - V_D$$

$$V_{\text{entrée}} = (1,414 \times 8) - 2 = 9,3 \text{ V}$$

La tension aux bornes du régulateur est donc:

$$V_{\text{rég.}} = V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}$$

$$V_{\text{rég.}} = 9,3 - 5 = 4,3 \text{ V}$$

La puissance maximale dissipée par le régulateur est:

$$P_{\text{max}} = V_{\text{rég.}} I_{\text{sortie, max}}$$

$$P_{\text{max}} = 4,3 \times 0,1 = 0,43 \text{ W}$$

La résistance thermique jonction-ambiance est calculée à l'aide de la relation:

$$R_{\theta, j-a} = \frac{T_{j, \text{max}} - T_a}{P_{D, \text{max}}}$$

Si la température d'ambiance est de 30°C et si la température maximale de la jonction est de 125°C , nous obtenons:

$$R_{\theta, j-a} = \frac{125 - 30}{0,43} = 220,9^\circ\text{C/W}$$

Puisque la résistance thermique jonction-ambiance nominale (140°C/W) est inférieure à la résistance thermique jonction-ambiance calculée ($220,9^\circ\text{C/W}$), aucun dissipateur de chaleur n'est nécessaire. La fiche technique du C.I. 78L05 indique que la puissance pouvant être dissipée avec le boîtier métallique TO-39 est de 0,750 W à une température d'ambiance de 40°C .

Le courant du primaire du transformateur est:

$$I_p = \frac{P_s}{\eta V_p}$$

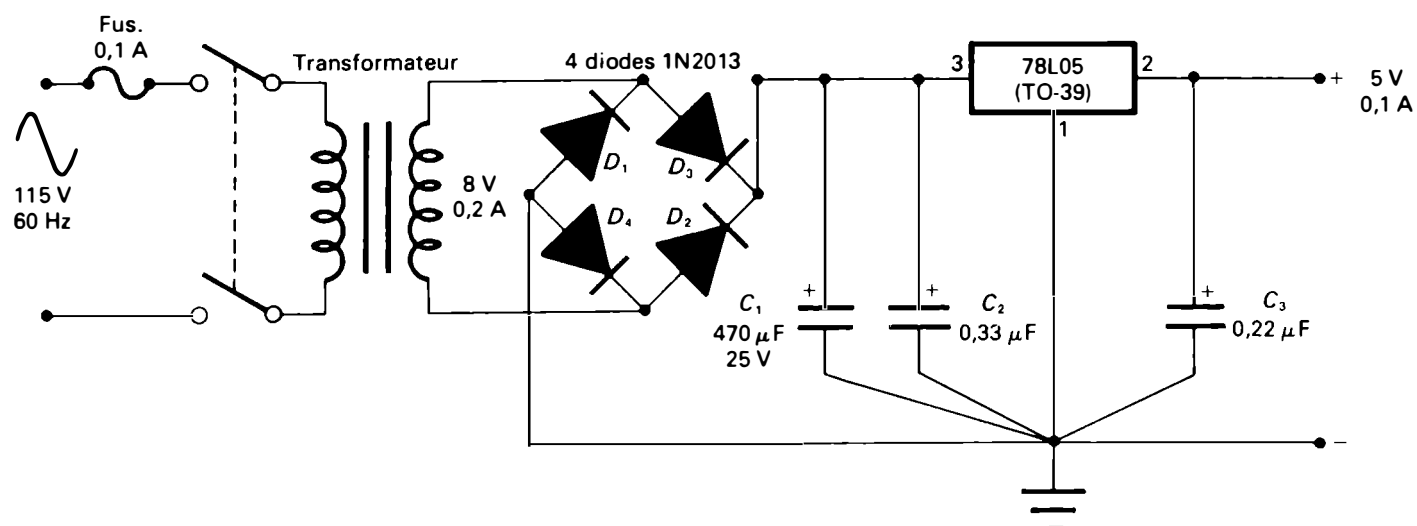


Figure 6.4 Alimentation régulée à tension fixe: 5 V et 0,1 A.

où:

$$P_s = V_s I_s$$

$$P_s = 8 \times 0,2 = 1,6 \text{ VA}$$

Alors, nous obtenons, si $\eta = 0,85$:

$$I_p = \frac{1,6}{0,85 \times 115} = 0,017 \text{ A}$$

Nous choisissons un fusible à action semi-lente de 125 V et 0,1 A. Celui-ci doit être placé en série dans la ligne alimentant le transformateur.

LISTE DES COMPOSANTS

1 transformateur: 115 V/8 V et 0,2 A
 4 diodes: 1N2013 ou diodes équivalentes
 C_1 : condensateur électrolytique de 470 μF et 25 V (ou 16 V)
 C_2 : condensateur en céramique de 0,33 μF
 C_3 : condensateur au tantale de 0,22 μF
 1 circuit intégré: 78L05 et boîtier métallique TO-39
 1 fusible: 125 V et 0,1 A, action semi-lente
 1 interrupteur: bipolaire à une direction (D.P.S.T.)

Remarque: Dans les calculs de cette alimentation, les marges de sécurité choisies sont importantes et elles peuvent être réduites. On peut également réaliser une alimentation régulée de 5 V et 0,1 A à l'aide d'un transformateur fournissant 6,3 V au secondaire et d'un condensateur de filtrage de 220 μF et 16 V.

6.3.2 Alimentation régulée à tension ajustable: 2 V à 30 V et 80 mA

Pour réaliser une alimentation régulée à tension ajustable de 2 V à 30 V et 80 mA, nous utilisons un redresseur double alternance en pont, un filtre capacitif et le régulateur de tension monolithique 723C.

Régulateur et composants externes

Le régulateur de tension d'utilisation générale 723C présente les caractéristiques suivantes:

- tension de sortie (fixe ou ajustable) de 2 V à 37 V;
- tension d'entrée maximale (entre les bornes V_+ et V_-): 40 V;
- tension maximale applicable entre les bornes inverseuse (IV) et non inverseuse (NI): 5 V;
- tension de référence (borne $V_{\text{Réf}}$): 7,15 V;
- tension différentielle (entre les bornes V_s et V_+): 3 V;
- courant de sortie maximal: 150 mA (sans transistor externe);
- taux de réjection typique: 74 dB;
- taux de régulation (charge et ligne): 0,1% à 0,2%;
- dispositif limiteur de courant;
- $T_{j, \text{max}} = 125^\circ\text{C}$;
- $R_{\theta, j-a} = 150^\circ\text{C/W}$;
- $R_{\theta, j-b} = 35^\circ\text{C/W}$ (boîtier métallique TO-100).

Pour obtenir une tension de sortie minimale de 2 V, la tension de référence ($V_{\text{Réf}} = 7,15 \text{ V}$) doit être réduite par l'intermédiaire du diviseur de tension R_1, R_2 . Pour obtenir une tension de sortie maximale de 30 V, il faut que l'amplificateur d'erreur interne (bornes NI et IV) présente un certain gain avec l'aide des résistances externes R_3 et R_4 . Enfin, il faut déterminer la valeur de la résistance R_{sc} du circuit limiteur de courant.

La tension minimale d'entrée du régulateur doit être:

$$V_{\text{entrée, min}} \geq V_{\text{entrée, max}} + 3 \text{ V}$$

$$V_{\text{entrée, min}} \geq 30 \text{ V} + 3 \text{ V}$$

Nous avons donc:

$$33 \text{ V} \leq V_{\text{entrée}} \leq 40 \text{ V}$$

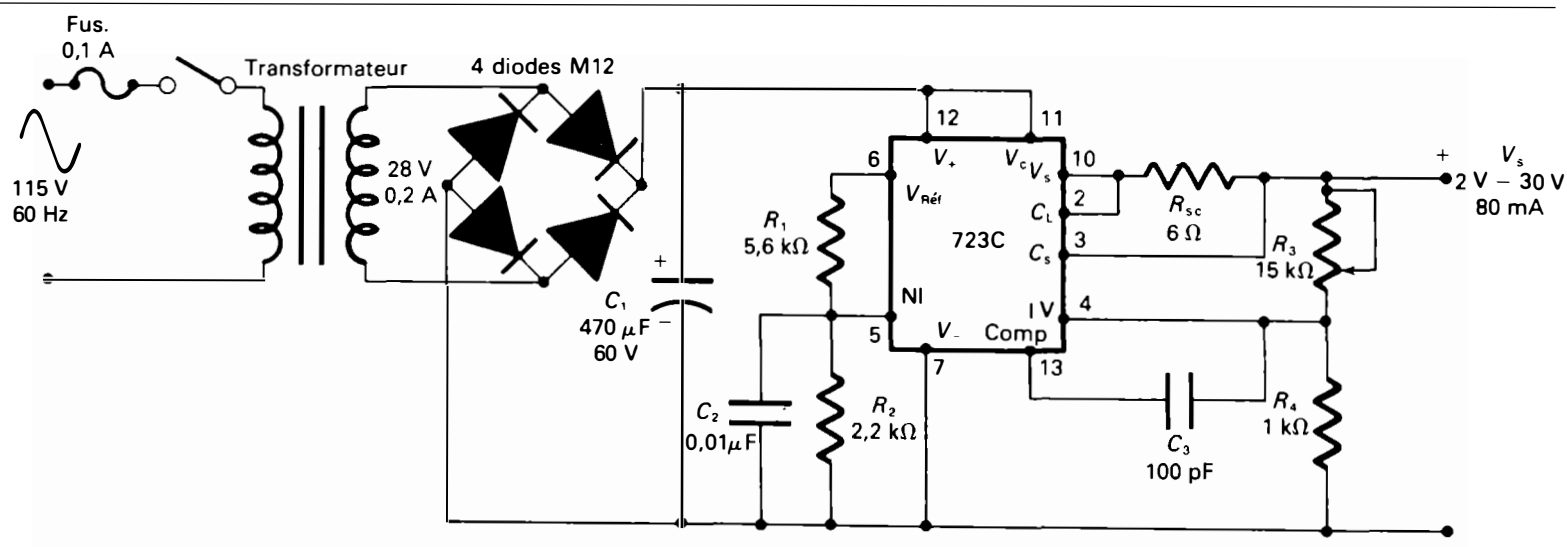


Figure 6.5 Alimentation régulée à tension ajustable: 2 V à 30 V et 80 mA.

Dans ce montage, la borne de sortie V_s et la borne inverseuse IV se trouvent pratiquement au même potentiel que la borne non inverseuse NI pour une valeur minimale de R_3 . Pour obtenir 2 V sur la borne NI, les valeurs des résistances R_1 et R_2 du diviseur de tension sont obtenues à l'aide de la relation:

$$V_{NI} = V_{R\acute{e}f} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

de sorte que:

$$R_1 = \frac{R_2}{V_{NI}} (V_{R\acute{e}f} - V_{NI})$$

Comme V_{NI} est égal à 2 V, nous pouvons choisir R_2 égal à 2,2 k Ω . Alors:

$$R_1 = \frac{2200}{2} (7,15 - 2) = 5665 \Omega$$

Nous choisissons une résistance R_1 de 5,6 k Ω .

Pour obtenir 30 V à la sortie à partir des 2 V appliqués sur la borne NI, les résistances R_3 et R_4 doivent être calculées pour que le gain de l'amplificateur d'erreur interne soit égal à:

$$A_v = 1 + \left(\frac{R_3}{R_4} \right) = \frac{30}{2}$$

$$A_v = 15$$

de sorte que:

$$R_4 = \frac{R_3}{15 - 1}$$

Si nous choisissons pour R_3 un potentiomètre de 15 k Ω , nous obtenons:

$$R_4 = \frac{15000}{14} = 1071 \Omega$$

Nous utilisons donc une résistance R_4 de 1 k Ω .

La résistance R_{sc} du limiteur de courant est calculée à partir de l'équation:

$$R_{sc} = \frac{0,6 \text{ V}}{I_{limite}}$$

$$R_{sc} = \frac{0,6}{0,08} = 7,5 \Omega$$

Nous utilisons les deux condensateurs de découplage, comme le suggère le fabricant: C_2 de 0,01 μF et C_3 de 100 pF.

Transformateur d'alimentation

La tension du secondaire du transformateur peut être obtenue à partir de l'équation générale 6.1:

$$V_{s,eff} \approx \frac{30 + 3 + 0,5 + 2}{0,9} \times \frac{115}{103,5} \times 0,707$$

$$V_{s,eff} \approx 30,95 \text{ V}$$

Cependant, la tension maximale d'entrée du régulateur ne doit pas dépasser 40 V, ce qui correspond à la valeur efficace de:

$$\frac{40}{\sqrt{2}} = 28,28 \text{ V}$$

Pour déterminer le courant minimal du secondaire du transformateur, nous procédons ainsi:

$$I_{s,eff} = 1,8 I_{s,nom}$$

$$I_{s,eff} = 1,8 \times 0,1 = 0,18 \text{ A}$$

Nous choisissons donc un transformateur d'alimentation ayant les caractéristiques suivantes: primaire de 115 V et 60 Hz et secondaire de 28 V (ou 26 V) et 200 mA.

Diodes de redressement

La valeur minimale du courant moyen I_0 de chaque diode est:

$$0,9 I_{sortie,max} = 0,9 \times 100 \text{ mA} = 90 \text{ mA}$$

La valeur minimale de la T.I.C. de chaque diode est:

$$2,2 V_{s,eff} = 2,2 \times 28 = 61,60 \text{ V}$$

Nous choisissons quatre diodes dont les courants directs moyens sont de 200 mA et les T.I.C., de 100 V (par exemple, les diodes M12 ou 1N676).

Condensateur de filtrage

Nous pouvons calculer la valeur du condensateur de filtrage à partir de l'équation 3.47, ce qui donne:

$$C = \frac{1}{416 R_c r}$$

En choisissant une valeur moyenne de 150 Ω pour la résistance de charge et un taux d'ondulation de 5% à l'entrée du régulateur, nous obtenons:

$$C = \frac{1}{416 \times 150 \times 0,05} = 320 \mu\text{F}$$

La tension maximale d'entrée du régulateur ne doit pas dépasser 40 V; si la marge de sécurité adoptée est de 50%, le condensateur de filtrage doit pouvoir supporter une tension de:

$$40 \times 1,5 = 60 \text{ V}$$

Nous choisissons un condensateur de filtrage C_1 de 470 μF ayant une tension d'utilisation de 60 V.

Dissipateur de chaleur et fusible

Nous pouvons déterminer la résistance thermique jonction-ambiance à l'aide de la relation:

$$R_{\theta, j-a} = \frac{T_j - T_a}{(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie, min}}) I_{R_c, \text{max}}}$$

où:

$$V_{\text{entrée}} = V_{\text{sortie, max}} + 3$$

$$V_{\text{entrée}} = 30 + 3 = 33 \text{ V}$$

et:

$$V_{\text{sortie, min}} = 2 \text{ V}$$

Pour une température d'ambiance de 30°C, nous obtenons:

$$R_{\theta, j-a} = \frac{125 - 30}{(33 - 2) \times 0,08} = 38,3^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique du dissipateur est:

$$R_{\theta, r-a, \text{max}} = R_{\theta, j-a, \text{max}} - R_{\theta, j-b}$$

$$R_{\theta, r-a, \text{max}} = 38,3^\circ\text{C/W} - 35^\circ\text{C/W} = 3,3^\circ\text{C/W}$$

Nous choisissons un dissipateur de chaleur pouvant s'adapter au boîtier métallique TO-3 et présentant une résistance thermique inférieure à 3,3°C/W.

Le courant du primaire du transformateur est:

$$I_p = \frac{P_s}{\eta V_p}$$

Si le rendement du transformateur η est de 0,85, nous obtenons:

$$I_p = \frac{28 \times 0,2}{0,85 \times 115} = 0,057 \text{ A}$$

Nous utilisons un fusible à action semi-lente de 125 V et 0,1 A; celui-ci doit être placé en série dans la ligne alimentant le transformateur.

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 transformateur: 115 V/28 V et 0,2 A (ou plus)
- 4 diodes: M12 ou diodes équivalentes
- C_1 : condensateur électrolytique de 470 μF et 60 V
- C_2 : condensateur en céramique de 0,01 μF
- C_3 : condensateur en céramique de 100 pF
- 1 circuit intégré: LM723C (boîtier TO-3)
- R_1 : résistance de 5,6 k Ω et 0,5 W (5%)
- R_2 : résistance de 2,2 k Ω et de 0,5 W (5%)
- R_3 : potentiomètre de 15 k Ω et 0,5 W
- R_4 : résistance de 1 k Ω et 0,5 W (5%)
- R_{sc} : résistance de 7,5 k Ω et 0,5 W (5%)
- 1 fusible: 125 V et 0,1 A, action semi-lente
- 1 interrupteur: unipolaire à une direction
- 1 dissipateur: à ailette pour boîtier TO-3, résistance thermique inférieure à 3°C/W

6.4 ALIMENTATIONS RÉGULÉES À COURANT CONTINU DE MOYENNE PUISSANCE

Les alimentations de moyenne puissance d'équipement ou de laboratoire couramment utilisées fournissent des tensions comprises entre 0 V et 50 V environ et des courants de l'ordre de 1 A à 3 A. La plupart de ces alimentations comprennent des régulateurs de tension fixe ou ajustable à circuit intégré, ce qui diminue le nombre de composants et réduit l'encombrement.

6.4.1 Alimentation régulée symétrique à tension fixe: $\pm 15 \text{ V}$ et 1 A

Pour réaliser une alimentation régulée symétrique à tension fixe de $\pm 15 \text{ V}$ et 1 A, nous utiliserons un redresseur en pont, un filtre capacitif et deux régulateurs de tension fixe (positive et négative) à circuit intégré.

Régulateurs

Nous choisissons les régulateurs de tension fixe LM340K-15 (tension positive) et LM320K-15 (tension négative). Leurs principales caractéristiques sont:

- tension de sortie fixe de $\pm 15 \text{ V}$;
- courant maximal de sortie de 1,5 A;
- tension différentielle de 2 V;
- tension maximale d'entrée de 30 V;
- taux de réjection de 66 dB à 80 dB;
- protection interne contre les courts-circuits et les surcharges thermiques;
- $T_{j, \text{max}} = 150^\circ\text{C}$; $R_{\theta, j-a} = 35^\circ\text{C/W}$ (boîtier TO-3);
 $R_{\theta, j-b} = 4^\circ\text{C/W}$ (régulateur LM340K-15).

Transformateur d'alimentation

La tension efficace du secondaire est déterminée à l'aide de l'équation 6.1 et des données suivantes:

$$V_{\text{sortie}} = 15 \text{ V}$$

$$V_{\text{rég.}} = 2 \text{ V}$$

$$V_{\text{ond.}} = 15 \times 0,1 = 1,5 \text{ V}$$

$$V_D = 2 \text{ V}$$

$$\eta \approx 0,9$$

$$V_{p, \text{nom}} = 115 \text{ V}$$

$$V_{p, \text{min}} = 115 - (115 \times 0,1) = 103,5 \text{ V}$$

Nous obtenons:

$$V_{s, \text{eff}} = \left(\frac{15 + 2 + 1,5 + 2}{0,9} \right) \left(\frac{115}{103,5} \right) \times 0,707$$

$$V_{s, \text{eff}} = 17,87 \text{ V}$$

Le courant minimal que devra fournir le secondaire du transformateur est:

$$I_{s, \text{eff}} = 1,8 I_{\text{sortie, nom}}$$

$$I_{s, \text{eff}} = 1,8 \times 1 = 1,8 \text{ A}$$

Nous choisissons un transformateur d'alimentation ayant les caractéristiques suivantes: primaire de 115 V et 60 Hz et secondaire à prise médiane de 36 V (36 V CT) et 2 A.

Diodes de redressement

La valeur minimale du courant direct moyen I_0 de chaque diode est:

$$0,9 I_{\text{sortie, nom}} = 0,9 \times 1 = 0,9 \text{ A}$$

La valeur minimale de la T.I.C. de chaque diode est:

$$\text{T.I.C.} = 4,3 \text{ (Tension du demi-secondaire)}$$

$$\text{T.I.C.} = 4,3 \times 18 = 77,4 \text{ V}$$

Nous choisissons quatre diodes dont les courants directs moyens sont de 1 A et les T.I.C., de 100 V (par exemple, les diodes 1N4002 ou un pont de redressement monophasé de 2 A et 100 V tel que le pont de redressement 2KB10 de International Rectifier).

Condensateur de filtrage

La valeur des condensateurs de filtrage est déterminée à partir de l'équation 3.38:

$$C = \frac{I_{\text{sortie, nom}}}{240(V_{\text{max}} - V_{\text{moy}})}$$

Nous savons que:

$$V_{\text{max}} = \sqrt{2} \text{ (Tension du demi-secondaire)}$$

$$V_{\text{max}} = \sqrt{2} \times 18 = 25,45$$

$$V_{\text{min}} = V_{\text{sortie}} + V_{\text{rég.}}$$

$$V_{\text{min}} = 15 + 2 = 17 \text{ V}$$

À l'entrée du régulateur, nous avons:

$$V_{\text{moy}} = V_{\text{max}} - \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{2}$$

$$V_{\text{moy}} = 25,45 - \frac{(25,45 - 17)}{2} = 21,22 \text{ V}$$

de sorte que:

$$C = \frac{1}{240(25,4 - 21,2)} = 992 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Si la marge de sécurité adoptée est de 50%, le condensateur de filtrage doit pouvoir supporter une tension égale à:

$$1,5 V_{\text{max}} = 1,5 \times 25,45 = 38,17 \text{ V}$$

Nous choisissons deux condensateurs de filtrage, C_1 et C_2 , de 1000 μF (ou 1500 μF) ayant une tension d'utilisation de 50 V. Pour améliorer la stabilité et le temps de réponse du régulateur, nous utilisons deux condensateurs de découplage: à l'entrée, C_3 et C_4 de 0,1 μF et, à la sortie, C_5 et C_6 de 1 μF .

Remarque: Deux condensateurs de filtrage (facultatifs), C_7 et C_8 , peuvent être placés à la sortie du régulateur pour éviter toute baisse transitoire de la tension de sortie lors de brusques variations du courant de charge. La valeur de ces condensateurs est de l'ordre de 100 μF par ampère, ou d'environ 0,1 de la valeur du condensateur de filtrage principal placé avant le régulateur. Nous choisissons deux condensateurs de 100 μF et 25 V.

Dissipateurs de chaleur et fusibles

La puissance maximale dissipée par le régulateur est:

$$P_{D, \text{max}} = (V_{\text{max}} - V_{\text{sortie}}) I_{\text{sortie, nom}}$$

$$P_{D, \text{max}} = (25,45 - 15) \times 1$$

$$P_{D, \text{max}} = 10,45 \text{ W}$$

La résistance thermique jonction-ambiance est alors calculée à l'aide de la relation:

$$R_{\theta, j-a} = \frac{T_{j, \text{max}} - T_a}{P_{D, \text{max}}}$$

Si la température d'ambiance est de 30°C et si la température maximale de la jonction est de 150°C, nous obtenons:

$$R_{\theta, j-a} = \frac{150 - 30}{10,45} = 11,5^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique du dissipateur est:

$$R_{\theta, r-a} = R_{\theta, j-a} \text{ (calculé)} - R_{\theta, j-h}$$

Pour le C.I. 340K-15:

$$R_{\theta, r-a} = 11,5^\circ\text{C/W} - 4^\circ\text{C/W} = 7,5^\circ\text{C/W}$$

alors que pour le C.I. 320K-15:

$$R_{\theta, r-a} = 11,5^\circ\text{C/W} - 3^\circ\text{C/W} = 8,5^\circ\text{C/W}$$

Les dissipateurs doivent donc avoir une résistance thermique inférieure à 7°C/W. Pour le boîtier TO-3, nous pouvons utiliser le dissipateur Staver V3-7-224 dont la résistance thermique est de 6,4°C/W (voir la fiche technique 11).

Le courant du primaire du transformateur est:

$$I_p = \frac{P_s}{\eta V_p}$$

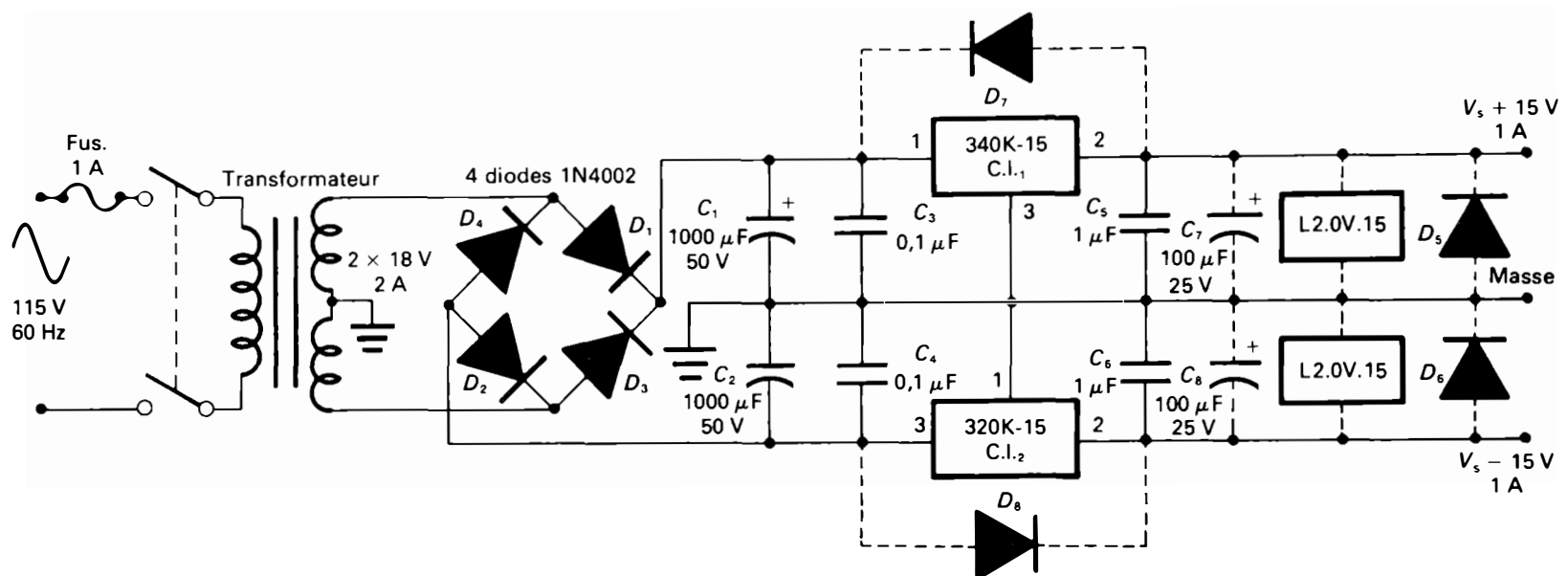


Figure 6.6 Alimentation régulée symétrique à tension fixe: ± 15 V et 1 A.

où:

$$P_s = V_s I_s$$

$$P_s = 36 \times 2 = 72 \text{ VA}$$

Alors, nous obtenons, si $\eta = 0,85$:

$$I_p = \frac{72}{0,85 \times 115} = 0,736 \text{ A}$$

Nous choisissons un fusible à action lente de 125 V et 1 A. Celui-ci doit être placé en série dans la ligne alimentant le transformateur. Nous pouvons aussi utiliser un fusible à action rapide de 32 V et 1,25 A. Celui-ci doit être placé en série dans le circuit des bornes de sortie.

Remarque: Si l'on veut également protéger la charge contre tout risque de dépassement de la tension de sortie, on peut ajouter un circuit intégré limiteur de tension entre les bornes de sortie, tel que le circuit L2.0V.15 de Lambda Electronics. On peut aussi placer des diodes, D_5 et D_6 , entre les bornes de sortie pour éliminer tout danger d'une tension négative appliquée à la sortie du régulateur. En plus de cette protection, on peut ajouter des diodes, D_7 et D_8 , entre la sortie et l'entrée du régulateur, ce qui élimine le danger d'une tension inverse appliquée à ses bornes.

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 transformateur: 115 V/2 \times 18 V et 2 A
- 8 diodes: 1N4002 ou diodes équivalentes
- C_1 et C_2 : condensateurs électrolytiques 1000 μ F et 50 V
- C_3 et C_4 : condensateurs en céramique de 0,1 μ F
- C_5 et C_6 : condensateurs au tantale de 1 μ F
- C_7 et C_8 : condensateurs électrolytiques de 100 μ F et 25 V (facultatifs)
- C.I.1: circuit intégré LM340K-15 ou LM7815KC
- C.I.2: circuit intégré LM320K-15 ou LM7915KC
- 2 limiteurs de tension de 15 V: Lambda L2.0V.15 (facultatifs)
- 1 fusible: 125 V et 1 A (type 3AG), action lente
- 1 interrupteur: bipolaire à une direction; 115 V c.a.
- 2 dissipateurs de chaleur: Staver V3-7-224 ou dissipateurs équivalents

6.4.2 Alimentation régulée à tension ajustable: 1,25 V à 30 V et 1 A

Pour réaliser une alimentation régulée à tension ajustable de 1,25 V à 30 V et 1 A, nous utiliserons un redresseur en pont, un filtre capacitif et un régulateur de tension monolithique ajustable.

Régulateur de tension et composants externes

Nous choisissons le régulateur LM317K. Celui-ci fournit une tension de sortie ajustable entre 1,2 V et 37 V et un courant maximal de sortie de 1,5 A. Ses principales caractéristiques sont:

- tension d'entrée maximale de 60 V;
- tension différentielle de 2 V;
- taux de réjection de 80 dB;
- dispositif limiteur de courant;
- $T_{j,\max} = 125^\circ\text{C}$
- $R_{\theta,j-a} = 35^\circ\text{C/W}$;
- $R_{\theta,j-b} = 2,3^\circ\text{C/W}$ (boîtier TO-3).

À partir de la relation 4.109, nous pouvons déterminer la valeur des deux résistances externes nécessaires au fonctionnement du régulateur:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{Réf}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Nous utilisons une résistance fixe R_1 de 200 Ω et 0,5 W (5%), comme le suggère le fabricant; la valeur de la résistance variable R_2 est:

$$R_2 = \left(\frac{V_{\text{sortie,max}}}{V_{\text{Réf}}} - 1 \right) R_1$$

$$R_2 = \left(\frac{30}{1,25} - 1 \right) 200 = 4600 \Omega$$

Nous choisirons un potentiomètre de précision de 5 kΩ et 0,5 W.

Transformateur d'alimentation

La tension efficace du secondaire est déterminée à l'aide de l'équation 6.1 et des données suivantes:

$$\begin{aligned} V_{\text{sortie,max}} &= 30 \text{ V} \\ V_{\text{rég}} &= 2 \text{ V} \\ V_{\text{ond.}} &= 30 \times 0,1 = 3 \text{ V} \\ V_D &= 2 \text{ V} \\ \eta &\approx 0,9 \\ V_{\text{p,nom}} &= 115 \text{ V} \\ V_{\text{p,min}} &= 115 - (115 \times 0,1) = 103,5 \text{ V} \end{aligned}$$

Nous obtenons:

$$\begin{aligned} V_{\text{s,eff}} &= \left(\frac{30 + 2 + 3 + 2}{0,9} \right) \left(\frac{115}{103,5} \right) \times 0,707 \\ V_{\text{s,eff}} &= 32,26 \text{ V} \end{aligned}$$

La valeur minimale du courant du secondaire est:

$$\begin{aligned} I_{\text{s,eff}} &= 1,8 I_{\text{sortie,max}} \\ I_{\text{s,eff}} &= 1,8 \times 1 = 1,8 \text{ A} \end{aligned}$$

Nous choisissons un transformateur d'alimentation ayant les caractéristiques suivantes: primaire de 115 V et 60 Hz et secondaire de 30 V et 2 A.

Diodes de redressement

La valeur minimale du courant direct moyen I_D de chaque diode est:

$$0,9 I_{\text{sortie,max}} = 0,9 \times 1 = 0,9 \text{ A}$$

La valeur minimale de la T.I.C. de chaque diode est:

$$\begin{aligned} \text{T.I.C.} &= 2,2 V_{\text{s,eff}} \\ \text{T.I.C.} &= 2,2 \times 30 = 66 \text{ V} \end{aligned}$$

Nous choisissons quatre diodes dont les courants directs moyens sont de 1 A et les T.I.C., de 100 V (par exemple, les diodes 1N4002).

Condensateur de filtrage

La valeur du condensateur de filtrage est déterminée à partir de l'équation 3.47:

Si la valeur de la résistance de charge est de 30 Ω et que le taux d'ondulation tolérable à l'entrée du régulateur soit de 5%, la valeur du condensateur sera:

$$C = \frac{1}{416 \times 30 \times 0,05} = 1602 \times 10^{-6} \text{ F}$$

La tension que doit pouvoir supporter le condensateur, si l'on adopte une marge de sécurité de 50%, est:

$$V_{\text{utilisation}} = \sqrt{2} \times 30 \times 1,5 = 63,6 \text{ V}$$

Nous choisissons un condensateur de filtrage de 1500 μF (ou 2000 μF) ayant une tension d'utilisation de 75 V.

Nous utilisons deux condensateurs de découplage pour améliorer la stabilité et le temps de réponse du régulateur: C_2 de 0,1 μF et C_4 de 1 μF. Le filtrage est amélioré par le condensateur C_3 de 20 μF; celui-ci supprime toute tension d'ondulation résiduelle à la sortie de l'alimentation.

Dissipateur de chaleur et fusible

La puissance maximale dissipée par le régulateur est:

$$\begin{aligned} P_{\text{D,max}} &= (V_{\text{entrée,max}} - V_{\text{sortie,min}}) I_{\text{sortie,nom}} \\ P_{\text{D,max}} &= (40 - 1,25) \times 1 \\ P_{\text{D,max}} &= 38,75 \text{ W} \end{aligned}$$

La résistance thermique jonction-ambiance est alors calculée à l'aide de la relation:

$$R_{\theta,j-a} = \frac{T_{j,\text{max}} - T_a}{P_{\text{D,max}}}$$

Si la température d'ambiance est de 25°C et si la température maximale de la jonction est de 125°C, nous obtenons:

$$R_{\theta,j-a} = \frac{125 - 25}{38,75} = 2,58^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique du dissipateur est:

$$\begin{aligned} R_{\theta,r-a} &= R_{\theta,j-a} (\text{calculé}) - R_{\theta,j-h} \\ R_{\theta,r-a} &= 2,58 - 2,3 = 0,28^\circ\text{C/W} \end{aligned}$$

Le courant du primaire du transformateur est:

$$I_p = \frac{P_s}{\eta V_p}$$

où: $P_s = V_s I_s$

$$P_s = 30 \times 2 = 60 \text{ VA}$$

Alors, nous obtenons, si η est égal à 0,85:

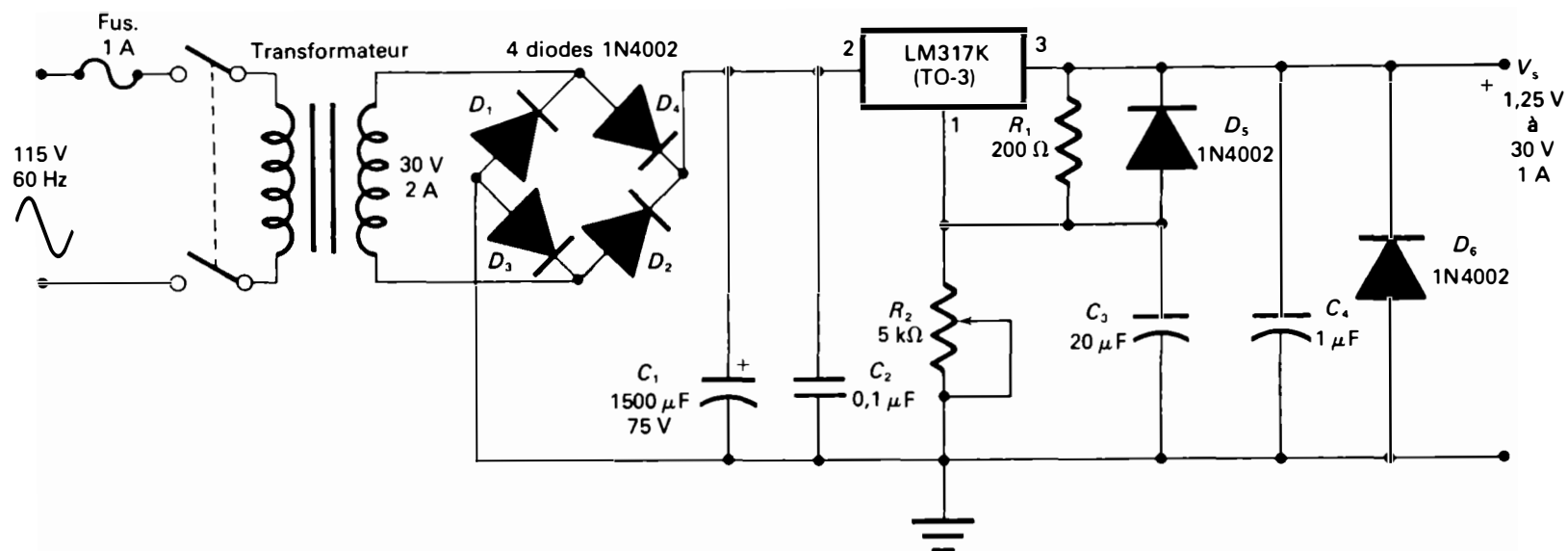


Figure 6.7 Alimentation régulée à tension ajustable: 1,25 V à 30 V et 1 A.

Nous choisissons un fusible à action lente de 125 V et 1 A. Celui-ci doit être placé à l'entrée de l'alimentation.

Remarque: La diode D_5 permet la décharge du condensateur C_3 en cas de court-circuit accidentel à la sortie de l'alimentation. De plus, la diode D_6 protège le régulateur contre des tensions inverses qui pourraient être appliquées à la sortie.

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 transformateur: 115 V/30 V et 2 A
- 6 diodes: 1N4002 ou diodes équivalentes
- C_1 : condensateur électrolytique de 1500 μF et 75 V
- C_2 : condensateur en céramique de 0,1 μF
- C_3 : condensateur électrolytique de 20 μF et 50 V
- C_4 : condensateur au tantale de 1 μF et 50 V
- C.I.: circuit intégré LM317K et boîtier TO-3
- R_1 : résistance de 200 Ω et 0,25 W (5%)
- R_2 : potentiomètre linéaire de 5 k Ω et 0,5 W
- 1 fusible: 125 V et 1 A (type 3AG), action lente
- 1 interrupteur: bipolaire à une direction; 115 V c.a.
- 1 dissipateur de chaleur: à ailettes pour boîtier TO-3

Pour limiter la puissance dissipée par le C.I., nous pouvons diminuer la tension différentielle appliquée à ses bornes en réduisant la tension du secondaire à l'aide d'un inverseur S_1 et d'une prise supplémentaire au primaire du transformateur (Figure 6.8). Les dimensions du dissipateur de chaleur pourront être réduites.

Lorsque l'inverseur est en position A , la tension du secondaire est de 18 V et la tension régulée de sortie peut varier de 1,25 V à 15 V. En position B , la tension du secondaire est de 30 V, ce qui permet d'obtenir une tension régulée de sortie ajustable entre 15 V et 30 V. Pour situer la prise 2 du primaire, nous utilisons la relation générale des transformateurs:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s}$$

Dans cette relation, le symbole N_p désigne le nombre de spires du primaire et N_s , le nombre de spires du secondaire. Nous pouvons donc écrire:

$$\frac{N_{p,1-3}}{N_s} = \frac{115}{18}$$

$$\frac{N_{p,1-2}}{N_s} = \frac{115}{30}$$

de sorte que:

$$\frac{N_{p,1-3}}{N_{p,1-2}} = \frac{30}{18} = 1,66$$

Ainsi, le nombre total de spires du primaire sera 1,66 fois le nombre de spires entre les points 1 et 2.

Supposons que le transformateur soit construit de manière à ce qu'il y ait six spires par volt. Lorsque l'inverseur est en position B , le nombre de spires au primaire sera:

$$N_{p,1-2} = 115 \times 6 = 690 \text{ spires}$$

La tension du secondaire est alors de 30 V de sorte que:

$$N_s = 30 \times 6 = 180 \text{ spires}$$

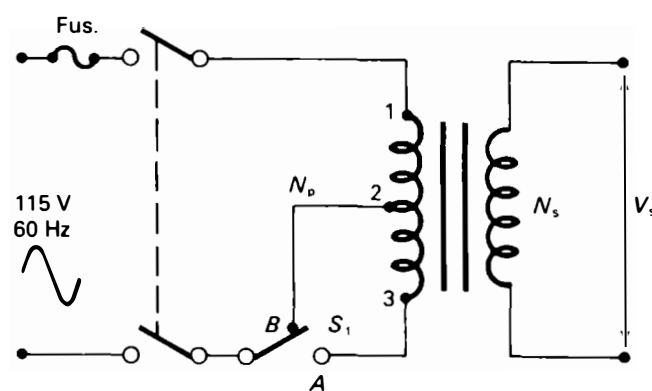


Figure 6.8 Transformateur avec prise supplémentaire permettant d'obtenir deux tensions au secondaire.

Lorsque l'inverseur est en position *A*, le nombre de spires au primaire est:

$$N_{p,1-3} = N_{p,1-2} \times 1,66$$

$$N_{p,1-3} = 690 \times 1,66 = 1150 \text{ spires}$$

Alors, la tension du secondaire est:

$$V_s = \frac{V_p N_s}{N_{p,1-3}}$$

$$V_s = \frac{115 \times 180}{1150} = 18 \text{ V}$$

6.5 ALIMENTATIONS RÉGULÉES À FORT COURANT

Les alimentations régulées à fort courant (alimentations de laboratoire ou d'équipements) fournissent des courants continus de l'ordre de 3 A à 20 A (et plus) et des tensions comprises habituellement entre 0 V et 60 V et des puissances de sortie maximales pouvant atteindre 2 kW à 3 kW. Ces alimentations utilisent soit des régulateurs de tension continue hybrides de puissance (voir le paragraphe 4.6.4), soit des régulateurs de tension continue monolithiques associés à des transistors de puissance ou à des transistors en montage Darlington.

6.5.1 Alimentation régulée à tension fixe: 5 V et 5 A

Pour réaliser cette alimentation, nous utiliserons un redresseur en pont, un filtre capacitif, un régulateur de tension fixe intégré et un transistor de puissance.

Régulateur, transistor de puissance et composants externes

Nous choisissons le régulateur de tension fixe 7805. Celui-ci fournit une tension de sortie de 5 V et un courant maxi-

mal de 1,5 A pour commander un transistor de puissance 2955 ($I_{C, \max}$ de 15 A c.c.; P_{\max} de 160 W à 25°C; h_{fe} de 20 à 70 pour I_C de 4 A c.c.; V_{CE0} de 60 V; $R_{\theta, j-b}$ de 1,17°C/W).

Le courant à la sortie du filtre (point *A* à la figure 6.9) se divise proportionnellement au rapport des résistances R_2/R_1 . Si nous désirons obtenir un courant de 5 A à la sortie, en utilisant le régulateur intégré 7805 traversé par un courant de 1 A, nous avons:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{I_{R_1}}{I_{\text{rég.}}} = \frac{4}{1}$$

Si $R_2 = 1 \Omega$, alors:

$$R_1 = \frac{R_2}{4} = \frac{1}{4} = 0,25 \Omega$$

Nous choisissons une résistance R_1 de 0,24 Ω (5%). La valeur de la résistance R_3 placée en parallèle sur la jonction base-émetteur peut être comprise entre 5 Ω et 10 Ω .

Le courant direct moyen de la diode D_5 doit au moins être égal à celui du régulateur et la chute de tension à ses bornes doit correspondre à la tension base-émetteur du transistor de puissance.

Transformateur d'alimentation

En combinant les équations 4.116 et 6.1, nous obtenons:

$$V_s = \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_{\text{rég.}} + V_{D_5} + V_{R_2} + V_{\text{ond.}} + V_D}{\eta} \right) \times \left(\frac{V_{p, \text{nom}}}{V_{p, \text{min}}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)$$

À l'aide des données suivantes, nous pouvons déterminer la tension du secondaire du transformateur:

$$V_{\text{sortie}} = 5 \text{ V}$$

$$V_{\text{rég.}} = 2 \text{ V}$$

$$V_{D_5} \approx 1 \text{ V}$$

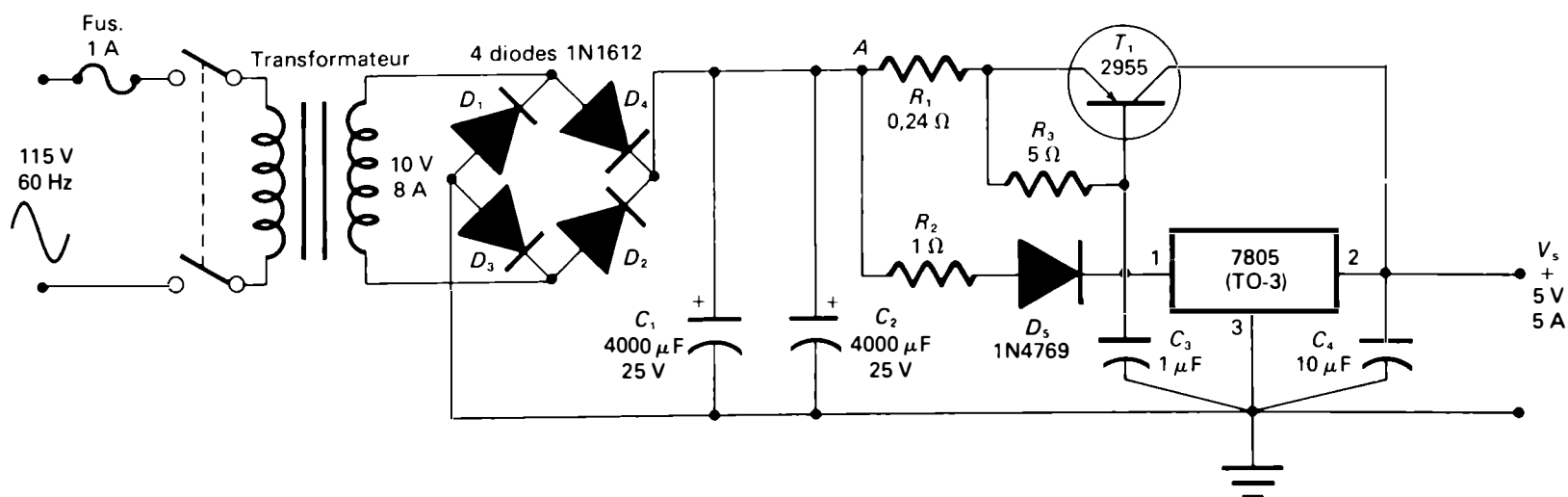


Figure 6.9 Alimentation régulée à tension fixe: 5 V et 5 A.

$$\begin{aligned}
 V_{R_2} &= 1 \text{ V} \\
 V_{\text{ond.}} &= 5 \times 0,1 = 0,5 \text{ V} \\
 V_D &= 2 \text{ V} \\
 V_{p,\text{nom}} &= 115 \text{ V} \\
 V_{p,\text{min}} &= 115 - (115 \times 0,1) = 103,5 \text{ V} \\
 \eta &= 0,9
 \end{aligned}$$

Ainsi:

$$\begin{aligned}
 V_s &= \left(\frac{5 + 2 + 1 + 1 + 0,5 + 2}{0,9} \right) \left(\frac{115}{103,5} \right) (0,707) \\
 V_s &= 10 \text{ V}
 \end{aligned}$$

Le courant du secondaire est:

$$\begin{aligned}
 I_{s,\text{eff}} &= 1,8 I_{\text{sortie,nom}} \\
 I_{s,\text{eff}} &= 1,8 \times 5 = 9 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Nous choisissons un transformateur d'alimentation ayant les caractéristiques suivantes: primaire de 115 V et 60 Hz et secondaire de 10 V (ou 9 V) et 9 A.

Diodes de redressement

La valeur minimale du courant direct moyen I_0 de chaque diode est:

$$0,9 I_{\text{sortie,nom}} = 0,9 \times 5 = 4,5 \text{ A}$$

La valeur minimale de la T.I.C. de chaque diode est:

$$2,2 V_{s,\text{eff}} = 2,2 \times 10 = 22,0 \text{ V}$$

Nous choisissons donc quatre diodes dont les courants directs moyens sont de 5 A et les T.I.C., de 50 V (par exemple, les diodes 1N1612).

Condensateur de filtrage

Nous choisissons un condensateur de filtrage dont la valeur est égale à 1500 μF par ampère, ce qui donne:

$$C = 1500 \times 5 = 7500 \mu\text{F}$$

La tension d'utilisation est égale à:

$$(\sqrt{2} V_{s,\text{eff}}) 1,5 = 1,414 \times 10 \times 1,5 = 21,2 \text{ V}$$

Nous choisissons deux condensateurs électrolytiques de 4000 μF et 25 V montés en parallèle.

Nous utilisons deux condensateurs de découplage: à l'entrée du régulateur, C_3 de 1 μF et, à la sortie, C_4 de 10 μF .

Dissipateur de chaleur et fusible

La puissance maximale dissipée par le régulateur est:

$$\begin{aligned}
 P_{D,\text{max}} &= [(\sqrt{2} V_{s,\text{eff}} - V_D - V_{R_2} - V_{D_3}) - V_{\text{sortie}}] I_{\text{rég.}} \\
 P_{D,\text{max}} &= [(1,414 \times 10 - 2 - 1 - 1) - 5] \times 1 \\
 P_{D,\text{max}} &= 5,5 \text{ W}
 \end{aligned}$$

La résistance thermique jonction-ambiance est calculée à l'aide de la relation:

$$R_{\theta,j-a} = \frac{T_{j,\text{max}} - T_a}{P_{D,\text{max}}}$$

Si la température d'ambiance est de 30°C et si la température maximale de la jonction est de 125°C, nous obtenons:

$$R_{\theta,j-a} = \frac{125 - 30}{5,5} = 17,27^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique du dissipateur est:

$$\begin{aligned}
 R_{\theta,r-a} &= R_{\theta,j-a} - R_{\theta,j-b} \\
 R_{\theta,r-a} &= 17,27^\circ\text{C/W} - 4^\circ\text{C/W} = 13,27^\circ\text{C/W}
 \end{aligned}$$

La puissance maximale dissipée par le transistor de dérivation est:

$$\begin{aligned}
 P_{D,\text{max}} &= [(\sqrt{2} V_{s,\text{eff}} - V_D - V_{R_1}) - V_{\text{sortie}}] I_{T_1} \\
 P_{D,\text{max}} &= [(1,414 \times 10 - 2 - 1) - 5] \times 4 \\
 P_{D,\text{max}} &= 24,56 \text{ W}
 \end{aligned}$$

La résistance thermique jonction-ambiance est, si la température maximale de la jonction est de 150°C:

$$R_{\theta,j-a} = \frac{150 - 30}{24,56} = 4,88^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique du radiateur requis par le transistor MJ2955 est:

$$R_{\theta,r-a} = 4,88 - 1,17 = 3,71^\circ\text{C/W}$$

Nous utilisons deux dissipateurs de chaleur pour boîtier TO-3. Dans le cas du C.I. 7805, la résistance thermique doit être inférieure à 13°C/W, alors que dans le cas du transistor MJ2955, elle doit être inférieure à 3°C/W. Le régulateur et le transistor peuvent être placés sur un seul dissipateur. Celui-ci doit alors avoir la plus faible résistance thermique (inférieure à 3°C/W).

Le courant primaire du transformateur est égal à:

$$I_p = \frac{P_s}{\eta V_p}$$

où:

$$P_s = V_s I_s$$

$$P_s = 10 \times 9 = 90 \text{ VA}$$

de sorte que:

$$I_p = \frac{90}{0,85 \times 115} = 0,920 \text{ A}$$

Nous utilisons un fusible à action lente de 125 V et 1 A. Celui-ci doit être placé à l'entrée de l'alimentation.

LISTE DES COMPOSANTS

1 transformateur: 115 V/10 V et 9 A
 D_1 à D_4 : 4 diodes 1N1612 ou diodes équivalentes
 D_5 : diode IN4769
 C_1 et C_2 : 2 condensateurs électrolytiques de 4000 μF et 25 V

C_3 : condensateur au tantale (solide) de 0,1 μF et 25 V
 C_4 : condensateur au tantale (solide) de 10 μF et 25 V
 R_1 : résistance de 0,24 Ω et 8 W (5%)
 R_2 : résistance de 1 Ω et 2 W (5%)
 R_3 : résistance de 5 Ω et 0,5 W (5%)
 1 circuit intégré: 7805 et boîtier métallique TO-3
 T_1 : transistor MJ2955
 1 fusible: 125 V et 1 A (type 3AG), action lente
 1 interrupteur: bipolaire à une direction, 115 V c.a.
 2 dissipateurs de chaleur pour boîtier TO-3 (résistances thermiques: 13°C/W pour le régulateur 7805 et 3°C/W pour le transistor MJ2955)

Remarque: Ce circuit peut être employé avec d'autres régulateurs intégrés, comme ceux de 6 V, 8 V, 12 V ou 15 V (par exemple, les C.I. des séries LM78 ou LM340).

RÉSUMÉ

La conception d'une alimentation à courant continu consiste à tracer le schéma du circuit et à calculer les valeurs des divers composants requis. Les calculs sont effectués en fonction de deux éléments connus au départ:

- *source d'énergie en courant alternatif*: tension nominale et fréquence;
- *caractéristiques de sortie désirées*: tension continue de sortie (positive ou négative, fixe ou ajustable), courant nominal de sortie, taux d'ondulation et taux de régulation tolérés par l'utilisation.

Les principales étapes de la conception d'une alimentation régulée sont:

— Choix du régulateur

Le régulateur de tension peut être linéaire (à composants discrets ou à circuits intégrés) ou à découpage.

— Choix du transformateur d'alimentation

Il faut calculer les valeurs suivantes:

Tension nominale du secondaire

$$V_{s, \text{eff}} = \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_{\text{rég.}} + V_{\text{ond.}} + V_D}{\eta} \right) \times \left(\frac{V_{p, \text{nom}}}{V_{p, \text{min}}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)$$

Courant nominal du secondaire

Dans le cas d'un redresseur double alternance à montage va-et-vient et à filtre capacitif, on utilise la relation:

$$I_{s, \text{eff}} = 1,2 I_{\text{sortie, nom}}$$

Dans le cas d'un redresseur double alternance à montage en pont et à filtre capacitif, on utilise la relation:

$$I_{s, \text{eff}} \approx 1,8 I_{\text{sortie, nom}}$$

Puissance nominale du transformateur exprimée en volt-ampères

$$P_{\text{nom}} = V_{s, \text{eff}} I_{s, \text{eff}}$$

— Choix des diodes de redressement

Il faut déterminer les principales caractéristiques suivantes:

Courant direct moyen, I_0

Dans le cas d'un redresseur double alternance à montage va-et-vient, on utilise:

$$I_0 = 0,9 I_{\text{sortie, nom}}$$

Dans le cas d'un redresseur double alternance à montage en pont, on utilise la relation:

$$I_0 = 0,9 I_{\text{sortie, nom}}$$

Courant direct de surcharge répétitif, I_{FRM}

La valeur du courant direct de surcharge répétitif dépend des valeurs du courant nominal de sortie et du condensateur de filtrage. Les diodes de redressement peuvent supporter, pendant une période, des courants de surcharge de l'ordre de 5 à 10 fois la valeur de leur courant moyen. Pendant un temps très court (100 μs), elles peuvent supporter un courant de surcharge de l'ordre de 30 à 40 fois la valeur de leur courant moyen.

Tension inverse de crête répétitive, V_{RRM}

Si l'on adopte une marge de sécurité de 50%, on utilise la relation suivante dans le cas d'un redresseur double alternance à montage va-et-vient:

$$\text{T.I.C.} = 4,3 V_{s, \text{eff}} \text{ du demi-secondaire}$$

Dans le cas d'un redresseur double alternance à montage en pont, on utilise la relation:

$$\text{T.I.C.} = 2,2V_{s,\text{eff}}$$

— *Choix du condensateur de filtrage*

La valeur du condensateur de filtrage dépend du courant nominal de sortie, du taux d'ondulation tolérable à l'entrée du régulateur et de la fréquence de la source d'alimentation utilisée. En pratique, on utilise habituellement des condensateurs de filtrage dont les valeurs se situent entre $1000 \mu\text{F}$ et $2000 \mu\text{F}$ par ampère pour une fréquence du secteur de 60 Hz ou de 50 Hz.

Le condensateur de filtrage doit pouvoir supporter une tension supérieure à la tension maximale à vide ($\sqrt{2}V_{s,\text{eff}}$) que peut fournir le secondaire du transformateur. En pratique, on choisit:

$$\text{Tension d'utilisation} = 2V_{s,\text{eff}} \text{ (ou plus)}$$

— *Choix des autres éléments*

Les autres éléments de l'alimentation sont les fils, les câbles, les fusibles, les interrupteurs, les dissipateurs de chaleur, etc.

La résistance thermique des dissipateurs de chaleur requis par les régulateurs de tension est calculée à

l'aide de la relation:

$$R_{\theta,r-a} = \frac{T_{j,\text{max}} - T_a}{P_{D,\text{max}}} - R_{\theta,j-b} - R_{\theta,b-r}$$

Pour obtenir une bonne fiabilité du montage, il faut prévoir des marges de sécurité suffisantes lors des calculs et du choix des composants électroniques. Lorsque la conception est achevée, on peut alors procéder à la réalisation pratique qui comprend les phases suivantes:

- fabrication du circuit imprimé;
- implantation et montage des éléments;
- câblage et soudage des connexions;
- installation dans un coffret métallique;
- vérification et tests de contrôle.

Dans ce chapitre, nous avons présenté, à titre d'exemples, quelques projets simples d'alimentations régulées utilisant des circuits intégrés courants. Nous avons voulu exposer une méthode pratique de calcul des divers composants requis, qui permette quand même d'obtenir des résultats satisfaisants. Nous espérons que la mise en pratique des notions acquises au cours des précédents chapitres vous incitera à approfondir le sujet et vous permettra de réaliser les alimentations dont vous aurez besoin.

7

Redressement polyphasé

PRÉSENTATION

Dans les applications industrielles exigeant des puissances importantes en courant continu, telles que l'électrométaballurgie, l'électrochimie (fabrication de l'aluminium), la traction électrique par réseau à courant continu (métro, trains), les redresseurs polyphasés alimentés par le réseau de distribution triphasé jouent un rôle important. Les principales raisons de leur utilisation sont les suivantes:

- l'énergie électrique fournie par les centrales à courant alternatif est distribuée sous forme de courants triphasés;
- les diodes semi-conductrices de puissance sont utilisées de façon optimale dans les circuits redresseurs polyphasés, ce qui fournit un excellent rendement pour la conversion du courant alternatif en courant continu;
- les taux d'ondulation obtenus sans l'intermédiaire de filtres sont faibles.

Dans ce chapitre, nous étudierons les différents montages redresseurs polyphasés conçus pour fournir des puissances continues généralement supérieures à 3 kW. Nous présenterons d'abord les notions essentielles et les relations fondamentales des courants alternatifs triphasés. Nous analyserons ensuite le fonctionnement des principaux montages redresseurs polyphasés, puis nous calculerons les valeurs des tensions et des courants redressés de sortie dans une charge résistive pour chacun des montages redresseurs polyphasés étudiés. Enfin, nous déterminerons les caractéristiques requises pour les diodes de redressement et les transformateurs d'alimentation.

CONTENU

- 7.1 Notions fondamentales sur les courants triphasés
 - 7.2 Relations générales sur les tensions et les courants des redresseurs polyphasés
 - 7.3 Redresseur triphasé en étoile à simple alternance
 - 7.4 Redresseur triphasé en étoile zigzag à simple alternance
 - 7.5 Redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance
 - 7.6 Redresseur dodécaphasé
 - 7.7 Redresseur triphasé en pont
 - 7.8 Redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase
-

OBJECTIFS

Connaître les définitions et les relations fondamentales des courants triphasés.

Analyser le fonctionnement des principaux montages de redresseurs industriels polyphasés.

Calculer, en fonction des tensions polyphasées d'alimentation, les valeurs des tensions et des courants de sortie pour chacun des montages redresseurs analysés.

Déterminer le taux d'ondulation, le facteur d'utilisation du transformateur et le rendement global des principaux montages de redresseurs polyphasés.

Spécifier les caractéristiques nominales des composants essentiels des montages redresseurs polyphasés.

7.1 NOTIONS FONDAMENTALES SUR LES COURANTS TRIPHASÉS

Un système de distribution polyphasé est constitué d'un ensemble de plusieurs circuits monophasés alimentés par des forces électromotrices de même fréquence. Le nombre de circuits monophasés faisant partie d'un système polyphasé est appelé *nombre de phases* et chaque circuit monophasé est appelé *phase du système polyphasé*, ce qu'il ne faut pas confondre avec la phase d'une tension ou d'un courant.

Le système de distribution triphasé, qui est le plus répandu des systèmes polyphasés, peut être considéré comme une combinaison de trois générateurs alternatifs produisant chacun des tensions de forme sinusoïdale, de même amplitude et de même fréquence. Les trois générateurs sont branchés de façon à ce qu'il y ait un angle de déphasage de 120° entre chacune de leurs tensions. Autrement dit, le secteur triphasé est un ensemble de trois tensions alternatives, de même amplitude et de même fréquence, déphasées l'une par rapport à l'autre d'un angle de $2\pi/3$ rad (soit 120°) ou décalées dans le temps d'un tiers de période (Figure 7.1.a). Les valeurs instantanées des trois tensions à l'instant t sont:

$$e_1 = E_{\max} \sin \omega t \quad (7.1)$$

$$e_2 = E_{\max} \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (7.2)$$

$$\text{ou: } e_3 = E_{\max} \sin(\omega t - 240^\circ) \quad (7.3)$$

$$e_3 = E_{\max} \sin(\omega t + 120^\circ)$$

Rappelons que:

$$E_{\max} = \sqrt{2}E_{\text{eff}}$$

où E_{\max} désigne la valeur maximale de chaque tension et E_{eff} , la valeur efficace de chaque tension.

Comme la fréquence est la même pour chaque tension, nous pouvons écrire sous forme polaire:

$$E_1 = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ = E_{\text{eff}} \angle 0^\circ \quad (7.4)$$

$$E_2 = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} \angle -120^\circ = E_{\text{eff}} \angle -120^\circ \quad (7.5)$$

$$E_3 = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} \angle -240^\circ = E_{\text{eff}} \angle -240^\circ \quad (7.6)$$

$$E_3 = E_{\text{eff}} \angle 120^\circ$$

Le diagramme vectoriel de ces trois tensions est représenté à la figure 7.1.b.

Un système triphasé est équilibré lorsque les trois tensions sont égales et régulièrement déphasées de 120° et lorsque les impédances des trois phases sont identiques.

À chaque instant, la somme des tensions (et des intensités) des trois courants d'un système triphasé équilibré est nulle:

$$\vec{e}_1 + \vec{e}_2 + \vec{e}_3 = 0 \quad (7.7)$$

$$\vec{i}_1 + \vec{i}_2 + \vec{i}_3 = 0 \quad (7.8)$$

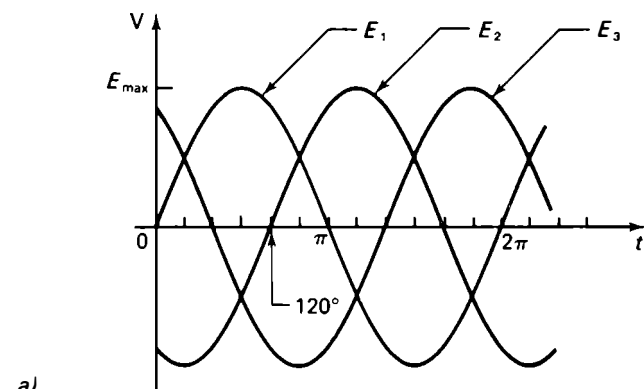
7.1.1 Rapport entre les tensions simples et les tensions composées d'un système triphasé

Dans un système triphasé à quatre conducteurs (Figures 7.2.a et 7.2.b), on appelle *tension simple* la différence de potentiel qui existe entre n'importe lequel des conducteurs, L_1 , L_2 ou L_3 , et le conducteur neutre N . La tension simple apparaissant entre le conducteur neutre et la borne opposée de chacun des trois enroulements est aussi appelée *tension par phase* (ou, encore, *tension entre la phase et le neutre*).

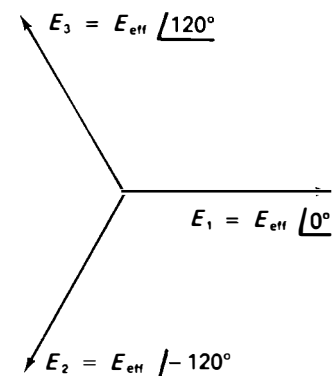
On appelle *tension composée* la différence de potentiel qui existe entre n'importe lequel des conducteurs du système triphasé. Cette tension est aussi appelée *tension de ligne*. Les tensions simples et les tensions composées sont représentées vectoriellement à la figure 7.2.c.

À l'aide de la figure 7.2.c, nous pouvons écrire:

$$AO = AN \cos 30^\circ = AN \sqrt{3}/2$$



a)



b)

Figure 7.1 a) Tensions triphasées sinusoïdales; b) diagramme vectoriel des trois tensions triphasées E_1 , E_2 et E_3 .

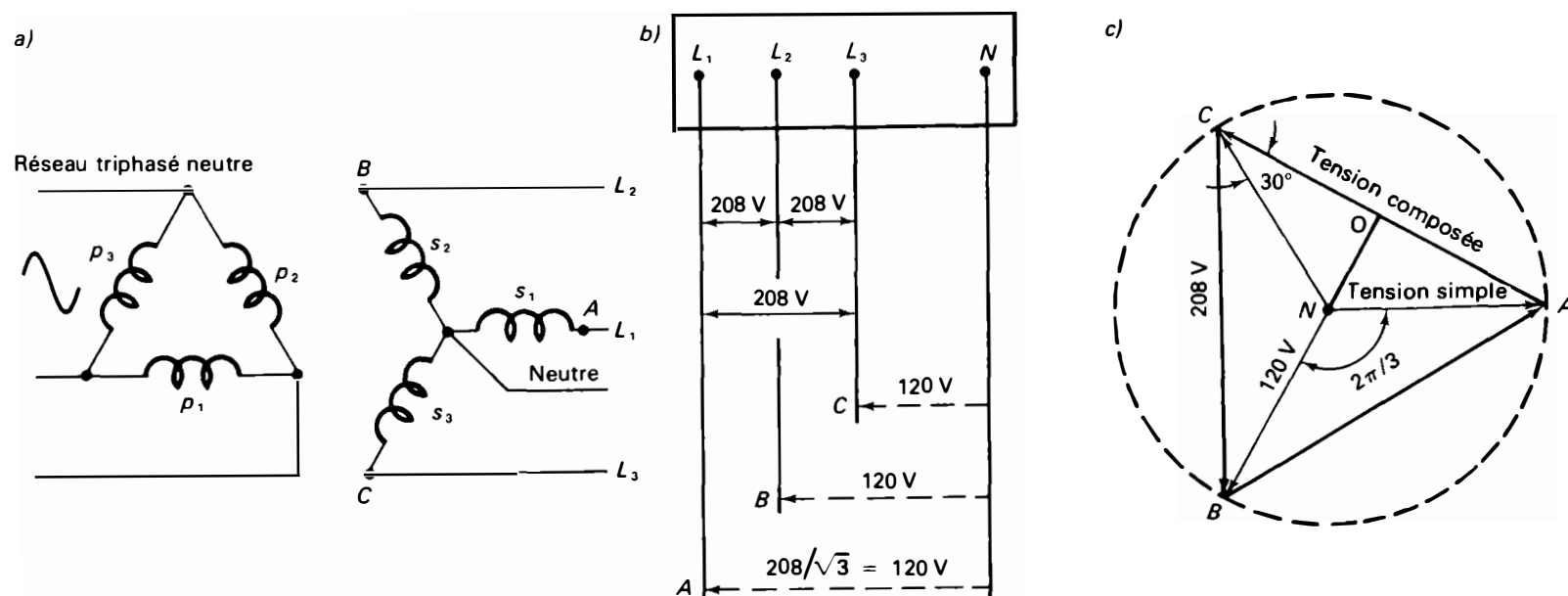


Figure 7.2 Tensions fournies par un secteur triphasé: a) et b) système triphasé à quatre conducteurs 120 V/208 V; c) diagramme vectoriel des tensions simples et composées d'un système triphasé.

et: $AC = 2AO = 2(AN\sqrt{3}/2) = AN\sqrt{3}$

Nous déduisons que dans un système triphasé à quatre conducteurs, la tension composée est égale à la tension simple multipliée par le facteur $\sqrt{3}$:

$$\boxed{\text{Tension composée} = \sqrt{3} (\text{Tension simple})} \quad (7.9)$$

$$E_{\text{composé}} = 1,732E_{\text{simple}}$$

Les tensions composées sont également déphasées l'une par rapport à l'autre d'un angle de 120° ou décalées, dans le temps, d'un tiers de période. De plus, chaque tension composée se trouve déphasée d'un angle de 30° par rapport à une tension simple (Figure 7.2.c).

Exemple 7.1

Dans le système de distribution triphasé à quatre conducteurs 120/208 V - 60 Hz de la figure 7.2, nous pouvons vérifier l'équation 7.9.

Solution

$$E_{\text{composé}} = 1,732E_{\text{simple}}$$

$$208 \approx 1,732 \times 120$$

Les équations, sous forme polaire, des tensions simples et des tensions composées du système de distribution triphasé 120/208 V - 60 Hz sont:

Tensions simples	Tensions composées
$V_{AN} = 120 \angle 0^\circ$	$V_{AB} = 208 \angle 30^\circ$
$V_{BN} = 120 \angle -120^\circ$	$V_{BC} = 208 \angle -90^\circ$
$V_{CN} = 120 \angle -240^\circ$	$V_{CA} = 208 \angle -210^\circ$

En résumé, un système de distribution de courants triphasés à quatre conducteurs 120/208 V - 60 Hz permet de disposer, selon le branchement:

- d'une tension alternative simple entre un fil de ligne et le fil neutre: E_{simple} ou E_{phase} de 120 V et 60 Hz;
- d'une tension alternative composée entre deux fils de ligne: $E_{\text{composé}}$ ou E_{ligne} de 208 V et 60 Hz;
- des tensions triphasées alternatives de 120 V et 60 Hz;
- des tensions triphasées alternatives de 208 V et 60 Hz.

Les réseaux de distribution triphasés les plus couramment utilisés au Canada fournissent des tensions dont les principales valeurs standard sont, en basse tension, de 600 V, 347/600 V, 120/208 V et, en moyenne tension, de 2,4 kV, 4 kV, 12 kV, 25 kV, 34,5 kV, etc.

Remarque: D'une façon générale, on peut définir un système de distribution polyphasé équilibré à n phases comme un ensemble de n tensions sinusoïdales, de même amplitude et de même fréquence, respectivement déphasées d'un angle de $2\pi/n$ rad.

Ainsi, dans l'alimentation de circuits redresseurs industriels, on emploie souvent des tensions hexaphasées (six phases) et même dodécaphasées (douze phases). Un système de tensions hexaphasées se compose de six tensions alternatives, de même amplitude et de même fréquence, décalées dans le temps d'un sixième de période, ce qui correspond à un angle de $2\pi/6$ rad, soit 60° . On obtient facilement, à l'aide des transformateurs appropriés, des tensions hexaphasées à partir d'un système de distribution triphasé.

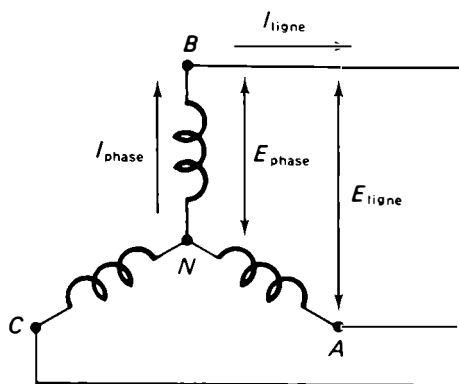


Figure 7.3 Montage étoile à trois fils.

7.1.2 Montages utilisés dans un système de distribution triphasé

Dans un système de distribution triphasé, les générateurs et les charges peuvent être branchés selon deux types de montages: le *montage étoile* (comportant trois ou quatre fils) et le *montage triangle*.

Montage étoile à trois fils

Le *montage étoile à trois fils* (symbole: Y) est un système de trois phases, dont l'une des extrémités est reliée en un point commun appelé *neutre* (Figure 7.3). Dans un circuit triphasé équilibré en montage étoile, l'intensité dans chaque conducteur de ligne est égale à l'intensité qui circule dans chaque phase:

$$I_{\text{ligne}} = I_{\text{phase}} \quad (7.10)$$

La tension entre deux conducteurs de ligne (tension de ligne) est égale à la tension aux bornes d'un enroulement (tension de phase) multipliée par le facteur $\sqrt{3}$.

$$E_{\text{ligne}} = \sqrt{3}E_{\text{phase}} \quad (7.11)$$

Montage étoile à quatre fils

Le *montage étoile à quatre fils* comprend un fil supplémentaire, appelé *fil neutre* (Figure 7.4), qui assure un bon

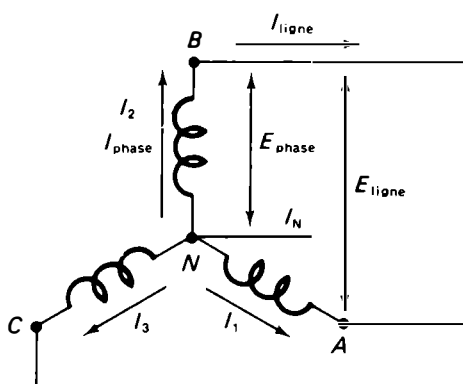


Figure 7.4 Montage étoile à quatre fils.

fonctionnement du circuit lorsque les trois branches ne sont pas identiques. Le fil neutre est parcouru par un courant quand le circuit est déséquilibré. Si, dans un circuit déséquilibré en montage étoile, le fil neutre d'alimentation est supprimé, les tensions simples sont inégales, créant ainsi un fonctionnement défectueux. Certains appareils peuvent être alors détériorés à cause d'une surtension.

La tension simple entre un conducteur de ligne et le fil neutre est appelée *tension de phase*, E_{phase} . La tension composée entre deux conducteurs de ligne, appelée *tension de ligne*, est égale à la tension de phase multipliée par le facteur $\sqrt{3}$.

$$E_{\text{ligne}} = \sqrt{3}E_{\text{phase}} \quad (7.12)$$

L'intensité du courant circulant dans un conducteur de ligne est égale à l'intensité du courant qui circule dans la phase correspondante.

$$I_{\text{ligne}} = I_{\text{phase}} \quad (7.13)$$

Lorsque le circuit est équilibré, aucun courant ne circule dans le fil neutre:

$$I_{\text{neutre}} = 0$$

Lorsque le circuit est déséquilibré, un courant circule dans le fil neutre de sorte que:

$$\vec{i}_1 + \vec{i}_2 + \vec{i}_3 = \vec{i}_N$$

La valeur du courant circulant dans le fil neutre est fonction des courants I_1 , I_2 et I_3 circulant dans chacune des trois phases correspondantes (Figure 7.4):

$$I_{\text{neutre}} = \sqrt{\left(I_1 - \frac{I_2 + I_3}{2}\right)^2 + \frac{3}{4}(I_3 - I_2)^2} \quad (7.14)$$

Montage triangle

Le *montage triangle* (symbole: Δ) est un système de trois phases réunies en série et dont chaque connexion est reliée à un conducteur de ligne (Figure 7.5).

Dans un circuit triphasé monté en triangle, l'intensité circulant dans chaque conducteur de ligne est égale à

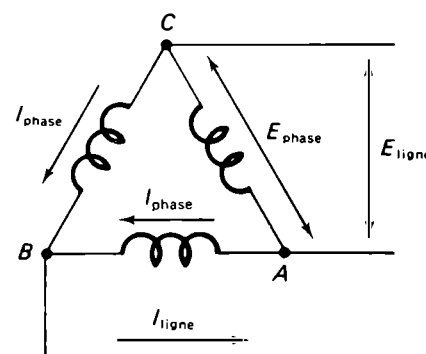


Figure 7.5 Montage triangle.

l'intensité qui circule dans chaque phase multipliée par le facteur $\sqrt{3}$:

$$I_{\text{ligne}} = \sqrt{3} I_{\text{phase}} \quad (7.15)$$

La tension de ligne (tension entre deux conducteurs de ligne) est égale à la tension de phase (tension aux bornes d'un enroulement):

$$E_{\text{ligne}} = E_{\text{phase}} \quad (7.16)$$

Puissances dans un système triphasé

Dans un système triphasé équilibré monté en étoile ou en triangle, les puissances de chaque phase sont égales. La puissance totale fournie par le système correspond donc à la somme des puissances de chaque phase:

$$\begin{aligned} P_{\text{tot}} &= P_1 + P_2 + P_3 \\ P_{\text{tot}} &= 3P_{\text{phase}} \end{aligned} \quad (7.17)$$

La puissance active dans un circuit triphasé équilibré en étoile est:

$$P_{\text{actif}} = 3E_{\text{phase}} I_{\text{phase}} \cos \varphi \quad (7.18)$$

où φ désigne l'angle de déphasage entre la tension de phase et le courant de phase.

Dans un circuit triphasé en triangle, la puissance active est:

$$P_{\text{actif}} = \sqrt{3} E_{\text{ligne}} I_{\text{ligne}} \cos \varphi \quad (7.19)$$

D'une façon générale, la puissance apparente totale transportée par une ligne triphasée pour un circuit équilibré est donné par la relation:

$$P_{\text{apparent}} = \sqrt{3} E_{\text{ligne}} I_{\text{ligne}} \quad (7.20)$$

La puissance réactive dans un circuit triphasé équilibré est:

$$P_{\text{réactif}} = \sqrt{3} E_{\text{ligne}} I_{\text{ligne}} \sin \varphi \quad (7.21)$$

Les relations entre les puissances active, apparente et réactive dans les circuits triphasés équilibrés sont les mêmes que celles dans les circuits monophasés. Nous avons donc:

$$P_{\text{apparent}} = \sqrt{(P_{\text{actif}})^2 + (P_{\text{réactif}})^2} \quad (7.22)$$

Enfin, le facteur de puissance est donné par la relation:

$$\cos \varphi = \frac{P_{\text{actif}}}{P_{\text{apparent}}} \quad (7.23)$$

Exemple 7.2

Dans le système de distribution triphasé représenté à la figure 7.6, la charge équilibrée comprend trois récepteurs montés en triangle et ayant chacun une puissance apparente de 15 kVA. Cette charge est reliée à une alimentation triphasée dont la tension de ligne est de 208 V.

Calculez:

- les modules des courants circulant dans les lignes et dans les récepteurs;
- la puissance active consommée par les trois récepteurs, sachant que le facteur de puissance est de 0,90.

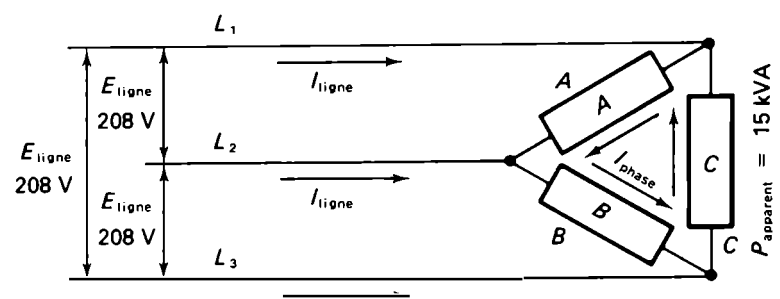


Figure 7.6 Système de distribution triphasé de l'exemple 7.2.

Solution

- Pour chaque récepteur, nous avons:

$$P_{\text{apparent}} = E_{\text{ligne}} I_{\text{phase}}$$

de sorte que:

$$I_{\text{phase}} = \frac{P_{\text{apparent}}}{E_{\text{ligne}}} = \frac{15\,000}{208}$$

$$I_{\text{phase}} = 72,115 \text{ A}$$

Les courants de ligne sont égaux puisque la charge est équilibrée:

$$I_{\text{ligne}} = \sqrt{3} I_{\text{phase}} = \sqrt{3} \times 72,115$$

$$I_{\text{ligne}} = 124,90 \text{ A}$$

- La puissance active totale consommée par les récepteurs est donnée par l'équation 7.19:

$$P_{\text{tot}} = \sqrt{3} E_{\text{ligne}} I_{\text{ligne}} \cos \varphi$$

$$P_{\text{tot}} = \sqrt{3} \times 208 \times 124,90 \times 0,90$$

$$P_{\text{tot}} = 40,497 \text{ kW}$$

À titre de vérification, nous pouvons également calculer la puissance active totale à l'aide de l'équation 7.23. En effet, nous avons:

$$P_{\text{actif}} = P_{\text{apparent}} \cos \varphi$$

$$P_{\text{tot}} = 3P_{\text{actif}}$$

de sorte que:

$$P_{\text{tot}} = 3P_{\text{apparent}} \cos \varphi$$

$$P_{\text{tot}} = 3 \times 15 \times 0,90 = 40,5 \text{ kW}$$

7.1.3 Les transformateurs triphasés

Tout comme dans le cas des lignes monophasées, on utilise des transformateurs pour élever ou abaisser la tension des lignes triphasées. Pour modifier la tension fournie par un réseau de distribution triphasé, on peut employer trois transformateurs monophasés identiques ou des transformateurs triphasés comprenant trois enroulements primaires et trois enroulements secondaires bobinés sur le même noyau magnétique (Figures 7.7.a et 7.7.b).

Les enroulements primaires, qui sont reliés au réseau de distribution, et les enroulements secondaires, qui ali-

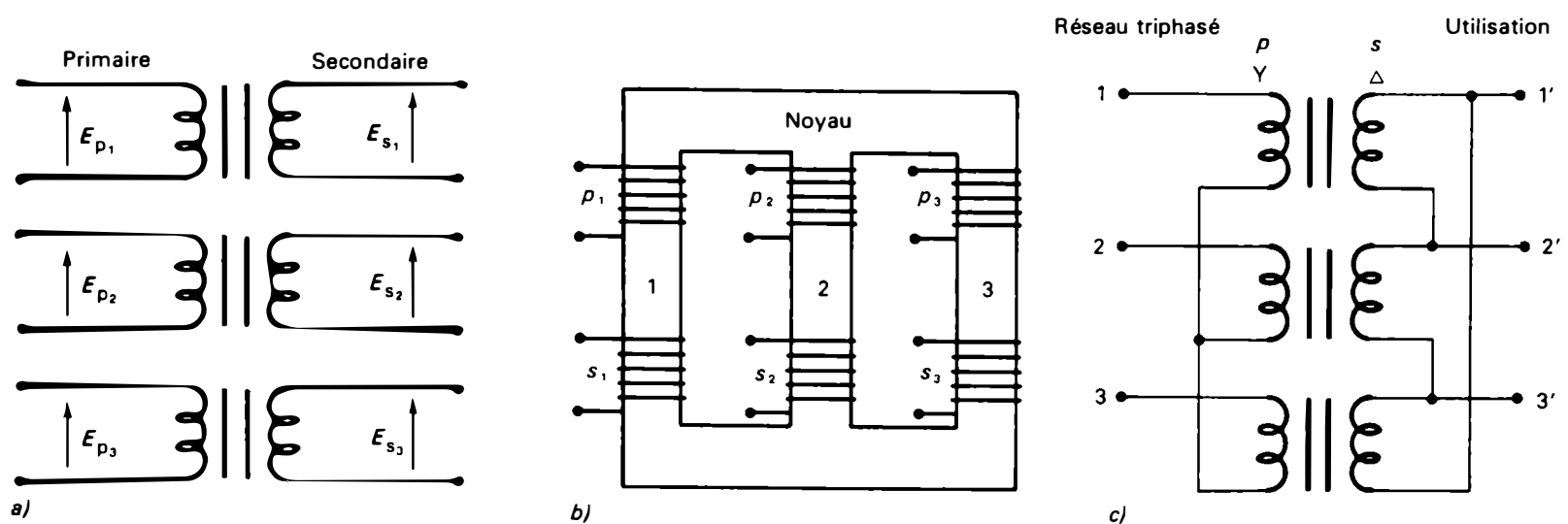


Figure 7.7 Transformateur triphasé: a) enroulements; b) représentation schématique; c) branchements des enroulements.

mentent les circuits d'utilisation, peuvent être montés soit en triangle soit en étoile. Les principaux couplages des enroulements de transformateurs triphasés sont représentés à la figure 7.8.

Pour répartir la charge sur plusieurs noyaux dans le cas de déséquilibre d'une phase ou pour éviter la saturation du noyau dans certains montages redresseurs, on utilise parfois un montage en étoile particulier, le *montage en zigzag* (Figure 7.9). Chaque phase comprend deux demi-bobines

placées sur deux noyaux différents et connectées en série en sens inverse. L'ensemble des trois phases est monté en étoile avec une borne neutre. Comme les tensions ne sont pas en phase dans les deux demi-bobines en série, la tension résultante entre la borne neutre et la borne d'une phase est égale à:

$$E_{NA} = \sqrt{3}E_{s_{1,a}} \quad (7.24)$$

où $E_{s_{1,a}}$ désigne la tension aux bornes d'une demi-bobine.

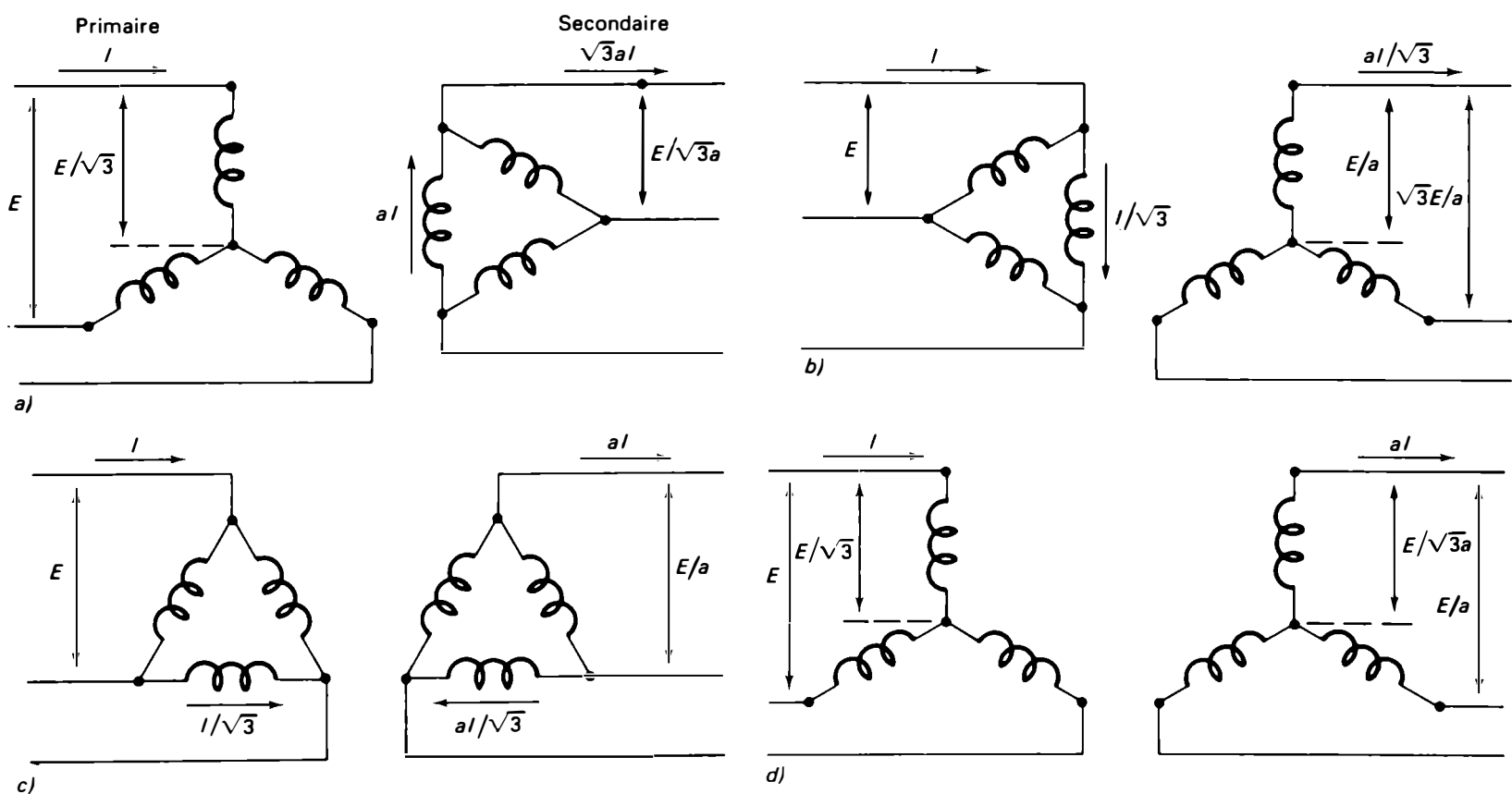


Figure 7.8 Couplage des enroulements de transformateurs triphasés. Le symbole E désigne la tension de ligne alimentant les enroulements primaires alors que le symbole I désigne le courant de ligne circulant dans les enroulements primaires. Le rapport de transformation est $a = N_p/N_s$.

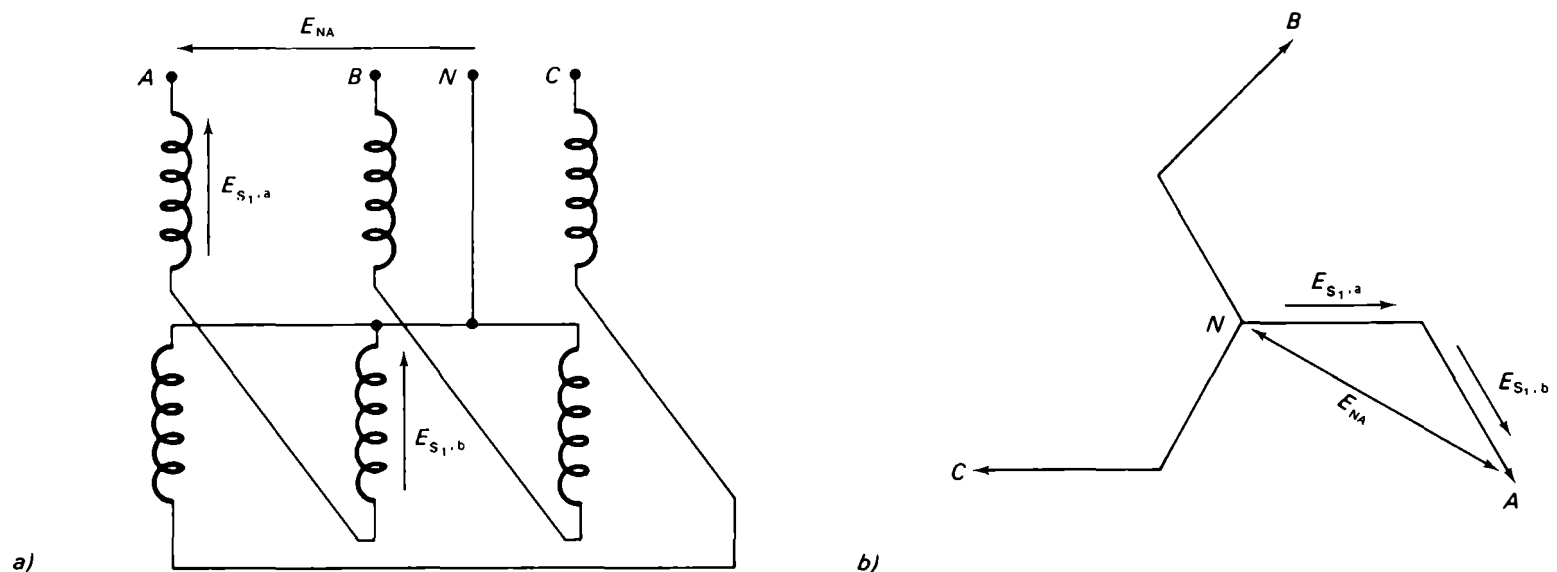


Figure 7.9 a) Secondaire connecté en étoile zigzag; b) diagramme vectoriel des tensions secondaires.

Dans l'alimentation de redresseurs industriels hexaphasés, on obtient les courants hexaphasés en connectant ensemble les trois points milieux des enroulements secondaires, pour former la borne neutre, et en branchant six lignes aux extrémités libres des enroulements (Figure 7.10).

Rendement des transformateurs triphasés

Comme dans le cas des transformateurs monophasés, le rendement des transformateurs triphasés est donné par la relation:

$$\eta \% = \left(\frac{\text{Puissance obtenue au secondaire}}{\text{Puissance fournie au primaire}} \right) \times 100$$

La puissance fournie au primaire d'un transformateur triphasé est égale à la somme de la puissance obtenue au secondaire et des pertes dans le transformateur. Celles-ci comprennent les pertes par hystérésis et par courants de

Foucault dans le fer (noyau magnétique) ainsi que les pertes par effet Joule dans le cuivre (enroulements):

$$P_p = P_s + \text{Pertes dans le fer} + \text{Pertes dans le cuivre}$$

de sorte que:

$$\eta \% = \left(\frac{\text{Puissance obtenue au secondaire}}{\text{Puissance obtenue au secondaire} + \text{Pertes}} \right) \times 100$$

Le rendement des transformateurs triphasés industriels est très élevé, généralement supérieur à 96%; il peut atteindre 99% dans le cas de transformateurs de grosses puissances.

Considérons le transformateur à couplage triangle-étoile de la figure 7.11. Dans ce transformateur triphasé, la puissance active fournie par le réseau au primaire monté en triangle est:

$$P_p = 3E_{\text{phase},p} I_{\text{phase},p} \cos \varphi$$

Dans le montage en triangle, nous avons:

$$E_{\text{phase},p} = E_{\text{ligne},p} \quad \text{et} \quad I_{\text{ligne},p} = \sqrt{3} I_{\text{phase},p}$$

de sorte que:

$$P_p = \sqrt{3} E_{\text{ligne},p} I_{\text{ligne},p} \cos \varphi$$

où φ désigne l'angle de déphasage entre la tension de phase et le courant de phase.

La puissance active obtenue, en charge, au secondaire monté en étoile est:

$$P_s = 3E_{\text{phase},s} I_{\text{phase},s} \cos \varphi$$

Comme dans le montage en étoile, nous avons:

$$E_{\text{phase},s} = E_{\text{ligne},s} / \sqrt{3} \quad \text{et} \quad I_{\text{phase},s} = I_{\text{ligne},s}$$

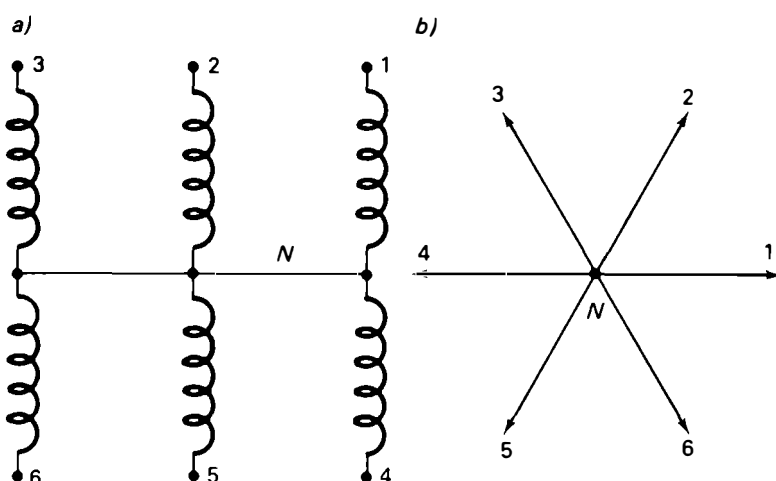


Figure 7.10 a) Secondaire connecté en mode hexaphasé; b) diagramme vectoriel des tensions secondaires.

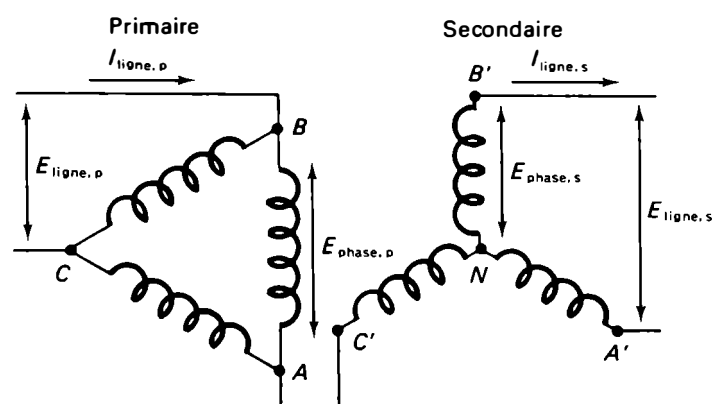


Figure 7.11 Couplage triangle-étoile des enroulements d'un transformateur triphasé.

de sorte que:

$$P_s = \sqrt{3} E_{\text{ligne},s} I_{\text{ligne},s} \cos \varphi$$

où φ désigne l'angle de déphasage entre la tension de phase et le courant de phase.

Remarque: La plaque signalétique d'un transformateur triphasé porte habituellement les indications suivantes:

- Puissance nominale du transformateur en kilovoltampères (kVA).
- Tension aux enroulements secondaires.
- Tension aux enroulements primaires.
- Fréquence d'utilisation.
- Schéma des connexions des enroulements primaire et secondaire.
- Schéma vectoriel correspondant et indication du décalage angulaire entre les forces électromotrices aux secondaires par rapport aux tensions primaires correspondantes.
- Température d'échauffement des enroulements.
- Mode de refroidissement du transformateur: circulation naturelle de l'air, de l'huile ou des deux; circulation forcée de l'air, de l'huile ou des deux.
- Masse du transformateur: noyau et enroulement; cuve; huile; réfrigérant.

Refroidissement des transformateurs triphasés de puissance

Bien que leurs rendements soient excellents, les gros transformateurs triphasés perdent sous forme de chaleur une puissance importante. Ainsi, un transformateur de 10 000 kVA, dont le rendement est de 99%, dégage, sous forme de chaleur, une puissance de 100 kW. Il faut donc le refroidir efficacement pour éviter une élévation dangereuse de la température. Dans le cas des transformateurs d'une puissance inférieure à 30 kVA, le refroidissement

par l'air ambiant peut être suffisant. Les transformateurs plus puissants sont plongés dans une cuve d'huile; cette cuve est en tôle ondulée afin d'en augmenter la surface de refroidissement. Pour les transformateurs de très grosses puissances, des moyens de refroidissement plus énergiques sont employés: utilisation de serpentins parcourus par un courant d'eau froide et plongés dans l'huile; emploi de pompes pour faire circuler l'huile ou de ventilateurs pour refroidir les radiateurs dans lesquels l'huile circule par convection.

Les symboles employés pour identifier le type de refroidissement des transformateurs triphasés de puissance sont les suivants:

- ONAN: circulation naturelle de l'huile (ON)¹ et de l'air (AN).
- ONAF: circulation naturelle de l'huile (ON) et circulation forcée de l'air (AF).
- OF AF: circulation forcée de l'huile (OF) et de l'air (AF).

Exemple 7.3

Dans le montage de la figure 7.12, le transformateur triphasé à couplage étoile-triangle est alimenté par un réseau dont la tension de ligne est de 2400 V. Le rendement du transformateur est de 98% et son rapport de transformation, $a = N_p/N_s$, est de 2,31. Les trois récepteurs, A, B, et C, possèdent chacun une impédance de 20 Ω et un $\cos \varphi = 0,85$ avec déphasage arrière.

Calculez, en ne tenant pas compte des chutes de tension dans les conducteurs de ligne:

- a) l'intensité du courant circulant dans chaque récepteur;
- b) l'intensité du courant circulant dans chaque ligne qui alimente les récepteurs;
- c) la puissance totale en kilovoltampères fournie par les secondaires du transformateur;
- d) la puissance totale en kilowatts consommée par les trois récepteurs;
- e) l'intensité du courant circulant dans chaque enroulement primaire;
- f) l'intensité du courant circulant dans chaque ligne du réseau qui alimente le transformateur;
- g) la puissance totale (en kilovoltampères et en kilowatts) demandée au réseau par les primaires du transformateur.

Solution

- a) *Courant dans chaque récepteur*

Puisque la charge est équilibrée, nous avons:

$$I_A = I_B = I_C = \frac{E_{\text{ligne},s}}{Z} = \frac{E_{\text{phase},s}}{Z}$$

Pour évaluer $E_{\text{phase},s}$, nous procédons ainsi:

$$E_{\text{phase},p} = \frac{E_{\text{ligne},\text{réseau}}}{\sqrt{3}} = \frac{2400}{\sqrt{3}}$$

$$E_{\text{phase},p} = 1385 \text{ V}$$

$$E_{\text{phase},s} = \frac{E_{\text{phase},p}}{a} = \frac{1385}{2,31}$$

$$E_{\text{phase},s} = 600 \text{ V}$$

¹ La lettre O provient du mot anglais *oil*, qui signifie huile.

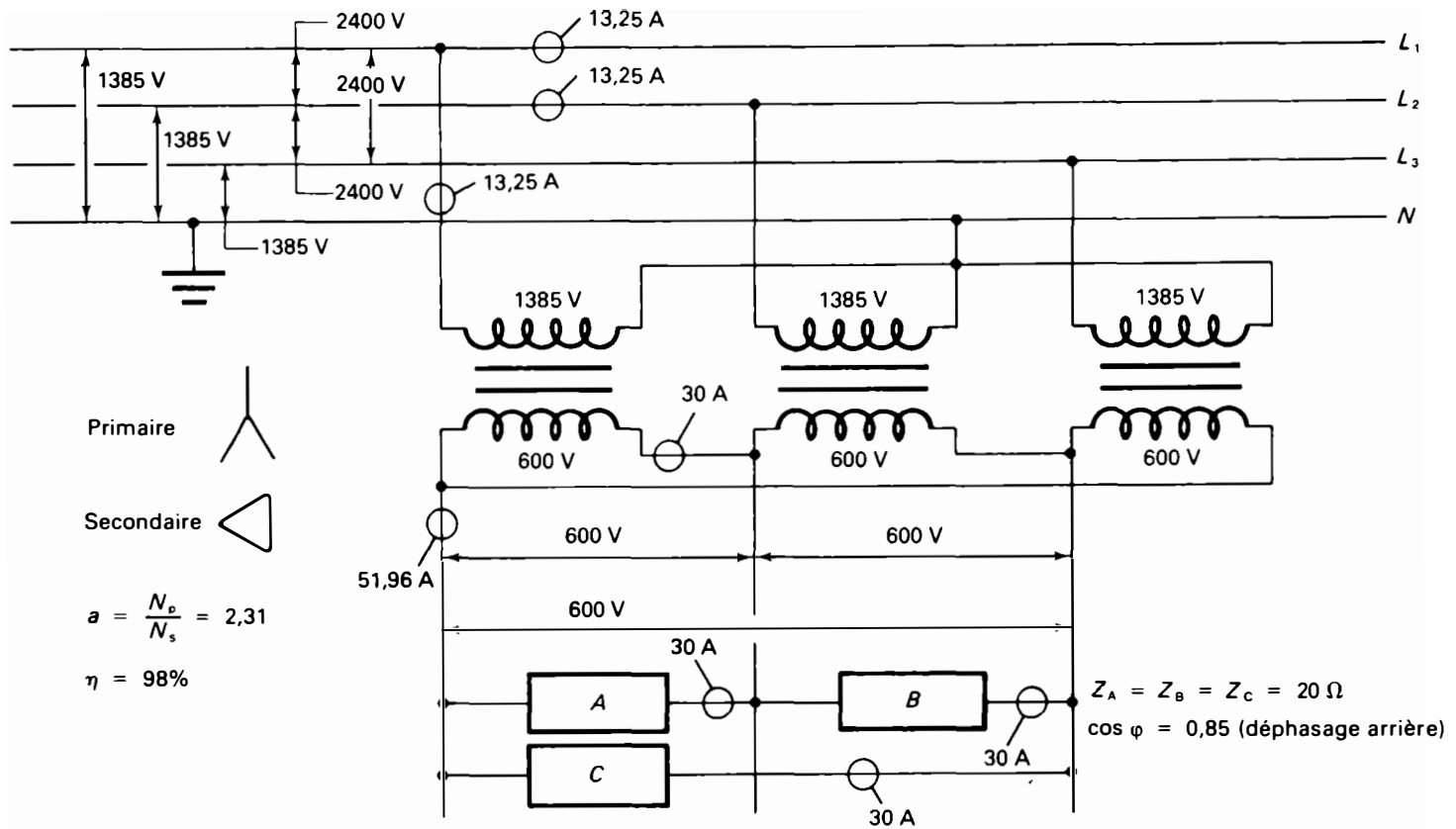


Figure 7.12 Transformateur triphasé à couplage étoile-triangle alimentant une charge inductive équilibrée.

Nous obtenons donc:

$$I_A = I_B = I_C = \frac{600}{20}$$

$$I_A = I_B = I_C = 30 \text{ A}$$

b) Courant dans chaque ligne au secondaire

$$I_{\text{ligne},s} = \sqrt{3}I_A = \sqrt{3} \times 30$$

$$I_{\text{ligne},s} = 51,96 \text{ A}$$

c) Puissance totale en kilovoltampères au secondaire

$$P_s(\text{en kVA}) = \frac{3E_{\text{phase},s}I_{\text{phase},s}}{1000} = \frac{3 \times 600 \times 30}{1000}$$

$$P_s(\text{en kVA}) = 54 \text{ kVA}$$

d) Puissance totale en kilowatts consommée par les récepteurs

$$P_{\text{tot}}(\text{en kW}) = \frac{3E_{\text{ligne},s}I_A \cos \varphi}{1000}$$

$$P_{\text{tot}}(\text{en kW}) = \frac{3 \times 600 \times 30 \times 0,85}{1000} = 45,9 \text{ kW}$$

e) Courant circulant dans chaque enroulement primaire

Nous avons:

$$I_{\text{phase},p} = \frac{I_{\text{phase},s}}{a \eta}$$

où:

$$I_{\text{phase},s} = \frac{I_{\text{ligne},s}}{\sqrt{3}} = \frac{51,96}{\sqrt{3}}$$

$$I_{\text{phase},s} = 30 \text{ A}$$

de sorte que:

$$I_{\text{phase},p} = \frac{30}{2,31 \times 0,98}$$

$$I_{\text{phase},p} = 13,25 \text{ A}$$

f) Courant dans chaque ligne au primaire

$$I_{\text{ligne},p} = I_{\text{phase},p}$$

$$I_{\text{ligne},p} = 13,25 \text{ A}$$

g) Puissance totale en kilovoltampères demandée au réseau

$$P_{\text{tot}}(\text{en kVA}) = P_p(\text{en kVA}) = \frac{P_s(\text{en kVA})}{\eta}$$

$$P_{\text{tot}}(\text{en kVA}) = \frac{54}{0,98} = 55,10 \text{ kVA}$$

$$P_{\text{tot}}(\text{en kW}) = P_p(\text{en kW}) = \frac{P_s(\text{en kW})}{\eta}$$

$$P_{\text{tot}}(\text{en kW}) = \frac{45,9}{0,98} = 46,83 \text{ kW}$$

À titre de vérification, nous pouvons également calculer la puissance totale au primaire de la façon suivante:

$$P_p(\text{en kVA}) = \frac{3E_{\text{phase},p}I_{\text{phase},p}}{1000}$$

$$P_p(\text{en kVA}) = \frac{3 \times 1385 \times 13,25}{1000} = 55,05 \text{ kVA}$$

et:

$$P_p(\text{en kW}) = \frac{3E_{\text{phase},p}I_{\text{phase},p} \cos \varphi}{1000}$$

$$P_p(\text{en kW}) = \frac{3 \times 1385 \times 13,25 \times 0,85}{1000} = 46,79 \text{ kW}$$

Remarque: Les réponses obtenues en e), f) et g) sont légèrement différentes des valeurs réelles mesurées en pratique, car l'angle de déphasage entre le courant de phase et la tension de phase des enroulements primaires n'est pas exactement le même que celui des enroulements secondaires.

7.2 RELATIONS GÉNÉRALES SUR LES TENSIONS ET LES COURANTS DES REDRESSEURS POLYPHASÉS

Un système de distribution polyphasé à n phases peut être considéré comme un ensemble de n circuits monophasés alimentés par n forces électromotrices sinusoïdales, de même amplitude et de même fréquence, déphasées entre elles d'un angle de $2\pi/n$ rad. La valeur instantanée de chacune de ces forces électromotrices est:

$$e = E_{\max} \sin \omega t$$

où E_{\max} désigne la valeur maximale de la tension d'un circuit.

Dans un redresseur polyphasé, une diode est placée en série dans chaque circuit. Chacune des diodes laissera passer le courant pendant une fraction de période correspondant à un intervalle angulaire de $2\pi/n$ rad. Une diode commence à laisser passer le courant dès que son potentiel d'anode, provenant d'un enroulement du transformateur d'alimentation polyphasé, dépasse celui des autres anodes. Seule la diode ayant la plus haute tension anodique instantanée est à l'état passant; les autres diodes sont alors à l'état bloqué.

Dans un redresseur polyphasé, la *commutation* désigne le transfert du courant où la tension anodique instantanée d'une diode à l'état passant devient inférieure à la tension anodique instantanée de la diode suivante, qui entre dans l'état passant à son tour.

La forme d'onde de la tension redressée obtenue à la sortie d'un redresseur polyphasé est représentée graphiquement à la figure 7.13. Dans cette figure, nous observons que la tension de sortie d'un redresseur polyphasé n'est jamais nulle et qu'elle devient relativement constante. La valeur instantanée de la tension redressée est égale à la valeur instantanée de la phase en conduction. La commutation s'effectue aux points A, B, C, D, etc.

Nous établirons maintenant les principales relations au sujet des tensions et des courants d'un redresseur polyphasé. Nous pourrions ensuite appliquer ces formules générales à chacun des montages redresseurs étudiés.

Pour faciliter les calculs, nous supposons des diodes et des transformateurs idéaux, c'est-à-dire que nous ne tiendrons pas compte des effets de la résistance directe des diodes, de la résistance des enroulements et de la réactance de fuite des transformateurs.

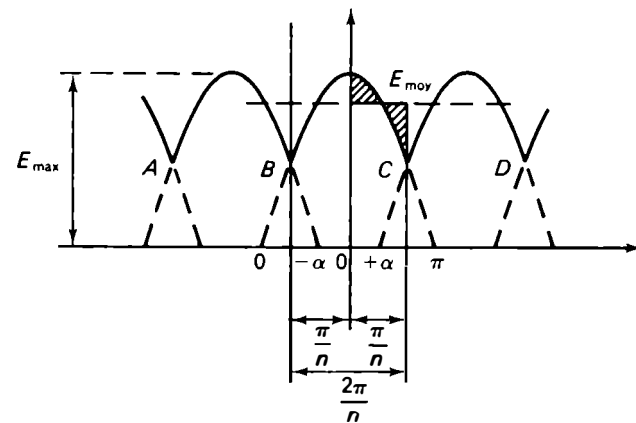


Figure 7.13 Tension redressée obtenue à la sortie d'un redresseur polyphasé.

7.2.1 Valeurs instantanées

L'expression générale des tensions redressées en fonction de l'indice de pulsation n , établie à partir du développement en série de Fourier, est la suivante (l'origine des temps est fixée au moment d'un maximum):

$$e = E_{\text{moy}} \left[1 + \left(\frac{2}{n^2-1} \right) \cos n\omega t - \left(\frac{2}{2^2n^2-1} \right) \cos 2n\omega t + \left(\frac{2}{3^2n^2-1} \right) \cos 3n\omega t - \dots - (-1)^k \left(\frac{2}{k^2n^2-1} \right) \cos kn\omega t - \dots \right] \quad (7.25)$$

Dans cette relation, n désigne le nombre de calottes de sinusoides par période de la tension d'alimentation (ou nombre d'impulsions par période de la tension redressée pulsée obtenue à la sortie d'un redresseur polyphasé), alors que $n\omega$ est la pulsation du terme fondamental.

Ainsi, dans un redresseur biphasé (ou à double alternance), $n = 2$ et la première harmonique est d'ordre 2, soit deux fois la fréquence de la source alternative d'alimentation. Dans un redresseur triphasé simple alternance, $n = 3$ et la première harmonique est d'ordre 3. Dans un redresseur hexaphasé, $n = 6$ et la première harmonique est d'ordre 6.

7.2.2 Valeurs moyennes

Pour déterminer la valeur moyenne de la tension redressée, il suffit de la calculer dans l'intervalle de temps écoulé entre deux commutations successives, soit entre les points B et C à la figure 7.13. L'intervalle angulaire-durant lequel une diode laisse passer le courant, soit entre les angles $-\alpha$ et $+\alpha$, est égal à:

$$\Phi_c = \frac{2\pi}{n} \quad (7.26)$$

Pour simplifier les calculs, fixons l'origine des temps au moment d'un maximum de la tension; posons $\theta = \omega t = x$

et considérons la tension $e = E_{\max} \cos x dx$. En raison de la symétrie des intervalles $(-\alpha, 0)$ et $(0, +\alpha)$, nous pouvons calculer la valeur moyenne sur l'intervalle $(0, +\alpha)$:

$$E_{\text{moy}} = \int_0^{\alpha} \frac{E_{\max} \cos x dx}{\alpha} = \frac{E_{\max}}{\alpha} \left[\sin x \right]_0^{\alpha}$$

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} \frac{\sin \alpha}{\alpha} \quad (7.27)$$

Dans cette relation, le demi-intervalle angulaire est $\alpha = \pi/n$, alors que n désigne le nombre d'impulsions par période de la tension redressée pulsée obtenue à la sortie d'un redresseur polyphasé. Le symbole E_{\max} désigne la valeur maximale de la tension triphasée d'alimentation (Figure 7.13).

La valeur moyenne de la tension de sortie d'un redresseur polyphasé peut également se calculer à partir de la relation:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{n}{\pi} \right) E_{\max} \sin \left(\frac{\pi}{n} \right) \quad (7.28)$$

Le courant moyen circulant à travers la charge est donné par la relation:

$$I_{\text{moy}, R_c} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \left(\frac{E_{\max}}{R_c} \right) \frac{\sin \alpha}{\alpha}$$

$$I_{\text{moy}, R_c} = \left(\frac{n}{\pi} \right) I_{\max} \left(\frac{\pi}{n} \right) = I_{\max} \frac{\sin \alpha}{\alpha} \quad (7.29)$$

La valeur moyenne du courant par phase, c'est-à-dire le courant circulant dans chaque diode, est égale à la valeur moyenne du courant redressé circulant dans la charge divisée par le nombre n de phases.

Le courant moyen par phase, circulant dans les diodes, est donc:

$$I_{\text{phase, moy}} = \left(\frac{I_{\max}}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{n} \right) \quad (7.30)$$

7.2.3 Valeurs efficaces

Pour déterminer la valeur efficace de la tension de sortie d'un redresseur polyphasé (Figure 7.14), nous appliquerons la relation générale:

$$E_{\text{eff}}^2 = \int_0^T \frac{e^2 dt}{T}$$

et la relation trigonométrique:

$$\cos^2 \theta = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\theta$$

En raison de la symétrie des intervalles $(-\alpha, 0)$ et $(0, +\alpha)$, nous pouvons calculer la valeur efficace de la tension de sortie sur l'intervalle $(0, +\alpha)$. Dans le cas général, nous pouvons donc écrire:

$$E_{\text{eff}}^2 = \int_0^{\alpha} \frac{E_{\max}^2 \cos^2 x dx}{\alpha} = \frac{E_{\max}^2}{\alpha} \int_0^{\alpha} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2x \right) dx$$

ce qui donne, après intégration:

$$E_{\text{eff}}^2 = \frac{E_{\max}^2}{2\alpha} \left[x + \frac{\sin 2x}{2} \right]_0^{\alpha} = \frac{E_{\max}^2}{2\alpha} \left[\alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right]$$

$$E_{\text{eff}}^2 = \frac{E_{\max}^2}{2} \left[1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha} \right]$$

La valeur de la tension efficace des redresseurs polyphasés est donc:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}} \quad (7.31)$$

Dans cette relation, α désigne le demi-intervalle angulaire entre deux commutations consécutives:

$$\alpha = \frac{\pi}{n} \quad (\text{en radians})$$

où n est le nombre de phases et α , en radians.

La valeur efficace du courant circulant dans la charge est obtenue à l'aide des relations:

$$I_{\text{eff}} = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2R_c}} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}} \quad (7.32)$$

ou:

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}} \quad (7.33)$$

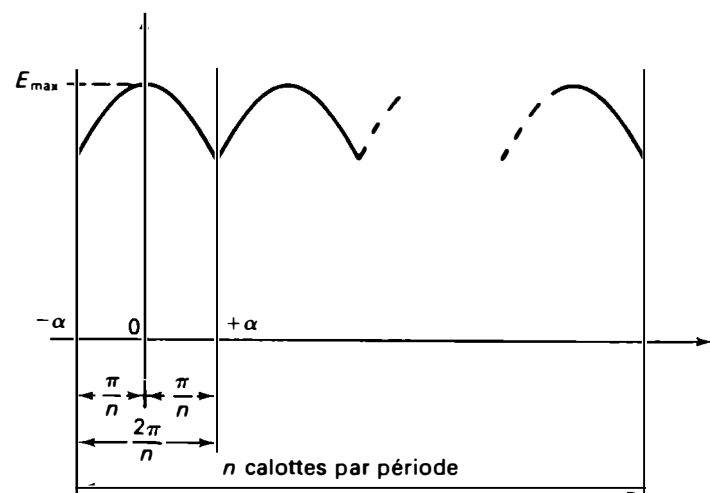


Figure 7.14 Redresseur polyphasé (cas général).

7.2.4 Taux d'ondulation

La valeur du taux d'ondulation d'une tension polyphasée redressée peut être déterminée de deux façons:

1. À partir de la formule générale:

$$r = \sqrt{F^2 - 1} \quad (\text{équation 2.23})$$

où le facteur de forme est: $F = \frac{\text{Valeur efficace}}{\text{Valeur moyenne}}$

Dans le cas d'une tension périodique redressée, nous avons:

$$F = \frac{\text{Valeur efficace de la composante alternative}}{\text{Valeur (moyenne) de la composante continue}}$$

2. À partir du développement en série de Fourier.

Dans la relation générale de la valeur instantanée d'une tension redressée polyphasée (équation 7.25), le premier terme représente la tension moyenne et les termes suivants représentent les tensions d'ondulation de fréquences harmoniques. Nous pouvons alors écrire:

$$\text{Tension redressée instantanée} = \text{Tension moyenne} + \text{Tension d'ondulation}$$

La tension d'ondulation est composée de tensions de fréquences différentes, $f, 2f, 3f, \dots, nf$, et d'amplitudes décroissantes.

La loi de Joule généralisée précise que, lorsque plusieurs tensions de fréquences différentes sont appliquées simultanément aux bornes d'une résistance pendant une période et si la tension résultante est périodique, le carré de la tension efficace résultante est égal à la somme des carrés des tensions efficaces des diverses composantes:

$$E_{\text{eff}}^2 = \sum_n E_{\text{eff},n}^2$$

Soient $E_{\text{eff},1}$ la valeur efficace du terme fondamental de l'ondulation et $E_{\text{eff},2}, E_{\text{eff},3}, \dots$, les valeurs efficaces des harmoniques. Nous pouvons écrire, d'après la loi de Joule généralisée:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{\sqrt{E_{\text{eff},1}^2 + E_{\text{eff},2}^2 + E_{\text{eff},3}^2 + \dots}}{E_{\text{moy}}}$$

$$r = \sqrt{\left(\frac{E_{\text{eff},1}}{E_{\text{moy}}}\right)^2 + \left(\frac{E_{\text{eff},2}}{E_{\text{moy}}}\right)^2 + \left(\frac{E_{\text{eff},3}}{E_{\text{moy}}}\right)^2 + \dots} \quad (7.34)$$

7.2.5 Facteur d'utilisation des transformateurs d'alimentation de redresseurs polyphasés

Nous avons appris, lors de notre étude des transformateurs d'alimentation monophasés (paragraphe 1.5), que les cou-

rants circulant dans leurs enroulements primaires et secondaires ne sont pas de forme sinusoïdale. C'est également le cas dans les transformateurs d'alimentation polyphasés.

Choisissons, par exemple, le redresseur triphasé en étoile à simple alternance et considérons la forme des courants circulant dans les enroulements secondaires du transformateur (Figure 7.15). Le courant d'une phase du secondaire, c'est-à-dire le courant d'une anode, circule toujours dans le même sens. Il passe brusquement d'une valeur nulle à la valeur du courant redressé, où il se maintient pendant un intervalle angulaire de $2\pi/n$ rad (soit 120°). Ensuite, il cesse brusquement. Il s'agit d'un courant de forme rectangulaire qui ne s'inverse pas. En réalité, le chevauchement des courants anodiques transforme les rectangles en trapèzes à angles arrondis. Les courants secondaires étant déformés, les relations entre les puissances active et apparente des enroulements secondaires sont modifiées. Dans les calculs de la puissance fournie par le secondaire des transformateurs polyphasés, il faut donc tenir compte du facteur d'utilisation qui n'est autre que le facteur de puissance des enroulements secondaires.

Le facteur d'utilisation des enroulements secondaires est défini par la relation:

$$F.U._s = \frac{\text{Puissance en c.c. fournie à la charge par les enroulements secondaires}}{\text{Puissance nominale en voltampères des enroulements secondaires}}$$

Nous pouvons donc écrire:

$$F.U._s = \frac{E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}}{n E_s I_s} \quad (7.35)$$

où n est le nombre de phases. Après quelques modifications², nous obtenons:

$$F.U._s = \frac{\sqrt{2}n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n} = 0,450n \sin \left(\frac{\pi}{n} \right) \quad (7.36)$$

² La démonstration est donnée à l'appendice 6.

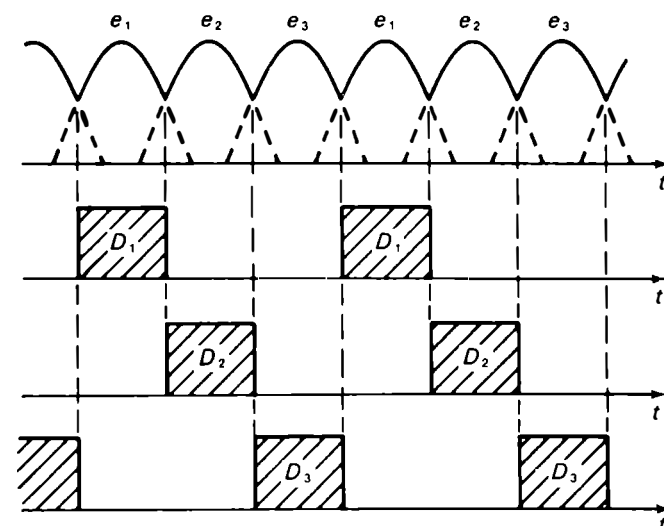


Figure 7.15 Courants dans les enroulements secondaires d'un redresseur triphasé en étoile à simple alternance.

Les valeurs du facteur d'utilisation du secondaire pour les principaux transformateurs d'alimentation polyphasés sont résumées au tableau 7.2.

Nombre de phases, n	3	4	6	12
F.U. _s	0,675	0,637	0,55	0,41

Tableau 7.2 Facteur d'utilisation du secondaire en fonction du nombre de phases.

Le facteur d'utilisation du secondaire est maximal dans le cas du transformateur triphasé; il décroît lorsque le nombre de phases augmente; cela signifie que, pour obtenir une puissance redressée de sortie donnée, la puissance nominale (en kilovoltampères) du transformateur devra être augmentée lorsque le nombre de phases est accru. C'est là un des principaux inconvénients des redresseurs polyphasés possédant un grand nombre de phases (6, 12 ou 24 phases). Afin d'éliminer cet inconvénient et d'augmenter le rendement, les montages redresseurs ayant un grand nombre de phases comportent des groupes triphasés, c'est-à-dire que les phases du secondaire sont associées trois par trois pour constituer 2 ou 4 groupes triphasés (ou plus).

Remarque: Les courants circulant dans le secondaire et dans le primaire sont différents. Le courant dans l'enroulement primaire est alternatif mais non pas sinusoïdal. On peut donc établir un facteur d'utilisation du primaire qui sera différent de celui du secondaire. L'équation 7.35 devient alors:

$$F.U._p = \frac{E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}}{n E_p I_p} \quad (7.37)$$

Le facteur d'utilisation du primaire est généralement supérieur au facteur d'utilisation du secondaire. En effet, les enroulements du primaire sont mieux utilisés puisqu'ils sont parcourus par un courant alternatif.

7.2.6 Rendement des redresseurs polyphasés

Pour évaluer l'efficacité des divers montages redresseurs, plusieurs facteurs sont utilisés, les principaux étant le rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu et le rendement global du redresseur.

Rendement maximal de la conversion c.a.-c.c.

Le rendement maximal de la conversion c.a.-c.c. ne tient compte que du fonctionnement des diodes de redressement. Il est défini par la relation:

$$\eta \% = \left(\frac{\text{Puissance en c.c. dissipée dans la charge}}{\text{Puissance en c.a. fournie aux diodes}} \right) \times 100$$

$$\eta \% = \frac{I_{\text{moy}}^2 R_c}{(F I_{\text{moy}})^2 R_c} \times 100 = \frac{100}{F^2} \quad (7.38)$$

où F désigne le facteur de forme:

$$F = \frac{\text{Valeur efficace}}{\text{Valeur moyenne}}$$

C'est une valeur limite théorique qui ne peut être dépassée; elle ne tient pas compte des pertes dans les diodes et dans le transformateur d'alimentation.

Rendement global du redresseur

Le rendement global du redresseur, qui englobe le fonctionnement du transformateur d'alimentation et des diodes de redressement, est sensiblement inférieur au rendement maximal de la conversion c.a.-c.c. calculé pour les diodes seulement. On distingue:

- Le rendement global qui tient compte du secondaire du transformateur, c'est-à-dire de la puissance nominale du transformateur. C'est le quotient de la puissance continue (en kilowatts) dissipée dans la charge sur la puissance alternative (en kilovoltampères) fournie par le secondaire du transformateur:

$$\eta \% = \left(\frac{\text{Puissance redressée (kW)}}{\text{Puissance au secondaire (kVA)}} \right) \times 100 \quad (7.39)$$

Ce rendement correspond au facteur d'utilisation du secondaire.

- Le rendement global qui tient compte du primaire du transformateur, c'est-à-dire le quotient de la puissance redressée (en kilowatts) consommée dans la charge sur la puissance alternative (en kilovoltampères) demandée au réseau:

$$\eta_p \% = \left(\frac{\text{Puissance redressée (kW)}}{\text{Puissance primaire (kVA)}} \right) \times 100 \quad (7.40)$$

Ce rendement correspond au facteur d'utilisation du primaire.

Remarque: On peut également établir une valeur moyenne des facteurs d'utilisation du primaire et du secondaire, soit:

$$F.U._{\text{moy}} = \frac{F.U._p + F.U._s}{2}$$

Cela nous permet de calculer la valeur moyenne des puissances primaire et secondaire:

$$\begin{aligned} \text{Moyenne des puissances} \\ \text{primaire et secondaire} \\ \text{(kVA)} \end{aligned} = \begin{aligned} & [\text{Puissance redressée (kW)}] \\ & \times [F.U._{\text{moy}}] \end{aligned}$$

7.2.7 Pertes dans les redresseurs polyphasés en charge

Dans les redresseurs polyphasés, la tension redressée réelle en charge est inférieure, de quelques pour cent, à la tension continue à vide, en raison de trois chutes internes: chutes de tension dans les diodes, chute résistive et chute inductive dans les transformateurs.

Chutes de tension dans les diodes de redressement

La chute de tension est faible, de l'ordre de 0,6 V à 1,2 V par diode. Lorsque plusieurs diodes sont placées en série, la chute de tension totale est égale à la somme des chutes de tension par diode.

Chute résistive de tension continue

La chute résistive de tension continue est due aux diverses résistances placées entre le réseau d'alimentation et les diodes de redressement. Elle provient principalement de la résistance des enroulements des transformateurs et elle est proportionnelle au courant circulant dans la charge.

Chute inductive de tension continue

La chute inductive de tension continue, qui, dans le cas des redresseurs de puissance, est deux à trois fois plus importante que la chute ohmique, provient essentiellement de l'inductance des transformateurs.

L'inductance de fuite des transformateurs d'alimentation empêche la commutation d'être instantanée dans les redresseurs polyphasés. Le transfert du courant d'une diode à la suivante est progressif de sorte qu'une diode ne cesse réellement de laisser passer le courant que pendant le débit de la suivante. Il y a un certain chevauchement qui cause une diminution de la tension redressée.

La tension redressée réelle en charge peut être calculée à l'aide de la relation générale suivante:

$$E_{\text{moy}} \text{ en charge} = E_{\text{moy}} \text{ à vide} - I_{\text{moy}} \left(\frac{nX_L}{2\pi} + R_T + R_D \right) \quad (7.41)$$

où n désigne le nombre de phases, $X_L = \omega L$, la réactance de fuite du transformateur (ramenée à une phase du secondaire), R_T , la résistance du transformateur ramenée à une phase du secondaire et R_D , la résistance directe des diodes.

7.3 REDRESSEUR TRIPHASÉ EN ÉTOILE À SIMPLE ALTERNANCE: Débit sur une charge résistive

Le redresseur triphasé en montage étoile représenté à la figure 7.16 comprend un transformateur triphasé dont les enroulements primaires sont branchés en triangle et dont les enroulements secondaires sont branchés en étoile. Une diode est placée sur chaque phase et la charge résistive est connectée entre leur point commun K et le point neutre N . C'est le cas le plus simple de redressement polyphasé, mais il n'est employé que pour des montages industriels de petites puissances.

7.3.1 Fonctionnement

Les trois enroulements secondaires, s_1 , s_2 et s_3 , montés en étoile fournissent des tensions sinusoïdales déphasées entre elles d'un angle de 120° . Considérons la représentation graphique des tensions triphasées de la figure 7.17.a. Lorsque la borne A de l'enroulement secondaire s_1 est positive par rapport au point neutre N_1 la diode D_1 est à l'état passant à partir du temps t_1 (correspondant à l'angle de 30°) jusqu'au temps t_2 (correspondant à l'angle de 150°). Durant le même intervalle de temps, les diodes D_2 et D_3 sont à l'état bloqué, car leurs tensions anodiques e_2 et e_3 sont inférieures à la tension anodique e_1 de la diode D_1 . Cette dernière transporte donc la totalité du courant durant l'intervalle (t_1, t_2) et le courant instantané dans la diode et dans la charge est:

$$i_{R_c} = i_1 = E_{\text{max}} \sin \omega t$$

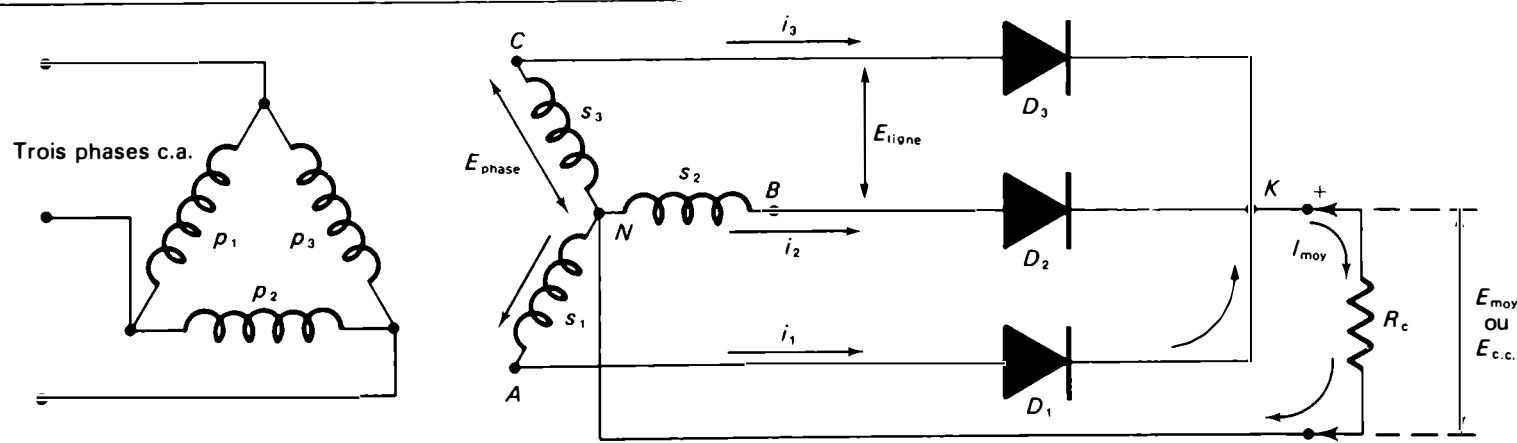


Figure 7.16 Redresseur triphasé: montage en étoile à simple alternance.

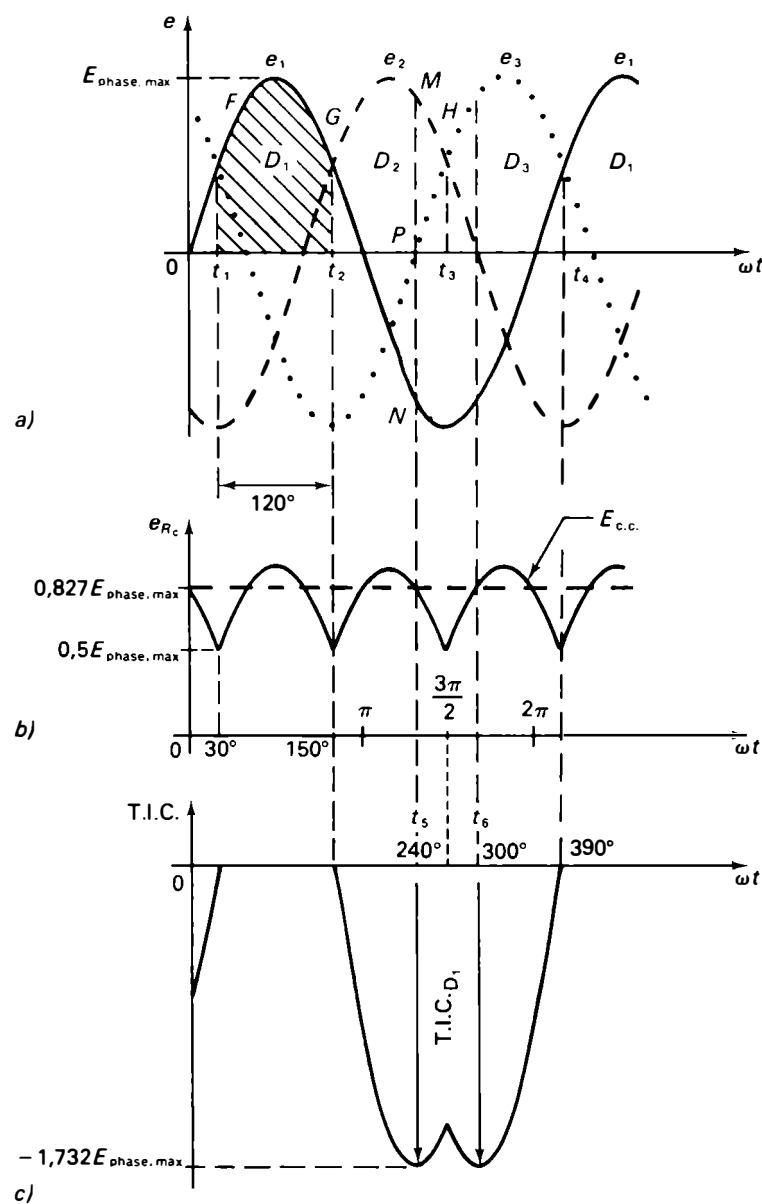


Figure 7.17 a) Les trois tensions triphasées simples d'un redresseur triphasé en étoile à simple alternance; b) tension redressée à la sortie; c) tension inverse de crête.

Au temps t_2 , la totalité du courant est reprise par la diode D_2 , qui est à l'état passant, jusqu'au temps t_3 (correspondant à l'angle 270°). Le courant instantané de charge est alors:

$$i_{Rc} = i_2 = E_{\text{max}} \cos \omega t$$

Durant l'intervalle de temps (t_3, t_4) entre 270° et 390° , la diode D_3 est maintenant à l'état passant; les diodes D_1 et D_2 sont alors à l'état bloqué. Le courant instantané de charge est:

$$i_{Rc} = i_3 = E_{\text{max}} \cos \omega t$$

Dans ces relations, E_{max} désigne la valeur maximale de la tension de phase.

Au temps t_4 , la tension (e_1) de la borne A redevient positive et supérieure à la tension (e_3) de la borne C, de

sorte que la diode D_1 revient à l'état passant et qu'elle reprend la totalité du courant. Le cycle recommence.

En conclusion, le circuit redresseur triphasé en étoile est comparable à trois circuits redresseurs à simple alternance fonctionnant successivement. Chaque diode laisse passer le courant dans l'intervalle de temps où la tension appliquée à son circuit est supérieure à celles appliquées aux circuits des deux autres diodes. Lorsque le courant i_1 existe, les courants i_2 et i_3 sont nuls. Chaque diode conduit le courant durant un tiers de cycle, ce qui correspond à un angle de conduction de 120° par cycle. Aux instants t_1, t_2, t_3 et t_4 , correspondant respectivement aux points F, G, H et J, on dit qu'il y a commutation, le courant dans les deux diodes, lors de la commutation, passe brusquement de zéro à $I_{\text{max}}/2$ ou inversement. En effet, d'après la figure 7.17.b, les temps de commutation pour la diode D_1 correspondent à des angles de 30° et de 150° , de sorte que:

$$i_{30^\circ} = i_{150^\circ} = I_{\text{max}} \sin 30^\circ = 0,5I_{\text{max}}$$

7.3.2 Valeurs caractéristiques des tensions et des courants des redresseurs triphasés en étoile à simple alternance avec charge résistive

Valeurs instantanées

En reprenant l'expression générale des tensions redressées, obtenue à partir du développement en série de Fourier (équation 7.25), et en remplaçant n par sa valeur dans ce montage, nous obtenons:

$$e = E_{\text{moy}} \left[1 + \left(\frac{2}{3^2-1} \right) \cos 3\omega t - \left(\frac{2}{6^2-1} \right) \cos 6\omega t + \left(\frac{2}{9^2-1} \right) \cos 9\omega t - \dots \right]$$

En simplifiant, nous pouvons écrire:

$$e = 0,827E_{\text{max}} \left[1 + 0,250 \cos 3\omega t - 0,057 \cos 6\omega t + 0,025 \cos 9\omega t - \dots \right] \quad (7.42)$$

Dans cette relation, nous avons:

$0,827E_{\text{max}}$: valeur moyenne de la tension redressée; c'est la valeur de la composante continue.

$0,250E_{\text{max}} \cos 3\omega t$: valeur de la composante alternative fondamentale dont la fréquence est le triple de celle de la source d'alimentation.

$0,057E_{\max} \cos 6\omega t$: valeur de la deuxième harmonique dont l'amplitude est réduite et dont la fréquence est égale à six fois la fréquence de la source d'alimentation.

$0,025E_{\max} \cos 9\omega t$: valeur de la troisième harmonique dont l'amplitude est encore plus réduite et dont la fréquence est égale à neuf fois la fréquence de la source d'alimentation.

Valeurs maximales

La valeur maximale de la tension de sortie, qui correspond au sommet de l'impulsion de la tension redressée, est égale à:

$$E_{R_c, \max} = E_{\text{phase}, \max} = \sqrt{2}E_{\text{phase}, \text{eff}} \quad (7.43)$$

La valeur maximale du courant circulant dans la charge, dans chaque diode et dans chaque phase est égale à:

$$I_{R_c, \max} = I_{D, \max} = I_{\text{phase}, \max} = \frac{E_{\text{phase}, \max}}{R_c} \quad (7.44)$$

Valeurs moyennes

La valeur moyenne de la tension de charge à vide peut être calculée de deux façons: soit par intégration soit par application de l'équation générale 7.27.

Calcul par intégration

Considérons l'intervalle de temps (t_1, t_2), pendant lequel la diode D_1 laisse passer le courant (Figure 7.17.a). La valeur moyenne de la tension redressée est:

$$E_{\text{moy}} = \frac{\text{Aire } D_1}{T/3}$$

Dans cet intervalle, $\theta = \omega t$ et $T = 2\pi/\omega$, de sorte que:

$$\begin{aligned} E_{\text{moy}} &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} E_{\max} \sin x \, dx \\ &= \left(\frac{3}{2\pi}\right) E_{\max} \left[-\cos x\right]_{\pi/6}^{5\pi/6} \end{aligned}$$

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right) E_{\max} = 0,827E_{\max} \quad (7.45)$$

Calcul par l'équation générale

L'équation 7.27 est:

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} \left(\frac{\sin \alpha}{\alpha}\right)$$

Dans le cas du redresseur triphasé en étoile à simple alternance, $\alpha = \pi/n = \pi/3$. Par conséquent, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} \left(\frac{\sin(\pi/3)}{\pi/3}\right) = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right) E_{\max}$$

$$E_{\text{moy}} = 0,827E_{\max}$$

La valeur moyenne de la tension de sortie, à vide, d'un redresseur triphasé en étoile à simple alternance est:

$$E_{\text{moy}} = 0,827E_{\text{phase}, \max} = 1,17E_{\text{phase}} \quad (7.46)$$

où E_{phase} désigne la valeur efficace de l'une des tensions triphasées étoile (tension de phase).

La valeur moyenne du courant circulant dans la charge (si on ne tient pas compte de la chute de tension aux bornes des diodes) est donnée par:

$$I_{R_c, \text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{0,827E_{\text{phase}, \max}}{R_c} \quad (7.47)$$

Comme chaque diode n'est à l'état passant que pendant le tiers de la période, soit durant un intervalle angulaire de 120° , la valeur moyenne du courant circulant à travers chaque diode est:

$$I_{D, \text{moy}} = \frac{I_{R_c, \text{moy}}}{3} \quad (7.48)$$

Valeurs efficaces

Reprenons l'équation 7.31:

$$E_{\text{eff}} = \left(\frac{E_{\max}}{\sqrt{2}}\right) \sqrt{1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}}$$

Dans le cas du redresseur triphasé en étoile à simple alternance:

$$2\alpha = 2\pi/3$$

de sorte que:

$$\sin 2\alpha = \sin(2\pi/3) = \sqrt{3}/2$$

$$E_{\text{eff}} = \left(\frac{E_{\max}}{\sqrt{2}}\right) \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}} = 0,841E_{\text{max}, \text{phase}}$$

La valeur efficace de la tension de sortie d'un redresseur triphasé en étoile à simple alternance est:

$$E_{R_c, \text{eff}} = 0,841E_{\text{phase}, \max} = 1,19E_{\text{phase}} \quad (7.49)$$

où E_{phase} désigne la valeur efficace de l'une des tensions triphasées en étoile.

La valeur efficace du courant circulant dans la charge résistive est:

$$I_{R_c, \text{eff}} = \frac{0,841E_{\text{phase}, \max}}{R_c} \quad (7.50)$$

La valeur efficace du courant circulant à travers chaque diode et dans chaque phase est donnée par la relation générale:

$$I_{D, \text{eff}} = \frac{I_{R_c, \text{eff}}}{\sqrt{n}} \quad (7.51)$$

Puisque:

$$I_{D, \text{eff}} = I_{\text{phase, eff}} = \frac{I_{R_c, \text{eff}}}{\sqrt{3}} = \frac{0,841 I_{\text{phase, max}}}{\sqrt{3}}$$

nous pouvons écrire:

$$I_{D, \text{eff}} = 0,486 I_{\text{phase, max}} \quad (7.52)$$

et:

$$I_{D, \text{eff}} = \frac{0,486}{0,827} I_{\text{moy}} = 0,587 I_{\text{moy}} \quad (7.53)$$

Facteur de forme

Après avoir déterminé les valeurs efficace et moyenne de la tension redressée, nous pouvons maintenant calculer le facteur de forme:

$$F = \frac{E_{\text{eff}}}{E_{\text{moy}}} = \frac{0,841 E_{\text{max}}}{0,827 E_{\text{max}}} = 1,016$$

Pour un redresseur triphasé en étoile à simple alternance, le facteur de forme est donc:

$$F = 1,016 \quad (7.54)$$

Cette valeur est très proche de celle du facteur de forme d'un courant continu sans aucune tension d'ondulation résiduelle, qui est égale à 1.

7.3.3 Tension inverse de crête supportée par les diodes

Choisissons le cas où la tension e_1 est supérieure aux autres tensions et où la diode D_1 est à l'état passant. Le point K , qui est commun à toutes les cathodes, se trouve au même potentiel que la borne A (Figure 7.18). La diode D_2 , par exemple, est alors soumise à la tension:

$$e_1 - e_2 = E_{\text{max}} \sin \omega T - E_{\text{max}} \sin (\omega t - 2\pi/3)$$

Cette tension, $(e_1 - e_2)$, n'est autre que la tension composée qui existe entre les bornes A et B , c'est-à-dire la *tension de ligne*. La valeur maximale de cette tension est connue: elle est égale à $\sqrt{3}E_{\text{phase, max}}$. Par conséquent, la valeur maximale de la tension inverse supportée par chaque diode est:

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3}E_{\text{phase, max}} = 1,732E_{\text{phase, max}} \quad (7.55)$$

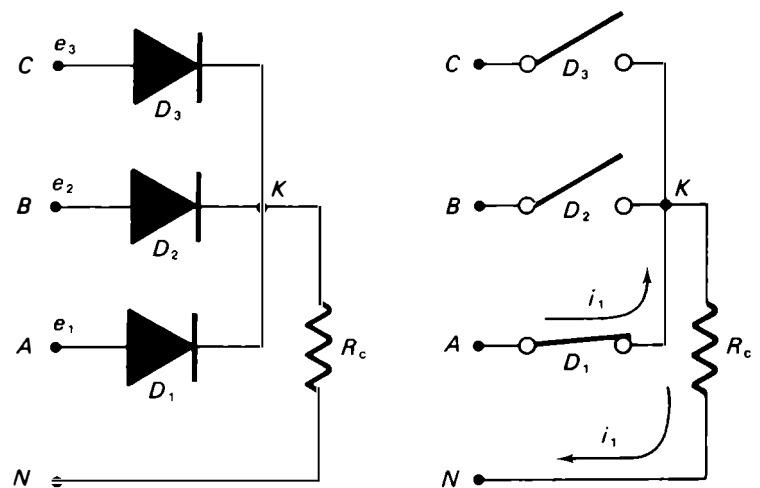


Figure 7.18 Redressement triphasé à simple alternance.

$$\text{ou: } \text{T.I.C.} = \frac{1,732E_{\text{phase, max}}}{0,827} = 2,09E_{\text{moy}} \quad (7.56)$$

Chaque diode supporte une tension inverse de crête deux fois par période. La diode D_1 , par exemple, sera soumise à une tension inverse de crête aux temps t_5 et t_6 (Figure 7.17.c), correspondant respectivement aux angles $2\pi/3$ (240°) et $5\pi/6$ (300°).

7.3.4 Valeurs de l'ondulation

Taux d'ondulation

À partir de la relation générale:

$$r = \sqrt{F^2 - 1}$$

nous obtenons:

$$r = \sqrt{\left(\frac{0,841}{0,827}\right)^2 - 1} = 0,183 \text{ ou } 18,3\%$$

À l'aide de l'expression générale de la tension instantanée (équation 7.42) et en appliquant l'équation 7.34, nous obtenons:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}} = \sqrt{\left(\frac{0,250/\sqrt{2}}{1}\right)^2 + \left(\frac{0,057/\sqrt{2}}{1}\right)^2 + \left(\frac{0,025/\sqrt{2}}{1}\right)^2 + \dots}$$

$$r = 0,183 \text{ ou } 18,3\%$$

Le taux d'ondulation d'un redresseur triphasé en étoile à simple alternance est donc:

$$r\% = 18,3\% \quad (7.57)$$

Remarque: Le taux d'ondulation obtenu à l'aide d'un redresseur triphasé à simple alternance est nettement inférieur à ceux obtenus à l'aide des redresseurs monophasés à simple et à double alternances; le taux d'ondulation d'un redresseur monophasé à simple alternance est de 121% alors que celui d'un redresseur monophasé à double alternance est de 48,2%.

Fréquence de l'ondulation

La fréquence de l'ondulation d'un redresseur triphasé en étoile est égale au triple de la fréquence de la source qui l'alimente.

$$f \text{ d'ondulation} = 3f \text{ de la source d'alimentation} \quad (7.58)$$

7.3.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu

Le rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu, dans un redresseur triphasé en étoile à simple alternance, peut être calculé à l'aide du quotient de la tension continue de sortie par la tension alternative à l'entrée des diodes:

$$\eta \% = \frac{\text{Puissance de sortie en courant continu}}{\text{Puissance d'entrée en courant alternatif}} \times 100$$

$$\eta \% = \left(\frac{I_{\text{moy}}^2 R_c}{(1,016 I_{\text{moy}})^2 R_c} \right) \times 100 = 96,8\% \quad (7.59)$$

Cette valeur représente le rendement théorique maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu à travers les diodes et elle ne doit pas être considérée comme le rendement global de l'ensemble du circuit redresseur. En effet, dans ce calcul, nous n'avons pas tenu compte, d'une part, des pertes dans les diodes et dans le transformateur et, d'autre part, du facteur d'utilisation du transformateur. Le rendement global du montage est d'environ 74%.

Rappelons que le rendement théorique maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu est de 40,6% pour les redresseurs monophasés à simple alternance et de 81,2% pour les redresseurs monophasés à double alternance.

7.3.6 Puissance nominale des enroulements secondaire et primaire du transformateur d'alimentation

La puissance nécessaire au secondaire (en kilovoltampères) est:

$$P_s = 3E_{\text{phase}} I_{\text{phase}}$$

À l'aide de l'équation 7.46:

$$E_{\text{phase}} = \frac{E_{\text{moy}}}{1,17} = 0,854E_{\text{moy}}$$

et à l'aide de l'équation 7.53:

$$I_{\text{phase}} = 0,587I_{\text{moy}}$$

nous pouvons écrire:

$$P_s = 3(0,85E_{\text{moy}})(0,587I_{\text{moy}}) = 1,48E_{\text{moy}}I_{\text{moy}}$$

$$P_s \text{ (kVA)} = 1,48P_{\text{redressé}} \text{ (kW)} \quad (7.60)$$

La valeur du facteur d'utilisation du secondaire est:

$$F.U._s = \frac{P_{\text{redressé}}}{P_s} = \frac{1}{1,48} = 0,67 \quad (7.61)$$

La puissance nécessaire (en kilovoltampères) du primaire est:

$$P_p = 3E_p I_p = 3 \left[\left(\frac{N_p}{N_s} \right) E_{\text{phase}} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) I_{\text{phase}} \right]$$

Dans cette relation, E_p désigne la tension aux bornes de chaque enroulement primaire et I_p , le courant circulant dans chaque enroulement primaire.

La valeur efficace du courant d'ondulation (composante alternative du courant redressé) pour un enroulement secondaire est:

$$I_{\text{eff d'ondulation}} = \sqrt{(0,587I_{\text{moy}})^2 - \left(\frac{I_{\text{moy}}}{3} \right)^2}$$

de sorte que:

$$I_{\text{eff d'ondulation}} = 0,48I_{\text{moy}}$$

Nous obtenons alors:

$$P_p = 3 \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \left(0,85E_{\text{moy}} \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(0,48E_{\text{moy}} \right)$$

$$P_p = 1,22E_{\text{moy}}I_{\text{moy}}$$

$$P_p \text{ (kVA)} = 1,22P_{\text{redressé}} \text{ (kW)} \quad (7.62)$$

La valeur du facteur d'utilisation du primaire est:

$$F.U._p = \frac{1}{1,22} = 0,82 \quad (7.63)$$

Exemple 7.4

Dans un redresseur triphasé en étoile à simple alternance (Figure 7.16), la tension au secondaire par phase est de 240 V à 60 Hz. La résistance de la charge est de 10 Ω et la résistance directe des diodes est négligeable. Calculez:

- la tension moyenne aux bornes de la charge;
- le courant moyen par diode;
- la tension efficace aux bornes de la charge;
- le courant efficace par diode et par phase;
- le courant maximal par diode;
- les valeurs efficaces de la tension et du courant de l'ondulation résiduelle dans la charge;
- la fréquence de l'ondulation résiduelle;
- la tension inverse maximale que supporte chaque diode;
- les valeurs nominales de chaque diode (I_{moy} , I_{max} , T.I.C.), si l'on adopte un coefficient de sécurité de 1,5 pour les courants et de 2 pour la tension;
- la puissance nominale du secondaire du transformateur d'alimentation.

Solution

- a) Tension moyenne aux bornes de la charge

Nous avons: $E_{\text{moy}} = E_{c.c.} = 0,827E_{\text{phase,max}}$

et: $E_{\text{phase,max}} = \sqrt{2}E_{\text{phase}} = \sqrt{2}(240)$

$$E_{\text{phase,max}} = 339,4 \text{ V}$$

de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = 0,827 \times 339,4 = 280,7 \text{ V}$$

- b) Courant moyen par diode

Nous avons: $I_{D,\text{moy}} = \frac{I_{R_c,\text{moy}}}{3}$

et: $I_{R_c,\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{280,7}{10}$

de sorte que: $I_{R_c,\text{moy}} = 28 \text{ A}$

$$I_{\text{moy},D} = \frac{28}{3} = 9,33 \text{ A}$$

- c) Tension efficace aux bornes de la charge

Nous avons: $E_{R_c,\text{eff}} = 0,841E_{\text{phase,max}}$

$$E_{R_c,\text{eff}} = 0,841 \times 339,4 = 285,4 \text{ V}$$

- d) Courant efficace par diode et par phase

$$I_{D,\text{eff}} = \frac{I_{R_c,\text{eff}}}{\sqrt{3}} = \frac{E_{R_c,\text{eff}}}{\sqrt{3}R_c}$$

$$I_{D,\text{eff}} = \frac{285,4}{10\sqrt{3}} = 16,4 \text{ A}$$

$$I_{D,\text{eff}} = I_{\text{phase}} = 16,4 \text{ A}$$

- e) Courant maximal par diode

$$I_{D,\text{max}} = \frac{E_{\text{phase,max}}}{R_c}$$

$$I_{D,\text{max}} = \frac{339,4}{10} = 33,94 \text{ A}$$

- f) Tension efficace de l'ondulation

Par définition, nous avons:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}}$$

Dans le cas d'un redresseur triphasé en étoile à simple alternance, nous avons:

$$r = 18,3\%$$

de sorte que:

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = rE_{\text{moy}} = 0,183 \times 280,7$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = 51,4 \text{ V}$$

Intensité efficace de l'ondulation

$$I_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{R_c}$$

$$I_{\text{eff d'ondulation}} = \frac{51,4}{10} = 5,14 \text{ A}$$

- g) Fréquence de l'ondulation

$$f_{\text{d'ondulation}} = 3f_{\text{de la source d'alimentation}}$$

$$f_{\text{d'ondulation}} = 3 \times 60 = 180 \text{ Hz}$$

- h) Tension inverse maximale pour chaque diode

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3}E_{\text{phase,max}}$$

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3} \times 339,4 = 587,8 \text{ V}$$

- i) Valeurs nominales pour chaque diode

$$I_{\text{moy,nominal}} = 9,33 \times 1,5 = 14 \text{ A}$$

$$I_{\text{max,nominal}} = 33,94 \times 1,5 = 50,9 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C. nominale} = 587,8 \times 2 = 1175,6 \text{ V}$$

- j) Puissance nominale du transformateur

$$P_{\text{nominale}} = 1,48(E_{\text{moy}}I_{\text{moy}}) = 1,48(280,7 \times 28)$$

$$P_{\text{nominale}} = 11,65 \text{ kVA}$$

7.4 REDRESSEUR TRIPHASÉ EN ÉTOILE ZIGZAG À SIMPLE ALTERNANCE: Débit sur une charge résistive

Dans le montage redresseur en étoile à simple alternance de la figure 7.16, la composante continue des courants circulant dans les enroulements secondaires a tendance à saturer le noyau magnétique du transformateur. Cette saturation magnétique augmente les pertes dans le noyau. Pour éviter cet inconvénient, on utilise un montage en étoile modifié, le montage en étoile zigzag; il est représenté à la figure 7.19.

Dans ce montage, chaque phase au secondaire est formée de deux demi-enroulements identiques bobinés en

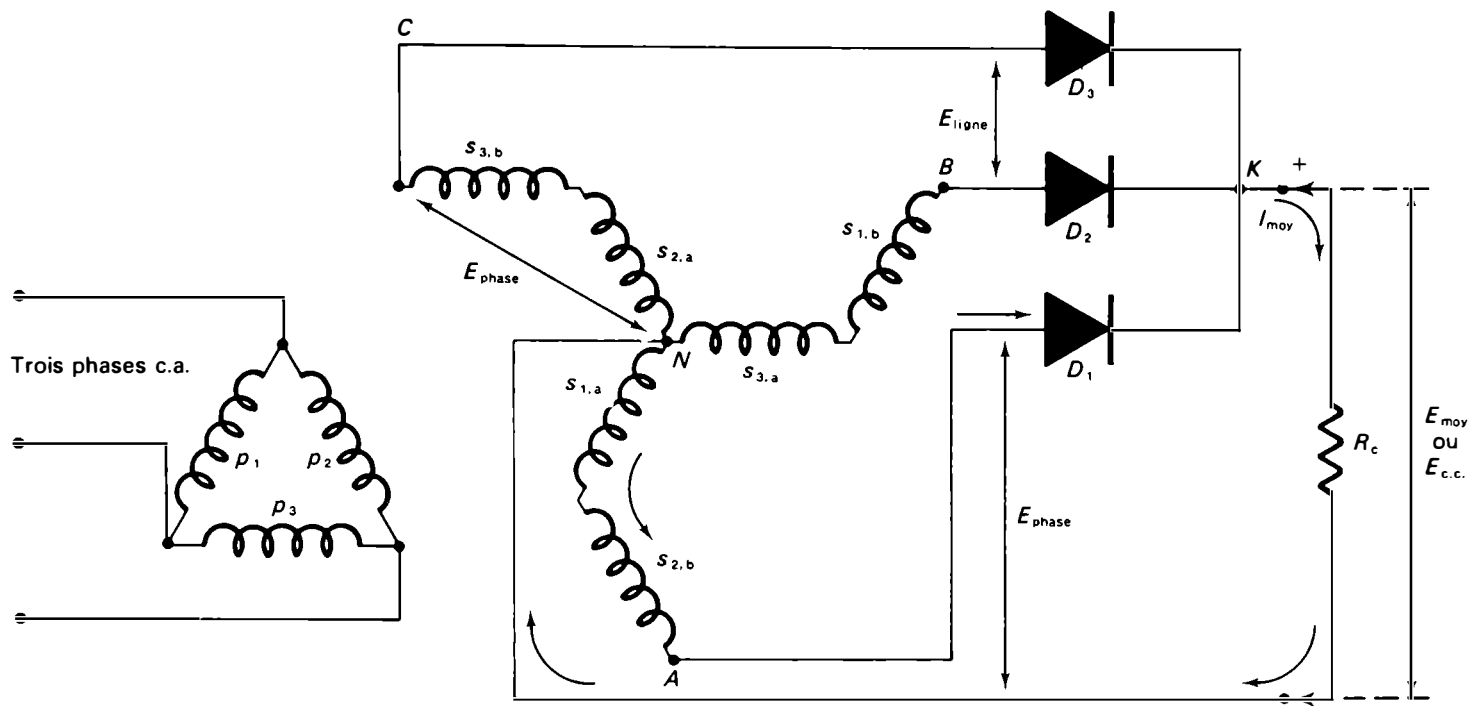


Figure 7.19 Redresseur triphasé: montage en étoile zigzag à simple alternance.

série-inverse sur des noyaux séparés. Le flux, créé dans chaque noyau par le demi-enroulement de chaque phase, se trouve ainsi en opposition avec le flux produit par le demi-enroulement de la phase adjointe bobiné sur le même noyau. Les deux flux magnétiques s'annulent et l'effet

de saturation magnétique dans les noyaux est éliminé (Figure 7.20).

Les tensions secondaires provenant de chaque demi-enroulement s'additionnent vectoriellement pour produire la tension de phase du transformateur (tension entre le con-

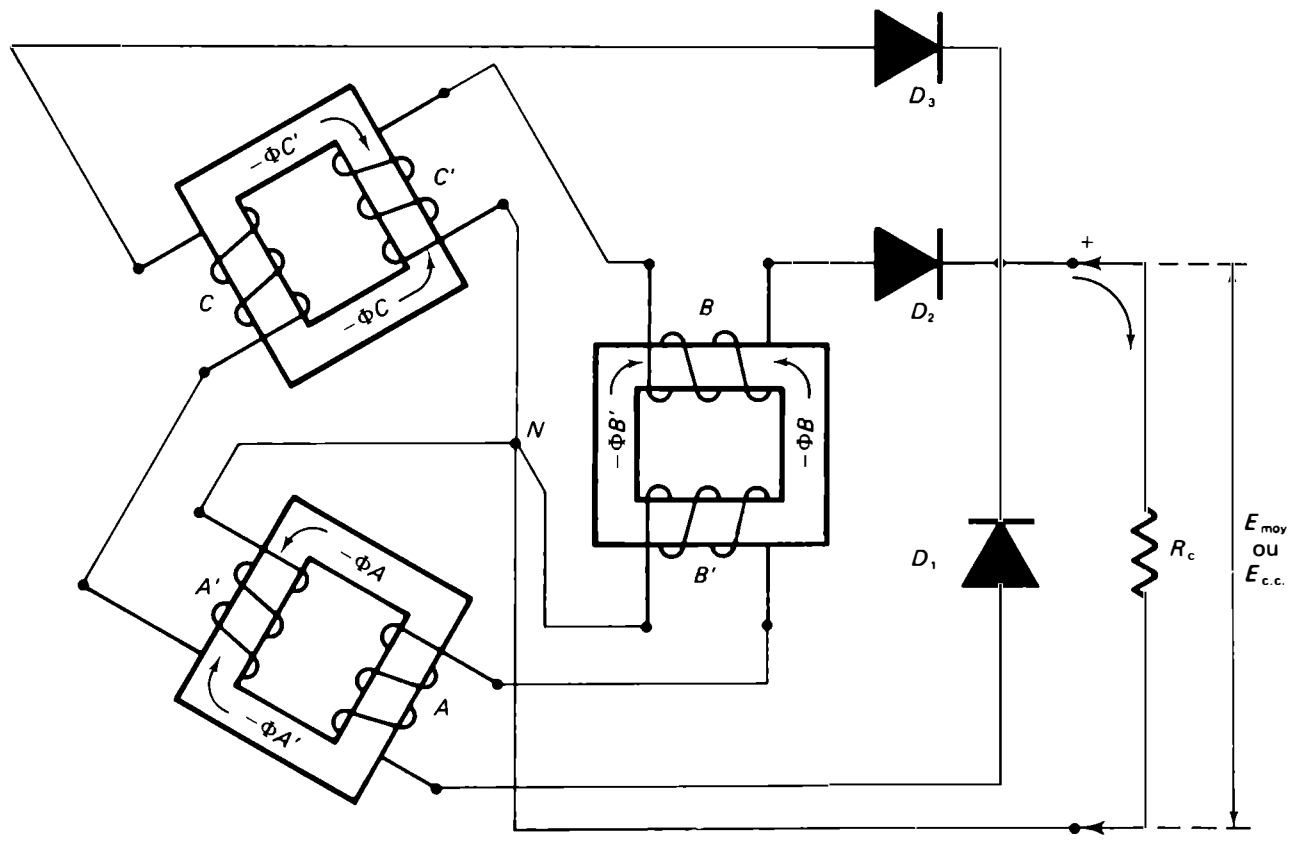


Figure 7.20 Disposition des enroulements secondaires connectés en étoile zigzag.

ducteur de ligne et le fil neutre). Nous pouvons donc écrire pour les tensions au secondaire:

$$E_{\text{phase}} = \sqrt{3}E_{s1,a} \quad (7.64)$$

où $E_{s1,a}$ désigne la valeur de la tension secondaire aux bornes d'un demi-enroulement.

La tension aux bornes de chaque demi-enroulement du secondaire est alors:

$$E_{s1,a} = 0,577E_{\text{phase}} \quad (7.65)$$

Les tensions obtenues au secondaire pour chaque phase constituent un système triphasé. Ainsi, le montage redresseur triphasé en étoile zigzag de la figure 7.20 fonctionne comme le montage redresseur triphasé en étoile de la figure 7.16. De plus, les mêmes relations tension-courant s'appliquent.

Exemple 7.5

Un redresseur triphasé en étoile zigzag à simple alternance (Figure 7.19) doit fournir un courant moyen redressé de 10 A à une charge résistive de 20 Ω . Les diodes sont considérées comme idéales. Calculez:

- la tension au secondaire pour chaque phase du transformateur;
- la tension aux bornes de chaque demi-enroulement;
- le courant moyen circulant dans chaque diode;
- le courant efficace circulant dans chaque diode;
- le courant maximal circulant dans chaque diode;
- la tension inverse de crête supportée par chaque diode.

Solution

a) Tension au secondaire pour chaque phase

Nous avons:

$$E_{\text{phase,max}} = \frac{E_{\text{max}}}{0,827}$$

$$E_{\text{moy}} = I_{\text{moy}}R_c = 10 \times 20$$

$$E_{\text{moy}} = 200 \text{ V}$$

de sorte que:

$$E_{\text{phase,max}} = \frac{200}{0,827} = 241,8 \text{ V}$$

et:

$$E_{\text{phase,eff}} = \frac{E_{\text{phase,max}}}{\sqrt{2}} = \frac{241,8}{\sqrt{2}}$$

$$E_{\text{phase,eff}} = 171 \text{ V}$$

b) Tension aux bornes de chaque demi-enroulement

Nous avons:

$$E_{s1,a} = 0,577E_{\text{phase}} = 0,577 \times 171$$

$$E_{s1,a} = 98,7 \text{ V}$$

c) Courant moyen circulant dans chaque diode

$$I_{D,\text{moy}} = \frac{I_{R_c,\text{moy}}}{3}$$

$$I_{D,\text{moy}} = \frac{10}{3} = 3,33 \text{ A}$$

d) Courant efficace circulant dans chaque diode

Nous avons:

$$I_{D,\text{eff}} = 0,486I_{\text{phase,max}}$$

et:

$$I_{\text{phase,max}} = \frac{E_{\text{phase,max}}}{R_c} = \frac{241,8}{20} = 12 \text{ A}$$

$$I_{\text{phase,max}} = 12 \text{ A}$$

de sorte que:

$$I_{D,\text{eff}} = 0,486 \times 12 = 5,8 \text{ A}$$

Nous pouvons également écrire:

$$I_{D,\text{eff}} = 0,387I_{R_c,\text{moy}}$$

$$I_{D,\text{eff}} = 0,387 \times 10 = 3,87 \text{ A}$$

e) Courant maximal circulant dans chaque diode

$$I_{D,\text{max}} = \frac{E_{\text{phase,max}}}{R_c}$$

$$I_{D,\text{max}} = \frac{241,8}{20} = 12 \text{ A}$$

f) Tension inverse supportée par chaque diode

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3}E_{\text{phase,max}}$$

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3}(241,8) = 418,8 \text{ V}$$

Remarque: Dans ce circuit redresseur triphasé, on peut, par exemple, utiliser les diodes suivantes:

Diode	$I_{FM(AV)}$ Courant moyen maximal	I_{FSM} Courant de surcharge (1 cycle)	V_{RRM} Tension inverse de crête répétitive
1N1616	5 A	150 A	600 V
1N3988	6 A	150 A	800 V

7.5 REDRESSEUR HEXAPHASÉ EN ÉTOILE À SIMPLE ALTERNANCE: Débit sur une charge résistive

Le redresseur hexaphasé en étoile représenté à la figure 7.21 comprend un transformateur dont les enroulements primaires sont branchés en triangle et dont les enroulements secondaires possèdent une prise médiane sur chaque phase. Si l'on réunit les trois prises médianes, on obtient

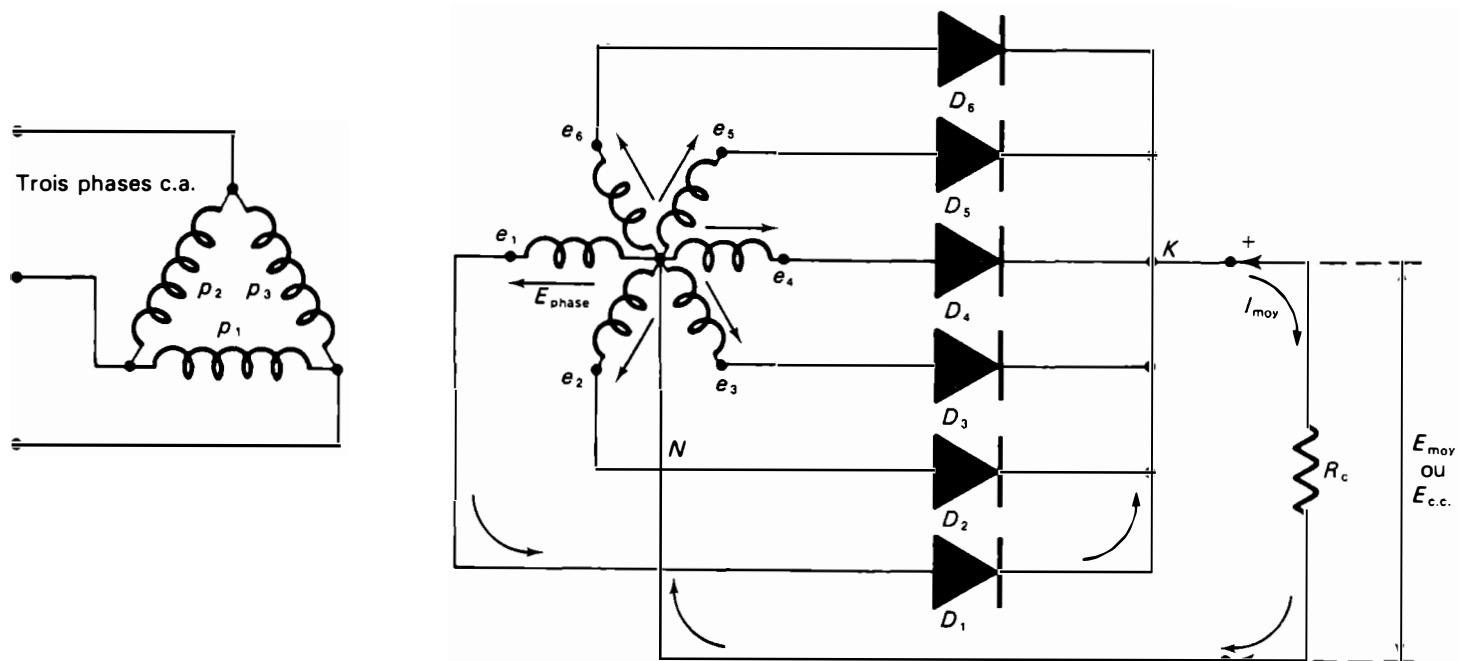


Figure 7.21 Redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance.

un secondaire hexaphasé en étoile. Chacune des six bornes du secondaire est reliée à l'anode d'une diode de redressement. La charge résistive est connectée entre le point commun K reliant les six cathodes et le point neutre N .

Ce circuit est principalement employé dans les applications qui demandent un faible taux d'ondulation et qui utilisent des montages dans lesquels les cathodes ou les anodes sont réunies. Cependant, le rendement de ce circuit redresseur est nettement moins bon que celui des montages industriels fondamentaux: le montage triphasé en pont et le montage hexaphasé en double étoile avec bobine interphase.

Dans le montage redresseur hexaphasé en étoile, les composantes continues des courants circulant dans les secondaires du transformateur s'annulent, ce qui élimine la tendance à la saturation magnétique du noyau.

7.5.1 Fonctionnement

Les tensions d'alimentation fournies par les six enroulements secondaires sont:

$$\begin{aligned} e_1 &= E_{\max} \cos \omega t, & e_2 &= E_{\max} \cos(\omega t - \pi/3), \\ e_3 &= E_{\max} \cos(\omega t - 2\pi/3), & e_4 &= E_{\max} \cos(\omega t - \pi), \\ e_5 &= E_{\max} \cos(\omega t - 4\pi/3), & e_6 &= E_{\max} \cos(\omega t - 5\pi/3) \end{aligned}$$

Ces tensions sinusoïdales sont déphasées entre elles d'un angle de 60° (Figure 7.22.a).

Le circuit redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance est comparable à six circuits redresseurs à simple alternance fonctionnant successivement. Chaque diode laisse passer le courant pendant un sixième de période (ce qui correspond à un angle de conduction de 60°),

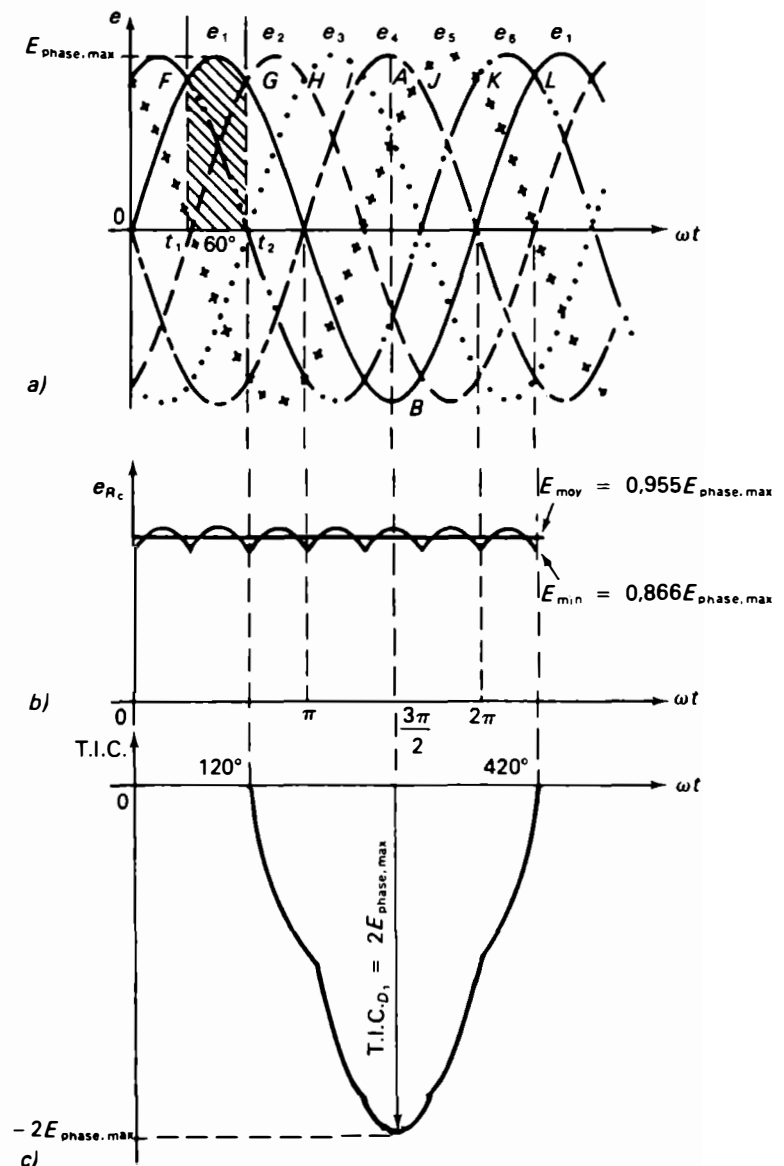


Figure 7.22 a) Tensions d'alimentation d'un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance; b) tension redressée à la sortie; c) modification de la forme d'onde de la T.I.C.

lorsque son potentiel d'anode est supérieur à celui des autres anodes. La tension redressée à la sortie se compose de six impulsions ou de six calottes de sinusoides par période du réseau d'alimentation: c'est donc une tension ondulée dont la fréquence de l'ondulation est égale à six fois la fréquence de la source d'alimentation (Figure 7.22.b). La commutation d'une diode à la suivante se fait six fois par période, aux points *F*, *G*, *H*, *I*, etc. La tension commune des deux anodes en commutation est égale à $0,866E_{\text{phase,max}}$, car:

$$e_{60^\circ} = E_{\text{phase,max}} \sin 60^\circ = 0,866E_{\text{phase,max}}$$

Cette tension représente la valeur minimale de la tension instantanée du redresseur hexaphasé. Cette valeur reste toujours supérieure à la valeur moyenne de la tension redressée obtenue avec le redresseur triphasé en étoile à simple alternance ($E_{\text{moy}} = 0,827E_{\text{phase,max}}$, paragraphe 7.3.2).

7.5.2 Valeurs caractéristiques des tensions et des courants des redresseurs hexaphasés en étoile à simple alternance avec charge résistive

Valeurs instantanées

En reprenant l'expression générale des tensions redressées obtenue à partir du développement en série de Fourier (équation 7.25) et en remplaçant, dans ce montage, *n* par sa valeur, nous pouvons écrire:

$$e = E_{\text{moy}} \left[1 + \left(\frac{2}{6^2-1} \right) \cos 6\omega t - \left(\frac{2}{12^2-1} \right) \cos 12\omega t + \left(\frac{2}{18^2-1} \right) \cos 18\omega t - \dots \right]$$

Après simplification, nous obtenons:

$$e = 0,955E_{\text{max}} (1 + 0,057 \cos 6\omega t - 0,014 \cos 12\omega t + 0,006 \cos 18\omega t - \dots)$$

Les différents termes de cette relation sont définis ainsi:

- $0,955E_{\text{max}}$: valeur moyenne de la tension redressée; c'est la valeur de la composante continue.
- $0,057E_{\text{max}} \cos 6\omega t$: valeur de la composante alternative fondamentale dont la fréquence est égale à six fois la fréquence de la source d'alimentation.

$0,014E_{\text{max}} \cos 12\omega t$: valeur de la deuxième harmonique dont la fréquence est égale à 12 fois la fréquence de la source d'alimentation.

$0,006E_{\text{max}} \cos 18\omega t$: valeur de la troisième harmonique dont la fréquence est égale à 18 fois la fréquence de la source d'alimentation.

Valeurs maximales

La valeur maximale de la tension de sortie qui correspond au sommet de l'impulsion de la tension redressée est égale à:

$$E_{R_c,\text{max}} = E_{\text{phase,max}} = 1,414E_{\text{phase,eff}} \quad (7.66)$$

La valeur maximale du courant circulant dans la charge, dans chaque diode et dans chaque phase est:

$$I_{R_c,\text{max}} = I_{D,\text{max}} = \dot{I}_{\text{phase,max}} = \frac{E_{\text{phase,max}}}{R_c} \quad (7.67)$$

Valeurs moyennes

En utilisant l'équation générale 7.27:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(\frac{\sin \alpha}{\alpha} \right)$$

où $\alpha = \pi/n = \pi/6$ dans le cas du redresseur hexaphasé, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(\frac{\sin \pi/6}{\pi/6} \right) = \left(\frac{3}{\pi} \right) E_{\text{max}}$$

$$E_{\text{moy}} = 0,955E_{\text{max}}$$

La valeur moyenne de la tension de sortie, à vide, d'un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance est:

$$E_{\text{moy}} = 0,955E_{\text{phase,max}} = 1,35E_{\text{phase}} \quad (7.68)$$

où E_{phase} désigne la valeur efficace de l'une des tensions hexaphasées en étoile (tension de phase).

La valeur moyenne du courant circulant dans la charge (si on ne tient pas compte de la chute de tension aux bornes des diodes) est:

$$I_{R_c,\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{0,955E_{\text{phase,max}}}{R_c} \quad (7.69)$$

Chaque diode n'est à l'état passant que pendant le sixième de la période, soit durant un intervalle angulaire de 60° ,

de sorte que la valeur moyenne du courant circulant à travers chaque diode est:

$$I_{D, moy} = \frac{I_{R_c, moy}}{6} \quad (7.70)$$

Valeurs efficaces

Reprenons l'équation générale 7.31:

$$E_{eff} = \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}}$$

Dans le cas d'un redresseur hexaphasé en étoile, nous avons $\alpha = \pi/6$ et $\sin 2\alpha = \sqrt{3}/2$, de sorte que:

$$E_{eff} = \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} = 0,956E_{phase, max}$$

La valeur efficace de la tension de sortie d'un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance est:

$$E_{R_c, eff} = 0,956E_{phase, max} = 1,35E_{phase} \quad (7.71)$$

où E_{phase} est la valeur efficace de l'une des tensions hexaphasées en étoile.

La valeur efficace du courant circulant à travers chaque diode et dans chaque phase est fournie par la relation générale:

$$I_{D, eff} = \frac{I_{R_c, eff}}{\sqrt{n}}$$

$$I_{D, eff} = I_{phase, eff} = \frac{I_{eff}}{\sqrt{6}}$$

$$I_{D, eff} = \frac{0,956E_{phase, max}}{\sqrt{6}}$$

$$I_{D, eff} = 0,391I_{phase, max} \quad (7.72)$$

$$I_{D, eff} = \frac{0,391I_{moy}}{0,955} = 0,41I_{moy} \quad (7.73)$$

Facteur de forme

Pour un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance, le facteur de forme est:

$$\frac{E_{eff}}{E_{moy}} = \frac{0,956E_{max}}{0,955E_{max}}$$

$$F = 1,001 \quad (7.74)$$

7.5.3 Tension inverse de crête

Lorsque les anodes laissent passer le courant successivement, la diode D_1 supporte les tensions inverses instan-

tanées e_2-e_1 , puis e_3-e_1 , puis e_4-e_1 , etc. La figure 7.22.a indique que la tension inverse instantanée maximale est e_4-e_1 , car les deux tensions, e_4 et e_1 , sont en opposition de phase; sa valeur est donc $2E_{phase, max}$. Pour un redresseur hexaphasé en étoile, nous avons donc:

$$T.I.C. = 2E_{phase, max} \quad (7.75)$$

$$\text{ou: } T.I.C. = \left(\frac{2E_{max}}{0,955}\right)E_{moy} = 2,09E_{moy} \quad (7.76)$$

Remarque: Nous retrouvons le même facteur, 2,09, que celui du redresseur triphasé étoile à simple alternance.

7.5.4 Valeurs de l'ondulation

Taux d'ondulation

En appliquant la relation générale $r = \sqrt{F^2 - 1}$, nous obtenons directement:

$$r = \sqrt{(1,0009)^2 - 1} = 0,042 \text{ ou } 4,2\%$$

Nous pouvons également calculer le taux d'ondulation à partir de l'équation de la tension instantanée et en appliquant la relation suivante:

$$r = \frac{E_{eff, d'ondulation}}{E_{moy}}$$

$$r = \sqrt{\left(\frac{0,057}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0,014}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots} = 0,042$$

Le taux d'ondulation d'un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance est donc:

$$r = 4,2\% \quad (7.77)$$

Fréquence de l'ondulation

La fréquence de l'ondulation d'un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance est égale à six fois la fréquence du réseau qui l'alimente.

$$f \text{ d'ondulation} = 6f \text{ de la source d'alimentation}$$

(7.78)

7.5.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu

Par définition, nous pouvons écrire:

$$\eta \% = \left(\frac{\text{Puissance de sortie en courant continu}}{\text{Puissance d'entrée en courant alternatif}} \right) \times 100$$

$$\eta \% = \frac{I_{moy}^2 R_c}{(1,001 I_{moy})^2 R_c} \times 100 \approx 99,8\%$$

Cette valeur représente le rendement théorique maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu dans un redresseur hexaphasé étoile. Cependant, le rendement global du circuit redresseur, en raison du facteur d'utilisation du transformateur et des chutes de tension dans les diodes et dans les enroulements du transformateur, n'est que de 66%.

7.5.6 Puissance nominale des enroulements du transformateur d'alimentation

La puissance nécessaire au secondaire (en kilovoltampères) est:

$$P_s = 6E_{\text{phase}}I_{\text{phase}}$$

À l'aide de l'équation 7.68, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{phase}} = \frac{E_{\text{moy}}}{1,35} = 0,74E_{\text{moy}}$$

et, à l'aide de l'équation 7.73:

$$I_{\text{phase}} = 0,41I_{\text{moy}}$$

de sorte que:

$$P_s = 6(0,74E_{\text{moy}})(0,41I_{\text{moy}}) = 1,82E_{\text{moy}}I_{\text{moy}}$$

$$P_s(\text{kVA}) = 1,82P_{\text{redressé}} \quad (7.79)$$

La valeur du facteur d'utilisation du secondaire est:

$$F.U._s = \frac{P_{\text{redressé}}(\text{kW})}{P_s(\text{kVA})} = \frac{1}{1,82} = 0,55 \quad (7.80)$$

La puissance nécessaire au primaire est donnée par:

$$P_p(\text{kVA}) = 3E_pI_p = 1,28E_{\text{moy}}I_{\text{moy}} \quad (7.81)$$

La valeur du facteur d'utilisation du primaire est:

$$F.U._p = \frac{1}{1,28} = 0,78 \quad (7.82)$$

Exemple 7.6

Un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance (Figure 7.21) doit fournir une puissance de 50 kW à une charge résistive de 5 Ω à partir d'un réseau triphasé dont la tension ligne est de 600 V et 60 Hz. Calculez:

- la valeur de la tension redressée obtenue à la sortie du redresseur;
- les valeurs du courant moyen, du courant maximal et de la tension inverse de crête pour chaque diode;
- les valeurs du courant de phase et de la tension de phase pour chaque enroulement secondaire;
- la puissance nominale du secondaire du transformateur (en kilovoltampères);
- la puissance au primaire (en kilovoltampères).

Solution

a) Tension redressée à la sortie du redresseur

$$\text{Nous avons:} \quad P = \left(\frac{E_{\text{moy}}}{R_c} \right)^2$$

de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = \sqrt{PR_c} = \sqrt{50\,000 \times 5}$$

$$E_{\text{moy}} = 500 \text{ V}$$

b) Courant moyen dans chaque diode

$$I_{R_c, \text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{500}{5}$$

$$I_{R_c, \text{moy}} = 100 \text{ A}$$

$$\text{de sorte que:} \quad I_{D, \text{moy}} = \frac{I_{R_c, \text{moy}}}{6} = \frac{100}{6}$$

$$I_{D, \text{moy}} = 16,7 \text{ A}$$

Courant maximal dans chaque diode

$$\text{Nous avons:} \quad I_{D, \text{max}} = \frac{E_{\text{phase, max}}}{R_c}$$

$$\text{et:} \quad E_{\text{phase, max}} = \frac{E_{\text{moy}}}{0,955}$$

de sorte que:

$$E_{\text{phase, max}} = \frac{500}{0,955} = 523,5 \text{ V}$$

Alors, nous obtenons:

$$I_{\text{phase, max}} = \frac{E_{\text{phase, max}}}{R_c} = \frac{523,5}{5}$$

$$I_{\text{phase, max}} = 104,7 \text{ A}$$

Nous avons également:

$$I_{D, \text{max}} = 1,05I_{R_c, \text{moy}} = 1,05 \times 100$$

$$I_{D, \text{max}} = 105 \text{ A}$$

Tension inverse de crête

Dans le cas d'un redresseur hexaphasé en étoile, nous avons:

$$T.I.C. = 2E_{\text{phase, max}} = 2 \times 523,5$$

$$T.I.C. = 1047 \text{ V}$$

c) Courant de phase au secondaire

$$\text{Nous avons:} \quad I_{s, \text{eff}} = 0,41I_{R_c, \text{moy}} = 0,41 \times 100$$

$$I_{s, \text{eff}} = 41 \text{ A}$$

Tension de phase au secondaire

$$\text{Nous avons:} \quad E_{s, \text{eff}} = 0,74E_{\text{moy}} = 0,74 \times 500$$

$$E_{s, \text{eff}} = 370 \text{ V}$$

d) Puissance nominale du secondaire du transformateur d'alimentation

Nous avons:

$$P_s = 6E_{s, \text{eff}} I_{s, \text{eff}} = 6(370 \times 41)$$

$$P_s = 91\,020 \text{ VA ou } 91 \text{ kVA}$$

Nous avons également:

$$P_s = 1,82E_{\text{moy}} I_{\text{moy}} = 1,82 \times 500 \times 100$$

$$P_s = 91 \text{ kVA}$$

e) Puissance au primaire du transformateur d'alimentation

$$P_p = 1,28E_{\text{moy}} I_{\text{moy}} = 1,28 \times 500 \times 100$$

$$P_p = 64 \text{ kVA}$$

7.6 REDRESSEUR DODÉCAPHASÉ

À l'aide de transformateurs appropriés, on peut obtenir, à partir d'un réseau triphasé, 12 tensions sinusoïdales de même amplitude, déphasées entre elles d'un angle de $2\pi/12 \text{ rad} = \pi/6 \text{ rad}$ (soit 30°). Après le redressement, la tension pulsée obtenue est très proche d'une tension continue. La valeur de la tension de sortie à vide d'un redresseur dodécaphasé est:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left(\frac{\sin \alpha}{\alpha} \right) = E_{\text{max}} \left(\frac{\sin \pi/12}{\pi/12} \right)$$

$$\boxed{E_{\text{moy}} = 0,968E_{\text{phase, max}}} \quad (7.83)$$

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par:

$$e = 0,968E_{\text{max}}(1 + 0,014 \cos 12\omega t - 0,0034 \cos 24\omega t + \dots)$$

Le taux d'ondulation est très faible:

$$r = \frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{moy}}}$$

$$r = \sqrt{\left(\frac{0,014/\sqrt{2}}{1} \right)^2 + \left(\frac{0,0034/\sqrt{2}}{1} \right)^2}$$

$$\boxed{r = 0,01 \text{ ou } 1\%} \quad (7.84)$$

Une inductance de filtrage, appelée aussi *bobine de lissage*, placée en série dans le circuit de charge peut abaisser davantage le taux d'ondulation.

Le redressement dodécaphasé est utilisé dans des redresseurs très puissants. On groupe les phases du secondaire trois par trois pour constituer quatre groupes commutants triphasés, ce qui permet d'améliorer le facteur d'utilisation du secondaire du transformateur et, par conséquent, le rendement global du montage redresseur.

Les redresseurs dodécaphasés sont employés dans des installations industrielles nécessitant des puissances continues importantes, comme c'est le cas dans la fabrication de l'aluminium par le procédé électrolytique. En effet, l'électrolyse de l'alumine dissoute dans un bain d'électrolyte (cryolithe) en fusion demande un courant continu intense de l'ordre de 50 000 A à 200 000 A sous une tension pouvant varier de 600 V à 800 V, dépendant du nombre de cuves d'électrolyse placées en série dans l'installation (la chute de tension par cuve étant d'environ 4 V à 5 V).

Dans le cas de très grandes puissances, on utilise même des redresseurs alimentés par des tensions à 24 phases qui fournissent, sans aucun filtrage, un courant continu pratiquement pur.

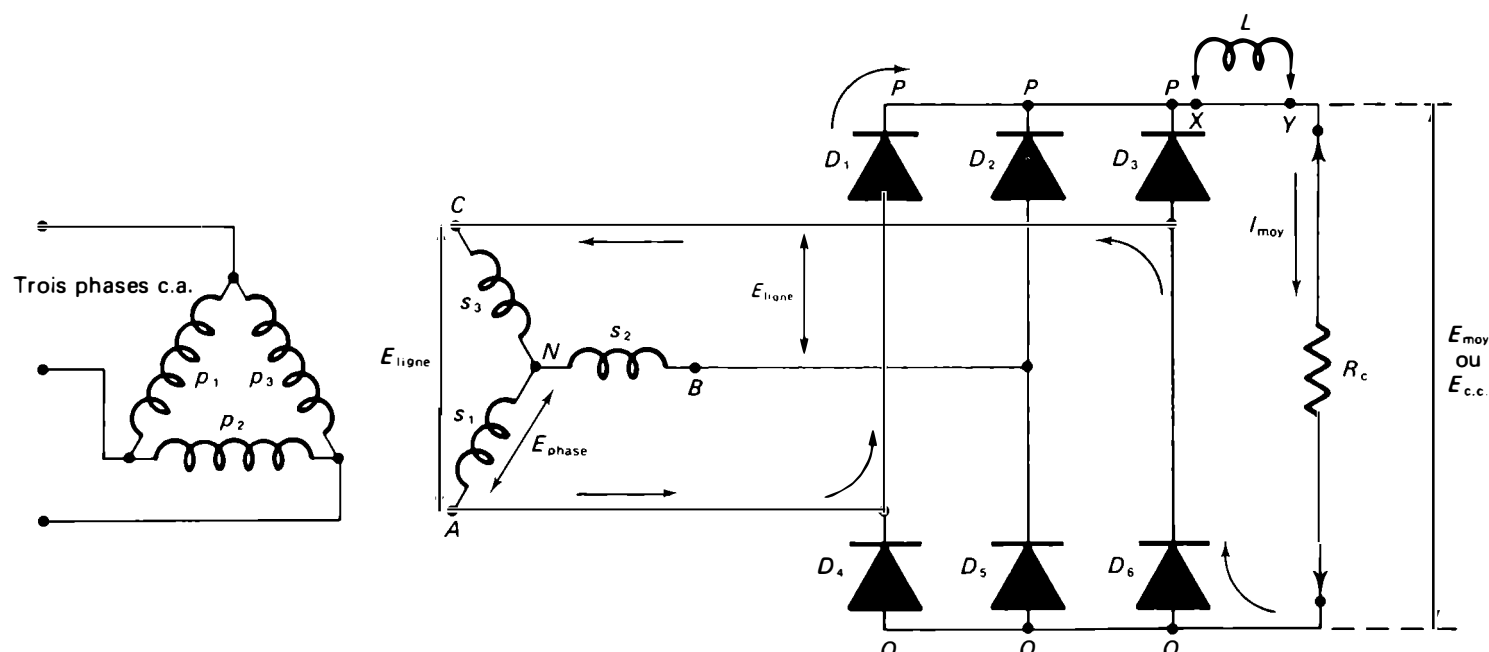


Figure 7.23 Redresseur triphasé en pont.

7.7 REDRESSEUR TRIPHASÉ EN PONT: Débit sur une charge résistive

Le redresseur triphasé en pont représenté à la figure 7.23 est un des circuits redresseurs industriels les plus efficaces. Il peut être considéré comme deux redresseurs monophasés à simple alternance montés « tête-bêche ». Le redresseur triphasé en pont, tout comme le redresseur monophasé en pont, laisse passer le courant durant les deux alternances d'une même période, ce qui lui assure un excellent rendement. Le facteur d'utilisation du transformateur d'alimentation est élevé, la tension d'ondulation résiduelle demeure très faible et, dans la plupart des applications, aucun filtrage n'est nécessaire.

7.7.1 Fonctionnement

Considérons la représentation graphique des tensions triphasées d'alimentation (Figure 7.24.a). Au temps t_1 , correspondant à l'angle de 90° , la tension instantanée e_1 est

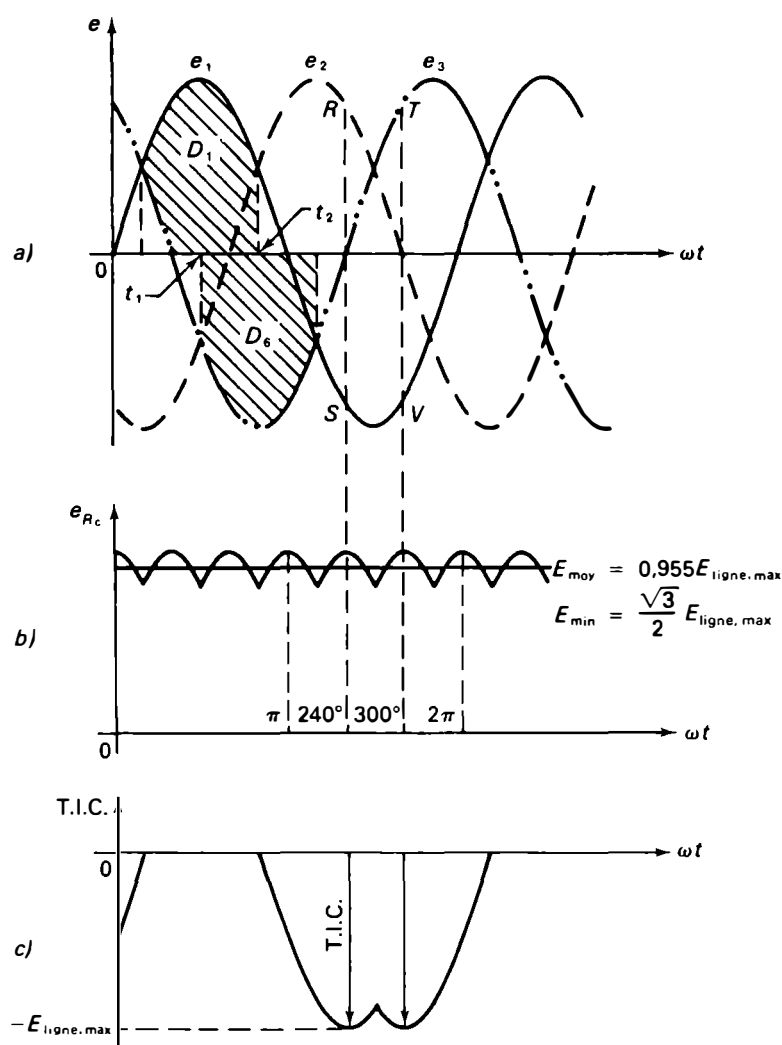


Figure 7.24 a) Tensions d'alimentation d'un redresseur triphasé en pont; b) tension redressée à la sortie; c) tension inverse de crête des diodes.

supérieure à chacune des tensions instantanées e_2 et e_3 . À cet instant et durant tout l'intervalle de temps (t_1, t_2) , les tensions des points A , B et C (Figure 7.23) sont telles que $E_A > E_B > E_C$.

Ainsi durant l'intervalle de temps (t_1, t_2) , la diode D_1 laisse passer le courant et, par conséquent:

$$E_D = E_A > E_B > E_C$$

Les diodes D_2 et D_3 sont à l'état bloqué, car la tension E_D de leurs cathodes est supérieure à celles de leurs anodes, E_B et E_C .

La diode D_6 laisse aussi passer le courant et, par conséquent:

$$E_Q = E_C < E_B < E_A$$

Les diodes D_4 et D_5 sont à l'état bloqué, car le potentiel de leurs cathodes, E_A ou E_B , est supérieur à celui de leurs anodes, E_Q .

Le même raisonnement s'applique pour chacun des intervalles de temps: $(30^\circ, 90^\circ)$, $(90^\circ, 150^\circ)$, $(150^\circ, 210^\circ)$, $(210^\circ, 270^\circ)$, $(270^\circ, 330^\circ)$ et $(330^\circ, 390^\circ$ ou $30^\circ)$. Nous pouvons donc en déduire que, pendant chaque sixième de période, deux diodes seulement sont à l'état passant. Chaque combinaison de diodes laisse passer le courant pendant un intervalle angulaire de 60° et le cycle recommence. Chaque diode laisse donc passer le courant pendant un tiers de période et chaque phase débite pendant deux fois un tiers de période (Figures 7.25.b et 7.25.c). Le courant circule toujours du point au potentiel le plus élevé vers le point au potentiel le plus bas. Les graphiques de la figure 7.25 représentent l'allure des courants circulant dans un redresseur triphasé en pont. Le fonctionnement d'un redresseur triphasé en pont peut être résumé par le tableau 7.3.

Intervalle angulaire	Sens du courant	Diodes à l'état passant
30° à 90°	A vers B	D_1 et D_5
90° à 150°	A vers C	D_1 et D_6
150° à 210°	B vers C	D_2 et D_6
210° à 270°	B vers A	D_2 et D_4
270° à 330°	C vers A	D_3 et D_4
330° à 390° (ou 30°)	C vers B	D_3 et D_5

Tableau 7.3 Redresseur triphasé en pont.

7.7.2 Valeurs caractéristiques des tensions et des courants des redresseurs triphasés en pont avec charge résistive.

Valeurs instantanées

À partir de l'expression générale des tensions redressées, établie à partir du développement en série de Fourier (équation 7.25), nous obtenons:

$$e = E_{\text{moy}} \left[1 + \left(\frac{2}{6^2-1} \right) \cos 6\omega t - \left(\frac{2}{12^2-1} \right) \cos 12\omega t + \left(\frac{2}{18^2-1} \right) \cos 18\omega t - \dots \right]$$

ou:
$$e = 0,955E_{\text{ligne,max}} (1 + 0,057\cos 6\omega t - 0,014\cos 12\omega t + 0,006\cos 18\omega t - \dots)$$

Valeurs maximales

La valeur maximale de la tension de sortie, qui correspond au sommet de l'impulsion (ou de la calotte sinusoïdale) de la tension redressée, est égale à:

$$E_{R_c, \text{max}} = E_{\text{ligne,max}} = \sqrt{2}E_{\text{ligne}} = \sqrt{2}(\sqrt{3}E_{\text{phase}})$$

$$E_{R_c, \text{max}} = \sqrt{6}E_{\text{phase}} = 2,45E_{\text{phase}} \quad (7.85)$$

où E_{phase} désigne la valeur efficace de la tension aux bornes d'un des enroulements secondaires (tension de phase).

La valeur maximale du courant circulant dans la charge et dans chaque diode est égale à:

$$I_{R_c, \text{max}} = I_{D, \text{max}} = \frac{E_{\text{ligne,max}}}{R_c} = 1,05I_{R_c, \text{moy}} \quad (7.86)$$

Valeurs moyennes

La valeur moyenne de la tension de sortie est obtenue à partir de l'équation générale 7.27:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{ligne,max}} \left(\frac{\sin \alpha}{\alpha} \right)$$

où $\alpha = \pi/6$, ce qui donne:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{ligne,max}} \left(\frac{\sin \pi/6}{\pi/6} \right) = \frac{3}{\pi} E_{\text{ligne,max}}$$

$$E_{\text{moy}} = 0,955E_{\text{ligne,max}} = 2,34E_{\text{phase}} \quad (7.87)$$

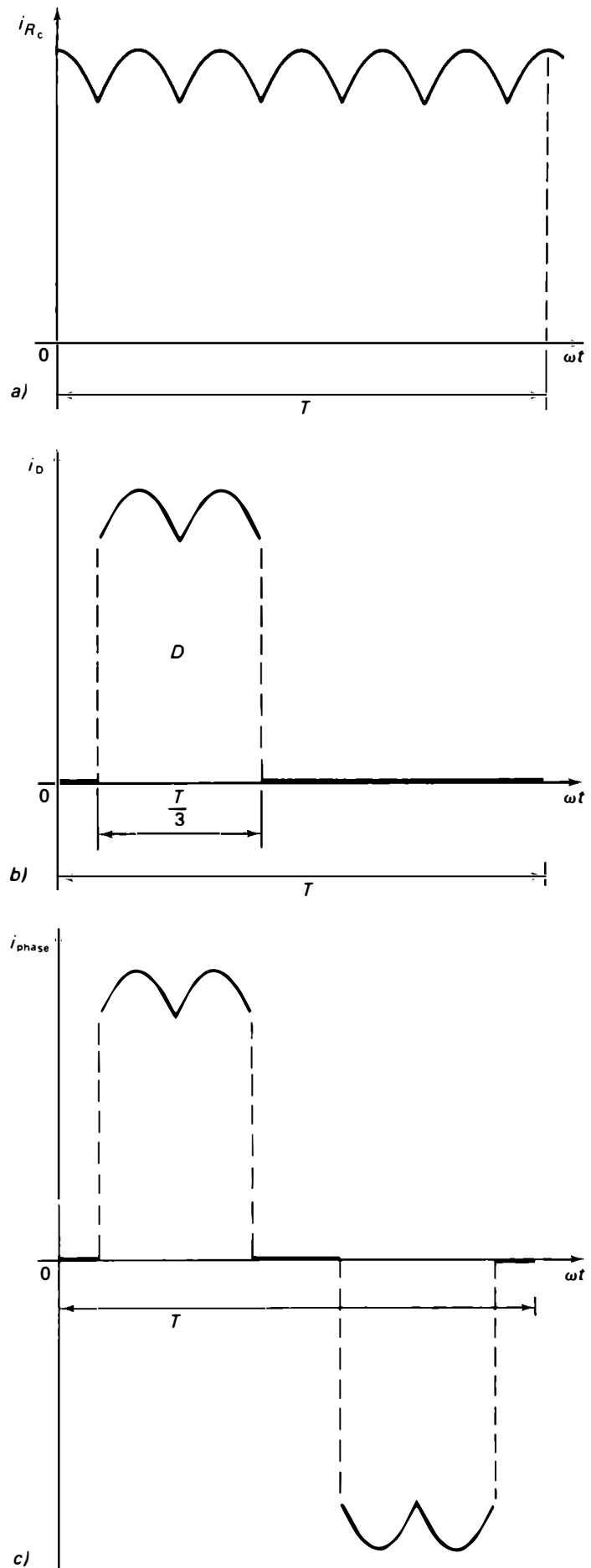


Figure 7.25 a) Courant dans la charge; b) courant dans une diode; c) courant dans une phase du secondaire du transformateur.

En ce qui concerne la tension redressée, le montage triphasé en pont est équivalent à un redresseur hexaphasé en étoile qui serait alimenté par des tensions dont les amplitudes seraient $\sqrt{3}$ fois plus grandes que celles du montage en pont et déphasées de $\pi/6$ par rapport à elles.

La valeur moyenne du courant circulant dans la charge est déterminée par:

$$I_{R_c, moy} = \frac{E_{moy}}{R_c} = \frac{0,955E_{ligne, max}}{R_c} \quad (7.88)$$

Chaque diode n'est à l'état passant que pendant le tiers de la période, soit durant un intervalle angulaire de 120° . Par conséquent, la valeur moyenne du courant circulant à travers chaque diode est:

$$I_{D, moy} = \frac{I_{R_c, moy}}{3} \quad (7.89)$$

Valeurs efficaces

En reprenant l'équation générale 7.31 et en posant $\alpha = \pi/6$, nous obtenons pour le redresseur triphasé en pont:

$$E_{eff, R_c} = \left(\frac{E_{ligne, max}}{\sqrt{2}} \right) \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} = 0,956E_{ligne, max}$$

La valeur efficace de la tension de sortie d'un redresseur triphasé en pont:

$$E_{R_c, eff} = 0,956E_{ligne, max} = 2,34E_{phase} \quad (7.90)$$

La valeur efficace du courant circulant à travers chaque diode est:

$$I_{D, eff} = \frac{0,956I_{ligne, max}}{0,955\sqrt{3}} = 0,58I_{moy} \quad (7.91)$$

La valeur efficace du courant de phase est donnée par:

$$I_{phase, eff} = \sqrt{2}I_{D, eff} = 0,82I_{moy} \quad (7.92)$$

Facteur de forme

Pour un redresseur triphasé en pont, le facteur de forme est:

$$F = \frac{E_{eff}}{E_{moy}} = \frac{0,956E_{max}}{0,955E_{max}} \quad (7.93)$$

$$F = 1,001$$

7.7.3 Tension inverse de crête

En remplaçant dans le circuit illustré à la figure 7.23, les diodes conductrices, D_1 et D_6 par des courts-circuits, on

constate que les diodes D_3 et D_4 sont soumises à la tension inverse $e_1 - e_3$, qui correspond à la tension de ligne existant entre les points A et C . L'amplitude de cette tension est égale à $\sqrt{3}E_{phase}$. Nous avons donc pour chaque diode:

$$T.I.C. = E_{ligne, max} = 1,05E_{moy} \quad (7.94)$$

7.7.4 Valeurs de l'ondulation

Taux d'ondulation

En appliquant la relation générale $r = \sqrt{F^2 - 1}$, nous obtenons directement la valeur du taux d'ondulation:

$$r = \sqrt{(1,001)^2 - 1} = 0,042$$

$$r\% = 4,2\% \quad (7.95)$$

Fréquence de l'ondulation

La fréquence de l'ondulation d'un redresseur triphasé en pont est égale à six fois la fréquence du réseau qui l'alimente.

$$f_{d'ondulation} = 6f_{de\ la\ source\ d'alimentation} \quad (7.96)$$

Remarque: Le courant redressé fourni par les redresseurs triphasés en pont se rapproche d'un courant continu pur. Cependant certains types de charge ne peuvent l'accepter sans filtrage. Le filtre le plus couramment utilisé dans les redresseurs polyphasés industriels est une inductance, appelée aussi *bobine de lissage*, que l'on place en série dans le circuit de charge entre les diodes et la charge (Figure 7.23).

La bobine de lissage s'oppose aux variations du courant pulsé qui la traverse; elle emmagasine de l'énergie dans son champ magnétique lorsque le courant augmente et la redonne au circuit lorsque le courant diminue. L'action de la bobine de lissage tend à maintenir le courant redressé constant. L'énergie emmagasinée dans la bobine est donnée par la relation:

$$W = \frac{1}{2}(LI^2)$$

Dans cette relation, W désigne l'énergie emmagasinée exprimée en joules, L , l'inductance de la bobine exprimée en henrys et I , le courant dans la bobine exprimé en ampères. Dans le cas de l'utilisation d'une bobine de lissage, on obtient un bon filtrage lorsque:

$$W_L > \frac{P}{f}$$

où W_L désigne l'énergie emmagasinée dans la bobine, P , la puissance de la charge exprimée en watts et f , la fréquence de la source d'alimentation exprimée en hertz.

7.7.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu

Par définition, nous pouvons écrire:

$$\eta\% = \left(\frac{\text{Puissance de sortie en courant continu}}{\text{Puissance d'entrée en courant alternatif}} \right) \times 100$$

soit:

$$\eta\% = \left(\frac{I_{\text{moy}}^2 R_c}{(1,001 I_{\text{moy}})^2} \right) \times 100 = 99,5\% \quad (7.97)$$

Cette valeur représente le rendement maximal théorique du courant alternatif en courant continu. Le rendement global du redresseur, qui tient compte du facteur d'utilisation du transformateur et des chutes de tension dans les diodes et dans les enroulements, atteint 95%.

7.7.6 Puissance nominale des enroulements secondaire et primaire du transformateur d'alimentation

La puissance nécessaire au secondaire (exprimée en kilovoltampères) est donnée par:

$$P_s = 3E_{\text{phase}} I_{\text{phase}} \quad (7.98)$$

$$\text{où: } E_{\text{phase}} = \frac{E_{\text{moy}}}{2,34} = 0,428E_{\text{moy}} \quad (7.99)$$

$$\text{et: } I_{\text{phase}} = 0,820I_{\text{moy}} \quad (7.100)$$

de sorte que:

$$P_s (\text{kVA}) = 3(0,428E_{\text{moy}} 0,820I_{\text{moy}}) = 1,05E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}$$

$$P_s (\text{kVA}) = 1,05P_{\text{redressé}} \quad (7.101)$$

La valeur du facteur d'utilisation du secondaire est:

$$F.U._s = \frac{P_{\text{redressé}} (\text{kW})}{P_s (\text{kVA})} = \frac{1}{1,05} = 0,95 \quad (7.102)$$

La puissance nécessaire au primaire est donnée par:

$$P_p (\text{kVA}) = 3E_p I_p$$

$$P_p = 3 \left[\left(\frac{N_p}{N_s} \right) 0,428E_{\text{moy}} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) 0,820I_{\text{moy}} \right]$$

de sorte que:

$$P_p (\text{kVA}) = 1,05P_{\text{redressé}} \quad (7.103)$$

Le facteur d'utilisation du primaire est donc identique au facteur d'utilisation du secondaire, puisque sa valeur est:

$$F.U._p = \frac{1}{1,05} = 0,95$$

Le redresseur triphasé en pont est le montage qui fournit le meilleur rendement global; le transformateur demande, au réseau, une puissance (exprimée en kilovoltampères) égale à seulement 1,05 fois la puissance redressée de sortie.

Exemple 7.7

Dans un redresseur triphasé en pont (Figure 7.23) alimentant une charge résistive de 10Ω , la tension phase du secondaire du transformateur est de 240 V. La fréquence de la source est de 60 Hz. Calculez:

- la valeur moyenne de la tension redressée;
- la valeur des courants moyen et maximal circulant dans chaque diode;
- la tension inverse de crête supportée par chaque diode;
- les valeurs nominales (I_{moy} , I_{max} et T.I.C.) requises pour les diodes, si l'on adopte les marges de sécurité suivantes: 50% pour les courants et 100% pour les tensions;
- les valeurs du courant de phase et de la tension de phase pour chaque enroulement secondaire;
- la puissance nominale (kVA) du secondaire du transformateur;
- la puissance (kVA) demandée au réseau, sachant que le rendement du transformateur est de 98%;
- la fréquence de la tension d'ondulation résiduelle.

Tracez la forme d'onde de la tension redressée obtenue à la sortie et indiquez les valeurs maximale, minimale et moyenne.

Solution

a) Tension redressée de sortie

La valeur de la tension redressée de sortie est donnée par l'équation 7.87:

$$E_{\text{moy}} = 0,955E_{\text{ligne,max}}$$

$$\text{Étant donné que: } E_{\text{ligne,max}} = \sqrt{3}E_{\text{phase,max}}$$

$$\text{et que: } E_{\text{phase,max}} = \sqrt{2}E_{\text{phase}}$$

nous avons:

$$E_{\text{ligne,max}} = \sqrt{3}(\sqrt{2}E_{\text{phase}}) = \sqrt{3}(\sqrt{2} \times 240)$$

$$E_{\text{ligne,max}} = 588 \text{ V}$$

$$\text{de sorte que: } E_{\text{moy}} = 0,955 \times 588 = 561,5 \text{ V}$$

b) Courant moyen dans chaque diode

Le courant moyen dans chaque diode est donné par l'équation 7.89:

$$I_{D,\text{moy}} = \frac{I_{R_c,\text{moy}}}{3}$$

$$\text{Puisque: } I_{R_c,\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = \frac{561,5}{10}$$

$$I_{R_c,\text{moy}} = 56,15 \text{ A}$$

$$\text{de sorte que: } I_{D,\text{moy}} = \frac{56,15}{3} = 18,71 \text{ A}$$

Courant maximal dans chaque diode

Le courant maximal dans chaque diode est donné par l'équation 7.86:

$$I_{D,\max} = 1,05 I_{R_c,\text{moy}} = 1,05 \times 56,15$$

$$I_{D,\max} = 58,95 \text{ A}$$

c) *Tension inverse de crête*

La tension inverse de crête est donnée par l'équation 7.94:

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{ligne,max}} = 588 \text{ V}$$

d) *Valeurs nominales*

$$I_{\text{moy,nominal}} = 1,5 I_{\text{moy}} = 1,5 \times 18,71$$

$$I_{\text{moy,nominal}} = 28,06 \text{ A}$$

$$I_{\text{max,nominal}} = 1,5 I_{\text{max}} = 1,5 \times 58,95$$

$$I_{\text{max,nominal}} = 88,42 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C. nominale} = 2 \text{T.I.C.} = 2 \times 588$$

$$\text{T.I.C. nominale} = 1176 \text{ V}$$

e) *Courant de phase au secondaire*

La valeur efficace du courant de phase au secondaire est donnée par l'équation 7.100:

$$I_{\text{phase}} = 0,82 I_{R_c,\text{moy}} = 0,82 \times 56,15$$

$$I_{\text{phase}} = 46,04 \text{ A}$$

Tension de phase au secondaire

La valeur de la tension de phase au secondaire est donnée par l'équation 7.99:

$$E_{\text{phase}} = 0,428 E_{\text{moy}} = 0,428 \times 561,5$$

$$E_{\text{phase}} = 240,3 \text{ V}$$

f) *Puissance nominale du secondaire*

À l'aide de l'équation 7.103, nous pouvons écrire:

$$P_s(\text{kVA}) = 1,05 E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}$$

$$P_s(\text{kVA}) = 1,05 \times 0,5615 \times 56,15 = 33,104 \text{ kVA}$$

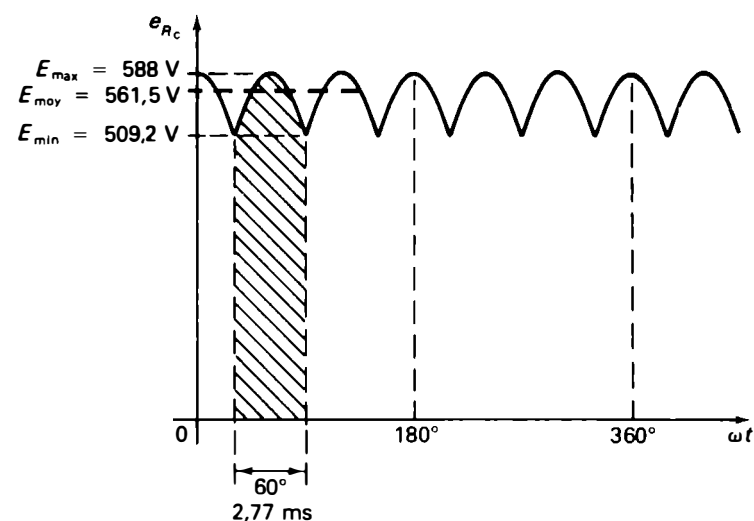


Figure 7.26 Exemple 7.7.

g) *Puissance demandée au réseau*

La puissance demandée au réseau est:

$$P_{\text{demandé}} = \frac{P_p}{\eta} = \frac{33,104}{0,98}$$

$$P_{\text{demandé}} = 33,78 \text{ kVA}$$

h) *Fréquence d'ondulation*

La fréquence d'ondulation est égale à 6 fois la fréquence de la source:

$$f_{\text{d'ondulation}} = 6 \times 60 = 360 \text{ Hz}$$

La forme d'onde de la tension de sortie redressée est illustrée à la figure 7.26. Les valeurs maximale, minimale et moyenne de la tension sont:

$$E_{R_c,\max} = E_{\text{ligne,max}} = \sqrt{6} E_{\text{phase}}$$

$$E_{R_c,\max} = \sqrt{6} \times 240 = 588 \text{ V}$$

$$E_{R_c,\min} = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) E_{\text{ligne,max}}$$

$$E_{R_c,\min} = 0,866 \times 588 = 509,2 \text{ V}$$

$$E_{R_c,\text{moy}} = 0,955 E_{\text{max}}$$

$$E_{R_c,\text{moy}} = 0,955 \times 588 = 561,5 \text{ V}$$

7.8 REDRESSEUR TRIPHASÉ EN DOUBLE ÉTOILE AVEC BOBINE INTERPHASE

Le redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase est fréquemment utilisé pour fournir des puissances continues très importantes avec des tensions continues relativement basses. Le montage redresseur représenté à la figure 7.27 comprend un transformateur d'alimentation à six enroulements secondaires, formant deux groupes commutants en étoile. Les points neutres N_1 et N_2 sont reliés entre eux par l'intermédiaire d'une *bobine interphase*, appelée aussi *bobine d'absorption*. La charge est placée entre la cathode K , commune aux six diodes, et le point milieu de la bobine interphase M .

Les principaux avantages du montage redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase sont: un facteur d'utilisation du transformateur comparable à celui du redresseur triphasé en étoile à simple alternance, une très bonne utilisation des diodes de redressement et un faible taux d'ondulation qui est égal à celui du redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance.

7.8.1 Fonctionnement

Le redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase peut être considéré comme un montage équivalent à deux redresseurs triphasés en étoile à simple alternance

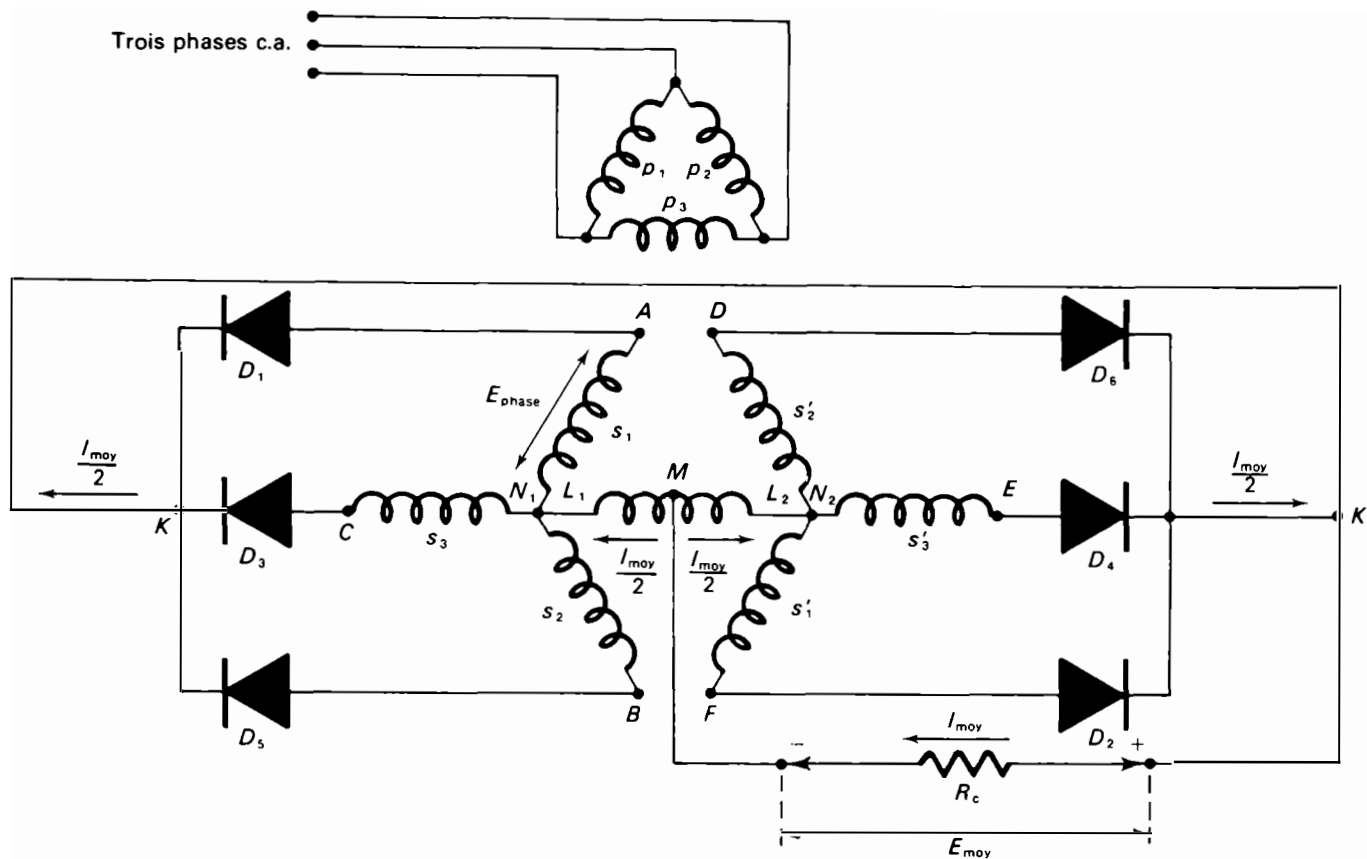


Figure 7.27 Redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase.

montés en parallèle et indépendants l'un de l'autre. Chaque diode laisse passer le courant pendant un tiers de période par période (soit durant un angle de conduction de 120°) et, à chaque instant, deux diodes sont à l'état passant, une dans chaque groupe (Figure 7.28).

La bobine interphase assure l'indépendance des deux secondaires triphasés. Les inductances L_1 et L_2 s'opposent aux variations des courants qui les traversent et empêchent la commutation entre une diode paire et une diode impaire. Le courant redressé circulant dans la charge se divise en deux courants égaux $I_{moy}/2$ qui rejoignent les points neutres N_1 et N_2 .

Étant donné que les deux groupes triphasés ne fournissent pas, au même moment, des tensions instantanées identiques, une tension alternative apparaît aux bornes de la bobine interphase et tend à rendre égale la tension de sortie des deux groupes. Cependant, la bobine d'interphase n'assure l'indépendance des deux groupes triphasés qu'au-dessus d'un certain courant appelé *courant critique*. Dans le cas du fonctionnement à vide ou à très faible débit, la bobine n'assure plus l'indépendance des deux groupes triphasés et le fonctionnement devient alors identique à celui d'un redresseur hexaphasé simple (paragraphe 7.5), ce qui se traduit par un accroissement de la tension moyenne redressée.

La tension redressée moyenne, pour un débit supérieur à la valeur critique, est de $0,827E_{phase,max}$ et, pour un débit inférieur à la valeur critique, elle atteint $0,955E_{phase,max}$.

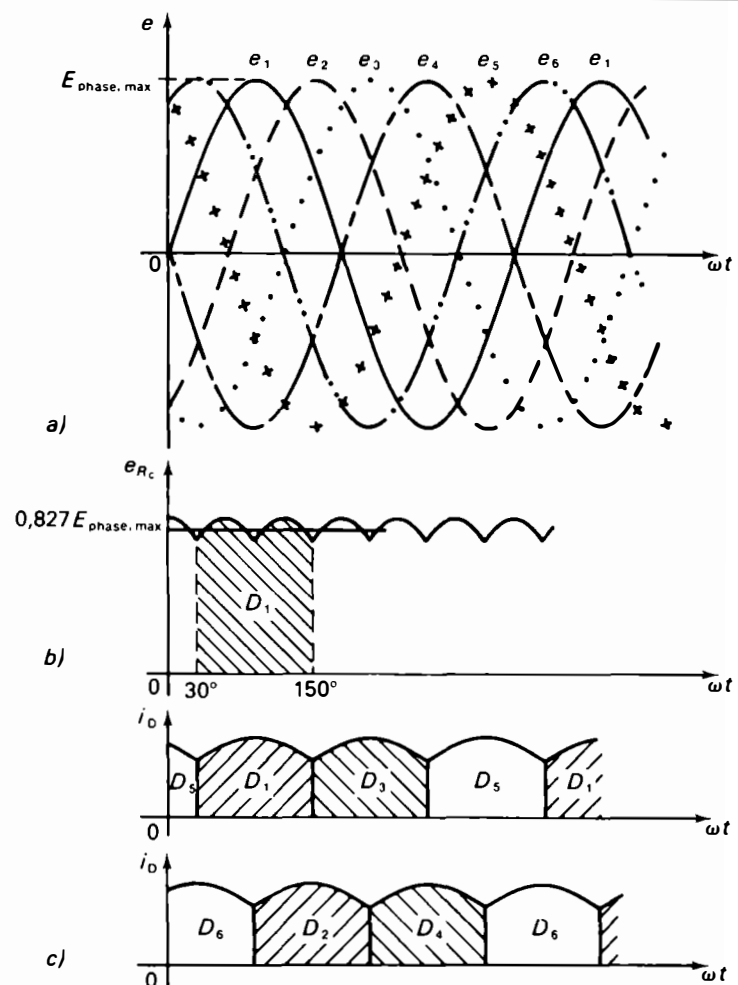


Figure 7.28 a) Tensions d'alimentation d'un redresseur triphasé en double étoile; b) tension redressée à la sortie; c) courant dans les diodes.

L'accroissement de tension aux très faibles charges et à vide est donc de:

$$\frac{0,955 - 0,827}{0,827} = 0,155 \text{ (environ de 15,5\%)}$$

La forme d'onde de la tension redressée obtenue à la sortie du redresseur est comparable à celle du redresseur hexaphasé à simple alternance; elle se compose de six impulsions (ou crêtes) par période (Figure 7.29.a).

7.8.2 Valeurs caractéristiques des tensions et des courants des redresseurs triphasés en double étoile avec bobine interphase

Valeurs maximales

La valeur maximale de la tension redressée qui correspond au sommet de l'impulsion est:

$$E_{R_c, \max} = 0,866E_{\text{phase, max}} = 1,05E_{\text{moy}} \quad (7.104)$$

La valeur maximale du courant circulant dans chaque diode et dans chaque phase est:

$$I_{D, \max} = 1,05 \frac{I_{\text{moy}}}{2} = 0,525I_{R_c, \text{moy}} \quad (7.105)$$

Valeurs moyennes

La valeur moyenne de la tension redressée à la sortie est celle d'un groupe triphasé. En appliquant l'équation 7.27, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} \left(\frac{\sin \alpha}{\alpha} \right)$$

Dans le cas du redresseur triphasé en double étoile, $\alpha = \pi/n = \pi/3$, de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} = \frac{\sin \pi/3}{\pi/3} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2} \right) E_{\max}$$

$$E_{\text{moy}} = 0,827E_{\text{phase, max}} = 1,17E_{\text{phase}} \quad (7.106)$$

où E_{phase} désigne la valeur efficace de l'une des tensions des groupes triphasés en étoile (tension de phase).

Pour la tension redressée, le montage triphasé en double étoile est équivalent à un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance alimenté par six tensions, dont l'amplitude serait égale à $\sqrt{3}/2$ fois celle du montage triphasé en double étoile et qui seraient déphasées de $\pi/6$

par rapport aux tensions du redresseur triphasé en double étoile.

Remarque: Lorsque le redresseur triphasé en double étoile fonctionne à vide ou avec un très faible courant de charge, la bobine interphase n'intervient plus pour assurer l'indépendance des deux groupes triphasés en étoile. Le fonctionnement est alors identique à celui d'un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance.

La valeur moyenne de la tension redressée à vide est:

$$E_{\text{moy}} \text{ à vide} = 0,955E_{\text{phase, max}}$$

La valeur moyenne du courant circulant dans la charge (si l'on ne tient pas compte des chutes de tension aux bornes des diodes) est:

$$I_{R_c, \text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} = 0,827 \left(\frac{E_{\text{phase, max}}}{R_c} \right) \quad (7.107)$$

Chaque groupe triphasé fournit un courant redressé moyen égal à la moitié du courant redressé moyen circulant dans la charge (Figure 7.27) et chaque diode n'est à l'état passant que durant un intervalle angulaire de 120° . Par conséquent, la valeur moyenne du courant circulant à travers chaque diode est:

$$I_{D, \text{moy}} = \frac{I_{R_c, \text{moy}}/2}{3} = \frac{I_{R_c, \text{moy}}}{6} \quad (7.108)$$

Valeurs efficaces

En reprenant l'équation générale 7.31 et en posant $\alpha = \pi/6$, nous obtenons pour le redresseur triphasé en double étoile:

$$E_{R_c, \text{eff}} = \left(\frac{0,866}{\sqrt{2}} \right) E_{\text{phase, max}} \left(\sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} \right)$$

$$E_{R_c, \text{eff}} = 0,827E_{\text{phase, max}} = 1,17E_{\text{phase}} \quad (7.109)$$

La valeur efficace du courant circulant à travers chaque diode et chaque enroulement secondaire est:

$$I_{D, \text{eff}} = I_{\text{phase, eff}} = 0,29I_{\text{moy}} \quad (7.110)$$

Facteur de forme

Pour un redresseur triphasé en double étoile, le facteur de forme est:

$$F = 1,001 \quad (7.111)$$

7.8.3 Tension inverse de crête

Dans le cas d'un courant de charge supérieur au courant critique, chaque groupe triphasé étoile fonctionne indé-

pendamment de l'autre et la tension inverse de crête est identique à celle d'un redresseur triphasé à simple alternance (paragraphe 7.3.3):

$$\boxed{\text{T.I.C.} = \sqrt{3}E_{\text{phase,max}} = 2,09E_{\text{moy}}} \quad (7.112)$$

Dans le cas d'un courant de charge inférieur au courant critique (fonctionnement à très faible débit ou à vide), le redresseur fonctionne comme un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance (paragraphe 7.5.3):

$$\boxed{\text{T.I.C.} = 2E_{\text{phase,max}} = 2,42E_{\text{moy}}} \quad (7.113)$$

La tension inverse de crête à vide est environ de 15% supérieure à la tension inverse de crête en charge, de sorte qu'il faudra donc en tenir compte lors du choix des diodes de redressement.

7.8.4 Valeurs de l'ondulation

Taux d'ondulation

En appliquant l'équation générale:

$$r = \sqrt{F^2 - 1}$$

nous obtenons:

$$r = \sqrt{(1,001)^2 - 1} = 0,042$$

$$\boxed{r\% = 4,2\%} \quad (7.114)$$

Fréquence de l'ondulation

La fréquence de l'ondulation d'un redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase est égale à six fois la fréquence du réseau qui l'alimente.

$$\boxed{f_{\text{d'ondulation}} = 6f_{\text{de la source d'alimentation}}} \quad (7.115)$$

7.8.5 Rendement maximal de la conversion du courant alternatif en courant continu

Par définition, nous avons:

$$\eta\% = \left(\frac{\text{Puissance de sortie en courant continu}}{\text{Puissance d'entrée en courant alternatif}} \right) \times 100$$

$$\eta\% = \left(\frac{I_{\text{moy}}^2 R_c}{(1,001 I_{\text{moy}})^2 R_c} \right) \times 100 \approx 99,8\%$$

Cette valeur représente le rendement maximal théorique de l'ensemble des diodes. Le rendement global du redresseur (transformateur d'alimentation et diodes de redressement) atteint 81,4%, soit une valeur inférieure à celle du rendement du redresseur triphasé en pont.

7.8.6 Puissance nominale des enroulements secondaire et primaire du transformateur d'alimentation

La puissance nécessaire au secondaire (exprimée en kilovoltampères) est donnée par:

$$P_s = 6E_{\text{phase}}I_{\text{phase}}$$

Dans cette relation:

$$E_{\text{phase}} = \frac{E_{\text{moy}}}{1,117} = 0,85E_{\text{moy}}$$

et:

$$I_{\text{phase}} = 0,29I_{\text{moy}}$$

de sorte que:

$$\begin{aligned} P_s (\text{kVA}) &= 6(0,85E_{\text{moy}})(0,29I_{\text{moy}}) \\ &= 1,48E_{\text{moy}}I_{\text{moy}} \end{aligned}$$

$$\boxed{P_s (\text{kVA}) = 1,48P_{\text{redressé}}} \quad (7.116)$$

La valeur du facteur d'utilisation du secondaire est:

$$\boxed{\text{F.U.}_s = \frac{P_{\text{redressé}} (\text{kW})}{P_s (\text{kVA})} = \frac{1}{1,48} = 0,675} \quad (7.117)$$

La puissance nominale des enroulements primaires est donnée par:

$$P_p (\text{kVA}) = 3(E_p I_p)$$

où:

$$E_p = 0,85(N_p/N_s)E_{\text{moy}}$$

et:

$$I_p = \sqrt{2}(N_s/N_p)I_{\text{phase}} = 0,41(N_s/N_p)I_{\text{moy}}$$

nous obtenons:

$$P_p = 3[0,85(N_p/N_s)E_{\text{moy}}][0,41(N_s/N_p)I_{\text{moy}}]$$

$$P_p = 1,05E_{\text{moy}}I_{\text{moy}}$$

$$\boxed{P_p (\text{kVA}) = 1,05P_{\text{redressé}}} \quad (7.118)$$

La valeur du facteur d'utilisation du primaire est:

$$\boxed{\text{F.U.}_p = \frac{1}{1,05} = 0,95} \quad (7.119)$$

Nous remarquons que le montage redresseur triphasé en double étoile utilise moins bien le secondaire que le montage redresseur triphasé en pont.

Exemple 7.8

Un redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase (Figure 7.27) doit fournir une tension redressée, dont la valeur moyenne est de 260 V, à une charge résistive de 4 Ω, à partir d'un réseau triphasé de 60 Hz de fréquence.

Calculez:

- les valeurs du courant moyen, du courant maximal et de la tension inverse de crête pour chaque diode;
- les valeurs du courant de phase et de la tension de phase pour chaque enroulement secondaire;
- la puissance du secondaire du transformateur (en kilovoltampères);
- la puissance du primaire du transformateur (en kilovoltampères);
- la fréquence et la valeur efficace de la tension d'ondulation résiduelle.

Solution

a) *Courant moyen dans la charge*

$$I_{R_c, moy} = \frac{E_{R_c, moy}}{R_c} = \frac{260}{4}$$

$$I_{R_c, moy} = 65 \text{ A}$$

Courant moyen dans chaque diode

$$I_{D, moy} = \frac{I_{R_c, moy}}{6} = \frac{65}{6}$$

$$I_{D, moy} = 10,84 \text{ A}$$

Courant maximal dans chaque diode

$$I_{D, max} = 0,525 I_{R_c, moy} = 0,525 \times 65$$

$$I_{D, max} = 34,125 \text{ A}$$

Tension inverse de crête

À vide, la tension inverse de crête supportée par chaque diode est:

$$\text{T.I.C.} = 2,42 E_{moy} = 2,42 \times 260$$

$$\text{T.I.C.} = 629,2 \text{ V}$$

Avec une charge, la tension inverse de crête est:

$$\text{T.I.C.} = 2,09 E_{moy} = 2,09 \times 260$$

$$\text{T.I.C.} = 543,4 \text{ V}$$

b) *Courant de phase au secondaire*

$$I_{\text{phase, eff}} = 0,29 I_{moy} = 0,29 \times 65$$

$$I_{\text{phase, eff}} = 18,85 \text{ A}$$

Tension de phase au secondaire

$$E_{\text{phase, eff}} = 0,85 E_{moy} = 0,85 \times 260$$

$$E_{\text{phase, eff}} = 221 \text{ V}$$

c) *Puissance du secondaire*

$$P_s = 1,48 E_{moy} I_{moy} = 1,48 \times 260 \times 65$$

$$P_s = 25,012 \text{ kVA}$$

d) *Puissance du primaire*

$$P_p = 1,05 E_{moy} I_{moy} = 1,05 \times 260 \times 65$$

$$P_p = 17,745 \text{ kVA}$$

e) *Fréquence de l'ondulation*

$$f_{\text{d'ondulation}} = 6 \times 60 = 360 \text{ Hz}$$

Tension efficace d'ondulation

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = E_{moy} r = 260 \times 0,042$$

$$E_{\text{eff d'ondulation}} = 10,9 \text{ V}$$

RÉSUMÉ

Pour obtenir les puissances continues importantes qui sont nécessaires aux applications industrielles telles que l'électrometallurgie, l'électrochimie, la traction électrique par réseau à courant continu, le transport de l'énergie électrique à haute tension en courant continu, etc., on a recours à des *redresseurs polyphasés*. Ces redresseurs industriels fournissent des courants redressés intenses, se rapprochant beaucoup du courant continu. Ils sont généralement alimentés par des transformateurs appropriés branchés sur le réseau de distribution triphasé.

Le système de distribution triphasé (trois phases) universellement utilisé pour le transport de l'énergie électrique comporte trois tensions sinusoïdales, de même amplitude, de même fréquence et respectivement déphasées d'un angle de 120°.

Une source d'alimentation triphasée (telle que les

enroulements secondaires d'un transformateur triphasé) ou une charge triphasée peuvent être connectées en triangle (Δ) à l'aide de trois conducteurs de ligne, ou en étoile (Y) soit à l'aide de trois conducteurs de ligne, soit à l'aide de trois conducteurs de ligne et d'un fil neutre.

Dans un système triphasé, la tension de phase (E_{phase}) est la tension existant aux bornes d'un enroulement secondaire du transformateur d'alimentation (ou, dans le cas d'une distribution à quatre fils, entre un conducteur de ligne et le fil neutre).

La tension de ligne (E_{ligne}) est la différence de potentiel existant entre deux conducteurs de ligne dans les montages triangle et étoile.

Les relations fondamentales d'un système triphasé équilibré sont résumées au tableau 7.4.

Tableau 7.4 Principales relations dans un système de distribution triphasé.

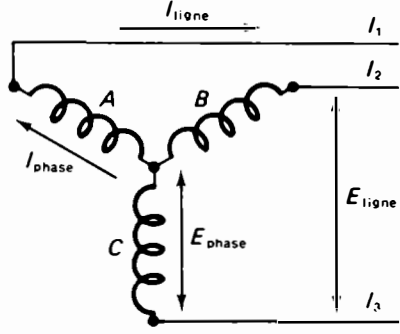
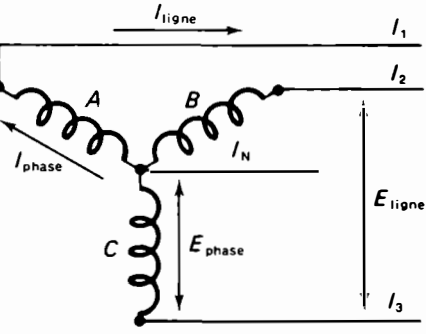
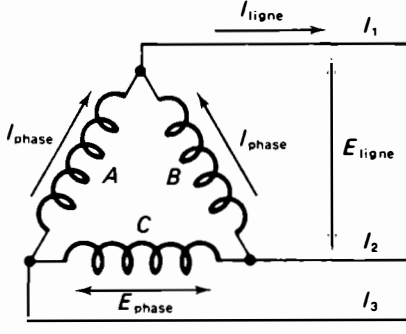
Montage en étoile (trois conducteurs)	Montage en étoile (quatre conducteurs)	Montage en triangle
		
$E_{\text{ligne}} = \sqrt{3}E_{\text{phase}}$ $I_{\text{ligne}} = I_{\text{phase}}$	$E_{\text{ligne}} = \sqrt{3}E_{\text{phase}}$ $I_{\text{ligne}} = I_{\text{phase}}$ <i>Montage équilibré:</i> $I_N = I_1 + I_2 + I_3 = 0$ <i>Montage déséquilibré:</i> $I_N = \sqrt{\left(I_1 - \frac{I_2 + I_3}{2}\right)^2 + \frac{3}{4}(I_3 - I_2)^2}$	$E_{\text{ligne}} = E_{\text{phase}}$ $I_{\text{ligne}} = \sqrt{3}I_{\text{phase}}$
Puissances dans les montages Y - Δ		
$P_T = P_A + P_B + P_C$ $P_T = 3E_{\text{phase}}I_{\text{phase}} \cos \varphi$ $P_T = \sqrt{3}E_{\text{ligne}}I_{\text{ligne}} \cos \varphi$ $S = \sqrt{3}E_{\text{ligne}}I_{\text{ligne}}$ $Q = \sqrt{3}E_{\text{ligne}}I_{\text{ligne}} \sin \varphi$	$(P: \text{puissance active en watts})$ $(S: \text{puissance apparente en voltampères})$ $(Q: \text{puissance réactive en voltampères réactifs})$ $(\varphi: \text{déphasage entre } E_{\text{phase}} \text{ et } I_{\text{phase}})$	

Tableau 7.5 Tableau récapitulatif des principaux montages redresseurs polyphasés.*

Montages redresseurs triphasés	Redresseur triphasé en étoile à simple alternance	Redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance	Redresseur triphasé en pont	Redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase
Forme d'onde à la sortie				
CHARGE RÉISITIVE				
$E_{\text{moy}} \text{ redressé}$	$0,827 E_{\text{phase,max}}$	$0,955 E_{\text{phase,max}}^{**}$ OU $2,34 E_{\text{phase,eff}}$	$0,955 E_{\text{ligne,max}}^{***}$ OU $2,34 E_{\text{phase,eff}}$	$0,827 E_{\text{phase,max}}$
$E_{R_c, \text{eff}}$	$0,841 E_{\text{phase,max}}$	$0,956 E_{\text{phase,max}}$	$0,956 E_{\text{ligne,max}}$	$0,827 E_{\text{phase,max}}$
$I_{R_c, \text{max}}$	$\frac{E_{\text{phase,max}}}{R_c} = 1,21 / R_c, \text{moy}$	$\frac{E_{\text{phase,max}}}{R_c} = 1,05 / R_c, \text{moy}$	$\frac{E_{\text{ligne,max}}}{R_c} = 1,05 / R_c, \text{moy}$	$\frac{E_{\text{phase,max}}}{R_c} = 1,05 / R_c, \text{moy}$
Taux d'ondulation	18,3%	4,2%	4,2%	4,2%
Fréquence de l'ondulation	3f de la source d'alimentation	6f de la source d'alimentation	6f de la source d'alimentation	6f de la source d'alimentation
Facteur de forme, F	1,016	1,001	1,001	1,001

DIODES DE REDRESSEMENT					
Nombre de bras	3	6	6	6	6
Angle de conduction du courant par diode	120°	60°	120°	120°	120°
$I_{D, moy}$	$\frac{I_{R_c, moy}}{3}$	$\frac{I_{R_c, moy}}{6}$	$\frac{I_{R_c, moy}}{3}$	$\frac{I_{R_c, moy}}{6}$	$\frac{I_{R_c, moy}}{6}$
$I_{D, eff}$	$0,58 I_{R_c, moy}$	$0,41 I_{R_c, moy}$	$0,58 I_{R_c, moy}$	$0,29 I_{R_c, moy}$	$0,29 I_{R_c, moy}$
$I_{D, max}$	$1,21 I_{R_c, moy}$	$1,05 I_{R_c, moy}$	$1,05 I_{R_c, moy}$	$1,05 I_{R_c, moy}$	$0,525 I_{R_c, moy}$
T.I.C.	$1,732 E_{phase, max}$ OU $2,09 E_{moy}$	$2 E_{phase, max}$ OU $2,09 E_{moy}$	$E_{ligne, max}$ OU $1,05 E_{moy}$	$2,42 E_{moy}$ (à vide) $2,09 E_{moy}$ (en charge)	
TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION					
$E_{s, eff}$ (phase)	$0,85 E_{moy}$	$0,74 E_{moy}$	$0,428 E_{moy}$	$0,85 E_{moy}$	
$I_{s, eff}$ (phase)	$0,58 I_{R_c, moy}$	$0,41 I_{R_c, moy}$	$0,82 I_{R_c, moy}$	$0,293 I_{R_c, moy}$	
Puissance du secondaire (kVA)	$1,48 E_{moy} / moy$	$1,81 E_{moy} / moy$	$1,05 E_{moy} / moy$	$1,48 E_{moy} / moy$	
Puissance du primaire	$1,22 E_{moy} / moy$	$1,28 E_{moy} / moy$	$1,05 E_{moy} / moy$	$1,05 E_{moy} / moy$	
Facteur d'utilisation du secondaire, F	0,675	0,55	0,95	0,675	
Facteur d'utilisation du primaire, F	0,82	0,78	0,95	0,95	

* Les diodes sont considérées comme idéales (aucune chute de tension directe et aucune chute de tension de fuite) et la source d'alimentation a une impédance nulle.

** $E_{phase, max} = \sqrt{2} E_{phase, eff}$

*** $E_{ligne, max} = \sqrt{3} E_{phase, max}$

Les principaux montages de redresseurs polyphasés sont:

- les redresseurs triphasés en étoile,
- les redresseurs hexaphasés,
- les redresseurs dodécaphasés,
- les redresseurs triphasés en pont,
- les redresseurs triphasés en double étoile avec bobine interphase.

Il existe également d'autres montages de redresseurs polyphasés moins couramment utilisés; ce sont les *redresseurs diphasés* (deux phases déphasées entre elles de 180°), les *redresseurs tétraphasés* (quatre phases respectivement déphasées de 90°) et les *redresseurs hexaphasés à double voie en pont*.

Le *redresseur triphasé en étoile* est le montage le plus simple. Il est principalement utilisé dans les applications industrielles de faibles puissances. Son taux d'ondulation est de 18,3% et sa fréquence est le triple de celle du réseau d'alimentation. Le rendement global du montage (primaire et secondaire du transformateur et diodes) n'est que de 74%.

Une variante de ce montage, le *redresseur triphasé en étoile zigzag*, permet d'éliminer l'effet de saturation dans le noyau du transformateur, ce qui a pour effet d'améliorer le facteur d'utilisation du transformateur et, par conséquent, le rendement global du redresseur.

Le *redresseur triphasé en pont* est le meilleur montage de redressement de puissance. Le taux d'ondulation n'est plus que de 4,2% à une fréquence égale à six fois celle du réseau, ce qui facilite le filtrage. Le facteur d'utilisation du transformateur est excellent, ce qui donne un rendement global de 95%.

Le *redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase* est fréquemment employé dans les montages industriels de grosses puissances. Ses principaux avantages sont un bon facteur d'utilisation du transformateur (bien qu'il soit inférieur à celui du montage triphasé en pont),

un faible taux d'ondulation (4,2%) et une fréquence d'ondulation égale à six fois celle du réseau. Le rendement global atteint 80%.

Le *redresseur hexaphasé en étoile* est moins intéressant que les deux précédents. Son taux d'ondulation est aussi faible, soit de 4,2% à une fréquence égale à six fois celle du réseau. Par contre, le rendement global est nettement moins bon, de l'ordre de 66%.

On emploie également dans certaines applications industrielles (fabrication de l'aluminium, par exemple) des redresseurs avec des tensions d'alimentations à 12 ou 24 phases. Ces redresseurs fournissent sans filtrage un courant continu pratiquement pur.

Dans les redresseurs polyphasés, le filtrage est habituellement effectué par des inductances de filtrage (ou *bobines de lissage*) placées en série dans le circuit de charge, entre les diodes et la charge. Ces inductances de lissage, en s'opposant aux variations du courant pulsé qui les traverse, réduisent le taux d'ondulation et tendent à maintenir un courant constant dans la charge.

Dans les installations industrielles de puissance, les facteurs de sécurité pour les courants et les tensions inverses de crête des diodes doivent être suffisants (habituellement de l'ordre de 2 à 3) afin d'assurer une bonne fiabilité des circuits redresseurs.

Pour les modules de redressement comprenant des diodes montées en série-parallèle, le nombre de diodes est déterminé par la tension inverse à supporter (nombre de diodes placées en série dans chaque branche) et par le courant à fournir (nombre de branches connectées en parallèle).

Les systèmes de refroidissement des diodes et des transformateurs doivent être soigneusement établis pour que les redresseurs puissent fonctionner à leurs valeurs nominales en régime permanent.

Les caractéristiques essentielles des principaux montages de redresseurs polyphasés sont résumées au tableau 7.5.

QUESTIONS

- 7.1 Qu'est-ce qu'un système de distribution triphasé? Que représentent la tension de phase et la tension de ligne?
- 7.2 Qu'est-ce qu'un montage triangle? Qu'est-ce qu'un montage étoile (avec trois fils conducteurs ou avec trois fils conducteurs et un fil neutre)?
- 7.3 Qu'est-ce qu'un système triphasé équilibré? Quelle est l'utilité du fil neutre dans un système de distribution triphasé?
- 7.4 Analysez le fonctionnement d'un redresseur triphasé étoile.
- 7.5 Quelle est l'utilité du montage en zigzag dans un redresseur triphasé en étoile?
- 7.6 Expliquez la commutation dans un redresseur polyphasé.
- 7.7 Quelles différences existe-t-il entre un redresseur triphasé en étoile et un redresseur hexaphasé en étoile quant:
 - a) à la construction,
 - b) à la tension redressée de sortie,
 - c) au taux et à la fréquence d'ondulation,
 - d) au rendement?
- 7.8 Analysez le fonctionnement d'un redresseur triphasé en pont.
- 7.9 Parmi les principaux montages de redresseurs polyphasés, lequel fournit le meilleur rendement global? Expliquez pourquoi.
- 7.10 Expliquez pourquoi le taux d'ondulation sans filtrage d'un redresseur alimenté par un circuit triphasé est inférieur à celui d'un redresseur alimenté par un circuit monophasé.

- 7.11 Quelles sont les fréquences de l'ondulation des redresseurs triphasé en étoile à simple alternance, hexaphasé en étoile à simple alternance et triphasé en pont? Expliquez les différences.
- 7.12 Dans un montage redresseur triphasé en étoile à simple alternance, relié à une charge résistive, y a-t-il plusieurs diodes laissant passer simultanément le courant? Expliquez pourquoi. Quelle est la valeur de l'angle de conduction de chaque diode?
- 7.13 Répondez à la question 7.12, mais dans le cas d'un redresseur triphasé en pont.
- 7.14 Quel est l'intérêt d'une inductance de lissage mise en série avec une charge alimentée par un redresseur polyphasé? Quelle condition doit-elle présenter pour ne pas gêner le fonctionnement du redresseur?
- 7.15 Qu'est-ce que le facteur d'utilisation d'un transformateur d'alimentation polyphasé? Pourquoi le facteur d'utilisation de l'enroulement primaire est-il différent de celui de l'enroulement secondaire?
- 7.16 Analysez le fonctionnement d'un redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase.

PROBLÈMES

- 7.1 Un transformateur triphasé à couplage triangle-triangle est branché sur un réseau dont la tension de ligne est de 600 V à 60 Hz. Le rapport de transformation $a = N_p/N_s = 5$ et le rendement du transformateur est de 97%. Le secondaire du transformateur alimente une charge inductive équilibrée composée de trois récepteurs montés en triangle et possédant chacun une impédance de 12Ω et un $\cos \phi$ de 0,8 avec déphasage arrière. Calculez, en ne tenant pas compte des chutes de tension dans les conducteurs de ligne:
- l'intensité du courant dans chaque récepteur;
 - l'intensité du courant circulant dans chaque ligne alimentant les récepteurs;
 - l'intensité du courant circulant dans chaque enroulement secondaire;
 - la puissance totale, exprimée en kilovoltampères, fournie par les secondaires du transformateur;
 - la puissance totale, exprimée en kilowatts, consommée par les récepteurs;
 - l'intensité du courant circulant dans chaque enroulement primaire;
 - l'intensité du courant circulant dans chaque ligne du réseau alimentant le transformateur;
 - la puissance totale, exprimée en kilovoltampères et en kilowatts, demandée au réseau par le transformateur.
- 7.2 Dans un redresseur triphasé en étoile à simple alternance, la tension par phase au secondaire est $E_{\text{phase}} = 480 \text{ V}$ à 60 Hz. La charge est une résistance pure de 15Ω . En négligeant les chutes de tension des diodes et du transformateur, calculez:
- la tension redressée moyenne aux bornes de la charge et la tension efficace de l'ondulation;
 - les courants moyen et maximal dans chaque diode;
 - la valeur efficace des courants circulant dans chaque diode et dans chaque enroulement secondaire;
 - la tension inverse de crête supportée par chaque diode;
 - les valeurs nominales pour chaque diode (I_{moy} , I_{max} et T.I.C.), si l'on adopte les marges de sécurité suivantes: 50% pour les courants et 100% pour les tensions;
 - la puissance nominale du secondaire du transformateur (en kilovoltampères);
 - la puissance nominale du primaire du transformateur (en kilovoltampères);
 - la fréquence de la tension d'ondulation.
 - Tracez la forme d'onde de la tension redressée obtenue à la sortie du redresseur et indiquez les valeurs moyenne, maximale et minimale.
- 7.3 Refaites le problème 7.2, mais dans le cas d'un transformateur d'alimentation dont la tension par phase au secondaire est $E_{\text{phase}} = 600 \text{ V}$ et la résistance de charge de 12Ω .

- 7.4 Un redresseur triphasé en étoile à simple alternance doit fournir un courant moyen de 60 A sous une tension moyenne de 250 V. En négligeant les chutes de tension des diodes et du transformateur, calculez:
- les courants moyen et maximal dans chaque diode;
 - la tension inverse de crête supportée par chaque diode;
 - les puissances nominales, exprimées en kilovoltampères, du secondaire et du primaire du transformateur;
 - la valeur efficace du courant circulant dans chaque enroulement du secondaire;
 - la valeur efficace de la tension d'ondulation.
- 7.5 On effectue un redressement à l'aide d'un montage triphasé en étoile à simple alternance. La charge est une résistance pure R_c et la valeur efficace de la tension aux bornes de chaque enroulement secondaire est E_{phase} .

$E_{\text{phase}} \text{ (V)}$	220	360	480	600
$R_c \text{ (}\Omega\text{)}$	10	15	12	20

Calculez:

- le courant moyen dans la charge;
 - les courants moyen et maximal dans chaque diode;
 - la T.I.C. supportée par chaque diode.
- 7.6 Dans un redresseur triphasé en étoile zigzag à simple alternance, la tension aux bornes de chaque demi-enroulement du secondaire est de 220 V et la charge résistive est de 12Ω . Calculez, en ne tenant pas compte des chutes de tension des diodes et du transformateur:
- la tension moyenne aux bornes de la charge;
 - les courants moyen et maximal par diode;
 - la tension inverse de crête supportée par chaque diode.
- Note: Chaque phase du secondaire comprend deux demi-enroulements identiques.
- 7.7 Dans un redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance, la tension par phase au secondaire est $E_{\text{phase}} = 220 \text{ V}$ à 60 Hz. La résistance de charge est de 15Ω . Calculez:
- la tension moyenne aux bornes de la charge;
 - la valeur efficace de la tension d'ondulation résiduelle;
 - les courants moyen et maximal circulant dans chaque diode;
 - la tension inverse de crête supportée par chaque diode;
 - la puissance nominale, exprimée en kilovoltampères, du secondaire du transformateur d'alimentation;
 - la fréquence de l'ondulation résiduelle.
- 7.8 Refaites le problème 7.7, mais dans le cas d'un transformateur d'alimentation dont la tension par phase au secondaire est $E_{\text{phase}} = 380 \text{ V}$; la résistance de charge de 20Ω .

- 7.9** Dans un redresseur triphasé en pont, la tension par phase au secondaire est $E_{\text{phase}} = 240 \text{ V}$ à 60 Hz. La charge est une résistance de 10Ω . Calculez, en ne tenant pas compte des chutes de tension des diodes et du transformateur:
- la tension redressée moyenne aux bornes de la charge;
 - les courants moyen et maximal dans chaque diode;
 - la tension inverse de crête supportée par chaque diode;
 - les valeurs nominales des diodes requises, si l'on veut qu'elles fonctionnent à 75% de leurs valeurs nominales;
 - les valeurs du courant de phase et de la tension de phase pour chaque enroulement secondaire;
 - les puissances nominales du secondaire et du primaire du transformateur d'alimentation;
 - la fréquence de la tension d'ondulation résiduelle.
 - Tracez la forme d'onde de la tension redressée de sortie et indiquez les valeurs moyenne, maximale et minimale.
- 7.10** Refaites le problème 7.9, mais dans le cas d'un transformateur d'alimentation à couplage triangle-étoile, branché sur un réseau dont la tension de ligne est de 2400 V à 60 Hz. Le rapport de transformation $a = N_p/N_s = 8$. La charge est une résistance pure de 5Ω .
- 7.11** Refaites le problème 7.9, mais dans le cas où la tension de ligne au secondaire du transformateur ($E_{\text{ligne,s}}$) est de 693 V et où la résistance de charge est de 12Ω .
- 7.12** Un transformateur d'alimentation triphasé à couplage triangle-étoile fournit, au secondaire, une tension par phase de 220 V à 60 Hz. On désire comparer le redressement triphasé en étoile à simple alternance et le redressement triphasé en pont. Calculez, dans chaque cas et pour une charge résistive de 20Ω :
- le courant redressé moyen dans la charge;
 - les courants moyen et maximal dans chaque diode;
 - la tension inverse de crête supportée par chaque diode;
 - la puissance continue dissipée dans la charge (en kilowatts);
 - la puissance nominale du secondaire du transformateur (en kilovoltampères).
- 7.13** Un redresseur triphasé en double étoile avec bobine interphase doit fournir une puissance redressée de 30 kW à une charge résistive de $4,8 \Omega$. Calculez, en ne tenant pas compte des chutes de tension des diodes et du transformateur:
- la tension redressée moyenne aux bornes de la charge;
 - les courants moyen et maximal dans chaque diode;
 - les valeurs du courant de phase et de la tension de phase pour chaque enroulement secondaire;
 - les puissances nominales du secondaire et du primaire du transformateur.
- 7.14** Refaites le problème 7.13, mais dans le cas où la puissance redressée est de 22,5 kW et où la résistance de charge est de 3Ω .

8

Thyristors

PRÉSENTATION

En électronique, de nombreuses applications industrielles, telles que l'électrometallurgie, le soudage, le contrôle de la vitesse des moteurs, le chauffage électrique et l'éclairage, requièrent d'importantes puissances électriques réglables soit en courant continu, soit en courant alternatif. Il est possible de contrôler la quantité d'énergie électrique fournie à une charge par l'utilisation de transformateurs variables ou de rhéostats placés en série dans le circuit. Cependant, les transformateurs variables de grosses puissances sont volumineux et coûteux et, en plus, ils exigent un entretien constant. Quant aux rhéostats, ils sont encombrants et, surtout, ils dissipent de grandes quantités d'énergie sous forme de chaleur. Cet inconvénient limite beaucoup leur utilisation.

En 1957, un nouveau dispositif électronique, le *thyristor*¹, ne présentant pas ces inconvénients est apparu sur le marché. Ce semi-conducteur de faible volume et relativement peu coûteux ne dissipe qu'une faible puissance et ne nécessite aucun entretien. Il a progressivement remplacé les tubes à gaz (thyratrons, ignitrons, etc.), les relais et les contacteurs électromécaniques, etc. Le thyristor est actuellement utilisé dans tous les domaines de l'électronique de puissance pour commuter, contrôler ou transformer, d'une manière efficace, économique et fiable, des puissances en courant continu et en courant alternatif.

Les thyristors sont disponibles dans une grande variété de dimensions et pour une large gamme de puissances. Ils peuvent commander des courants depuis quelques milliampères jusqu'à plusieurs milliers d'ampères (3000 A), sous des tensions pouvant varier de quelques volts jusqu'à plusieurs milliers de volts (5000 V).

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord les divers composants de la famille des thyristors; puis, nous examinerons la structure, le principe de fonctionnement et les caractéristiques du thyristor proprement dit. Nous étudierons ensuite les différents procédés et circuits d'amorçage et de blocage des thyristors, ainsi que les circuits de couplage et de protection. Puis, nous calculerons les valeurs des puissances, des tensions et des courants contrôlés dans le cas de différents types de redresseurs et de variateurs monophasés et polyphasés. Enfin, nous présenterons brièvement les principaux champs d'application des thyristors, ainsi que les montages typiques utilisés en électronique de puissance.

¹ La mise au point du thyristor est issue des travaux de J.L. Moll au Bell Telephone Laboratories (États-Unis) en 1954-55.

CONTENU

- 8.1** Généralités
 - 8.2** Structure du thyristor
 - 8.3** Principe de fonctionnement du thyristor
 - 8.4** Caractéristiques du thyristor
 - 8.5** Différents types de thyristors
 - 8.6** Procédés d'amorçage et de blocage des thyristors
 - 8.7** Modes d'utilisation des thyristors
 - 8.8** Protection des thyristors
 - 8.9** Applications des thyristors
 - 8.10** Commande électronique de vitesse des moteurs électriques
-

OBJECTIFS

Comprendre le principe de fonctionnement du thyristor.

Connaître les diverses caractéristiques électriques et thermiques des thyristors et les choisir dans les manuels des fabricants en fonction des diverses applications envisagées.

Analyser les différents processus d'amorçage et de blocage des thyristors fonctionnant en courant alternatif ou en courant continu.

Calculer les valeurs des composants requis par les divers circuits de déclenchement.

Déterminer les valeurs des tensions, des courants et des puissances contrôlées en fonction de l'angle d'amorçage, dans le cas des redresseurs monophasés et polyphasés.

Connaître les méthodes de protection et de couplage des thyristors.

Connaître les principaux champs d'application des thyristors et les montages typiques utilisés en électronique de puissance pour la commande de vitesse des moteurs électroniques.

8.1 GÉNÉRALITÉS

Le mot *thyristor*, qui est formé à partir des mots *thyatron* (triode à gaz) et *transistor*, désigne en fait toute une famille de composants semi-conducteurs à plusieurs couches *PN* (trois, quatre ou cinq couches successives). Ceux-ci présentent deux états stables bien définis: *l'état passant* correspond pratiquement à un court-circuit alors que *l'état bloqué* correspond à un circuit ouvert.

Ces composants peuvent être soit de type unidirectionnel, c'est-à-dire qu'ils ne laissent passer le courant que dans un sens, soit de type bidirectionnel; le courant peut alors circuler dans les deux sens. Enfin, le nombre de bornes peut varier de deux à quatre, selon le type. La figure 8.1 représente l'ensemble des dispositifs de la famille des thyristors. Ce sont:

- les thyristors proprement dits (SCR, *Silicon Controlled Rectifier*);
- les triacs ou alternistors; ce sont des dispositifs de type bidirectionnel (*Triode AC Switch*);
- les photothyristors ou thyristors photosensibles (LASCR, *Light Activated Silicon Controlled Rectifier*, et LASCS, *Light Activated Silicon Controlled Switch*);
- les thyristors blocables (GTO, *Gate Turn-Off Switch*, ou GCS, *Gate Controlled Switch*);
- le thyristor à deux électrodes de commande ou thyristor tétrode (SCS, *Silicon Controlled Switch*);
- le commutateur unilatéral (SUS, *Silicon Unilateral Switch*);
- le commutateur bilatéral (SBS, *Silicon Bilateral Switch*);

- le diac ou diode bidirectionnelle de déclenchement (*Diode AC Switch*);
- la diode Shockley ou diode à quatre couches.

8.2 STRUCTURE DU THYRISTOR

Le thyristor, appelé aussi *redresseur contrôlé au silicium* ou *redresseur au silicium à électrode de commande*, est un dispositif semi-conducteur comportant quatre couches superposées alternativement de type *P* et de type *N* (Figure 8.2.a). Rappelons qu'un semi-conducteur de type *P* possède beaucoup de trous (*porteurs majoritaires*) et peu d'électrons (*porteurs minoritaires*), alors que les semi-conducteurs de type *N* possèdent beaucoup d'électrons et peu de trous.

Les quatre couches du thyristor sont:

- la *couche d'anode* de type *P*, moyennement épaisse et moyennement dopée;
- la *couche de blocage* de type *N*, la plus épaisse et la plus faiblement dopée des quatre couches;
- la *couche de commande* de type *P*, mince et moyennement dopée, d'où part l'électrode de commande appelée *gâchette* (en anglais, *Gate*);
- la *couche de cathode* de type *N*, très mince et très dopée.

Comme l'illustre la figure 8.2.b, le thyristor comporte trois jonctions:

- la *jonction d'anode* J_A est située entre la couche d'anode et la couche de blocage; elle laisse passer un faible courant inverse et supporte une tension inverse élevée;

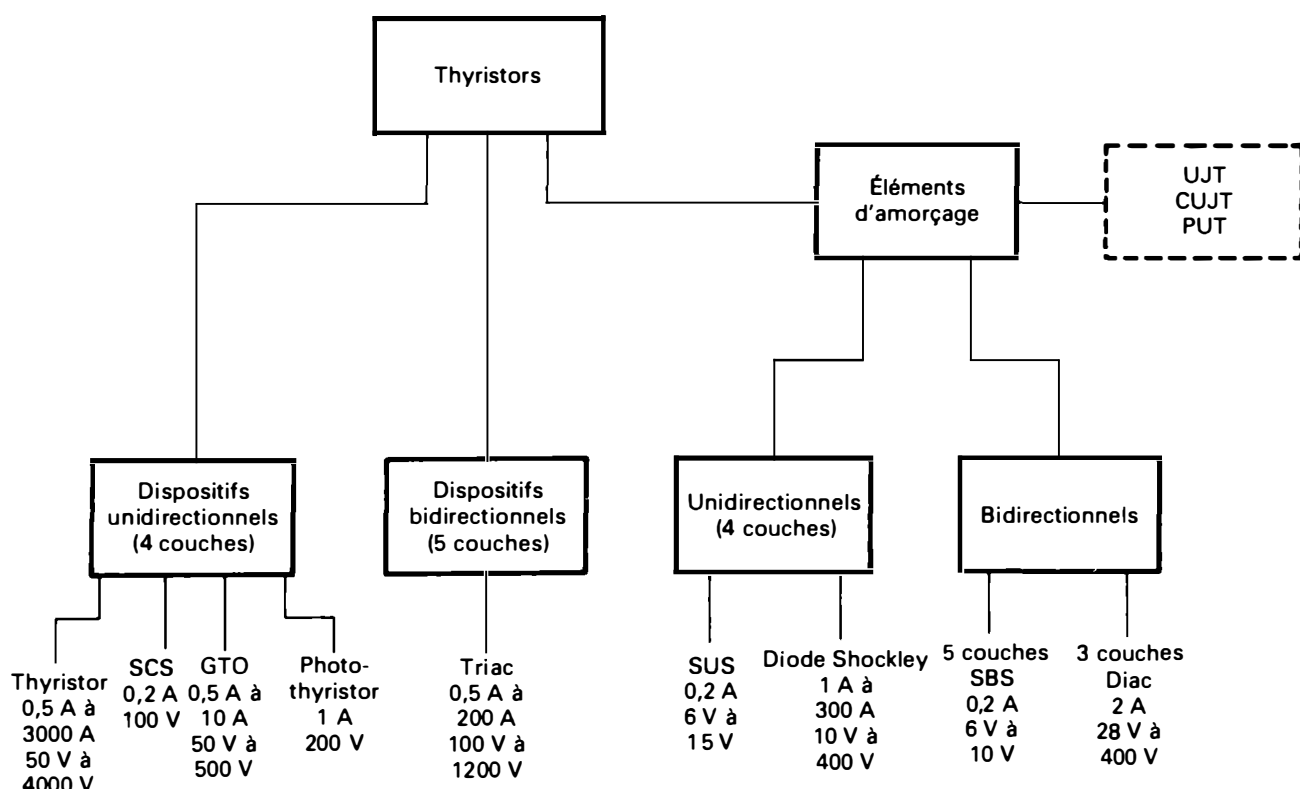


Figure 8.1 Famille des thyristors.

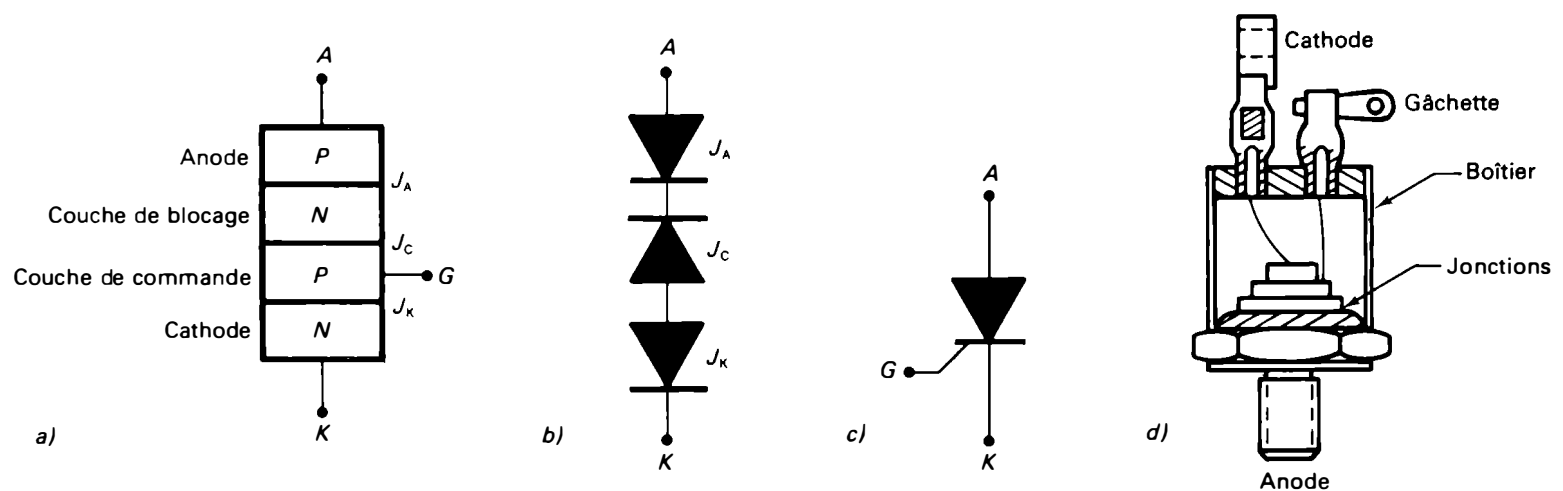


Figure 8.2 Thyristor: a) et b) constitution; c) symbole; d) structure.

- la *jonction de commande* J_C est située entre la couche de commande et la couche de blocage; à l'état bloqué (avant l'amorçage), elle supporte toute la tension d'alimentation;
- la *jonction de cathode* J_K est située entre la couche de commande et la couche de cathode; elle possède un courant inverse élevé mais ne supporte qu'une faible tension inverse.

Le thyristor peut être considéré comme l'équivalent de trois diodes dont l'une, celle du milieu, est en opposition avec les deux autres. Le symbole et la structure du thyristor sont fournies aux figures 8.2.c et 8.2.d respectivement.

Divers procédés sont utilisés pour fabriquer les thyristors. On utilise le mode de fabrication approprié pour les dimensions et les caractéristiques désirées du dispositif. Les trois méthodes les plus couramment utilisées pour la fabrication des pastilles de semi-conducteurs sont:

- la *méthode par alliage et diffusion*: c'est un ancien procédé qui n'est plus guère utilisé que dans la fabrication de certains thyristors de grande puissance (Figure 8.3.a);
- la *méthode par diffusion seulement* (Figure 8.3.b);
- le *procédé Planar* (Figure 8.3.c).

8.2.1 Méthode par alliage et diffusion

Dans la méthode par alliage et diffusion, la partie principale du thyristor est une rondelle de silicium découpée

dans un monocristal de type N . Les jonctions d'anode (J_A) et de commande (J_C) sont obtenues par diffusion gazeuse de gallium (impuretés de type P). La jonction de cathode (J_K) est obtenue par la méthode par alliage (contact or-antimoine). Les contacts d'anode et de cathode sont réalisés au moyen de disques de molybdène ou de tungstène qui ont des coefficients de dilatation voisins de celui du silicium. La gâchette, constituée par un fil d'aluminium, est fixée sur la couche intermédiaire de type P .

8.2.2 Méthode par diffusion seulement

Dans la méthode par diffusion seulement, la fabrication des pastilles débute par la préparation de grandes rondelles PNP . Elles sont obtenues par diffusion gazeuse d'impuretés de type P simultanément sur les deux faces d'une rondelle de silicium de type N . Pour obtenir la pastille $PNPN$, on applique un masque dont les ouvertures permettent de réaliser une deuxième diffusion sélective d'impuretés de type N aux endroits voulus. Lorsque les rondelles $PNPN$ sont terminées, elles sont fractionnées en plusieurs pastilles, chacune d'elles constituant un thyristor.

8.2.3 Procédé Planar

Le procédé Planar est identique à celui utilisé pour la fabrication des transistors: toutes les jonctions sont réali-

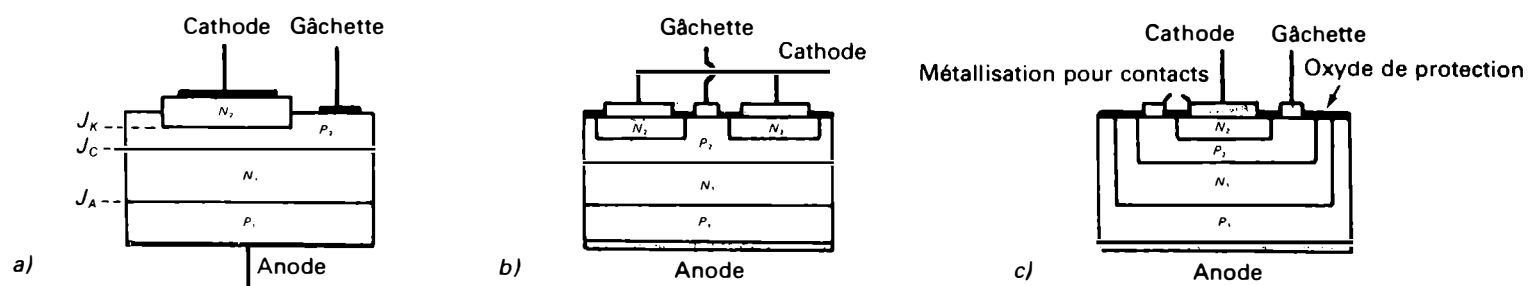


Figure 8.3 Coupes de thyristors obtenus à l'aide des méthodes a) par alliage et diffusion, b) par diffusion seulement et c) à l'aide du procédé Planar.

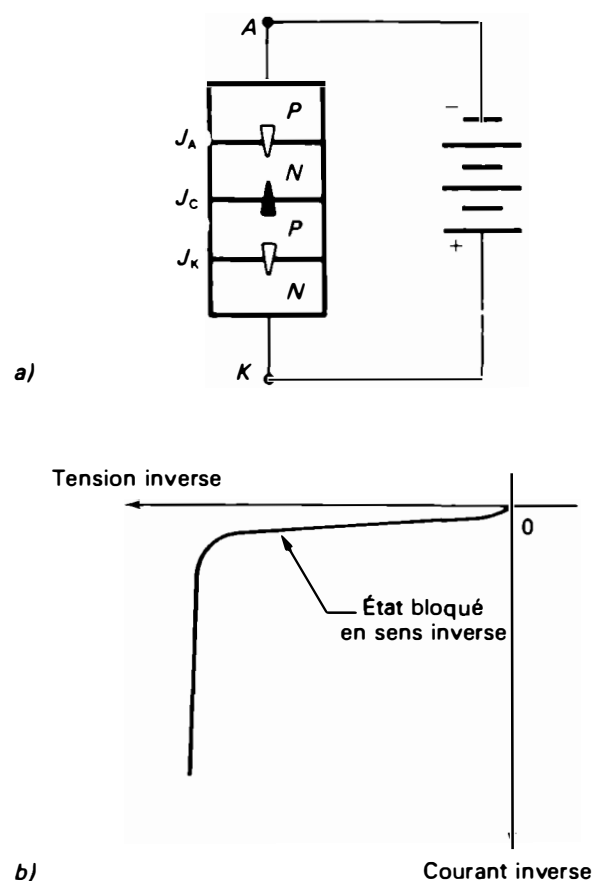


Figure 8.4 a) Polarisation inverse du thyristor et b) caractéristique courant-tension inverse.

sées à partir d'un même côté de la rondelle de silicium. Pour obtenir les différentes couches P et N, on utilise un procédé de diffusion sélective et successive d'impuretés appropriées avec l'aide d'un jeu de masques. Les jonctions sont protégées par une couche d'oxyde isolant, ce qui permet d'obtenir des courants de fuite minimales. Le procédé Planar peut s'adapter à une production en série pour la

fabrication de thyristors de petites puissances et de faibles tensions (inférieures à 400 V environ).

8.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU THYRISTOR

Le thyristor est un dispositif unidirectionnel bistable. Nous en étudierons le fonctionnement dans le cas de la polarisation inverse et de la polarisation directe.

8.3.1 Polarisation inverse (cathode positive par rapport à l'anode)

Lorsqu'une tension positive par rapport à l'anode est appliquée à la cathode, les jonctions internes d'anode J_A et de cathode J_K sont polarisées en sens inverse (Figure 8.4.a). Le thyristor se comporte alors comme une diode à l'état bloqué et il ne laisse passer qu'un très faible courant de fuite de quelques milliampères. Si la tension augmente au-delà d'une certaine valeur pouvant varier entre 50 V et 3000 V selon le type de thyristor, le courant de fuite augmente brusquement (Figure 8.4.b), provoquant ainsi la destruction du thyristor.

8.3.2 Polarisation directe (anode positive par rapport à la cathode)

On peut réaliser un circuit dont le fonctionnement est analogue à celui d'un thyristor, en associant deux transistors complémentaires selon le montage illustré aux figures 8.5.b et 8.5.c. Il existe deux possibilités de fonctionnement en polarisation directe:

1. Une tension directe est appliquée au thyristor mais la gâchette n'est pas commandée. Puisqu'il n'y a aucun courant dans la gâchette, la base du transistor T_2 n'est pas alimentée et, par conséquent, il ne circule aucun

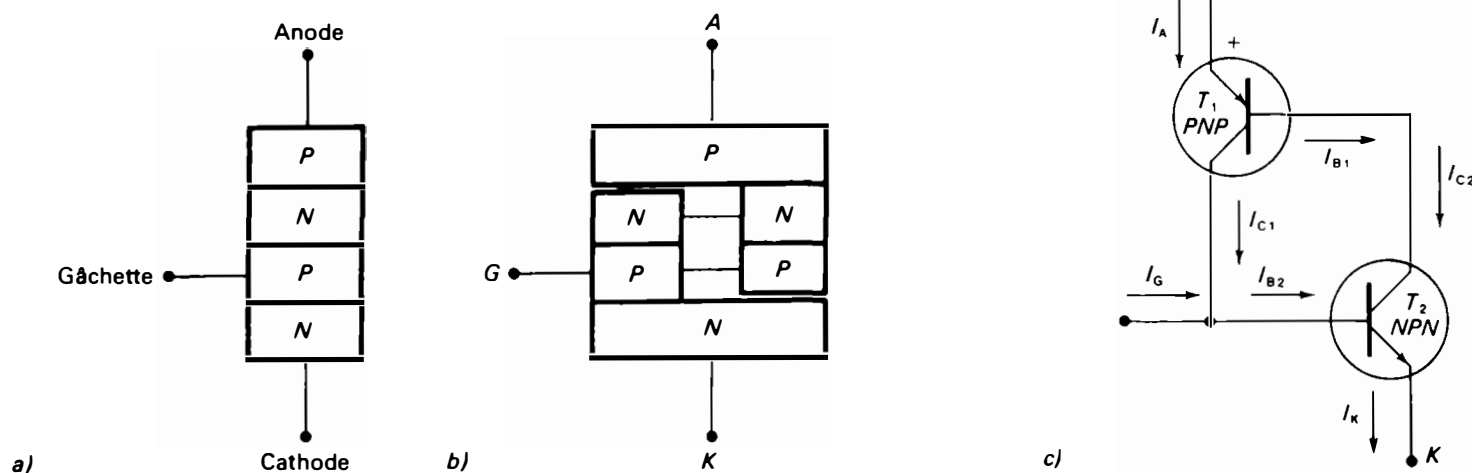


Figure 8.5 Circuit équivalent du thyristor: deux transistors imbriqués.

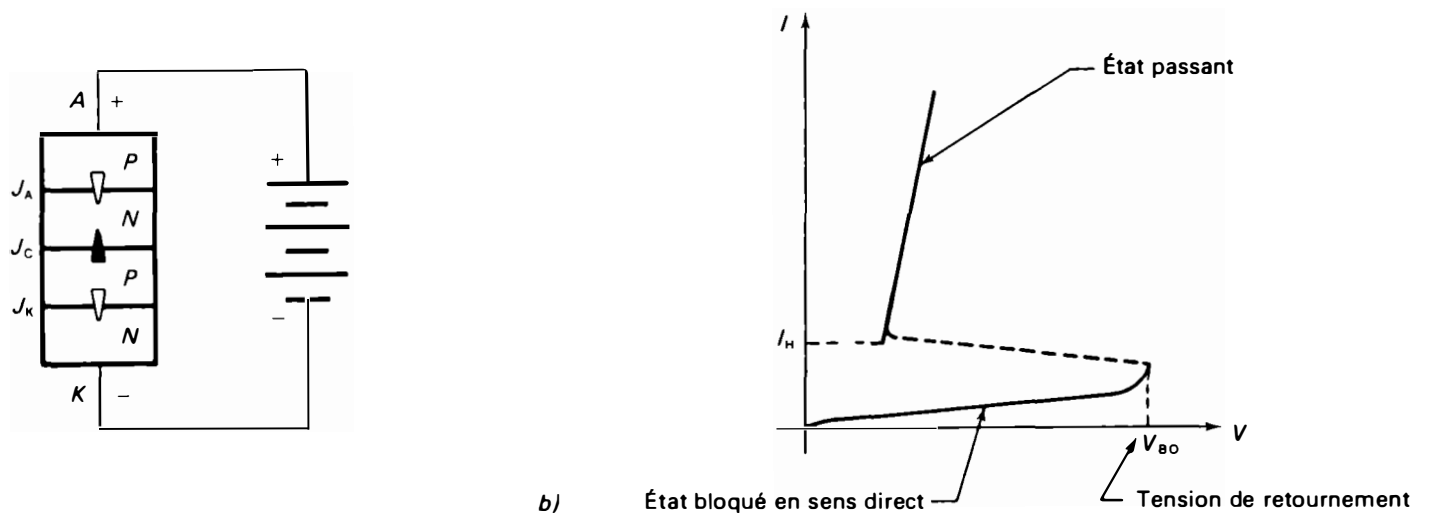


Figure 8.6 a) Polarisation directe du thyristor et b) caractéristique courant-tension inverse.

courant de collecteur dans les transistors T_1 et T_2 . Le thyristor est alors à l'état bloqué. Sa résistance interne est très élevée (de l'ordre du mégohm) et le courant direct est pratiquement nul.

Remarque: Si l'on augmente progressivement la tension appliquée à l'anode jusqu'à une valeur critique, appelée *tension de retournement* V_{BO} (en anglais, *Breakover Voltage*), un phénomène d'avalanche se produit dans la jonction de commande, la tension de retournement étant supérieure à la tension de Zener de la jonction de commande. La barrière de potentiel de la jonction de commande s'effondre et le thyristor devient conducteur (Figure 8.6.b). Notons que la jonction de commande J_C n'est pas détruite par le claquage; elle se reconstitue lorsque le thyristor est désamorçé.

2. Une tension directe est appliquée au thyristor et une impulsion positive de courant est envoyée dans la gâchette. Le courant de gâchette I_G correspond au courant de base du transistor T_2 ; il est amplifié par l'effet transistor de sorte que le courant de collecteur est:

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 I_G \quad (8.1)$$

Le courant de collecteur de T_2 sert de courant de base au transistor T_1 qui est amplifié à son tour:

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = \beta_1 I_{C2} = \beta_1 \beta_2 I_G \quad (8.2)$$

où:

$$\beta_1 \beta_2 \gg 1$$

Le courant de collecteur I_{C1} vient s'ajouter au courant de gâchette I_G . Ainsi, le courant de gâchette est amplifié successivement par les transistors T_1 et T_2 jusqu'au moment où les deux transistors imbriqués, qui constituent un système à rétroaction positive, entrent en saturation. À ce moment, le thyristor est amorçé (état pas-

sant), et sa résistance interne devient pratiquement nulle (de l'ordre de $0,01 \Omega$).

Si l'impulsion de commande est supprimée, l'ensemble des deux transistors, T_1 et T_2 , reste à l'état passant, à condition que le courant principal I_T se maintienne au-dessus d'une certaine valeur appelée *courant d'accrochage* I_L (en anglais, *Latching Current*). Lorsque le thyristor est amorçé, la gâchette n'a plus d'effet et le courant principal I_T tendrait vers l'infini s'il n'était pas, en pratique, limité par la résistance de charge du circuit.

Si la tension positive appliquée à l'anode est réduite, le thyristor reste amorçé tant que le courant qui le traverse est supérieur à une valeur critique appelée *courant de maintien* I_H (ou *courant hypostatique*); ensuite il se désamorçé et revient à l'état bloqué. La valeur du courant de maintien est de 1000 à 3000 fois plus petite que celle du courant nominal du thyristor.

Remarque: Pour bien comprendre la signification de ces deux seuils de courant, on peut établir une analogie entre un thyristor et un relais électromécanique. Pour qu'un relais se ferme, il faut qu'un courant circule dans sa bobine. Ce courant peut se comparer au courant d'accrochage du thyristor. Une fois le relais fermé, le courant dans la bobine doit être réduit pour que celui-ci s'ouvre. Ce deuxième courant peut être comparé au courant de maintien du thyristor.

En résumé, le thyristor en polarisation directe présente deux états stables. À l'état bloqué, il est l'équivalent d'un interrupteur ouvert et, à l'état passant, il est l'équivalent d'un interrupteur fermé. Le passage de l'état bloqué à l'état passant est appelé *amorçage*, alors que le passage de l'état passant à l'état bloqué est appelé *désamorçage* (ou *blocage*).

Le passage de l'état bloqué à l'état passant peut s'effectuer de l'une des façons suivantes:

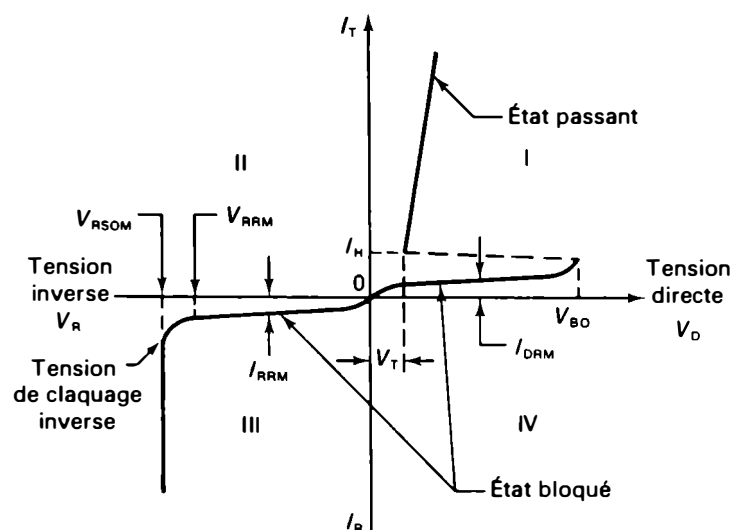


Figure 8.7 Caractéristiques courant-tension d'un thyristor.

— augmentation de la tension directe appliquée à l'anode jusqu'à la valeur critique de retournement V_{BO} , aucun signal n'étant appliqué à la gâchette. En pratique, ce procédé n'est pas utilisé pour amorcer les thyristors ordinaires;

— application d'un signal positif à l'électrode de commande, l'anode étant positive par rapport à la cathode.

Lors de l'amorçage, si l'on supprime le signal appliqué à la gâchette avant que le courant d'anode n'atteigne la valeur du courant d'accrochage I_L , le thyristor ne s'amorce pas. Dès que le thyristor est amorcé, la gâchette perd son contrôle et ne peut bloquer le courant direct du dispositif.

Pour bloquer ou désamorcer un thyristor il faut :

— soit réduire fortement le courant direct jusqu'à une valeur minimale I_H (courant de maintien);

— soit supprimer ou inverser la tension directe appliquée au thyristor.

8.4 CARACTÉRISTIQUES DU THYRISTOR

Les caractéristiques du thyristor peuvent être groupées en caractéristiques statiques, dynamiques et thermiques ainsi qu'en caractéristiques de gâchette. Chacune de ces caractéristiques est représentée par un symbole que l'on retrouve dans les fiches techniques et les catalogues des fabricants (voir les fiches techniques 21 et 22).

8.4.1 Caractéristiques statiques d'anode

La caractéristique statique typique courant-tension du thyristor, en l'absence de courant de gâchette, est représentée à la figure 8.7.

Lorsque le thyristor est en polarisation inverse (quadrant III), les jonctions d'anode J_A et de cathode J_K sont polarisées en sens inverse. Le thyristor est alors à l'état bloqué, et un très faible courant de fuite inverse I_R circule. Une tension inverse élevée V_R provoque le claquage par avalanche, ce qui entraîne la destruction du thyristor. Lorsque le thyristor est en polarisation inverse sans aucun courant de gâchette (quadrant I), la jonction de commande J_C est polarisée en sens inverse. Pour de faibles valeurs de la tension directe, le thyristor est à l'état bloqué dans le sens passant, et seul un très faible courant de fuite direct I_D le traverse. Si la tension directe est augmentée jusqu'à la valeur critique de retournement V_{BO} , le thyristor s'amorce et le courant direct I_T n'est alors limité que par la résistance du circuit. Si le courant anodique direct devient inférieur au courant de maintien I_H pendant $10 \mu s$ environ, le thyristor se désamorç, passant ainsi à l'état bloqué. La caractéristique de conduction du thyristor est analogue à celle d'une diode. À l'état passant, la chute de tension à ses bornes, V_T , est comprise entre 1 V et 2 V et dépend peu de la température.

8.4.2 Caractéristiques dynamiques

Les *caractéristiques dynamiques*, ou *paramètres de commutation*, se rapportent aux temps correspondant à l'amorçage et au blocage du thyristor ainsi qu'aux vitesses de croissance de la tension anodique di/dt et du courant anodique dv/dt .

Temps d'amorçage

Lorsqu'une impulsion est appliquée à la gâchette du thyristor, l'amorçage n'est pas instantané. Le temps d'amorçage par la gâchette t_{gt} (*Gate Controlled Turn-On Time*) est l'intervalle de temps entre l'application du signal de gâchette et l'instant où le thyristor devient à l'état passant. Le temps d'amorçage se décompose en deux parties (Figure 8.8), le temps de retard t_d (*Delay Time*) et le temps de montée t_r (*Rise Time*):

$$t_{gt} = t_d + t_r \quad (8.3)$$

Le *temps de retard* correspond à l'intervalle entre l'instant où l'impulsion de commande atteint 10% de sa valeur maximale et l'instant où la tension d'anode atteint 90% de sa valeur maximale. Le *temps de montée* désigne l'intervalle pendant lequel le courant d'anode I_T passe de 10% à 90% de sa valeur maximale.

Le temps d'amorçage diminue lorsque :

- l'amplitude et la raideur de la pente de la caractéristique du courant de gâchette est plus grande;
- la tension d'anode ou la température de fonctionnement sont augmentées.

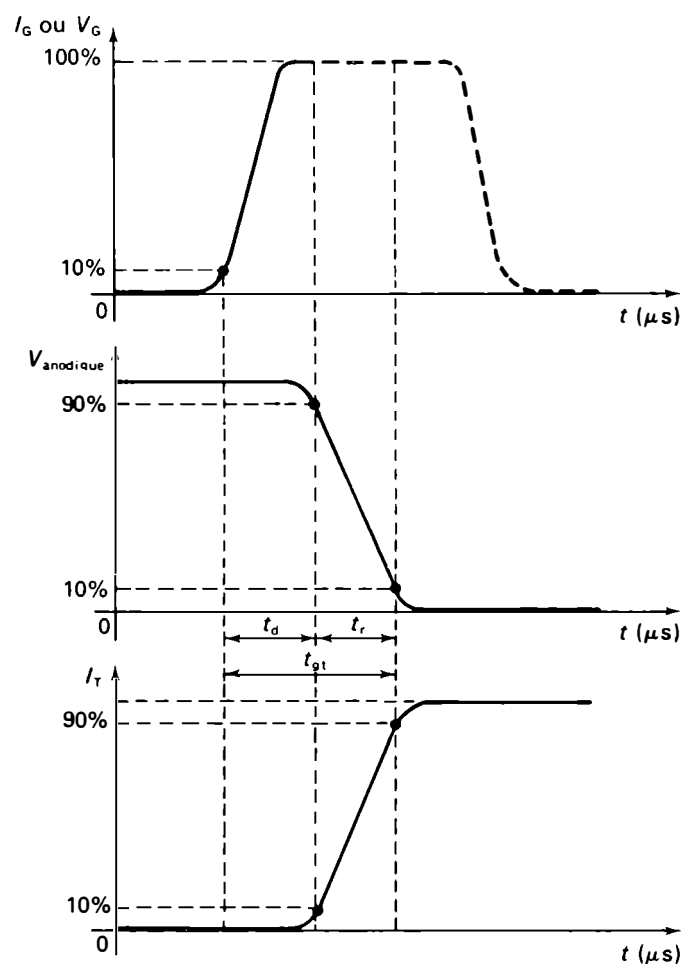


Figure 8.8 Temps d'amorçage du thyristor: temps de retard et temps de montée.

Sa valeur se situe généralement entre $1 \mu\text{s}$ et $6 \mu\text{s}$, selon le type de thyristor.

Temps de blocage ou de désamorçage

Le temps de blocage ou de désamorçage t_q (*Turn-Off Time*) correspond à l'intervalle qui s'écoule entre l'instant où le courant principal I_T est devenu nul, après la commutation extérieure du circuit, et l'instant où le thyristor peut supporter une tension d'anode spécifiée sans se réamorcer. Le temps de blocage se compose de deux parties (Figure 8.9), le temps de recouvrement inverse t_r et le temps de recouvrement de la gâchette t_{rg} :

$$t_q = t_r + t_{rg} \quad (8.4)$$

Le temps de blocage dépend de nombreux paramètres:

- l'intensité du courant direct et son taux de décroissance di/dt ;
- la tension inverse appliquée;
- la tension directe réappliquée et son taux de croissance dv/dt ;
- la température de fonctionnement.

Le temps de blocage est de l'ordre de $1 \mu\text{s}$ à $5 \mu\text{s}$ pour les thyristors rapides, de $50 \mu\text{s}$ pour les thyristors

normaux et de $100 \mu\text{s}$ à $300 \mu\text{s}$ pour les gros thyristors. Il est avantageux d'avoir le temps de blocage le plus faible possible, car celui-ci détermine la fréquence maximale d'utilisation du thyristor. En effet, lors d'une application, telle que le redressement, le thyristor doit pouvoir se désamorcer durant l'alternance négative. Nous avons donc:

$$t_q \leq \frac{T_{\min}}{2} = \frac{1}{2f_{\max}} \quad (8.5)$$

La fréquence maximale d'utilisation est donc:

$$f_{\max} = \frac{1}{2t_q} \quad (8.6)$$

Exemple 8.1

Un thyristor, dont le temps de blocage est de $40 \mu\text{s}$, est utilisé pour le redressement monophasé. Quelle est la fréquence maximale d'utilisation possible?

Solution

$$f_{\max} = \frac{1}{2t_q} = \frac{1}{2 \times 40 \times 10^{-6} \text{ s}}$$

$$f_{\max} = 12\,500 \text{ Hz}$$

Remarque: La fréquence d'utilisation des thyristors est limitée approximativement à 30 kHz par le temps de blocage. Cependant, des fréquences d'utilisation élevées provoquent un échauffement du thyristor; cela a pour effet d'augmenter fortement le temps de désamorçage et, par conséquent, de limiter la vitesse de réponse.

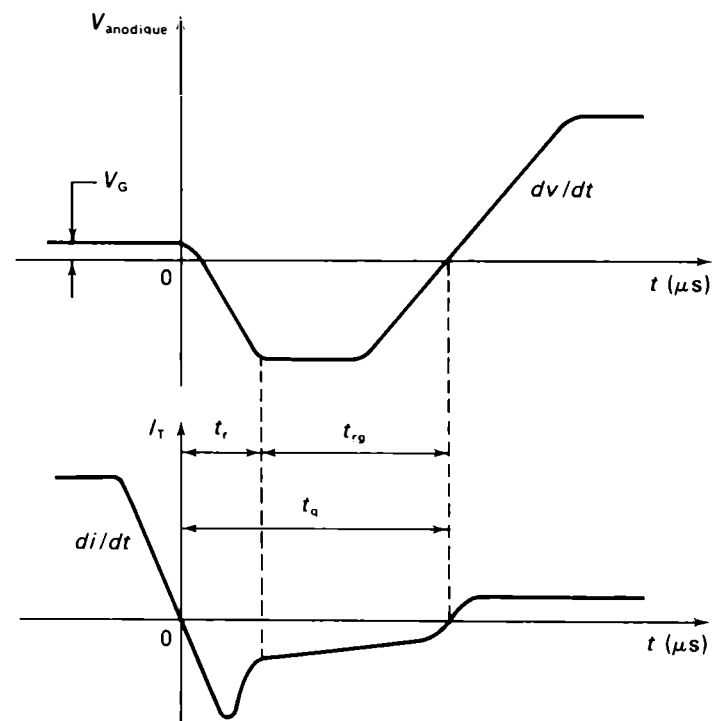


Figure 8.9 Temps de blocage du thyristor: temps de recouvrement inverse et temps de recouvrement de la gâchette.

Vitesse de croissance de la tension d'anode dv/dt

Une vitesse excessive de croissance de la tension appliquée entre l'anode et la cathode risque de provoquer l'amorçage intempestif du thyristor, sans qu'aucun courant ne soit envoyé dans la gâchette. La tension de retournement diminue lorsque la vitesse de croissance de la tension (dv/dt) appliquée à l'anode augmente. On définit donc une valeur critique de la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué: la valeur maximale de dv/dt n'entraînant pas l'amorçage du thyristor. Cette valeur critique varie considérablement selon la température de fonctionnement et selon le type de thyristor; elle se situe entre $20 \text{ V}/\mu\text{s}$ et $500 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Vitesse de croissance du courant principal di/dt

Durant l'amorçage, le courant croît très rapidement alors que la tension aux bornes du thyristor ne tombe pas instantanément à zéro (Figure 8.10). Pendant un certain temps, la puissance dissipée dans le thyristor, qui dépend de la vitesse de croissance du courant principal, est importante de sorte qu'elle risque de le détruire. Il y a donc une vitesse de croissance di/dt à ne pas dépasser. Il s'agit de la valeur maximale de di/dt que peut supporter un thyristor sans détérioration. Elle est généralement comprise entre $20 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $200 \text{ A}/\mu\text{s}$, selon le type de thyristor.

8.4.3 Caractéristiques de gâchette

Le circuit interne d'un thyristor, entre la gâchette et la cathode, est constitué essentiellement par une jonction PN (jonction de cathode J_K) dont les caractéristiques électriques sont analogues à celles d'une diode (Figure 8.11.b). L'amorçage du thyristor nécessite l'application d'une cer-

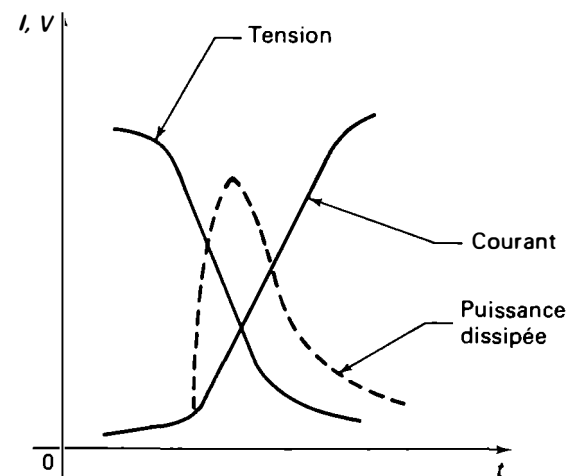


Figure 8.10 Caractéristiques du courant et de la tension lors de l'amorçage d'un thyristor.

taine tension V_G entre la gâchette et la cathode, ce qui fait circuler un courant I_G de la gâchette vers la cathode (Figure 8.11.a).

L'impulsion de gâchette doit être suffisante en tension et en courant pour provoquer l'amorçage. Lorsque le courant de gâchette I_{G0} est nul, la tension anode-cathode doit atteindre la tension de retournement V_{B0} pour que le thyristor s'amorce. Si le courant de gâchette est plus grand, le thyristor s'amorce à une tension anode-cathode plus faible (Figure 8.1.c). À la limite (courant de gâchette I_{G3}), le thyristor se comporte comme une diode de sorte qu'une très faible tension anode-cathode suffit pour l'amorcer.

Les fiches techniques des fabricants fournissent les données suivantes:

- les valeurs minimales et maximales de la tension directe (V_G) et du courant (I_G) d'amorçage pour une température donnée;

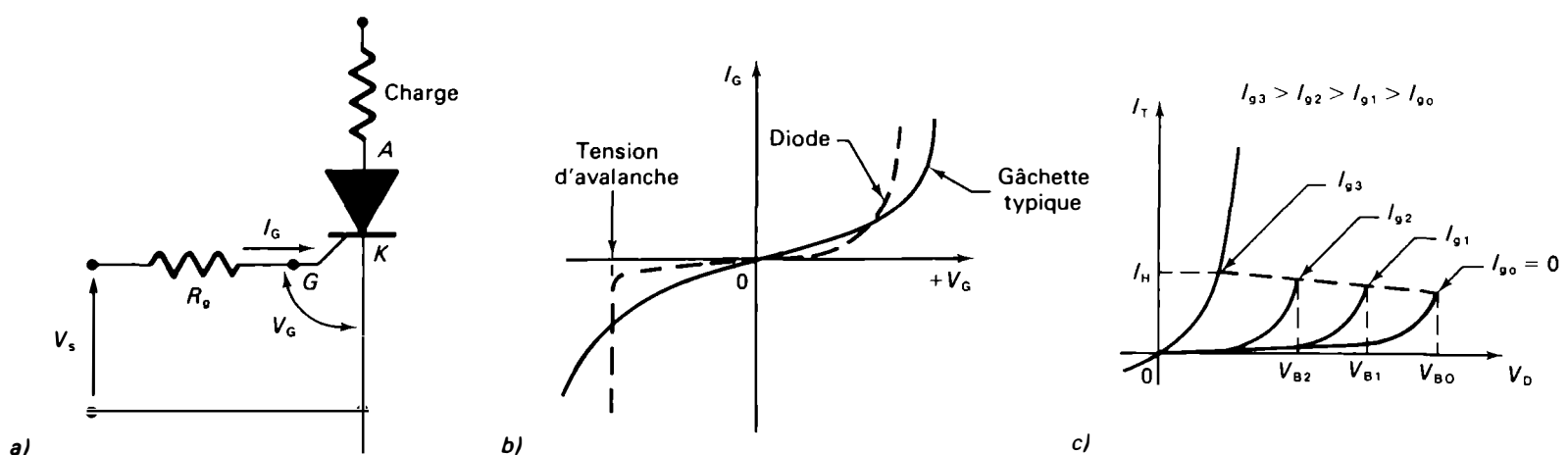


Figure 8.11 a) Circuit de gâchette; b) caractéristique de gâchette; c) effet de la gâchette sur la caractéristique du thyristor.

- la tension inverse maximale de gâchette (V_{RGM});
- le courant inverse maximal de gâchette (I_{RGM});
- la puissance moyenne maximale admissible par la gâchette lorsqu'un courant continu la traverse ($P_{G(AV)}$);
- la puissance instantanée maximale admissible par la gâchette (P_{GM}).

Par exemple, la fiche technique du thyristor 2N689 (35 A efficace) indique:

- I_G : 40 mA
- V_G : 3 V
- I_{FGM} (courant direct maximal de gâchette): 2 A
- V_{FGM} (tension directe maximale de gâchette): 10 V
- V_{RGM} (tension inverse maximale de gâchette): -5 V
- $P_{G(AV)}$: 0,5 W
- P_{GM} (pendant 10 μ s): 5 W

De plus, les fabricants fournissent les caractéristiques typiques $V_G = f(I_G)$ (Figure 8.12). Celles-ci délimitent graphiquement les zones d'amorçage certain du thyristor en fonction des:

- valeurs limites de la résistance gâchette-cathode, $R_{GK, \min}$ et $R_{GK, \max}$;
- valeurs de V_G et de I_G ;
- températures de fonctionnement.

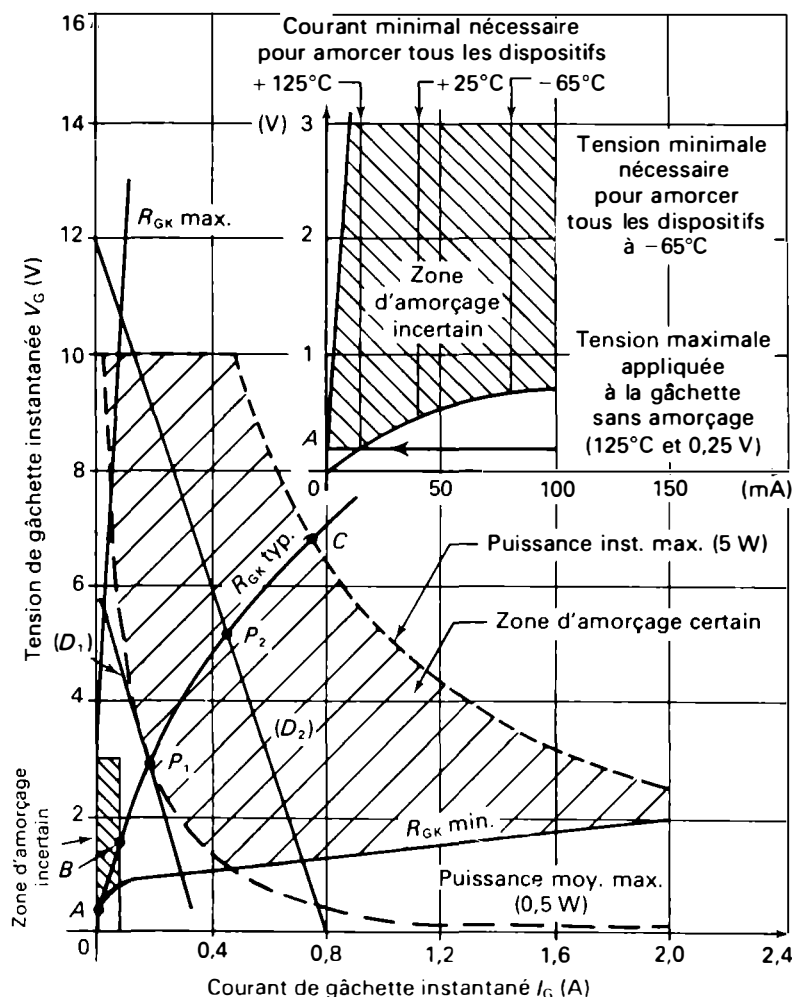


Figure 8.12 Caractéristique d'amorçage de la gâchette.

Sur la caractéristique de gâchette (courbe R_{GK} typique), on distingue quatre zones différentes:

Zone de 0 à A

L'amorçage est impossible, car V_G est I_G sont trop faibles.

Zone de A à B

L'amorçage est incertain; il dépend de la température. Le thyristor s'amorce plus facilement lorsque la température est plus élevée.

Zone de B à C

L'amorçage est certain lorsque la température est comprise entre -40°C et 125°C .

Zone au-delà de C

La gâchette est détruite, car la puissance développée est trop importante.

L'intersection de la caractéristique de gâchette (courbe R_{GK} typique) avec la droite de charge du circuit de gâchette définit le point de fonctionnement P correspondant à l'amorçage du thyristor. S'il s'agit d'un amorçage par courant continu, la droite de charge peut, tout au plus, être tangente à la zone d'amorçage incertain et à l'hyperbole de puissance moyenne maximale (droite de charge D_1 , point de fonctionnement P_1). Si le thyristor est amorcé par impulsion, la droite de charge peut se déplacer vers la courbe de puissance instantanée maximale, dépendant de la durée de l'impulsion (droite de charge D_2 , point de fonctionnement P_2). La gâchette est fragile du point de vue électrique de sorte qu'il est indispensable de bien respecter les valeurs données par les fabricants. Divers circuits de protection, constitués par des résistances en série ou des diodes en série ou en parallèle, permettent de limiter les impulsions de gâchette à des valeurs acceptables.

8.4.4 Caractéristiques thermiques

Le comportement d'un thyristor est fonction de la température de sa jonction centrale. Celle-ci ne doit pas dépasser 125°C . Au-delà de cette valeur, il y a effondrement des qualités du semi-conducteur, puis destruction du semi-conducteur. Les fiches techniques des thyristors indiquent les valeurs limites de température à ne pas dépasser (-40°C et $+125^\circ\text{C}$, par exemple).

L'élévation de température du thyristor est produite par l'énergie électrique qui y est dissipée. La chaleur se propage à travers le semi-conducteur, le boîtier et le dissipateur de chaleur (s'il y en a un) vers le milieu ambiant. À l'état passant en régime permanent, l'équilibre thermique s'établit. Autrement dit, les températures se stabilisent lorsque l'énergie thermique dissipée à l'extérieur du thyristor est égale à l'énergie thermique produite par le passage du courant à travers le dispositif. La puissance dissipée

dans la jonction d'un thyristor dépend des causes suivantes.

Pertes par conduction

Les pertes par conduction sont les plus importantes:

$$P_D \approx V_T I_{T(RMS)} \quad (8.7)$$

Dans cette relation, V_T désigne la chute de tension directe aux bornes du thyristor à l'état passant, alors que $I_{T(RMS)}$ désigne le courant direct efficace circulant à travers le thyristor.

Pertes par commutation

Les pertes par commutation à l'amorçage et au blocage sont négligeables, sauf dans les cas de commutations répétées à une fréquence élevée (entre 2 kHz et 10 kHz, par exemple).

Pertes dans l'électrode de commande

Les pertes dans l'électrode de commande, P_{GM} et $P_{G(AV)}$, sont faibles. Toutefois, le contact gâchette – semi-conducteur est très fragile, ce qui nécessite certaines précautions.

Résistance thermique

La notion de résistance thermique étudiée au paragraphe 2.6 (diodes) s'applique également aux thyristors. La figure 8.13 représente un circuit électrique analogue au circuit d'écoulement de la chaleur pour un thyristor muni d'un dissipateur de chaleur. Les équivalences utilisées sont:

- R_θ (résistance thermique) pour R (résistance électrique);
- ΔT (différence de températures) pour V (différence de potentiels);
- P_D (puissance dissipée) pour I (source de courant).

Dans le circuit analogue, nous distinguons quatre régions différentes présentant des températures décroissantes. Il s'agit de la jonction (T_j), du boîtier (T_b), du dissipateur de chaleur (T_r) et de l'ambiance (T_a).

Dans le cas d'un thyristor fonctionnant en régime permanent, les relations fondamentales se rapportant à la résistance thermique sont les suivantes:

- Résistance thermique entre la jonction et l'ambiance ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$):

$$R_{\theta, j-a} = R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-a} \quad (\text{sans dissipateur}) \quad (8.8)$$

$$R_{\theta, j-a} = R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r} + R_{\theta, r-a} \quad (\text{avec dissipateur}) \quad (8.9)$$

- Résistance thermique du dissipateur ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$):

$$R_{\theta, r-a} = \frac{T_r - T_a}{P_D} - (R_{\theta, j-b} + R_{\theta, b-r}) \quad (8.10)$$

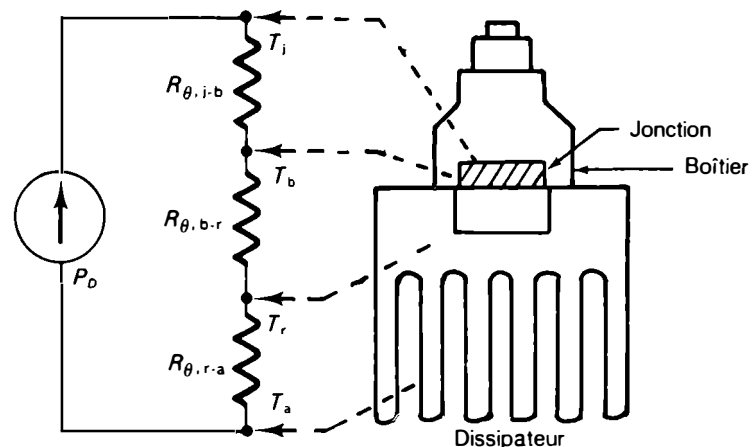


Figure 8.13 Résistance thermique: circuit électrique analogue.

- Résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur de chaleur:

$$R_{\theta, b-r} < 1^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

- Puissance dissipée dans le thyristor (W):

$$P_D = \frac{T_{j, \max} - T_b}{R_{\theta, j-b}} \quad (8.11)$$

$$P_D = \frac{T_{j, \max} - T_a}{R_{\theta, j-a}} \quad (8.12)$$

- Température de la jonction ($^{\circ}\text{C}$):

$$T_j = T_a + P_D R_{\theta, j-a} \quad (8.13)$$

Parmi les différents paramètres des équations précédentes, on ne peut généralement contrôler que la résistance thermique boîtier-ambiance $R_{\theta, b-a}$. En effet, la température maximale de la jonction ($T_{j, \max}$) est généralement spécifiée par le fabricant, la résistance thermique jonction-boîtier ($R_{\theta, j-b}$) est une constante propre à chaque thyristor (elle est spécifiée aussi par le fabricant) et la puissance dissipée dépend du circuit dans lequel le thyristor est utilisé. Quant à la température ambiante, elle n'est pas toujours facile à contrôler, car elle dépend de l'endroit où l'équipement est employé. Assez souvent, les températures des ambiances industrielles varient entre 40°C et 60°C .

La résistance thermique boîtier-ambiance est donc la seule variable que l'on peut ajuster à l'aide de dissipateurs de chaleur de formes et surfaces différentes et par divers procédés de refroidissement (ventilation forcée, circulation de liquides réfrigérants, etc.).

Exemple 8.2

Le thyristor 2N3873 présente les caractéristiques suivantes: $R_{\theta, j-b}$ de $0,92^{\circ}\text{C}/\text{W}$; $T_{j, \max}$ de 100°C , $V_{T, \text{typique}}$ de $1,7 \text{ V}$. Dans le cas d'une température maximale du boîtier de 65°C , calculez la puissance maximale qui pourra être dissipée dans le thyristor.

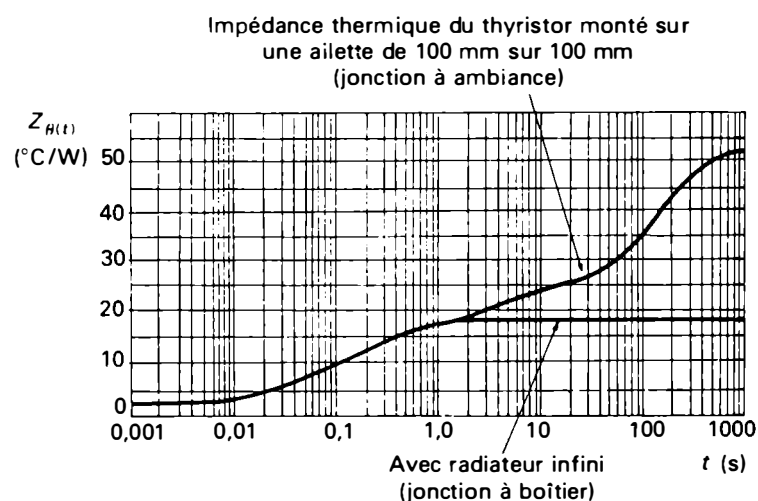


Figure 8.14 Impédance thermique transitoire des thyristors C35 (General Electric).

Solution

Nous avons, d'après l'équation 8.11:

$$P_D = \frac{T_{j,\max} - T_b}{R_{\theta,j-b}} = \frac{100 - 65}{0,92}$$

$$P_D = 38 \text{ W}$$

Cette valeur correspond, d'après les courbes de la figure 8.15, à un courant direct moyen, pour un angle de conduction maximal de 180° , de:

$$I_{T(AV)} = \frac{P_D}{V_T} = \frac{38}{1,7}$$

$$I_{T(AV)} = 22,3 \text{ A}$$

Impédance thermique

Si le thyristor fonctionne en régime transitoire, la température de la jonction dépasse les valeurs calculées à partir de l'équation 8.13. On utilise alors la notion d'impédance thermique ($Z_{\theta(t)}$).

L'impédance thermique en régime transitoire est fournie par la plupart des fabricants, sous la forme d'une courbe telle que celle de la figure 8.14. Cette courbe permet de calculer la différence de températures entre la jonction et le boîtier en fonction de la durée d'application du courant:

$$T_j - T_b = P_D Z_{\theta(t)} \quad (8.14)$$

où P_D désigne la puissance moyenne dissipée pendant le temps t . Les fabricants établissent des réseaux de courbes indiquant la puissance moyenne dissipée en fonction du courant direct moyen pour différents angles de conduction et pour un fonctionnement soit en courant alternatif soit en courant continu (Figure 8.15).

L'angle de conduction θ correspond à l'intervalle de temps durant lequel le thyristor est à l'état passant (en courant alternatif), c'est-à-dire depuis l'instant de l'amor-

çage jusqu'à l'instant du blocage. Nous pouvons donc écrire:

$$\theta = 180^\circ - \alpha \quad (8.15)$$

Dans cette relation, θ désigne l'angle de conduction et α , l'angle d'amorçage.

L'angle de conduction maximal, pour une alternance, est de 180° lorsque le thyristor est amorcé au tout début de l'alternance et que l'angle d'amorçage α est nul.

À la figure 8.15, nous pouvons observer que la valeur maximale de la puissance pouvant être dissipée par le thyristor 2N3873 est de 38 W lorsque l'angle de conduction est de 180° et que le courant direct moyen est de 22 A. Pour un angle de conduction de 120° et un courant direct moyen de 15 A, la puissance dissipée sera de 25 W.

Les fabricants fournissent également un réseau de courbes indiquant la température maximale admissible du boîtier en fonction du courant direct moyen ($I_{T(AV)}$) pour un fonctionnement soit en courant continu soit en courant alternatif et pour des angles de conduction variables (Figure 8.16). Par exemple, pour un angle de conduction de 180° , le thyristor 2N3873 laisse passer un courant direct moyen de 22 A. Dans ce cas, la température maximale du boîtier ne doit pas dépasser 65°C . Si elle atteint 75°C , le thyristor ne pourra alors supporter qu'un courant direct moyen de 17,5 A pour un angle de conduction de 180° .

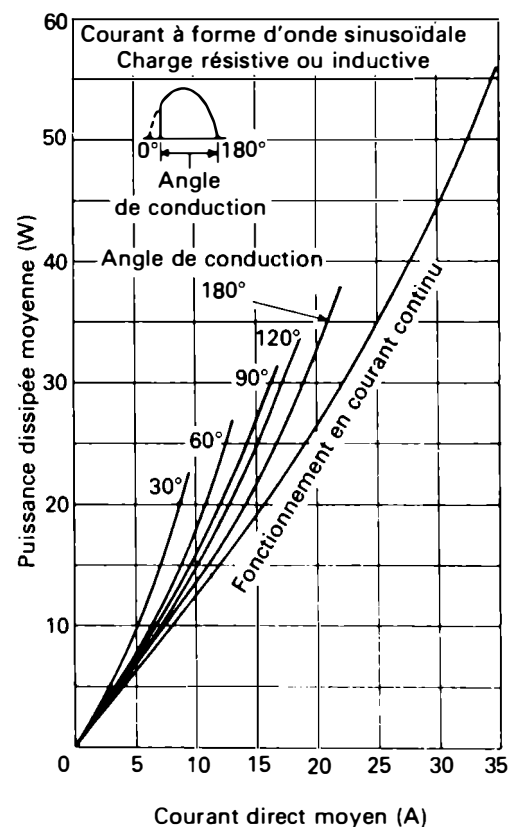


Figure 8.15 Réseau de courbes donnant la valeur de la puissance moyenne dissipée en fonction de l'angle de conduction pour le thyristor 2N3873.

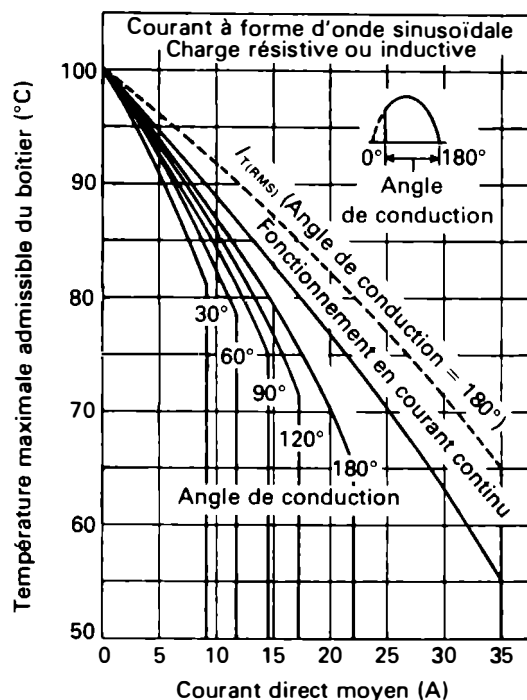


Figure 8.16 Réseau de courbes donnant la valeur de la température maximale du boîtier en fonction du courant direct moyen pour le thyristor 2N3873.

8.4.5 Définition des symboles et des paramètres

Les symboles et les abréviations qui s'appliquent aux thyristors obéissent à certaines règles qu'il est bon de connaître lorsque l'on utilise les fiches techniques fournies par les fabricants. La signification des principales abréviations employées est résumée dans le tableau 8.1.

Plusieurs paramètres caractérisent les thyristors. Comme dans le cas des diodes, ils peuvent être groupés en deux catégories distinctes: les limites absolues d'utilisation et les caractéristiques.

Limites absolues d'utilisation

Les différentes tensions que peut supporter le thyristor sont:

- V_{BR} : Tension inverse de claquage.
- V_{DWM} : Valeur maximale de la tension directe d'utilisation que peut supporter un thyristor en régime permanent, toutes les tensions transitoires répétitives et non répétitives étant exclues.
- V_{DRM} : Valeur maximale de la tension directe répétitive à l'état bloqué, toutes les tensions transitoires non répétitives étant exclues.
- V_{DSM} : Valeur limite de la tension directe non répétitive (accidentelle) à l'état bloqué, le circuit de gâchette étant ouvert.
- V_{RWM} : Valeur maximale de la tension inverse que peut supporter le thyristor en régime permanent, toutes

les tensions inverses transitoires répétitives et non répétitives étant exclues.

V_{RRM} : Valeur maximale de la tension inverse de crête répétitive, toutes les tensions transitoires non répétitives étant exclues.

V_{RSM} : Valeur limite de la tension inverse non répétitive dont l'application doit être de courte durée et présenter un caractère accidentel.

Remarque: Dans sa terminologie, la compagnie RCA ajoute le symbole O pour indiquer que la gâchette n'est pas connectée extérieurement. Ainsi, le symbole V_{RROM} désigne la tension inverse de crête répétitive, le circuit de gâchette étant ouvert.

Tableau 8.1 Principales abréviations utilisées pour les thyristors.

Symbole	Terme anglais	Signification
A	Anode, Ambient	Anode, ambiance
(AV)	Average Value	Valeur moyenne
(BO)	Breakover	Retournement des caractéristiques
BR	Breakdown	Claquage
c	Case	Boîtier
D	Direct (Off-State)	Sens direct (état bloqué)
F	Forward	Sens direct
G	Gate	Gâchette
H	Holding	Maintien
I	Intensity	Intensité du courant
K	Cathode	Cathode
L	Latching	Accrochage, verrouillage
M	Maximum Value	Valeur maximale
O	Open Gate	Circuit de gâchette ouvert
P	Peak Value	Valeur de crête
R (en 1 ^{re} position)	Reverse	Sens inverse
R (en 2 ^e position)	Recurrent	Répétitif, récurrent
(RMS)	Root Mean Square Value	Valeur efficace
S	Surge	Non répétitif accidentel
T (en 1 ^{re} position)	On-State	État passant
T (en 2 ^e position)	Trigger	De déclenchement
V	Voltage	Tension
W	Working	De service
θ	Thermal	Thermique

Les courants admissibles en régime permanent et en surcharge sont:

- I_T : Courant principal d'anode lorsque le thyristor est à l'état passant.
- $I_{T(RMS)}$: Valeur efficace du courant principal à l'état passant (température de boîtier donnée).
- $I_{T(AV)}$: Valeur moyenne du courant principal à l'état passant (température de boîtier donnée).
- I_{TSM} : Valeur limite du courant direct de surcharge non répétitif admissible pendant un cycle.
- $I_{T(RMS)}^2 t$: Valeur indiquant les possibilités de surcharge pour des impulsions comprises entre 1 ms et 10 ms. Cette valeur, exprimée en ampères carrés-secondes ($A^2 \cdot s$), sert en général à définir les circuits de protection par fusible.
- I_{TRM} : Valeur maximale du courant direct répétitif.

Les limites maximales courant-tension du circuit de gâchette sont:

- V_{GRM} : Tension inverse de crête de gâchette.
- I_{GFM} : Courant direct de crête de gâchette.
- $P_{G(AV)}$: Puissance moyenne que peut dissiper la gâchette dans le cas d'un signal d'amorçage en courant continu.
- P_{GM} : Puissance instantanée maximale admissible par la gâchette dans le cas d'un signal d'amorçage sous forme d'impulsions.
- P_T ou P_D : Puissance totale que peut dissiper le thyristor à l'état passant. Elle contribue à l'élévation de la température de la jonction. Elle tient compte de tous les électrodes du thyristor et sert à calculer le dissipateur de chaleur.

La vitesse de croissance du courant principal est:

- di/dt : Vitesse maximale de croissance du courant, à l'état passant, que peut supporter le thyristor sans être détérioré.

Les limitations dues à la température sont:

- $T_{j,max}$: Température maximale pouvant être tolérée par la jonction.
- T_c : Température du boîtier.
- T_{sig} : Température de stockage.

Principales caractéristiques

- V_{BO} : Tension d'anode au point de retournement, le circuit de gâchette étant ouvert.
- V_T : Tension continue anode-cathode à l'état passant.
- I_{DRM} : Valeur maximale du courant de fuite direct répétitif à l'état bloqué.
- I_{RRM} : Valeur maximale du courant de fuite inverse répétitif à l'état bloqué.
- I_H : Courant de maintien.
- I_L : Courant d'accrochage.

V_{GT} : Tension de gâchette nécessaire pour produire le courant d'amorçage.

I_{GT} : Courant de gâchette nécessaire pour provoquer le passage du thyristor de l'état bloqué à l'état passant.

t_{gt} : Temps d'amorçage par la gâchette.

t_q : Temps de désamorçage par commutation.

dv/dt : Vitesse critique de croissance de la tension, appliquée aux bornes du thyristor à l'état bloqué, qui entraîne l'amorçage.

$R_{\theta,j-b}$: Résistance thermique jonction-boîtier.

Les fabricants indiquent également les caractéristiques mécaniques des thyristors:

- Formes et dimensions des boîtiers.
- Masse approximative.
- Couple maximal de serrage.
- Dissipateurs de chaleur appropriés.

8.5 DIFFÉRENTS TYPES DE THYRISTORS

Plusieurs types de thyristors existent. En voici quelques-uns parmi les plus courants.

8.5.1 Thyristors standard à fréquence industrielle

Les thyristors standard à fréquence industrielle sont les plus utilisés dans les équipements industriels. Ils peuvent fonctionner en courant continu et en courant alternatif jusqu'à des fréquences de 400 Hz à 1000 Hz. La gamme des puissances de ces dispositifs est très grande, de sorte qu'ils peuvent commander des courants de quelques centaines de milliampères à quelques centaines d'ampères, sous des tensions d'utilisation pouvant atteindre 4000 V.

8.5.2 Thyristors sensibles

Les thyristors sensibles sont de faible puissance; ils sont utilisés généralement dans des circuits électroniques de basse tension. Leur courant de gâchette est de l'ordre de quelques dizaines (ou centaines) de microampères et leur tension de gâchette, de l'ordre de 0,7 V. Les thyristors sensibles s'amorcent facilement par des impulsions parasites, de sorte qu'on doit les prémunir contre un amorçage intempestif en connectant, par exemple, un condensateur de faible capacité entre la gâchette et la cathode.

8.5.3 Thyristors rapides

Les thyristors rapides présentent de très faibles temps de désamorçage qui peuvent être inférieurs à $5 \mu s$ et des tensions de blocage pouvant atteindre plus de 700 V. Leur fréquence d'utilisation est limitée à environ 10 kHz.

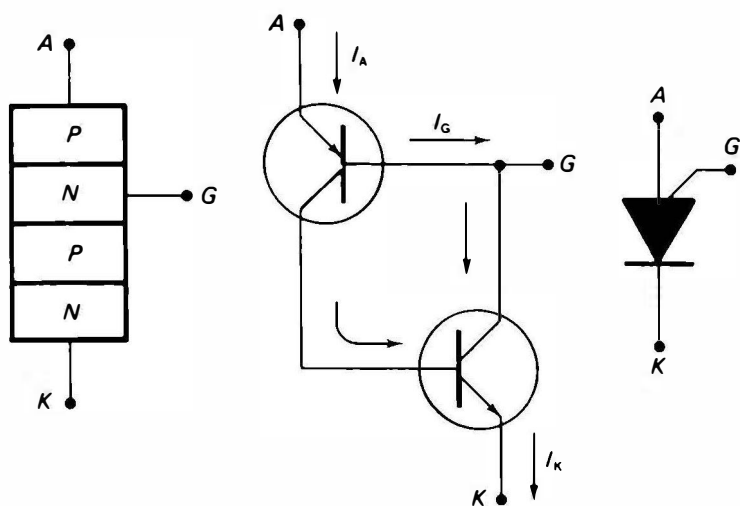


Figure 8.17 Thyristor complémentaire.

8.5.4 Thyristors complémentaires (CSCR, Complementary Silicon Controlled Rectifier)

La presque totalité des thyristors usuels sont de type *P*, c'est-à-dire que la gâchette est connectée à la couche interne *P* adjacente à la couche de cathode. Ces thyristors sont amorcés par une impulsion positive appliquée à leur gâchette. Il existe également des thyristors complémentaires de type *N* (Figure 8.17), dans lesquels la gâchette est reliée à la couche *N* voisine de la couche d'anode, la cathode étant alors soudée au boîtier. Les thyristors complémentaires sont amorcés par l'application d'un signal négatif à la gâchette. Autrement dit, le courant de gâchette entre par l'anode et sort par la gâchette. Ces dispositifs permettent de simplifier certains montages.

8.5.5 Thyristors tétrodes à double gâchette (SCS, Silicon Controlled Switch)

Les thyristors tétrodes possèdent deux gâchettes (Figure 8.18.a):

- une gâchette de cathode reliée à la couche interne de type *P*;
- une gâchette d'anode reliée à la couche interne de type *N*.

L'amorçage peut s'effectuer par l'application soit d'une impulsion positive à la gâchette de cathode, soit d'une impulsion négative à la gâchette d'anode. Le blocage est obtenu soit par l'application d'une impulsion positive à la gâchette d'anode, soit par la réduction du courant principal à une valeur inférieure au courant de maintien.

Les caractéristiques du thyristor à double gâchette sont semblables à celles du thyristor standard. Cependant, ce dispositif est limité aux faibles puissances. Il peut commander des courants d'anode de l'ordre de 100 mA à 300 mA avec des puissances de dissipation variant entre 100 mW et 500 mW. Il est caractérisé par des courants d'amorçage de faibles valeurs ($I_{G_{TK}} < 1 \mu A$ et $I_{G_{TA}} < 100 \mu A$) et par un temps de blocage court variant habituellement entre 1 μs et 10 μs . Parmi les applications usuelles des SCS, citons les circuits d'ordinateurs (compteurs, registres, circuits de délais et de synchronisation), les générateurs d'impulsions, les oscillateurs, les détecteurs de tension, etc. Le SCS peut aussi être utilisé en tant que thyristor de faible puissance; dans ce cas, la gâchette d'anode n'est pas branchée (Figure 8.19.a). Dans le circuit d'alarme illustré à la figure 8.19.b, le SCS est utilisé comme détecteur de tension et sa gâchette d'anode sert d'électrode de sortie pour commander une charge. Une simple impulsion provenant de l'une des entrées amorce le SCS correspondant, ce qui a pour effet

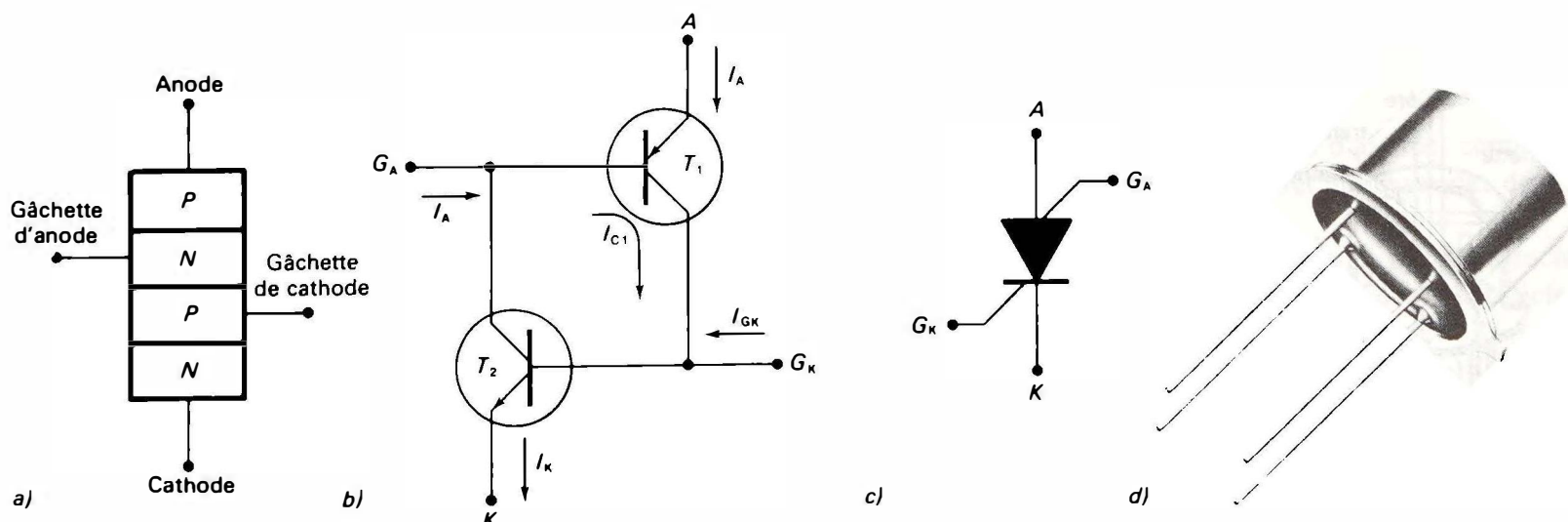


Figure 8.18 Thyristor à double gâchette (SCS): a) structure; b) schéma équivalent; c) symbole; d) photographie (GE).

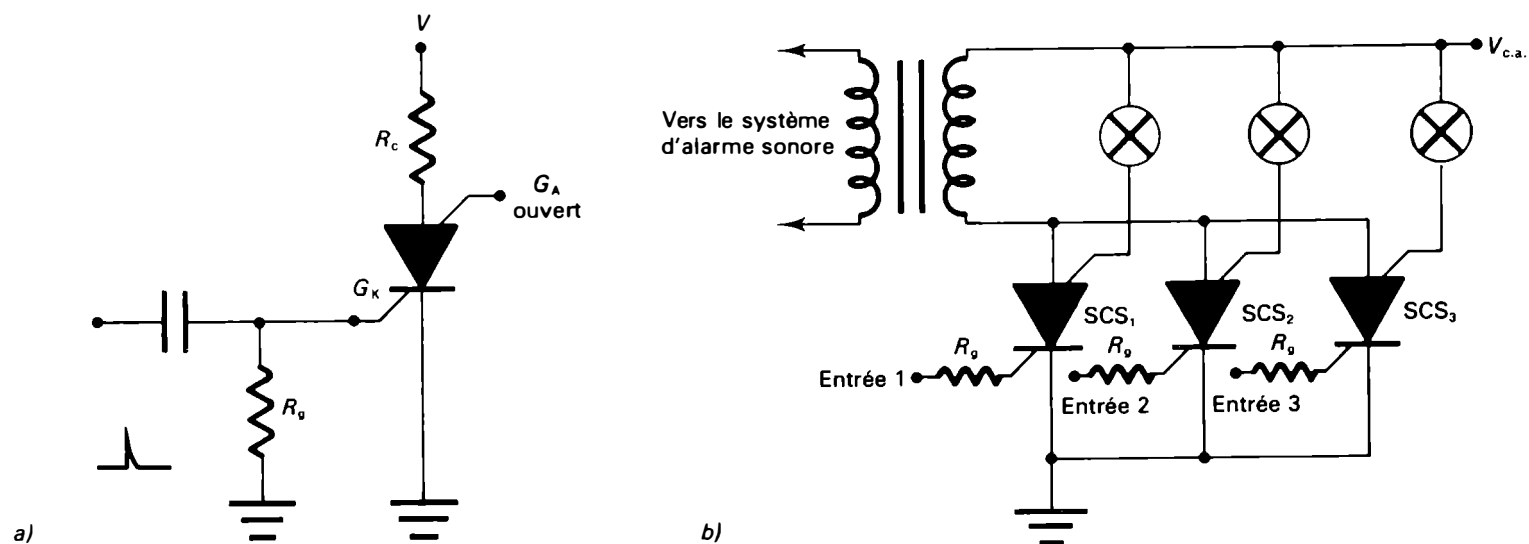


Figure 8.19 a) SCS utilisé comme thyristor de faible puissance; b) SCS utilisé comme détecteur de tension dans un système d'alarme à plusieurs entrées.

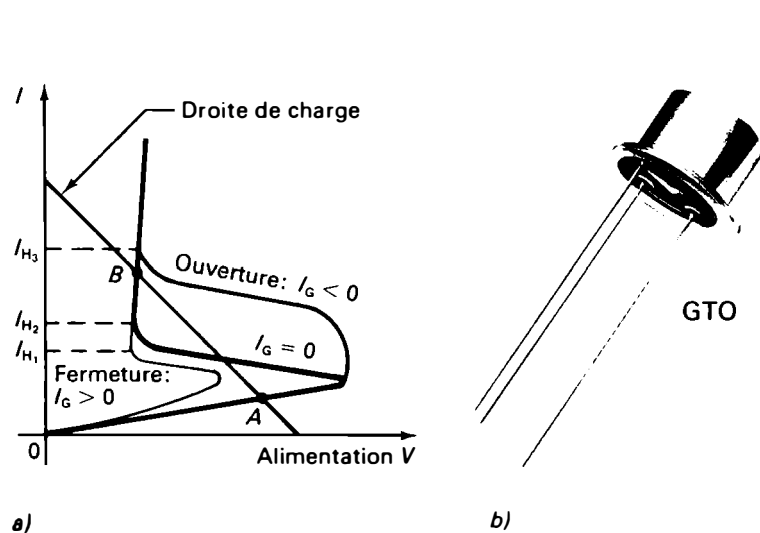


Figure 8.20 GTO : a) Caractéristique tension-courant à l'amorçage et au blocage; b) photographie (GE).

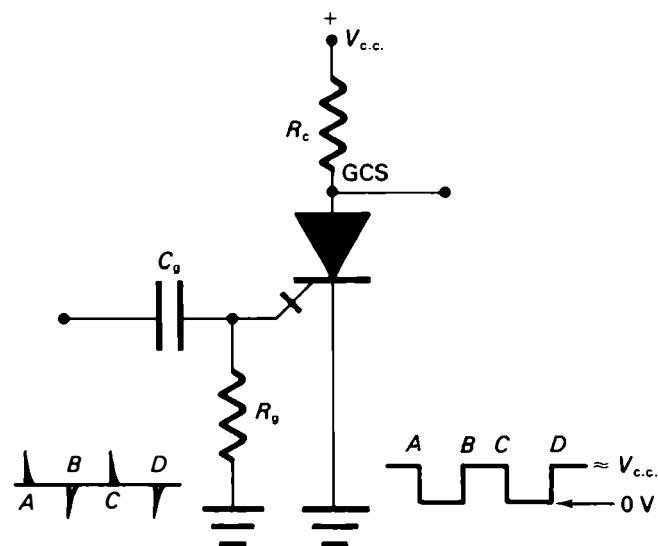


Figure 8.21 Générateur de signaux rectangulaires muni d'un thyristor blocable.

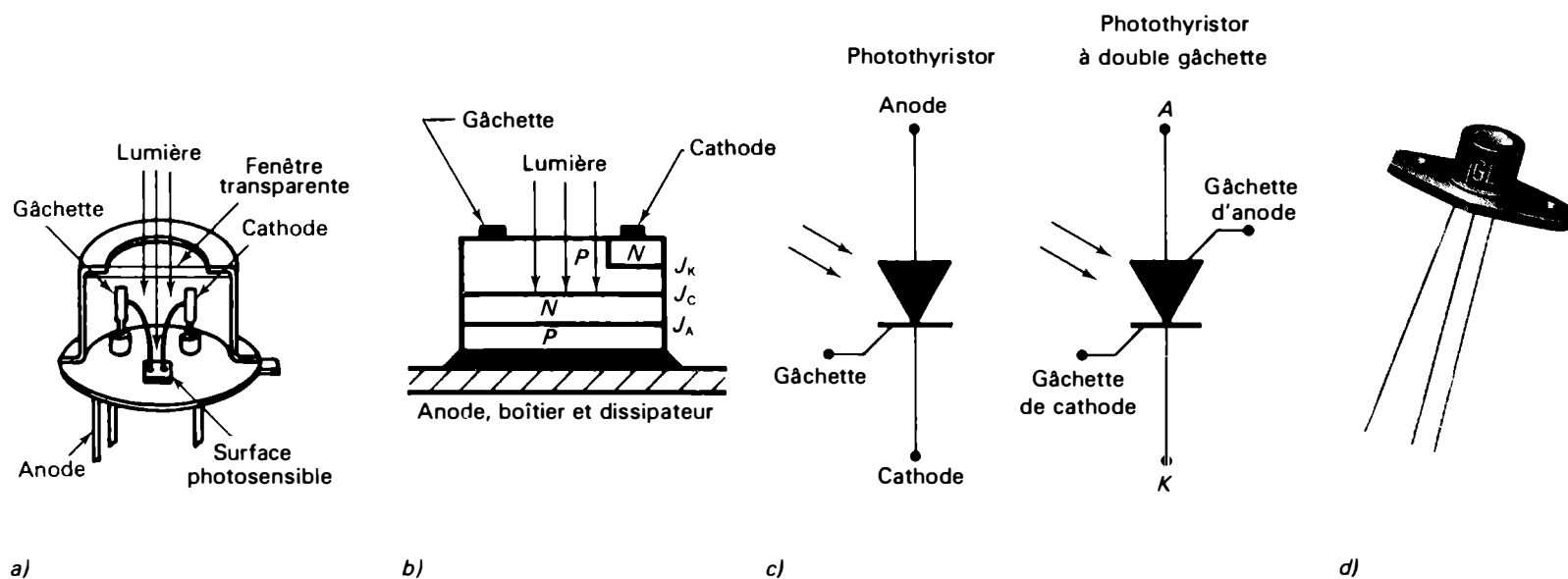


Figure 8.22 Photothyristor: a) aspect; b) structure; c) symboles; d) photographie (GE).

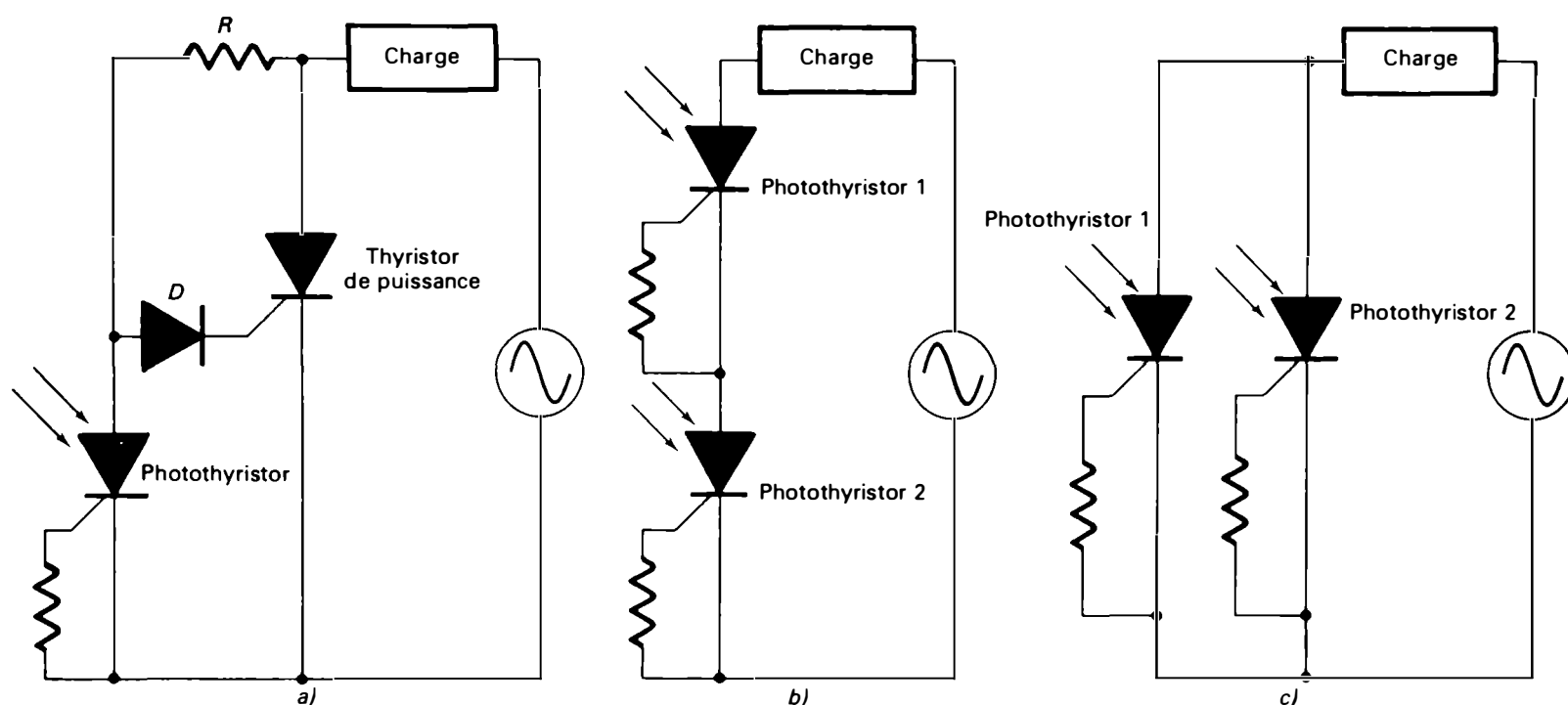


Figure 8.23 a) Commande d'un thyristor de puissance par photthyristor; b) et c) circuits logiques optoélectroniques.

de déclencher l'avertisseur sonore et d'allumer une lampe placée dans le circuit de la gâchette d'anode indiquant l'endroit d'où provient l'entrée.

8.5.6 Thyristors à blocage par la gâchette (GTO, *Gate Turn-Off Switch*, ou GCS, *Gate Controlled Switch*)

Les thyristors à blocage par gâchette possèdent quatre couches *PNPN* et trois électrodes (anode, cathode et gâchette). Leurs caractéristiques sont semblables à celles des thyristors conventionnels. Le thyristor blocable est amorcé par une impulsion positive appliquée à la gâchette et peut être bloqué par une impulsion négative appliquée à la gâchette. La figure 8.20 en explique graphiquement le fonctionnement. La droite de charge du circuit de gâchette coupe la caractéristique du thyristor blocable en deux points: *A* (état bloqué) et *B* (état passant). En l'absence de courant de gâchette I_G , le thyristor fonctionne au point *A* (état bloqué).

Un courant de gâchette positif déplace la caractéristique courant-tension vers la gauche et le point de fonctionnement passe en *B*; le thyristor est alors amorcé. Au contraire, un courant de gâchette négatif déplace la caractéristique vers la droite, de sorte que le point de fonctionnement passe de *B* en *A*; le thyristor est alors à l'état bloqué.

Le thyristor blocable est utilisé comme commutateur, principalement dans les circuits de comptage, les multi-vibrateurs, les générateurs d'impulsions, etc. Le circuit de la figure 8.21 représente un générateur de signaux rectangulaires; chaque impulsion positive appliquée à la gâchette amorce le GTO et chaque impulsion négative le bloque.

8.5.7 Photthyristors (LASCR, *Light Activated Silicon Controlled Rectifier*)

Les photthyristors sont construits comme les thyristors ordinaires: ils possèdent les mêmes caractéristiques et peuvent être amorcés par la gâchette. En outre, leur boîtier est muni d'une ouverture transparente qui laisse entrer la lumière visible et les rayons infrarouges (Figure 8.22.a).

Les photons incidents venant frapper la jonction de commande du photthyristor (Figure 8.22.b) créent des paires électrons-trous qui jouent le rôle du courant de gâchette des thyristors ordinaires. Si le photthyristor est en polarisation directe et si l'énergie lumineuse est suffisante, le dispositif s'amorcera et laissera passer le courant.

Parmi les principales applications du photthyristor, citons:

- les circuits de détection: systèmes d'alarme, comptages d'objets, mise en marche et arrêt automatiques de machines, etc.;
- les circuits de commande: relais statiques, déclenchements simultanés de thyristors montés en série et déclenchement de thyristors de puissance (Figure 8.23.a);
- les circuits logiques optoélectroniques: réalisation de portes ET et OU. Lorsque les photthyristors 1 et 2 du circuit de la figure 8.23.b sont éclairés simultanément, la charge est alimentée (porte ET). Lorsque l'un ou l'autre des photthyristors du circuit de la figure 8.23.c est éclairé, la charge pourra être alimentée (porte OU).

Remarque: Au thyristor à double gâchette (SCS) correspond un photothyristor à double gâchette (LASCS, *Light Activated Silicon Controlled Switch*).

8.5.8 Thyristors ultra-rapides asymétriques (ASCR, *Asymmetrical Silicon Controlled Rectifier*)

Les thyristors ultra-rapides asymétriques, présentés par RCA en 1974, ont été spécialement conçus pour la commutation de forte puissance à des fréquences supérieures à 20 kHz. Leur structure de diffusion asymétrique permet de réduire le temps de blocage et d'améliorer la vitesse de croissance du courant di/dt . Les performances typiques du thyristor asymétrique sont: fréquence de 35 kHz et puissance de 5 kW sous 220 V. Les principaux domaines d'application sont:

- les onduleurs série (conversion du courant continu en courant alternatif);
- les alimentations de secours;
- les générateurs ultrasoniques;
- les émetteurs radars.

8.5.9 Thyristors rapides à gâchette amplificatrice

Les thyristors rapides à gâchette amplificatrice, aussi appelés *Darlistors* (contraction des mots Darlington et thyristor), sont constitués par l'intégration, sur la même pastille de silicium, de deux thyristors (Figure 8.24.a):

- un thyristor de commande; il s'agit d'un thyristor sensible dont le courant principal sert de courant de déclenchement du second thyristor;
- un thyristor principal dont l'amorçage provoque le blocage du thyristor de commande. Ce thyristor est peu sensible et possède un temps de blocage très court et un excellent comportement face aux variations dv/dt .

L'impulsion appliquée à la gâchette amorce d'abord le thyristor de commande dont le temps d'amorçage est inférieur à celui du thyristor principal. Le courant principal du thyristor de commande est injecté dans la gâchette avoi-

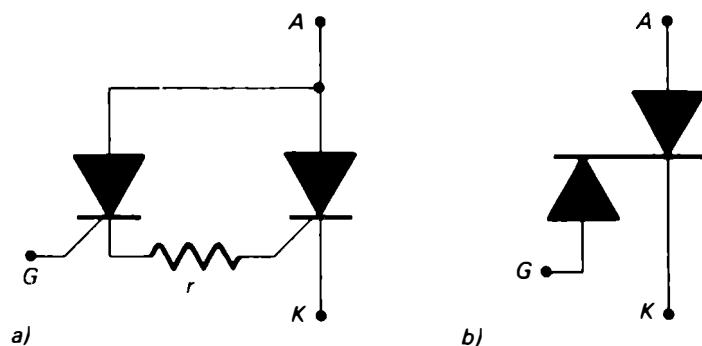


Figure 8.24 Thyristor à gâchette amplificatrice: a) circuit équivalent; b) représentation symbolique.

sinante du thyristor principal et un processus d'amplification assure un courant très élevé dans la gâchette du thyristor de puissance. Le thyristor à gâchette amplificatrice est principalement utilisé dans des dispositifs exigeant des vitesses de commutation élevées, tels que les hacheurs de courant continu pour les véhicules à traction électrique, les onduleurs, etc.

8.6 PROCÉDÉS D'AMORÇAGE ET DE BLOCAGE DES THYRISTORS

De nombreux circuits d'amorçage sont utilisés pour déclencher les thyristors. Lorsque le thyristor est alimenté en courant continu, il doit être muni d'un circuit de blocage, en plus du circuit de déclenchement. Voici différents processus d'amorçage.

L'amorçage par un signal de gâchette est la méthode préférable. Le signal de gâchette peut être soit en courant continu, soit en courant alternatif, soit en impulsions. Les circuits d'amorçage peuvent être classés d'après les composants utilisés:

- résistances, résistances et condensateurs;
- circuits déphaseurs RC et RL ;
- circuits magnétiques: inductances saturables, amplificateurs magnétiques, transformateurs d'impulsions;
- semi-conducteurs: diodes de déclenchement, transistors unijonctions, commutateurs unilatéral et bilatéral, etc.;
- circuits intégrés spécialisés.

L'amorçage par la lumière est utilisé dans le cas des photothyristors. Leur boîtier est muni d'une fenêtre transparente laissant pénétrer la lumière. Pour une énergie lumineuse suffisante (qui équivaut au signal de gâchette des thyristors ordinares) le photothyristor s'amorce lorsqu'il est sous tension directe.

L'amorçage par tension de retournement est interdit, en principe, par le fabricant, car il risque d'endommager le thyristor. Lorsque la tension directe appliquée au thyristor augmente et atteint la valeur critique de retournement, V_{BO} , un phénomène d'avalanche se produit dans la jonction de commande et le thyristor s'amorce sans qu'aucun signal ne soit appliqué à la gâchette.

Remarque: L'amorçage par tension de retournement est utilisé dans le cas des diodes $PNPN$ (diodes Shockley) et des diodes PNP de déclenchement (diacs).

L'amorçage par accroissement très rapide de la tension directe est un phénomène dû à la capacité interne du thyristor qui se charge par un courant:

$$i = C \left(\frac{dv}{dt} \right)$$

Si le taux de croissance de la tension d'alimentation dv/dt dépasse une certaine valeur critique, le courant i peut être

suffisant pour déclencher le thyristor, comme le ferait un courant de gâchette. Ce type d'amorçage ne doit pas être utilisé, car il risque de détruire le thyristor.

L'amorçage par élévation de la température doit être évité. L'accroissement de la température peut augmenter suffisamment le courant résiduel dans le thyristor et en provoquer l'amorçage intempestif.

8.6.1 Amorçage par tension continue

Une tension continue V_{GT} est appliquée à la gâchette par l'intermédiaire d'une résistance d'ajustement R_g qui limite la valeur de I_{GT} (Figure 8.25). La puissance dans le circuit de gâchette ne doit pas dépasser la valeur $P_{G(AV)}$ fournie par le fabricant. La résistance d'ajustement R_g doit être comprise entre les valeurs limites suivantes:

$$\frac{V_{s,max} - V_{GT}}{I_{G,max}} \leq R_g \leq \frac{V_{s,min} - V_{GT}}{I_{GT}} \quad (8.16)$$

La signification des symboles de cette relation est:

- V_s : tension de la source continue;
- V_{GT} : tension de gâchette provoquant l'amorçage du thyristor;
- I_{GT} : courant d'amorçage;
- $I_{G,max}$: courant maximal que peut supporter la gâchette.

8.6.2 Amorçage par tension d'anode avec résistance et diode

L'amorçage par tension d'anode utilise les circuits de déclenchement les plus simples. Cependant, la variation de l'angle d'amorçage est limitée.

Résistance fixe

La résistance R_g limite le courant maximal de gâchette $I_{G,max}$; la diode D_1 bloque les courants inverses de gâchette durant l'alternance négative et, surtout, diminue la tension inverse que celle-ci supporte. Lorsque le commutateur K se ferme, la résistance R_g est soumise à la tension alternative d'alimentation e_s et laisse passer un courant I_g . Durant l'alternance positive, ce courant croît à partir de zéro jusqu'au moment où il atteint la valeur suffisante I_{GT} pour amorcer le thyristor. Celui-ci s'amorce lorsque la tension instantanée de la source d'alimentation atteint la valeur:

$$e_s = V_{GT} + V_F + R_g I_{GT} \quad (8.17)$$

Les valeurs limites de la résistance de gâchette R_g sont:

$$R_{g,min} \geq \frac{E_{max}}{I_{G,max}} \quad \text{et} \quad R_{g,max} \leq \frac{E_{max}}{I_{GT}} \quad (8.18)$$

Dans ce circuit, l'angle d'amorçage est compris entre 0° et 90° seulement, mais il ne peut être varié.

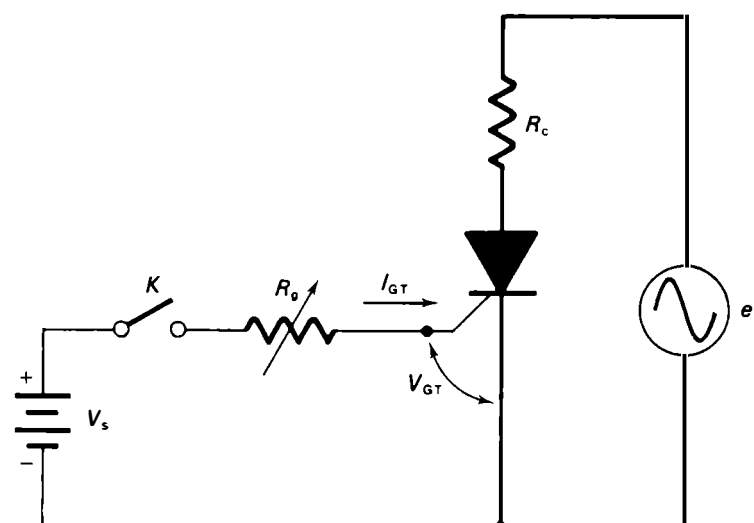


Figure 8.25 Amorçage par tension continue.

Exemple 8.3

Le montage de la figure 8.26 présente les caractéristiques suivantes: R_g de $6 \text{ k}\Omega$; R_c de 100Ω ; V_{GT} de 1 V ; I_{GT} de 10 mA ; V_F de $0,6 \text{ V}$. La tension d'alimentation est:

$$e_s = 120\sqrt{2}(\sin 377t)$$

Calculez:

- a) l'angle d'amorçage du thyristor;
- b) le courant maximal que doit pouvoir supporter la gâchette.

Solution

- a) Le thyristor s'amorce lorsque la valeur instantanée de la tension d'alimentation atteint la valeur:

$$e_s = V_{GT} + V_F + R_g I_{GT}$$

$$e_s = 1 + 0,6 + 6 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-3} = 61,6 \text{ V}$$

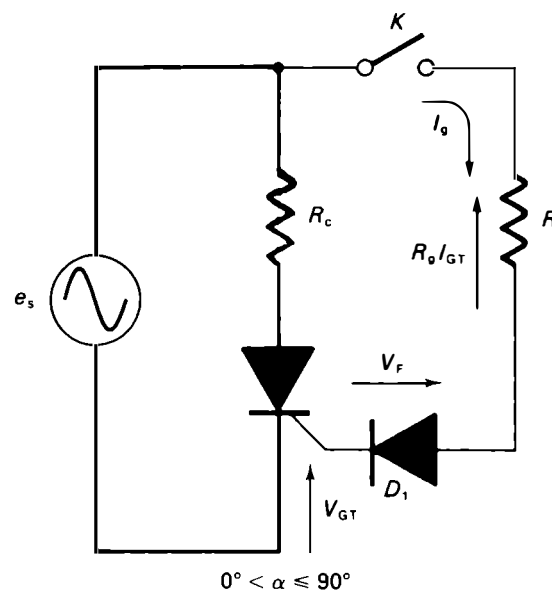


Figure 8.26 Déclenchement par tension d'anode et résistance fixe.

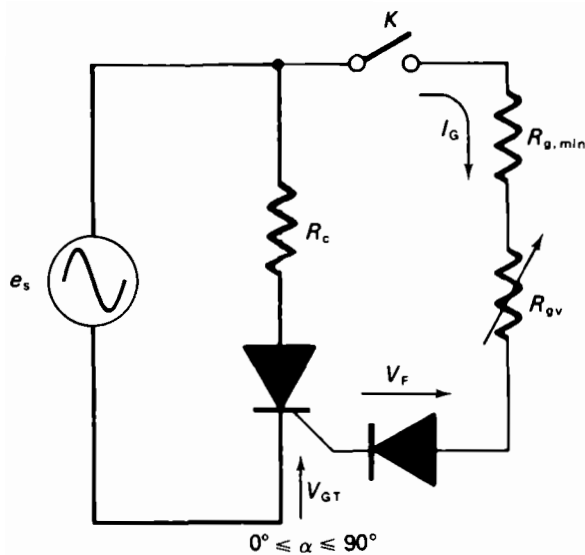


Figure 8.27 Déclenchement par tension d'anode et résistance variable.

L'angle d'amorçage est:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{e_s}{E_{\max}}\right)$$

où:

$$E_{\max} = \sqrt{2}E_{\text{eff}} = \sqrt{2} \times 120$$

$$E_{\max} = 169,7 \text{ V}$$

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{61,6}{169,7}\right) = 21,3^\circ$$

b) Le courant de gâchette est:

$$I_{G,\max} = \frac{E_{\max}}{R_g} = \frac{169,7}{6 \times 10^3}$$

$$I_{G,\max} = 28 \text{ mA}$$

Résistance variable

Dans le montage de la figure 8.27, on peut varier l'angle d'amorçage en agissant sur R_{gv} . Le thyristor s'amorce lorsque:

$$e_s = V_{GT} + V_F + R_{g,\text{total}} I_{GT}$$

où:

$$R_{g,\text{total}} = R_{g,\text{min}} + R_{gv}$$

Lorsque R_{gv} est égal à zéro, seule la résistance $R_{g,\text{min}}$ est en série dans le circuit d'amorçage et le thyristor s'amorcera en début de période. Alors:

$$R_{g,\text{min}} \geq \frac{E_{\max}}{I_{G,\max}} \quad (8.19)$$

Lorsque R_{gv} augmente, l'angle d'amorçage augmente également jusqu'à sa valeur maximale qui est de 90° . On obtient:

$$R_{g,\text{total}(\max)} = R_{g,\text{min}} + R_{gv} \leq \frac{E_{\max} - V_{GT} - V_F}{I_{GT}} \quad (8.20)$$

Dans ce circuit, l'angle d'amorçage est compris entre 0° et 90° et peut être varié.

8.6.3 Déclenchement par résistance et condensateur

Dans le circuit de la figure 8.28.a, la tension d'alimentation provoque le déclenchement du thyristor et la constante de temps du circuit RC règle l'angle d'amorçage. La diode D_1 protège la gâchette contre les tensions inverses et la diode D_2 permet la décharge du condensateur durant l'alternance négative.

Pendant l'alternance négative (B étant positif), la diode D_2 court-circuite R et le condensateur C se charge à la valeur E_{\max} ; l'armature inférieure est alors positive; puis il commence à se décharger (zone OP). Pendant l'alternance positive (A étant positif), le condensateur reçoit le courant i et se charge en fonction de la constante de temps RC jusqu'à ce que la tension V_c atteigne la valeur V_{GT} (point Q), ce qui provoque l'amorçage du thyristor.

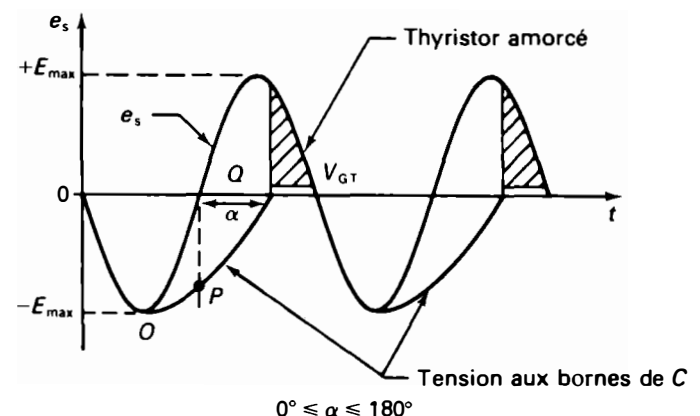
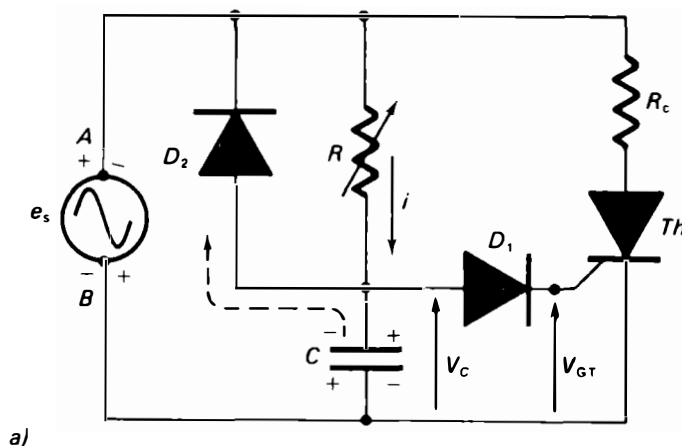


Figure 8.28 Déclenchement par résistance et condensateur: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions.

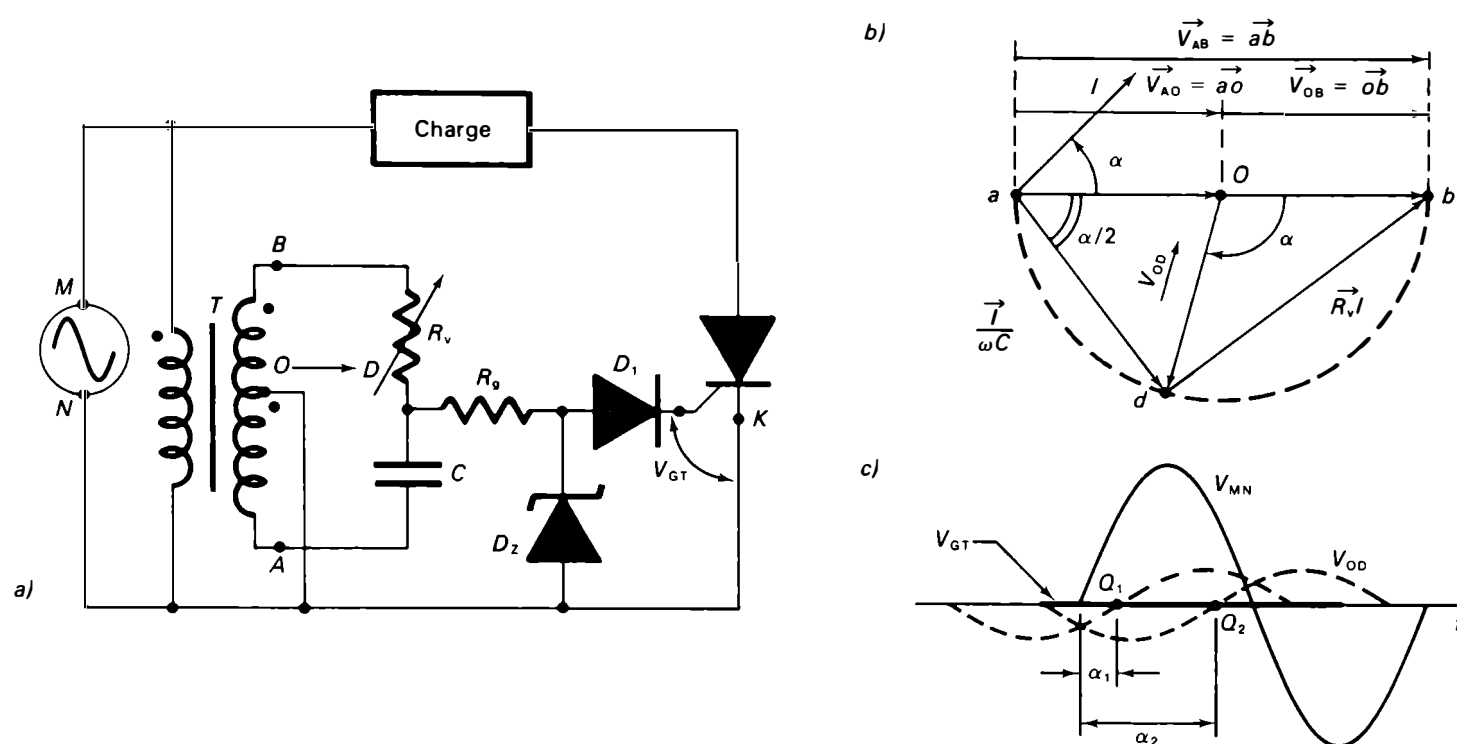


Figure 8.29 Déclenchement par circuit déphaseur RC : a) schéma de principe; b) diagramme vectoriel; c) formes d'onde des tensions.

L'angle d'amorçage est directement proportionnel à la valeur de R et peut varier de 0° à 180° .

8.6.4 Déclenchement par circuit déphaseur

Les circuits déphaseurs, qui ont déjà été employés pour la commande des tubes à gaz, permettent d'appliquer à la gâchette une tension alternative déphasée d'un angle variable par rapport à la tension d'anode, mais de même fréquence que celle-ci. Le circuit déphaseur RC de la figure 8.29.a est constitué d'un transformateur à prise médiane O débitant un courant sur une résistance variable R_v et d'un condensateur fixe C en série avec le point commun D .

En observant le diagramme vectoriel de la figure 8.28.b, nous constatons que la tension de sortie V_{OD} du circuit déphaseur, représentée par le vecteur od (rayon du cercle), possède une amplitude constante et se trouve déphasée d'un angle variable α en retard sur la tension du secondaire V_{AB} , représentée par le vecteur ab (en phase ou en opposition de phase avec la tension du secteur). L'amplitude de la tension de sortie est donnée par:

$$|V_{OD}| = |V_{AO}| = \left| \frac{V_{AB}}{2} \right| \quad (8.21)$$

La valeur de l'angle de déphasage est calculée d'après le triangle rectangle adb . Lorsque le courant de sortie (entre O et D) est négligeable par rapport au courant

fourni par le secondaire, le condensateur C et la résistance R_v sont parcourus par le courant I , de sorte que:

$$V_{AD} = \frac{I}{\omega C}$$

et:

$$V_{DB} = R_v I$$

Puisque ces deux tensions sont déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre, nous obtenons:

$$\tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{R_v I}{I/\omega C} = \omega C R_v$$

$$\alpha = 2 \arctan \omega C R_v \quad (8.22)$$

Dans le circuit de déclenchement de la figure 8.29.a, dès que la tension de sortie V_{OD} (sinusoïdale et déphasée) du circuit déphaseur RC atteint la valeur V_{GT} , le thyristor s'amorce. L'instant de l'amorçage est pratiquement confondu avec l'intersection de la sinusoïde de commande avec l'axe (points Q_1 et Q_2 de la figure 8.29.c). Si la valeur de R_v est augmentée, la tension sinusoïdale V_{OD} se déplace horizontalement et l'angle d'amorçage, dont la valeur dépend du produit $R_v C$, peut théoriquement varier de 0° à 180° . Lorsque R_v est de 0Ω , l'angle d'amorçage est nul; par contre, lorsque R_v augmente et tend vers l'infini, il augmente et tend vers 180° . Étant donné que R_v ne peut devenir infini, le déphasage maximal ne dépasse guère 170° . Les éléments R_v , D_z et D constituent le circuit de

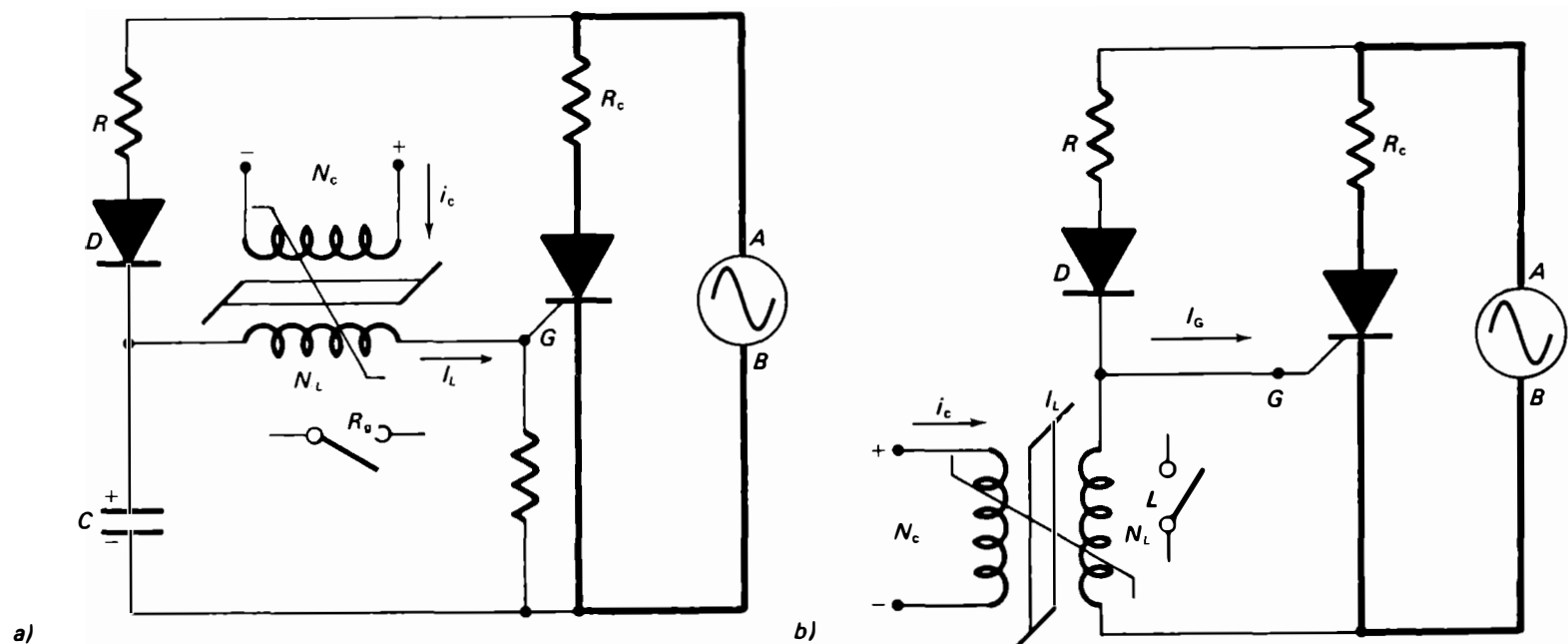


Figure 8.30 Amorçage par inductance saturable: a) L est monté en série avec la gâchette; b) L est monté en parallèle avec la gâchette.

protection de la gâchette: R_g limite le courant I_G , D_Z fixe la tension maximale V_G appliquée à la gâchette et D la protège contre une tension inverse.

8.6.5 Amorçage par circuit magnétique à saturation

Les circuits de commande avec dispositifs magnétiques, tels que les inductances saturables ou les amplificateurs magnétiques, permettent d'obtenir des signaux à front raide (impulsions) et peuvent être commandés en courant continu et en courant alternatif. Ces dispositifs permettent également d'utiliser plusieurs entrées isolées pour des signaux de contrôle, ce qui est avantageux dans les systèmes asservis.

Amorçage par inductance saturable

L'inductance saturable la plus simple comprend deux enroulements bobinés sur le même noyau magnétique:

- l'enroulement de charge N_L dont l'inductance L est parcourue par le courant, I_L (Figure 8.30.a);
- l'enroulement de contrôle N_c parcouru par le courant continu réglable i_c qui fait varier la perméabilité du noyau magnétique.

Lorsque le courant i_c est nul, l'inductance de l'enroulement N_L est maximale et, par conséquent, la valeur du courant I_L est minimale. Lorsque i_c augmente, le noyau magnétique tend à se saturer, L diminue et I_L augmente. Dans le cas d'un noyau magnétique à saturation brusque, L devient pratiquement nul au-dessus d'une certaine valeur de i_c , de sorte que le courant I_L , limité seulement par la

résistance du circuit de gâchette, prend l'allure d'une impulsion.

Dans le montage de la figure 8.30.a, lorsque l'inductance saturable n'est pas saturée, le condensateur C se charge, par l'intermédiaire de R et de D , durant la première partie de l'alternance positive (borne A positive). Lorsque la saturation du noyau magnétique est atteinte, l'inductance L s'effondre et devient équivalente à un interrupteur fermé; C se décharge alors brusquement à travers la gâchette, ce qui déclenche le thyristor. La résistance R_g empêche la tension d'amorçage V_{GT} de dépasser une valeur dangereuse pour le thyristor.

Dans le montage de la figure 8.30.b, l'amorçage se produit lorsqu'on supprime le courant de contrôle i_c ; l'inductance saturable L présente alors une impédance très élevée équivalente à un interrupteur ouvert.

Amorçage par amplificateur magnétique à autosaturation

Dans le circuit de déclenchement de la figure 8.31, l'amplificateur magnétique autosaturé fournit des impulsions d'amplitude constante avec un déphasage réglable. Lorsque le noyau magnétique n'est pas saturé, l'impédance de l'enroulement N_L est suffisante pour limiter le courant de gâchette à une valeur inférieure à celle nécessaire à l'amorçage. Lorsque le noyau magnétique se sature, l'impédance de N_L diminue, I_G augmente et devient suffisant pour amorcer le thyristor. La résistance R_g limite la tension de gâchette et R'_g , le courant de gâchette. Le contrôle par la résistance variable R_v peut être remplacé par un dispositif électronique. Les enroulements supplémentaires de contrôle N_{c1} et N_{c2} peuvent être utilisés dans des systèmes asservis.

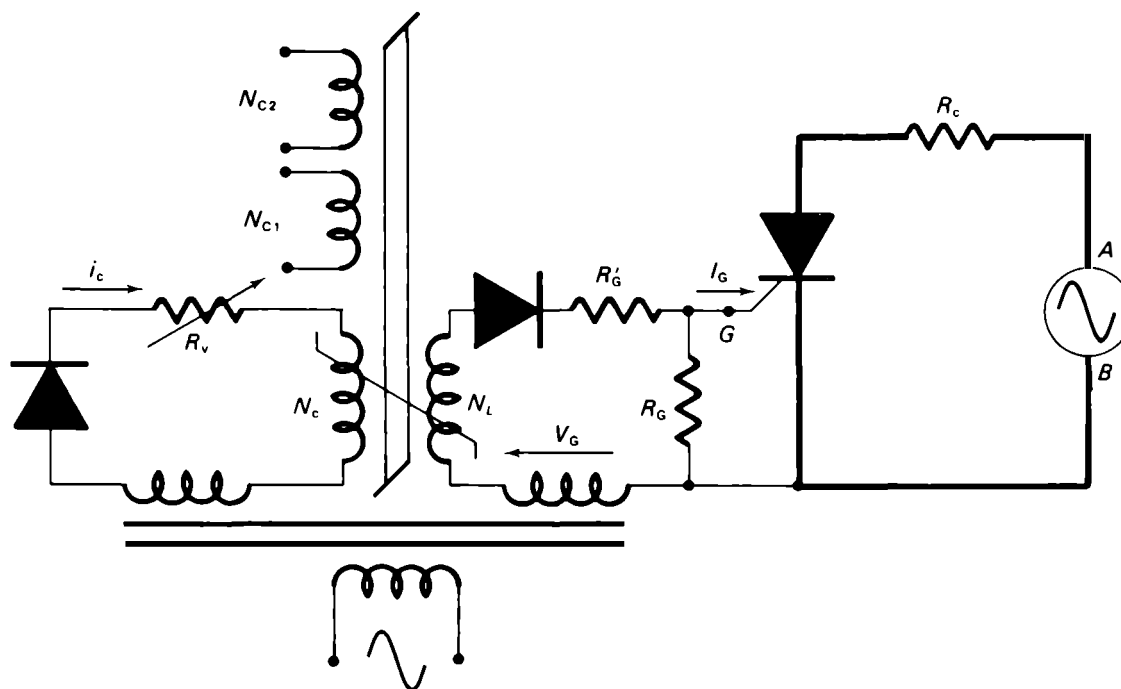


Figure 8.31 Amorçage par amplificateur magnétique à autosaturation.

8.6.6 Amorçage par semi-conducteurs à seuil de tension

Les circuits d'amorçage à semi-conducteurs sont conçus pour produire des impulsions qui seront appliquées à la gâchette du thyristor. L'amorçage par impulsions, qui est le mode de déclenchement le plus employé, permet:

- d'obtenir une meilleure synchronisation entre l'instant où le signal est appliqué à la gâchette et celui où le thyristor s'amorce;
- de réduire la puissance dissipée dans le circuit de gâchette et, par conséquent, son échauffement, ce qui assure une plus grande sécurité;
- d'employer des composants de faible puissance et peu coûteux pour commander des thyristors de grande puissance.

Dans les circuits d'amorçage par impulsions, les dispositifs semi-conducteurs utilisés sont non conducteurs au-dessous d'une certaine tension; une fois ce seuil de tension atteint, ils présentent une résistance différentielle négative. Le schéma de principe des circuits de déclenchement par éléments à seuil de tension est représenté à la figure 8.32.

Le condensateur C se charge, à travers la résistance variable R_v , jusqu'à ce que la tension à ses bornes V_c atteigne la valeur du seuil de tension du dispositif de déclenchement. Ensuite, il se décharge brusquement et une impulsion apparaît aux bornes de R_1 . Le circuit constitue un oscillateur relaxateur dont la période T est réglable à l'aide de R_v .

Les principaux dispositifs de déclenchement à seuil de tension utilisés dans les circuits d'amorçage des thyristors sont:

- le transistor unijonction (UJT) et ses dérivés, le transistor unijonction complémentaire (CUJT) et le transistor unijonction programmable (PUT);
- la diode Shockley;
- le commutateur unilatéral (SUS).

Les caractéristiques de ces composants semi-conducteurs sont étudiées en détail au chapitre 9.

Remarque: Afin de simplifier les circuits de déclenchement des thyristors (et des triacs), tout en conservant des performances élevées, certains fabricants ont mis au point des circuits intégrés de commande. Ces C.I. spécialisés assurent les principales fonctions suivantes:

- génération de l'impulsion de déclenchement;

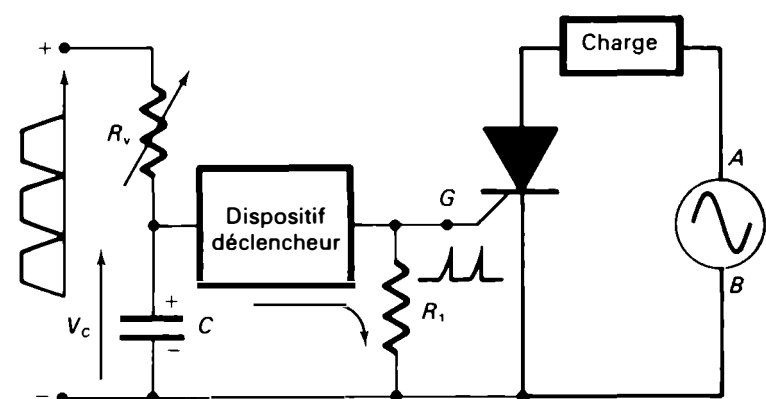


Figure 8.32 Schéma de principe des circuits de déclenchement par semi-conducteurs à seuil de tension.

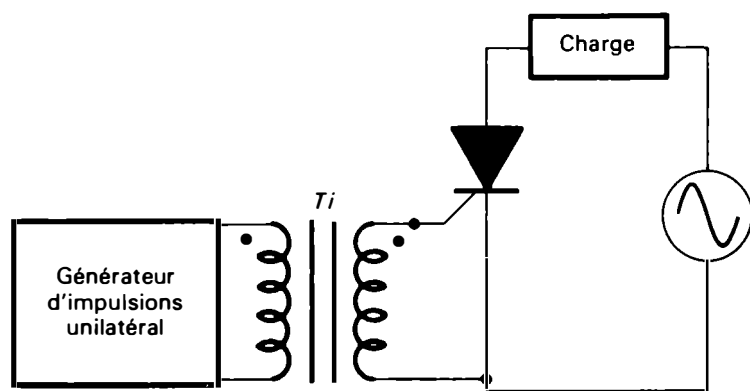


Figure 8.33 Couplage par transformateur d'impulsions.

- synchronisation par rapport au secteur.
- Certains C.I. de commande présentent des fonctions annexes telles que celles des circuits suivants:
- amplificateur différentiel de comparaison;
- générateur de rampe;
- circuit de protection.

Parmi les circuits intégrés de commande les plus courants, citons le CA3059 de RCA, le $\mu A742$ de Fairchild, le P.A.436 de GE et le TDA1067 de SESCOSEM.

8.6.7 Amorçage à l'aide d'un transformateur d'impulsions

Un transformateur d'impulsions est souvent utilisé comme élément de couplage entre le générateur d'impulsions et la gâchette du thyristor lorsque l'on désire isoler ces deux circuits du point de vue électrique (Figure 8.33). Les transformateurs d'impulsions généralement utilisés pour déclencher les thyristors ont un rapport de transformation

de 1/1, lorsqu'ils possèdent deux enroulements, ou de 1/1/1 lorsqu'ils comportent trois enroulements. La figure 8.34 illustre deux façons différentes d'utiliser un transformateur d'impulsions pour amorcer deux thyristors montés en parallèle-inverse (*montage anti-parallèle*), afin d'obtenir des impulsions déphasées de 180° . Pour isoler totalement les deux gâchettes, l'utilisation d'un transformateur à trois enroulements est nécessaire.

8.6.8 Blocage des thyristors

Le blocage, ou désamorçage, d'un thyristor a lieu dès que le courant direct I_T devient inférieur au courant de maintien I_H ou dès que la tension d'anode est supprimée ou inversée.

Blocage des thyristors alimentés en courant alternatif

Lorsque le thyristor est alimenté en courant alternatif, la tension à ses bornes s'inverse à chaque alternance, ce qui provoque automatiquement son désamorçage (à condition que la durée de l'alternance soit supérieure au temps de blocage du thyristor). C'est le mode de blocage par *commutation naturelle* le plus usuel dans le cas de fonctionnement aux fréquences industrielles (de 50 Hz à 1000 Hz).

Blocage des thyristors alimentés en courant continu

Pour bloquer un thyristor alimenté en courant continu, des circuits auxiliaires sont nécessaires. Le désamorçage peut être obtenu par l'interruption du courant et par la

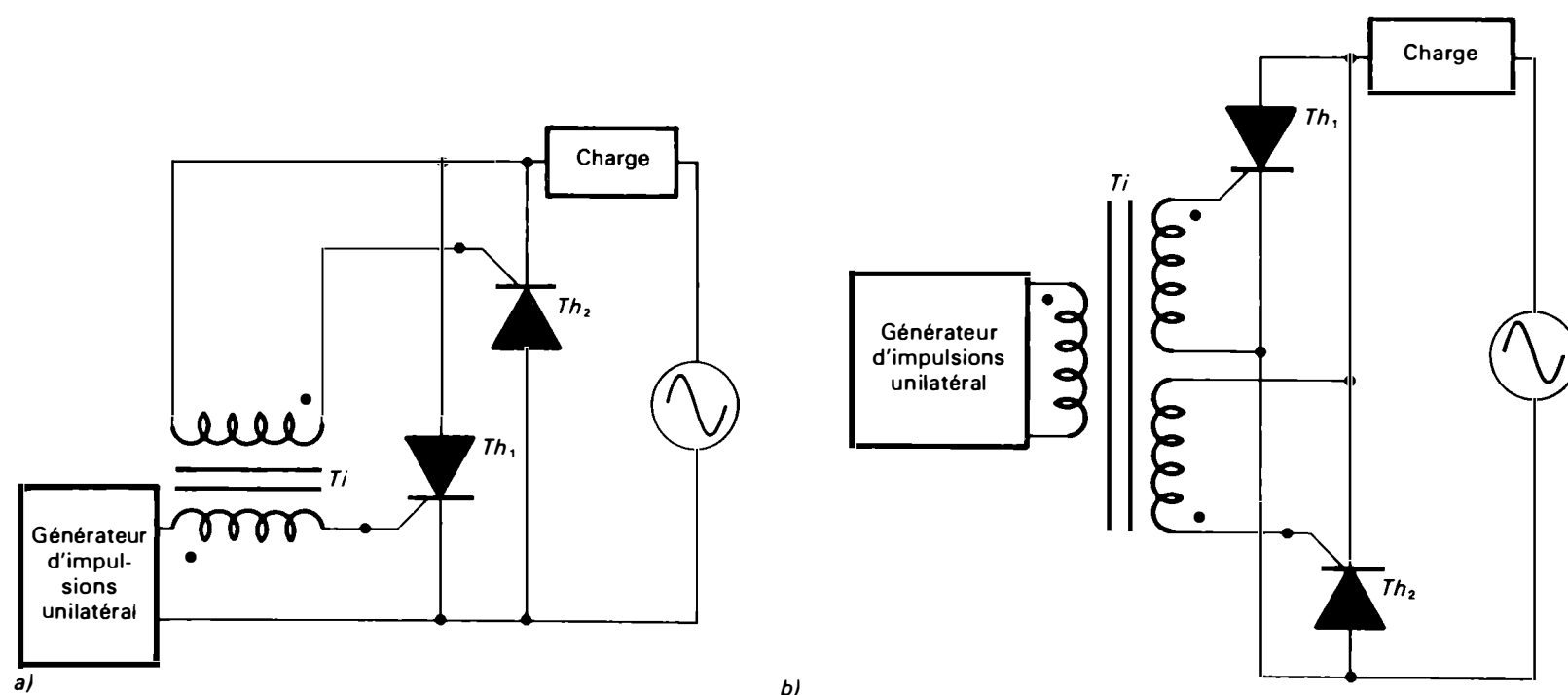


Figure 8.34 Amorçage de deux thyristors en montage parallèle-inverse par un transformateur d'impulsions.

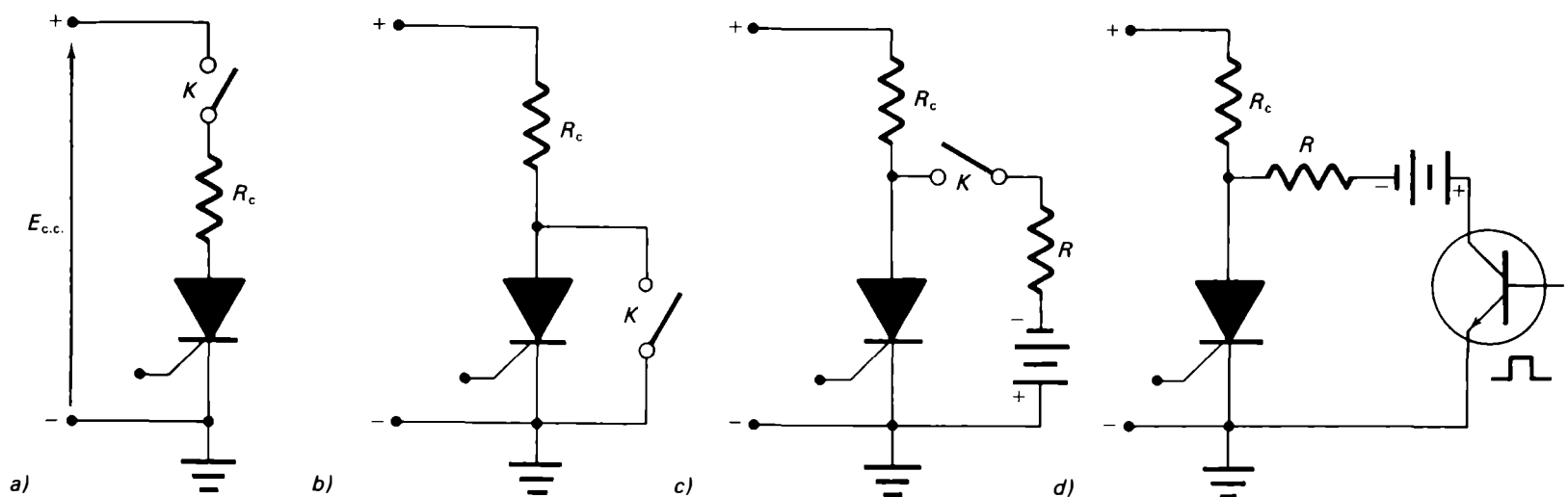


Figure 8.35 Blocage des thyristors: a) par coupure du circuit d'anode; b) par court-circuit du thyristor; c) et d) par application d'une tension inverse à l'anode.

méthode de la *commutation forcée*. Le principe de la commutation forcée pour le blocage d'un thyristor consiste à décroître le courant principal. On peut réaliser cela soit en dérivant le courant dans un circuit extérieur, soit en diminuant le courant de charge jusqu'à une valeur nulle.

La méthode par interruption du courant est illustrée par les montages des figures 8.35.a et 8.35.b. Le commutateur K placé en série ou en parallèle avec le thyristor permet d'en supprimer complètement le courant principal.

Dans le montage de la figure 8.35.c, on utilise une source de tension auxiliaire pour appliquer une impulsion négative à l'anode, ce qui produit un blocage plus rapide du thyristor. Le commutateur K peut être remplacé par un transistor (Figure 8.35.d) auquel on applique un signal de blocage pour le saturer.

Le montage de la figure 8.36.a représente un circuit de blocage par commutation forcée à l'aide d'un conden-

sateur en parallèle. Lorsque le thyristor principal Th_1 laisse passer le courant, le thyristor auxiliaire Th_2 est à l'état bloqué (aucun signal n'est appliqué à la gâchette), le condensateur se charge à la valeur V_c à travers R et le thyristor Th_1 . Il présente alors les polarités suivantes: l'armature M est positive et l'armature N est négative. Si l'on amorce le thyristor Th_2 , l'armature M se trouve pratiquement au potentiel zéro (la tension V_T de Th_2 se situe entre 1 V et 2 V). L'armature N est alors à un potentiel négatif par rapport à la masse. Le thyristor principal Th_1 se bloque, car son anode est à un potentiel négatif par rapport à sa cathode.

Le même principe de fonctionnement s'applique au montage de la figure 8.36.b. Le signal de blocage appliqué à la base sature le transistor. L'armature positive M du condensateur est alors mise à la masse, et une tension inverse est appliquée au thyristor et le désamorce. Le désa-

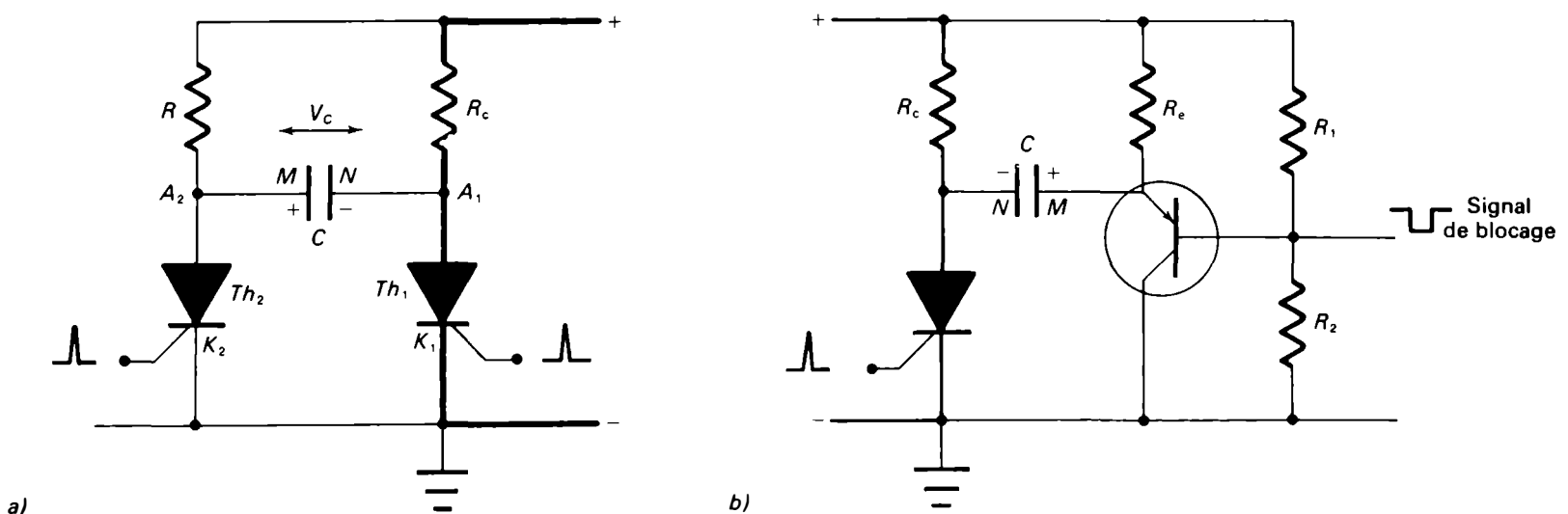


Figure 8.36 Blocage des thyristors par capacité en parallèle.

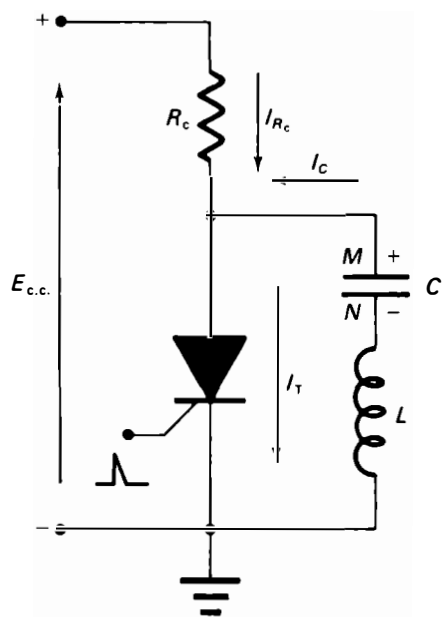


Figure 8.37 Blocage par circuit LC parallèle.

morçage des thyristors alimenté en courant continu peut également s'effectuer à l'aide de circuits oscillants LC série ou LC parallèle. Dans le montage de la figure 8.37, supposons qu'au départ, le thyristor soit à l'état bloqué. Le condensateur C se charge sous la tension $E_{c.c.}$ à travers la résistance R_c et l'inductance L : l'armature M est positive et l'armature N , négative. Lorsqu'une impulsion amorce le thyristor, le condensateur C se décharge à travers le thyristor et le circuit LC commence à osciller. Pour une valeur convenable de C et dès la première inversion du courant I_C , le courant dans le thyristor I_T , qui est alors égal à la différence entre le courant dans la charge I_{R_c} et le courant de décharge de C , tombe en dessous de la valeur du courant de maintien I_H . Le thyristor se bloque et un nouveau cycle peut recommencer.

Il existe également d'autres circuits de désamorçage qui utilisent des éléments magnétiques (autotransformateur saturable) pour charger et décharger le condensateur de blocage. Le *circuit de Morgan* (Figure 8.38) en est un exemple.

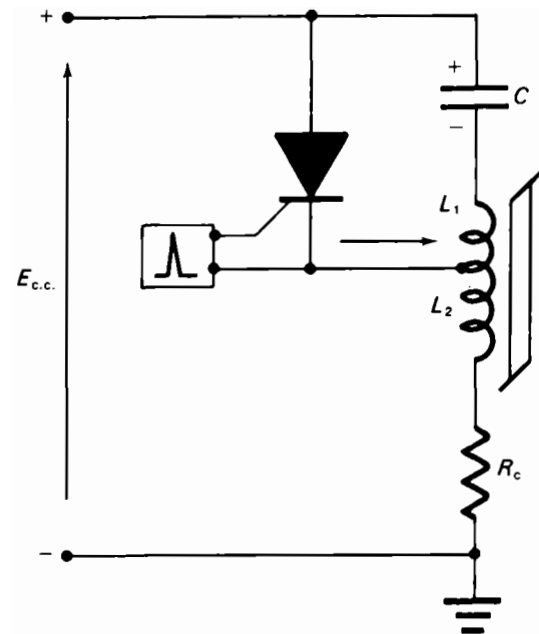


Figure 8.38 Blocage par circuit de Morgan à autotransformateur saturable.

8.7 MODES D'UTILISATION DES THYRISTORS

Le thyristor est un redresseur commandé qui possède une vitesse de réponse élevée. Il est utilisé comme:

- commutateur statique (fonctionnement « tout ou rien »);
- élément de réglage de phase qui permet d'obtenir des tensions continues réglables (redresseurs contrôlés) et des puissances alternatives réglables (gradateurs).

8.7.1 Commutation statique

Le thyristor présente deux états stables, l'état bloqué et l'état passant, suivant l'action exercée sur l'électrode de commande. Le thyristor est à l'état passant lorsque l'anode est positive par rapport à la cathode et qu'un signal est appliqué à la gâchette. En courant alternatif, le thyristor laisse passer une alternance sur deux (Figure 8.39.a). En courant continu, le courant circulera en permanence jusqu'au moment du désamorçage (Figure 8.39.b).

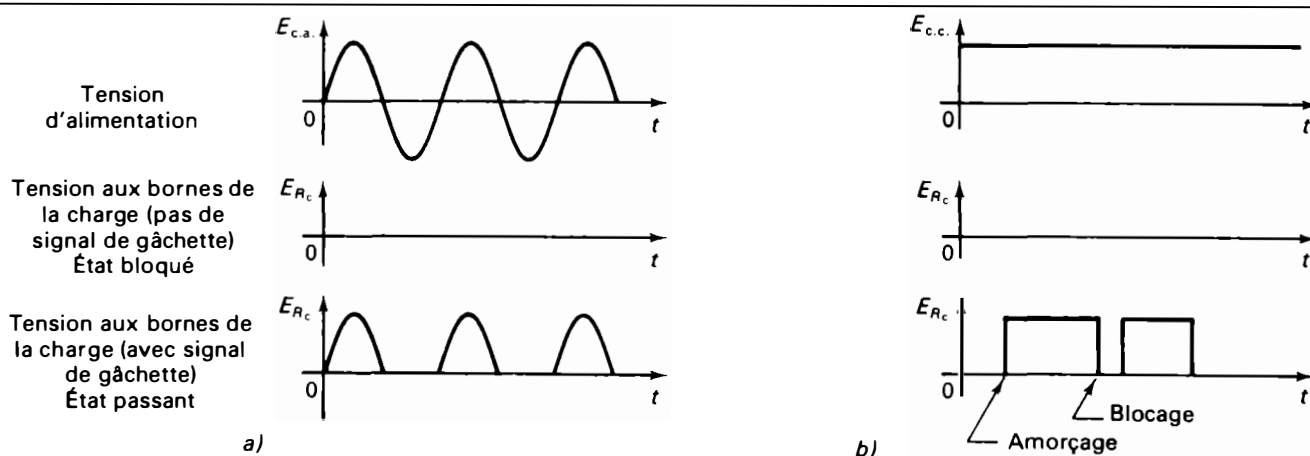


Figure 8.39 Formes d'onde des tensions des thyristors utilisés en commutation statique: a) alimentation en courant alternatif; b) alimentation en courant continu.

Lorsque le thyristor est utilisé en commutation statique, on peut, en ouvrant ou en fermant le circuit de gâchette avec une faible puissance, commander le passage d'un courant important sans qu'aucune pièce ne soit en mouvement. Aussi, la durée de fonctionnement d'un tel dispositif est pratiquement illimitée par rapport à celle des commutateurs mécaniques ou électromécaniques.

Remarque: Dans le cas d'une charge complexe composée d'une résistance et d'une inductance, la vitesse de croissance du courant dans le thyristor est limitée par la constante de temps L_c/R_c de la charge. Il se peut donc qu'à la fin de l'impulsion de commande, le courant principal dans le thyristor n'ait pas atteint la valeur du courant d'accrochage. La durée de l'impulsion doit alors être augmentée. Pour une charge purement inductive, la durée de l'impulsion est donnée par la relation:

$$t_i = \left(\frac{L_c}{V_s} \right) I_H \quad (8.23)$$

Dans cette relation, L_c est l'inductance de la charge, V_s , la tension d'alimentation et I_H , le courant de maintien.

Exemple 8.4

Calculez la durée de l'impulsion d'amorçage d'un thyristor, si la tension d'alimentation est de 117 V et que l'inductance de la charge soit de 0,5 H; la valeur typique du courant de maintien du thyristor est de 20 mA.

Solution

D'après l'équation 8.23, nous avons:

$$t_i = \left(\frac{0,5}{117} \right) 20 \times 10^{-3} = 85 \mu s$$

8.7.2 Réglage de phase

Le réglage de phase, ou *commande de phase*, consiste à faire varier l'instant de la période à partir duquel le thyristor est amorcé. Autrement dit, il s'agit de faire varier l'angle de retard à l'amorçage. Ce mode de fonctionnement permet:

- d'obtenir une tension continue réglable par redressement monophasé et polyphasé;
- de commander une puissance alternative à l'aide de montages parallèles-inverses (deux thyristors en montage « tête-bêche »).

Le réglage de phase présente cependant quelques inconvénients:

- la diminution du facteur de puissance du redresseur, qui oblige le réseau à fournir un courant excessif pour la puissance active consommée;
- l'augmentation de l'amplitude des harmoniques;
- la production de parasites radios.

Divers moyens sont employés pour éliminer ces inconvénients: limitation de l'angle d'amorçage des thyristors dans les installations puissantes, utilisation de montages spéciaux constitués par des redresseurs en pont montés en série ou en parallèle et addition de filtres anti-

Le réglage de phase par thyristor est une méthode souple et efficace pour commander une puissance moyenne dans des charges variées telles que des résistances chauffantes, des lampes, des alimentations continues, des moteurs c.c., etc.

Redresseurs à tension continue réglable

Les redresseurs à tension continue réglable qui utilisent des thyristors comprennent:

- les redresseurs contrôlés monophasés simple alternance et double alternance;
- les redresseurs contrôlés triphasés simple alternance en pont mixte (thyristors et diodes de puissance) et en pont complet (thyristors seuls).

Redresseur contrôlé monophasé simple alternance

Le redressement contrôlé monophasé simple alternance est la forme la plus simple du réglage de phase (Figure 8.40.a).

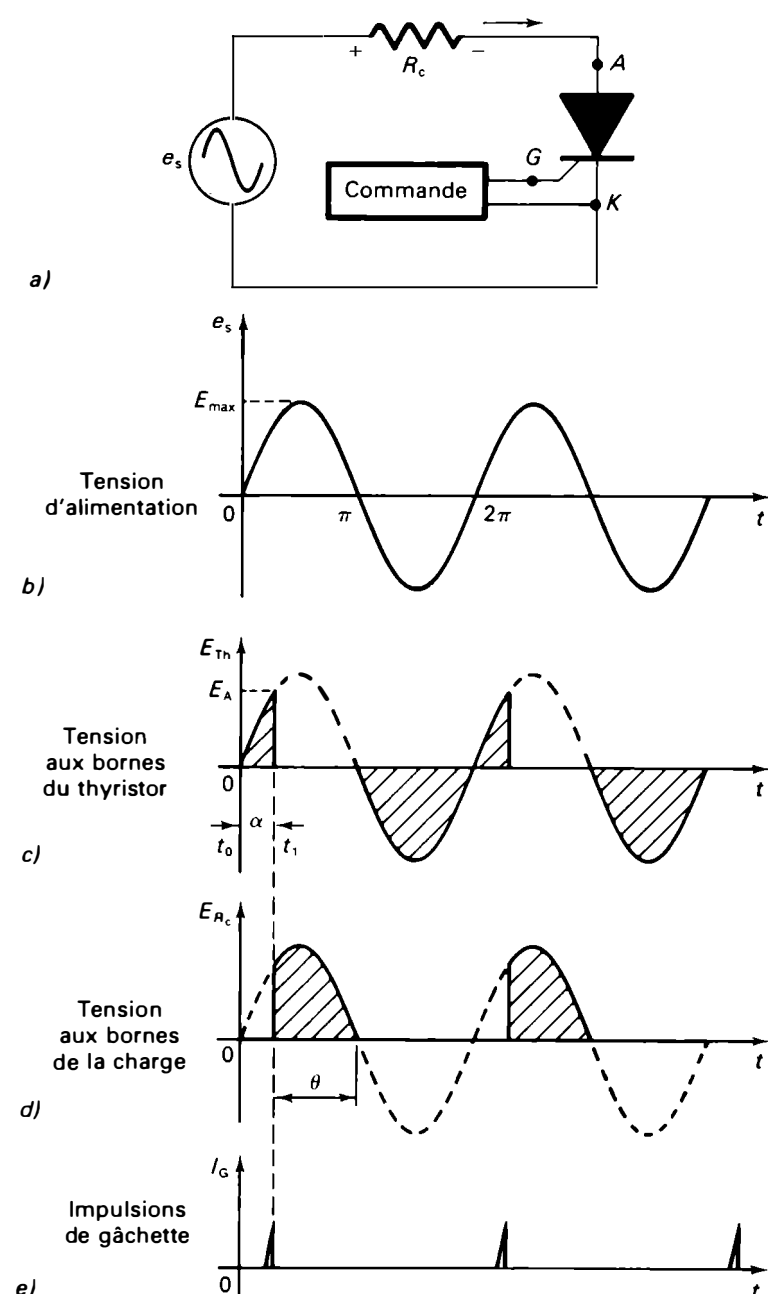


Figure 8.40 Redresseur contrôlé monophasé simple alternance: a) schéma de principe; b), c), d) et e) formes d'onde des

En l'absence de signal sur la gâchette (entre les temps t_0 et t_1), toute la tension d'alimentation se trouve appliquée entre l'anode et la cathode. Le thyristor est à l'état bloqué et aucun courant ne circule dans la charge placée en série. Si l'on applique une impulsion à la gâchette au temps t_1 après un angle de retard à l'amorçage α , le thyristor s'amorce et se comporte comme un court-circuit (Figure 8.40.c). Toute la tension d'alimentation, moins la chute de tension anode-cathode du thyristor, qui est de l'ordre de 1 V à 2 V, apparaît aux bornes de la charge (Figure 8.40.d) et cela, jusqu'à la fin de l'alternance positive où le thyristor se désamorce.

L'angle de conduction est donné par la relation:

$$\theta = 180^\circ - \alpha$$

où α est l'angle de retard d'amorçage (ou *angle d'amorçage*).

On peut donc faire varier le temps de conduction et, par conséquent, la valeur moyenne de la tension redressée appliquée à la charge en modifiant l'angle d'amorçage à l'aide d'un des circuits de déclenchement étudiés au paragraphe 8.6.

La tension redressée appliquée à la charge peut être exprimée en valeur moyenne (E_{moy}) et en valeur efficace (E_{eff}); elle dépend de l'angle d'amorçage α et de la tension d'alimentation:

$$e_s = E_{\text{max}} \sin \omega t = E_{\text{max}} \sin x$$

Pour un redresseur contrôlé monophasé simple alternance auquel est reliée une charge résistive, la valeur moyenne de la tension redressée est donnée par la relation:

$$\begin{aligned} E_{\text{moy}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{\text{max}} \sin x \, dx \\ &= \frac{E_{\text{max}}}{2\pi} [-\cos x]_{\alpha}^{\pi} \\ &= \frac{E_{\text{max}}}{2\pi} [-\cos \pi + \cos \alpha] \\ \boxed{E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{2\pi}(1 + \cos \alpha)} \end{aligned} \quad (8.24)$$

Dans cette relation, l'angle α est compris entre 0° et 180° , alors que:

$$E_{\text{max}} = \sqrt{2}E_{\text{eff}}$$

Si α est égal à 0° , nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{\pi} = 0,318E_{\text{max}}$$

Cette valeur est prévisible; elle est égale à celle obtenue avec une diode.

Nous déduisons les relations:

$$\begin{aligned} I_{\text{moy}} &= \frac{E_{\text{moy}}}{R_c} \\ I_{\text{moy}} &= \frac{E_{\text{max}}}{2\pi R_c}(1 + \cos \alpha) \\ I_{\text{moy}} &= \left(\frac{I_{\text{max}}}{2\pi}\right)(1 + \cos \alpha) \end{aligned}$$

La valeur efficace de la tension redressée contrôlée est obtenue à partir de l'équation générale (voir le paragraphe 2.1.3):

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{\text{max}}^2 \sin^2 x \, dx}$$

Après résolution (voir l'appendice 4), nous obtenons:

$$\boxed{E_{\text{eff}} = \left(\frac{E_{\text{max}}}{2}\right) \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \left(\frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)}} \quad (8.25)$$

Lorsque α est égal à 0° , nous obtenons:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{2}$$

Cette valeur est égale à celle obtenue dans le cas d'un redresseur monophasé simple alternance.

La tension anodique, au moment de l'amorçage, est donnée par:

$$E_A = E_{\text{max}} \sin \alpha \quad (8.26)$$

La puissance contrôlée fournie à la charge est obtenue à l'aide de la relation:

$$\boxed{P_{\text{contrôlé}} = \frac{P_{\text{total}}}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)} \quad (8.27)$$

Le symbole P_{total} désigne la puissance totale maximale que peut fournir la source d'alimentation à la charge lorsqu'il n'y a pas de thyristor dans le circuit:

$$P_{\text{total}} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$$

Si α est égal à 0° , la puissance contrôlée sera:

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{P_{\text{total}}}{2}$$

Le redresseur contrôlé monophasé simple alternance peut donc fournir à une charge résistive une puissance réglable comprise entre zéro et la demi-puissance de la source d'alimentation.

Remarque: Nous n'avons pas tenu compte de la chute de tension aux bornes du thyristor, car celle-ci est négligeable devant l'amplitude de la tension d'alimentation.

Pour faciliter les calculs, des graphiques ont été établis. Ceux-ci donnent directement les valeurs moyennes et efficaces des tensions redressées réglables ainsi que la valeur de la puissance contrôlée fournie à la charge en fonction de l'angle d'amorçage et de la tension d'alimentation (Figure 8.41).

Exemple 8.5

Dans le montage redresseur contrôlé simple alternance illustré à la figure 8.40.a, la tension d'alimentation est:

$$e_s = 120\sqrt{2} \sin 377t$$

et la résistance de charge est:

$$R_c = 10 \Omega$$

Calculez:

- les valeurs suivantes dans le cas d'un angle d'amorçage de 40° : tension moyenne et tension efficace aux bornes de la charge, puissance dissipée dans la charge, tension anodique au moment de l'amorçage. Vous pouvez utiliser les relations et les graphiques fournis dans le texte;
- l'angle d'amorçage du thyristor, si la puissance dans la charge est de 432 W.

Solution

- a) Tension moyenne aux bornes de la charge

$$E_{\max} = \sqrt{2}E_{\text{eff}}$$

$$E_{\max} = \sqrt{2} \times 120 = 169,7 \text{ V}$$

D'après l'équation 8.24, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{169,7}{6,28} (1 + \cos 40^\circ) = 47,68 \text{ V}$$

En utilisant la courbe 1 de la figure 8.41, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\max} \left[\text{rapport} \frac{E_{\text{moy}}}{E_{\max}} \text{ pour } \alpha = 40^\circ \right]$$

$$E_{\text{moy}} = 169,7 \times 0,28 = 47,5 \text{ V}$$

Tension efficace

D'après l'équation 8.25, nous avons:

$$E_{\text{eff}} = \frac{169,7}{2} \sqrt{1 - \frac{40^\circ}{180^\circ} + \frac{\sin 80^\circ}{6,28}}$$

$$E_{\text{eff}} = 84,85 \times 0,966 = 81,9 \text{ V}$$

À l'aide de la courbe 2 de la figure 8.41, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{eff}} = E_{\max} \left[\text{rapport} \frac{E_{\text{eff}}}{E_{\max}} \text{ pour } \alpha = 40^\circ \right]$$

$$E_{\text{eff}} = 169,7 \times 0,482 = 81,8 \text{ V}$$

Puissance dissipée dans la charge

$$P_{\text{total}} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}} = 120 \times 12$$

$$P_{\text{total}} = 1440 \text{ W}$$

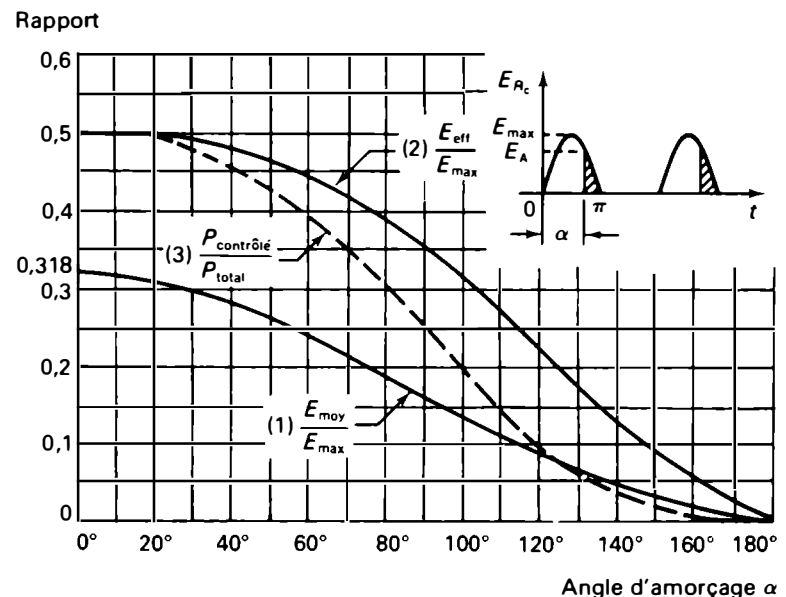


Figure 8.41 Caractéristiques de la commande de puissance par variation de l'angle d'amorçage dans le cas d'un redresseur contrôlé simple alternance.

D'après l'équation 8.27, nous avons:

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{1440}{2} \left(1 - \frac{40^\circ}{180^\circ} + \frac{\sin 80^\circ}{6,28} \right)$$

$$P_{\text{contrôlé}} = 720 \times 0,934 = 672,5 \text{ W}$$

À l'aide de la courbe 3 de la figure 8.41, nous pouvons écrire:

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}} \left[\text{rapport} \frac{P_{\text{contrôlé}}}{P_{\max}} \text{ pour } \alpha = 40^\circ \right]$$

$$P_{\text{contrôlé}} = 1440 \times 0,465 = 669,6 \text{ W}$$

Nous pouvons vérifier cette valeur de la façon suivante:

$$P_{\text{contrôlé}} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$$

$$P_{\text{contrôlé}} = 81,9 \times 8,19 = 670,7 \text{ W}$$

Tension anodique

D'après l'équation 8.26, nous avons:

$$E_A = 169,7 (\sin 40^\circ) = 109 \text{ V}$$

- b) Angle d'amorçage

Nous avons:

$$\frac{P_{\text{contrôlé}}}{P_{\text{total}}} = \frac{432}{1440} = 0,3$$

Cette valeur correspond, d'après la courbe 3 de la figure 8.41, à un angle d'amorçage de 80° . L'équation 8.27 nous permet de vérifier cette valeur:

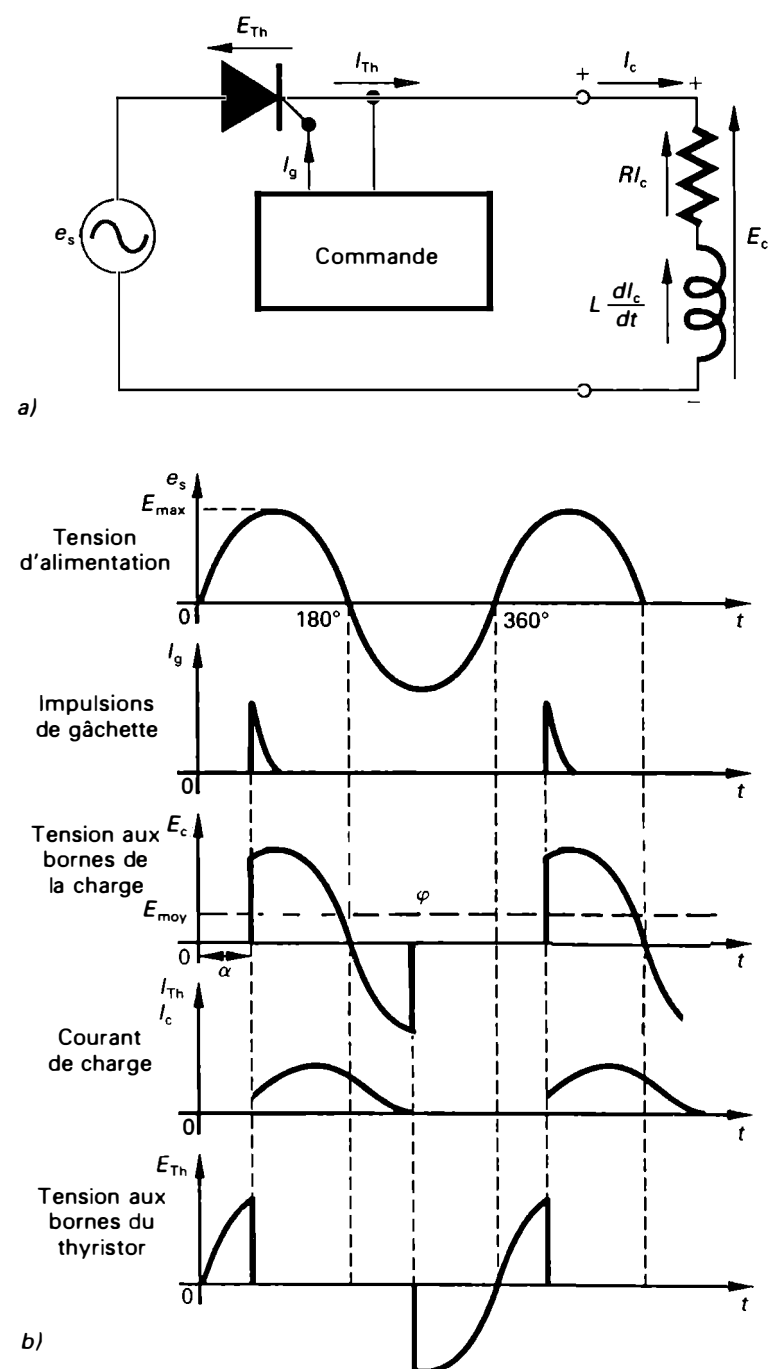
$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{1440}{2} \left(1 - \frac{80^\circ}{180^\circ} + \frac{\sin 160^\circ}{6,28} \right)$$

$$P_{\text{contrôlé}} = 438,5 \text{ W}$$

La différence entre 438,5 W et 432 W est négligeable (1,5%). Elle est due à l'erreur de lecture sur le graphique.

Redresseur contrôlé monophasé simple alternance avec diode de commutation

La plupart des charges en courant continu, telles que des moteurs à courant continu, ne sont pas seulement des résistances pures mais elles comprennent aussi des inductances. Le comportement de ces circuits est donc modifié. Dans le cas du redresseur contrôlé simple alternance de la figure 8.42.a, qui alimente une charge complexe comprenant une résistance et une inductance, le courant commence à circuler dans le thyristor et dans la charge, dès que le thyristor est amorcé durant l'alternance positive. Cependant, la circulation du courant de charge ne s'arrête pas à la fin de l'alternance positive, soit à 180° , comme dans le cas d'une charge purement résistive (comparez les formes d'onde des



figures 8.40.d et 8.42.b). La présence d'une inductance prolonge, après la fin de l'alternance, le passage du courant dans la charge et, par conséquent, dans le thyristor. Au-delà de 180° , la tension aux bornes de la charge s'inverse jusqu'à l'instant où le courant de charge s'annule.

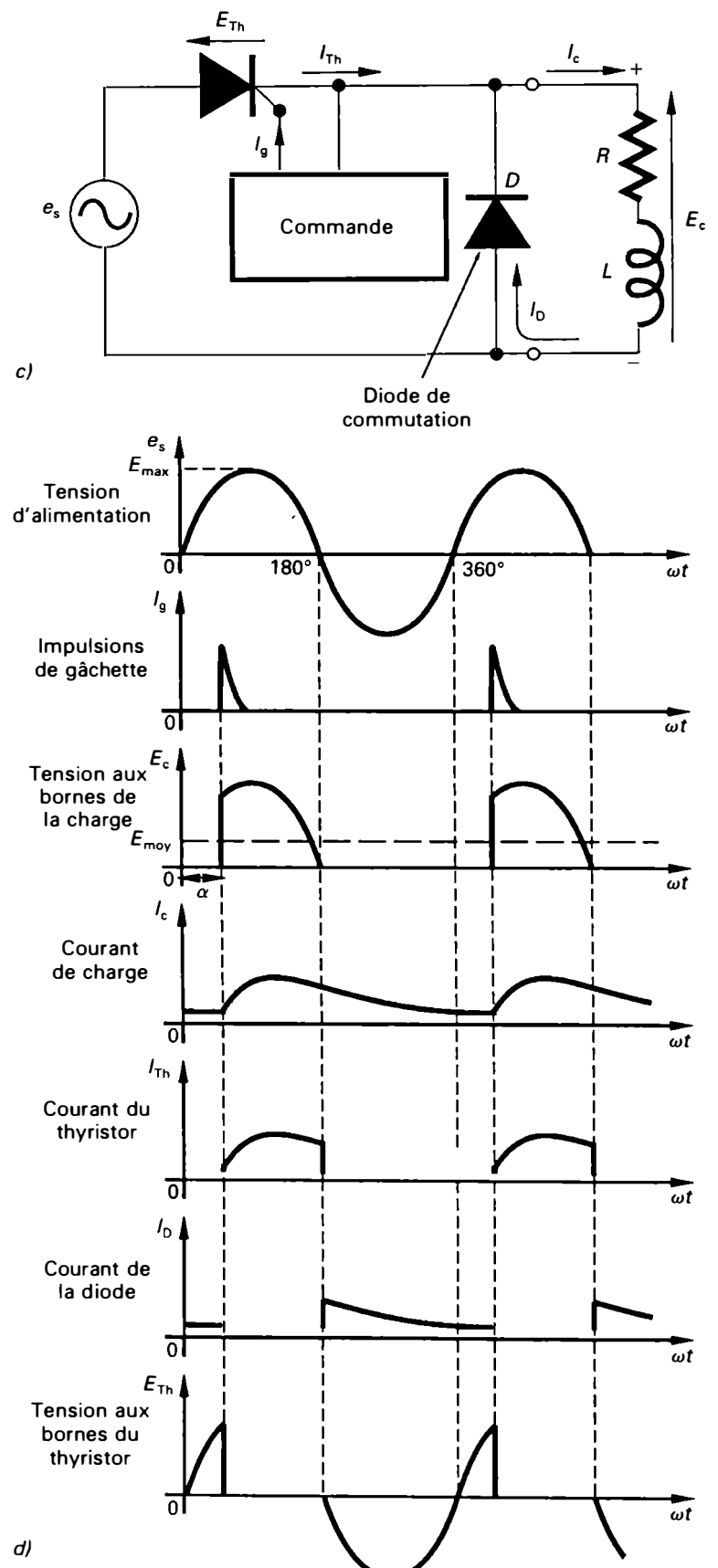


Figure 8.42 Redresseurs contrôlés monophasés simple alternance avec charges inductives et résistives. Circuit et formes d'onde: a) et b) sans diode de commutation; c) et d) avec diode de commutation.

Pour éviter l'inversion de la tension de charge et la circulation d'un courant à travers le thyristor et la charge au-delà de 180° , nous plaçons une *diode de commutation*, ou *diode de roue libre* (en anglais, *free wheeling diode*, *fly wheel diode* ou *by-pass diode*), en parallèle avec la charge (Figure 8.42.c). En observant les formes d'onde des tensions et des courants de la figure 8.42.d, nous remarquons qu'au-delà de 180° , le courant de la charge inductive circule à travers la diode qui court-circuite ainsi le thyristor. Comme aucun courant ne traverse alors le thyristor, celui-ci revient à l'état bloqué, dès que l'alternance positive s'achève à 180° .

Lorsque l'angle d'amorçage est faible et que la charge est fortement inductive, un courant redressé ininterrompu circule. Mais, lorsque l'angle d'amorçage est important ($\alpha > 90^\circ$), le courant dans la charge est interrompu au cours de chaque alternance négative.

La valeur moyenne de la tension redressée est obtenue à partir de la relation:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{\text{max}} \sin x \, dx$$

de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (8.28)$$

La valeur maximale du courant circulant dans la diode de commutation pour un angle de conduction maximal de 210° est:

$$I_{D.\text{moy}} = 0,54 \left(\frac{E_{\text{max}}}{\pi R} \right)$$

Dans cette relation, le symbole R désigne la résistance totale de la charge résistive et inductive.

En résumé, la diode de commutation a deux fonctions: l'une consiste à éviter l'inversion de la tension aux bornes de la charge inductive; l'autre permet le blocage du thyristor à la fin de l'alternance positive: aucun courant ne traverse le thyristor lorsque l'alternance positive est terminée.

Des diodes de commutation sont généralement utilisées dans les redresseurs contrôlés monophasés et polyphasés qui alimentent des charges inductives.

Redresseur contrôlé monophasé double alternance (montage en pont mixte avec diode de commutation)

Dans le cas du redresseur contrôlé en pont mixte avec deux thyristors à cathode commune de la figure 8.43.a, les deux alternances sont contrôlées. Le circuit nécessite des signaux de gâchette déphasés de 180° ; il faut donc utiliser soit deux

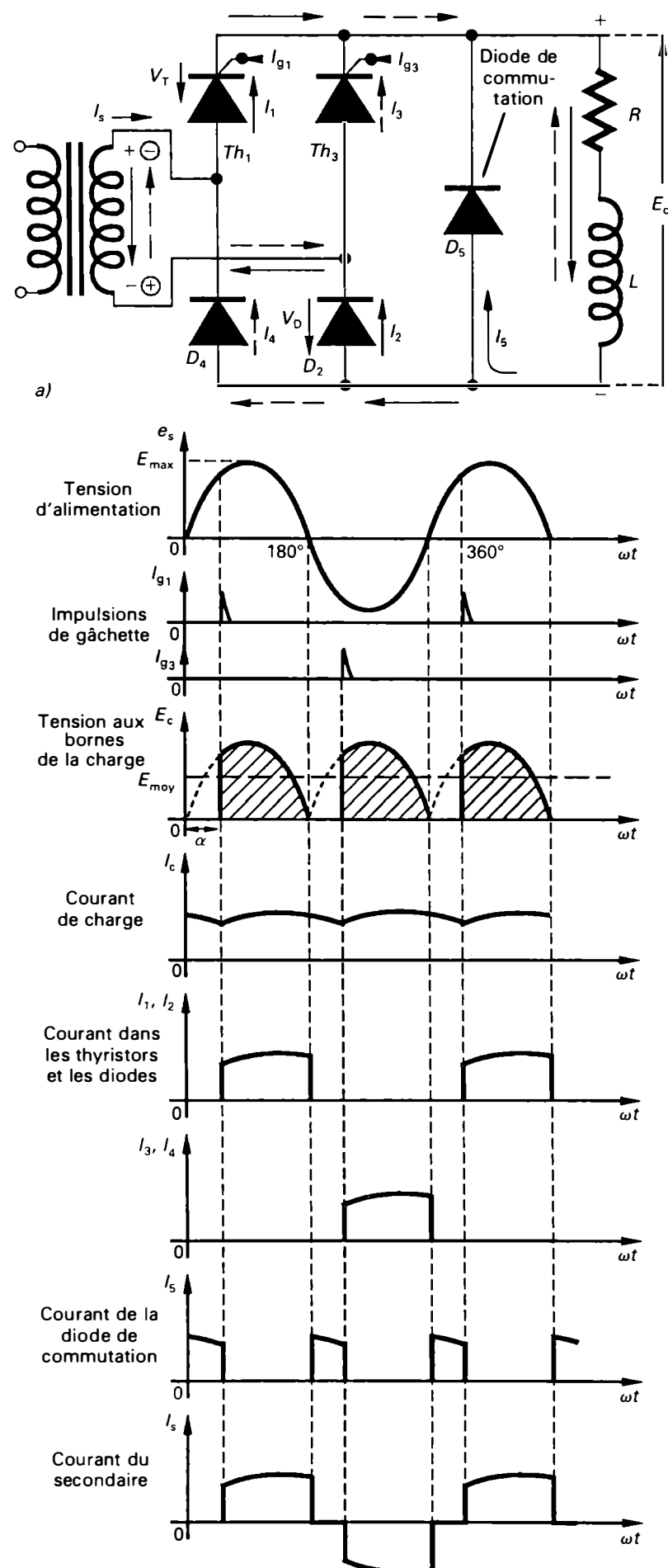


Figure 8.43 Redresseur contrôlé double alternance (montage en pont mixte avec diode de commutation): a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions et des courants.

circuits de déclenchement, soit un seul circuit avec un transformateur d'impulsion à deux enroulements secondaires (voir la figure 8.34.b). La diode de commutation D_5 est branchée en parallèle avec la charge complexe composée d'une résistance et d'une inductance. Cette diode procure, à la fin de chaque alternance, un passage préférentiel au courant provenant de la charge inductive. En effet, la résistance directe de la diode de commutation est inférieure à la résistance directe de la branche constituée d'une diode redresseuse et d'un thyristor (D_4 et Th_1 ou D_2 et Th_3). La circulation du courant à travers la diode de commutation, après 180° et après 360° , permet le blocage des thyristors à la fin de chaque alternance (Figure 8.43.b). La valeur moyenne de la tension de sortie est obtenue à partir de la relation:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{\text{max}} \sin x \, dx$$

de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (8.29)$$

Dans cette relation, l'angle de conduction α est compris entre 0° et 180° . Lorsque α est égal à 0° , alors:

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi}$$

$$E_{\text{moy}} = 0,636E_{\text{max}}$$

Cette valeur prévisible est égale à celle obtenue dans le cas du redresseur double alternance.

Remarque: En pratique, il faut retrancher à la tension moyenne de sortie la valeur des chutes de tension directe à l'état passant de la diode (V_F) et du thyristor (V_T), car il y a, à tout instant, un thyristor et une diode redresseuse montés en série entre la source d'alimentation et la charge.

La valeur efficace de la tension redressée est:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (8.30)$$

Lorsque l'angle d'amorçage α est égal à 0° , alors:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = 0,707E_{\text{max}}$$

Ce résultat est également prévisible.

La valeur maximale du courant moyen circulant dans les thyristors et dans les diodes redresseuses est, pour α égal à 0° :

$$I_{\text{moy, max}} = \frac{E_{\text{max}}}{\pi R_c} \quad (8.31)$$

Dans le cas d'un angle de conduction maximal de 148° , la valeur maximale du courant moyen qui circule dans la diode de commutation est:

$$I_{D, \text{moy}} = 0,26 \left(\frac{2E_{\text{max}}}{\pi R_c} \right) \quad (8.32)$$

La puissance réelle fournie à la charge est:

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) \quad (8.33)$$

Lorsque α est égal à 0° , alors:

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}}$$

Un redresseur contrôlé monophasé double alternance peut donc fournir, à une charge résistive ou inductive, une puissance réglable comprise entre zéro et la puissance totale de la source d'alimentation.

Les valeurs des tensions et de la puissance d'un redresseur contrôlé monophasé sont rapidement déterminées à l'aide de graphiques. Les relations entre les valeurs moyennes, efficaces et maximales de tension et les relations entre la puissance contrôlée fournie à la charge et la puissance maximale possible sont données par les courbes de la figure 8.44. Elles sont exprimées en fonction de l'angle d'amorçage

Rapport

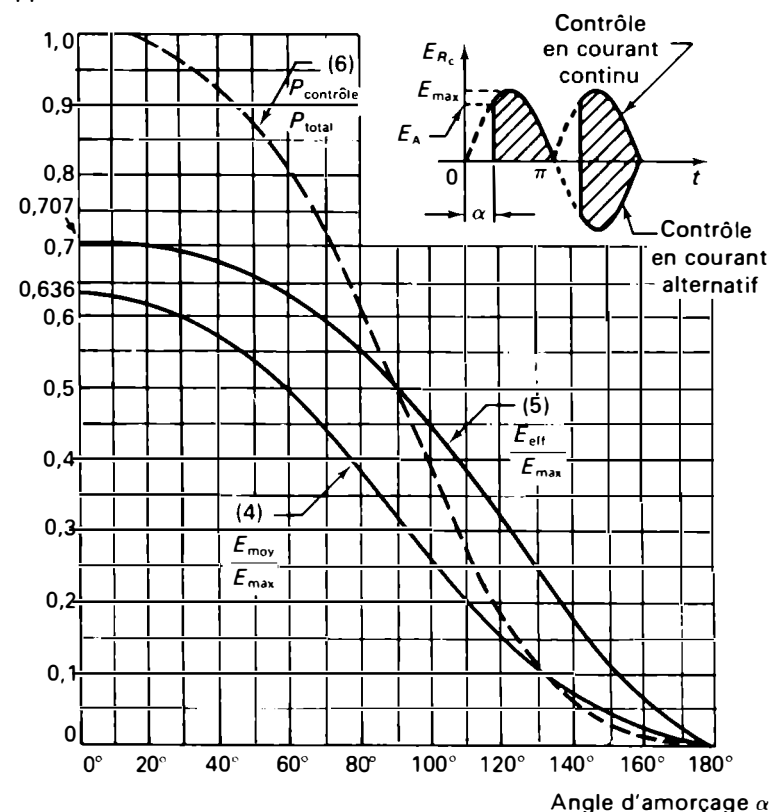


Figure 8.44 Caractéristiques de la commande de puissance par variation de l'angle d'amorçage dans le cas d'un redresseur contrôlé double alternance pour un contrôle en courant alternatif.

çage dans le cas d'un redresseur contrôlé double alternance et dans le cas d'un gradateur de puissance en courant alternatif avec deux thyristors montés en parallèle-inverse ou avec un triac.

Le *facteur de forme* indique la relation qui existe entre les valeurs efficace et moyenne du courant redressé (pulsé). Il augmente lorsque l'angle d'amorçage croît. Par définition, nous avons:

$$F = \frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{moy}}} = \frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{moy}}}$$

Dans le cas d'un redresseur monophasé simple alternance, le facteur de forme F_1 est déterminé à partir des équations 8.24 et 8.25:

$$F_1 = \frac{\left(\frac{E_{\text{max}}}{2}\right) \sqrt{\frac{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha}{2\pi}}}{\frac{E_{\text{max}}}{2\pi} (1 + \cos \alpha)}$$

$$F_1 = \left(\frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}}\right) \sqrt{\frac{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha}{1 + \cos \alpha}} \quad (8.34)$$

Lorsque l'angle d'amorçage α est égal à 0° , la valeur de F_1 est de 1,57 et, lorsque α est égal à 180° , elle tend vers l'infini. Dans le cas du redresseur monophasé double alternance, le facteur de forme F_2 est déterminé à partir des équations 8.29 et 8.30:

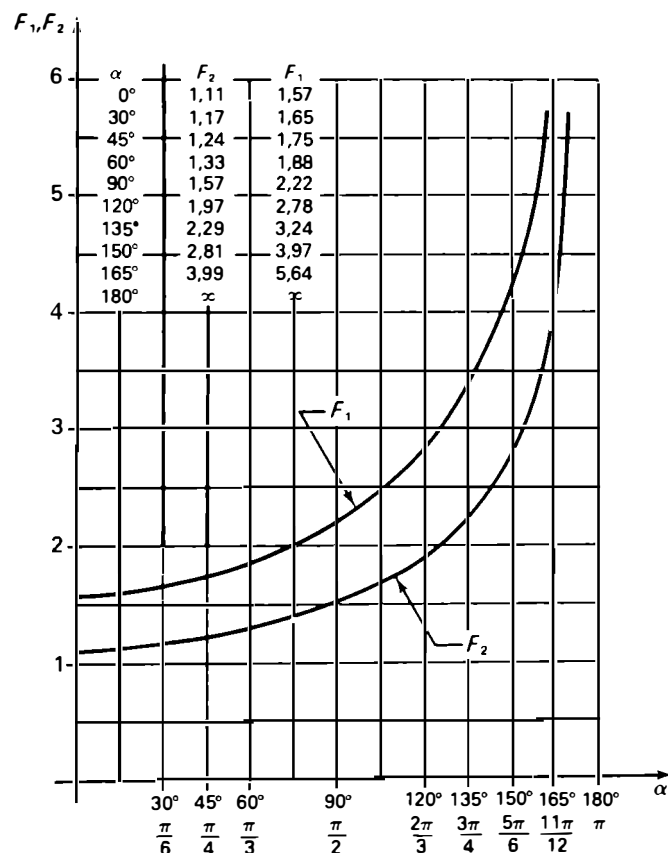


Figure 8.45 Variation du facteur de forme en fonction de l'angle d'amorçage.

$$F_2 = \frac{\frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha}{2\pi}}}{\frac{E_{\text{max}}}{\pi} (1 + \cos \alpha)}$$

$$F_2 = \left(\frac{\sqrt{\pi}}{2}\right) \sqrt{\frac{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha}{1 + \cos \alpha}} \quad (8.35)$$

Lorsque l'angle d'amorçage α est égal à 0° , la valeur de F_2 est de 1,11 et, lorsque α est égal à 180° , elle tend vers l'infini. En comparant les équations 8.34 et 8.35, nous remarquons que:

$$F_1 = \sqrt{2} F_2 \quad (8.36)$$

Les variations de F_1 et F_2 en fonction de l'angle d'amorçage sont représentées à la figure 8.45.

Exemple 8.6

Dans le montage redresseur contrôlé à double alternance en pont mixte de la figure 8.43, la tension au secondaire du transformateur d'alimentation est de 240 V à 60 Hz et la résistance de la charge complexe (R plus la résistance de la bobine L) est de 5Ω . Calculez:

- la valeur moyenne de la tension redressée et la valeur de la puissance dissipée dans la charge lorsque l'angle d'amorçage α est égal à 120° ;
- la valeur maximale des courants circulant dans les thyristors, dans les diodes redresseuses et dans la diode de commutation;
- la tension inverse de crête supportée par les thyristors, par les diodes redresseuses et par la diode de commutation.

Solution

- Valeur moyenne de la tension redressée ($\alpha = 120^\circ$)

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{\sqrt{2} \times 240}{3,14} (1 + \cos 120^\circ) = 54 \text{ V}$$

En utilisant la courbe 4 de la figure 8.44, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left[\text{rapport} \frac{E_{\text{moy}}}{E_{\text{max}}} \text{ pour } \alpha = 120^\circ \right]$$

$$E_{\text{moy}} = \sqrt{2} \times 240 \times 0,16 = 54,3 \text{ V}$$

Valeur de la puissance dissipée dans la charge ($\alpha = 120^\circ$)

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)$$

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{(240)^2}{5} \left(1 - \frac{120^\circ}{180^\circ} + \frac{\sin 240^\circ}{6,28} \right)$$

$$P_{\text{contrôlé}} = 2252 \text{ W}$$

En utilisant la courbe 6 de la figure 8.44, nous obtenons:

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}} \left[\text{rapport} \frac{P_{\text{contrôlé}}}{P_{\text{total}}} \text{ pour } \alpha = 120^\circ \right]$$

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{(240)^2}{5} \times 0,19 = 2188 \text{ W}$$

La différence entre 2252 W et 2188 W est négligeable (2,8%). Elle provient de l'erreur de lecture sur le graphique.

b) Valeur maximale du courant circulant dans les thyristors et les diodes redresseuses ($\alpha = 180^\circ$)

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{\pi R_c} = \frac{\sqrt{2} \times 240}{3,14 \times 5} = 21,6 \text{ A}$$

Valeur maximale du courant circulant dans la diode de commutation

$$I_{\text{moy}} = 0,26 \left(\frac{2E_{\text{max}}}{\pi R_c} \right)$$

$$I_{\text{moy}} = 0,26 \left(\frac{2 \times \sqrt{2} \times 240}{3,14 \times 5} \right) = 11,24 \text{ A}$$

c) T.I.C. supportée par les thyristors, les diodes redresseuses et la diode de commutation

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}}$$

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{2} \times 240 = 339,4 \text{ V}$$

Redresseur contrôlé monophasé double alternance (montage en pont complet de quatre thyristors)

Dans le cas du redresseur contrôlé monophasé de la figure 8.46.a, un pont de quatre thyristors est utilisé. Pour que le courant redressé circule à travers la résistance complexe (résistive et inductive), il faut que les deux thyristors, Th_1 et Th_2 , soient amorcés en même temps au cours d'une alternance; quant aux deux autres thyristors, Th_3 et Th_4 , ils seront également amorcés ensemble durant l'alternance suivante. Pour obtenir l'amorçage simultané des thyristors Th_1 et Th_2 , ainsi que des thyristors Th_3 et Th_4 , les impulsions de gâchette doivent provenir d'un seul circuit d'amorçage par l'intermédiaire d'un transformateur d'impulsion à deux enroulements secondaires (Figure 8.46.b), car les cathodes des deux thyristors, Th_1 et Th_2 , sont à des tensions différentes.

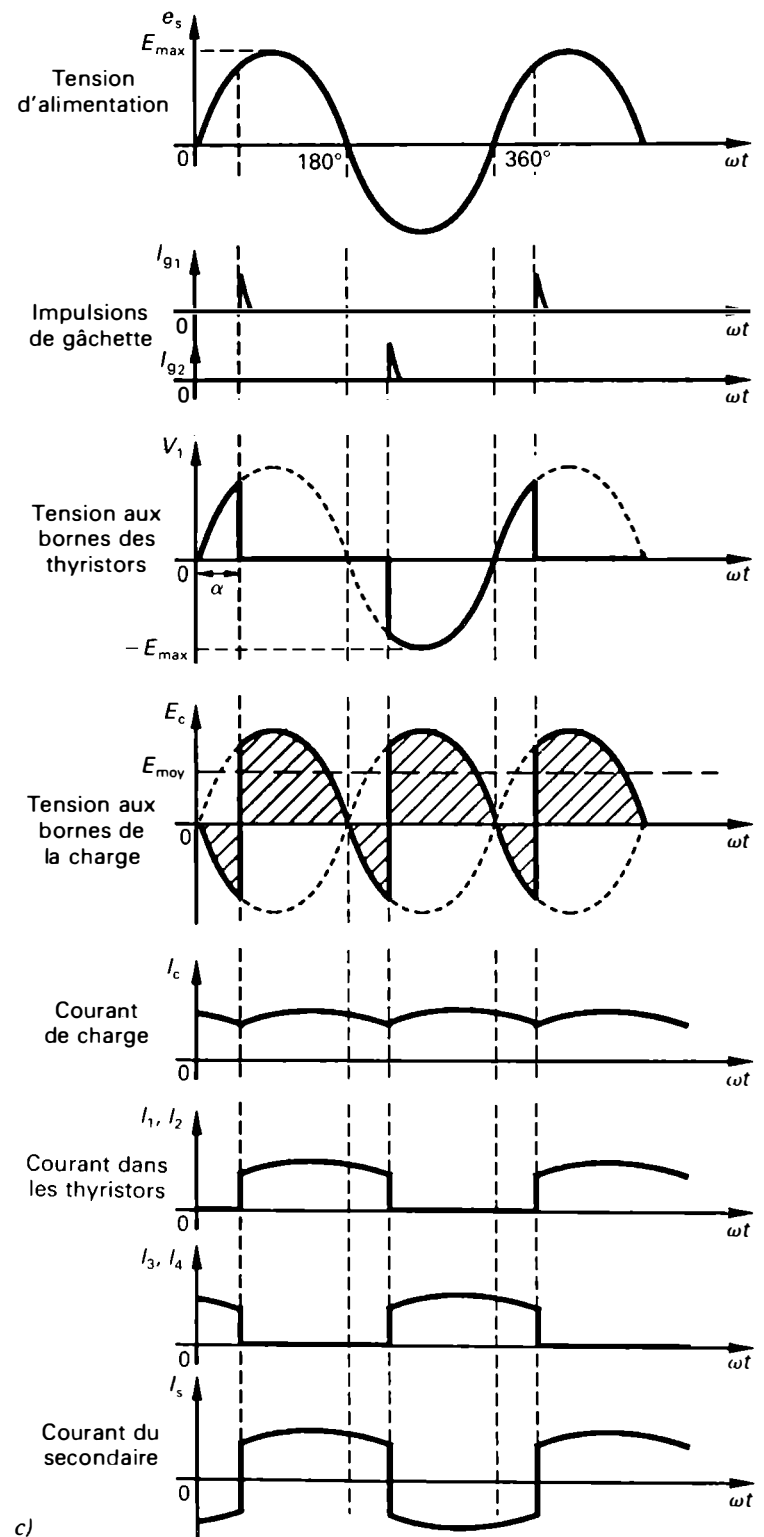
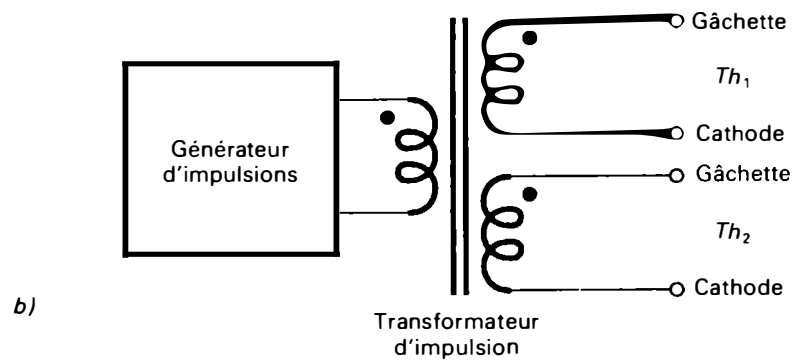
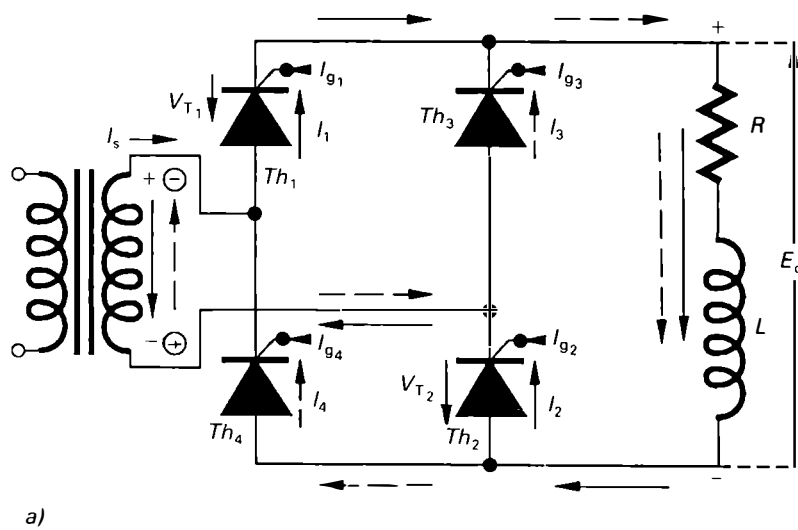


Figure 8.46 Redresseur contrôlé double alternance montage en pont de quatre thyristors: a) schéma de principe; b) connexions du transformateur d'impulsion; c) formes d'onde des tensions et des courants.

La valeur moyenne de la tension redressée de sortie est obtenue à l'aide de la relation:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{\text{max}} \sin x \, dx$$

$$\boxed{E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} \cos \alpha} \quad (8.37)$$

Cette équation n'est valable que dans le cas d'un *courant de charge ininterrompu*, c'est-à-dire lorsque la charge est suffisamment inductive.

La valeur de la tension redressée de sortie est maximale lorsque l'angle d'amorçage α est égal à 0° :

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} = 0,636E_{\text{max}}$$

Lorsque α est égal à 90° , la tension moyenne redressée devient nulle:

$$E_{\text{moy}} = 0$$

Remarques

1. En pratique, il faut retrancher, de la valeur de la tension moyenne de sortie, la valeur des chutes de tension directe à l'état passant, V_{T_1} et V_{T_2} , des thyristors Th_1 et Th_2 , car il y a, à tout instant, deux thyristors montés en série entre la source d'alimentation et la charge.
2. À l'aide de ce type de montage redresseur, il est possible de fournir de l'énergie au réseau d'alimentation alternatif par l'intermédiaire du transformateur, à condition que l'angle d'amorçage α soit supérieur à 90° , que la charge soit fortement inductive et qu'il y ait un générateur de tension continue dans la partie courant continu du montage.
3. Par rapport au montage redresseur en pont complet (quatre thyristors), le montage redresseur à pont mixte (deux thyristors et deux diodes) est moins coûteux. Cependant, le courant alternatif qui circule dans les enroulements secondaires du transformateur d'alimentation est plus distordu à cause des périodes d'interruption (Figure 8.46.c), ce qui a pour effet de limiter le facteur d'utilisation du transformateur. Enfin, seul le montage redresseur à pont complet permet une récupération d'énergie possible dans le cas d'une charge fortement inductive.

Exemple 8.7

Le redresseur contrôlé monophasé en pont complet de la figure 8.46.a débite un courant ininterrompu sur une charge fortement inductive ($\omega L \gg R$). La tension d'alimentation aux bornes du secondaire est de 240 V à 60 Hz. La chute de tension directe des thyristors est de 1,5 V. Calculez:

- a) les valeurs moyennes de la tension redressée pour des angles d'amorçage de 0° , 60° et 90° ;
- b) la tension inverse de crête supportée par chaque thyristor.

Solution

a) Valeurs moyennes de la tension redressée

$$E_{\text{moy}} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} \cos \alpha - 2V_T$$

Pour $\alpha = 0^\circ$:

$$E_{\text{moy}} = 0,636 \times \sqrt{2} \times 240(\cos 0^\circ) - 2 \times 1,5 = 212,8 \text{ V}$$

Pour $\alpha = 60^\circ$:

$$E_{\text{moy}} = 0,636 \times \sqrt{2} \times 240(\cos 60^\circ) - 2 \times 1,5 = 105 \text{ V}$$

Pour $\alpha = 90^\circ$:

$$E_{\text{moy}} = 0,636 \times \sqrt{2} \times 240(\cos 90^\circ) - 2 \times 1,5 = 0 \text{ V}$$

b) Tension inverse de crête

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}}$$

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{2} \times 240 = 339,4 \text{ V}$$

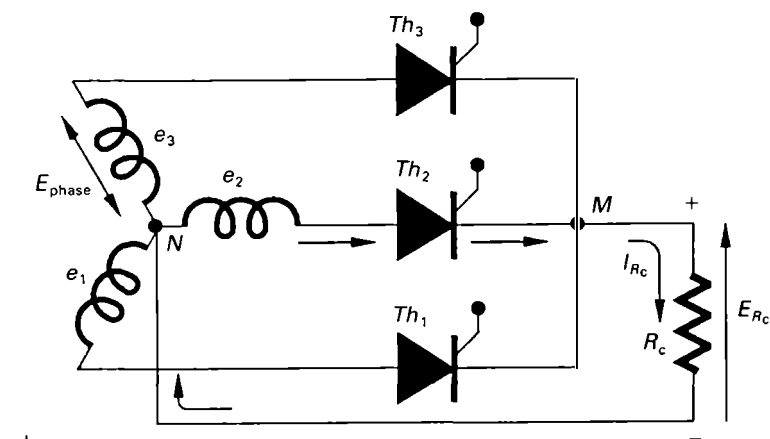
Redresseur contrôlé triphasé simple alternance avec charge résistive

Le schéma de principe du redresseur contrôlé triphasé simple alternance est représenté à la figure 8.47.a. Ce type de montage correspond à un ensemble de trois circuits redresseurs contrôlés monophasés simple alternance qui fonctionnent les uns après les autres. Chaque circuit redresseur est alimenté par une phase du transformateur et il contrôle le courant de charge pendant un tiers de période (120°). Au cours du fonctionnement, le passage d'un circuit redresseur à un autre circuit redresseur est appelé *commutation*.

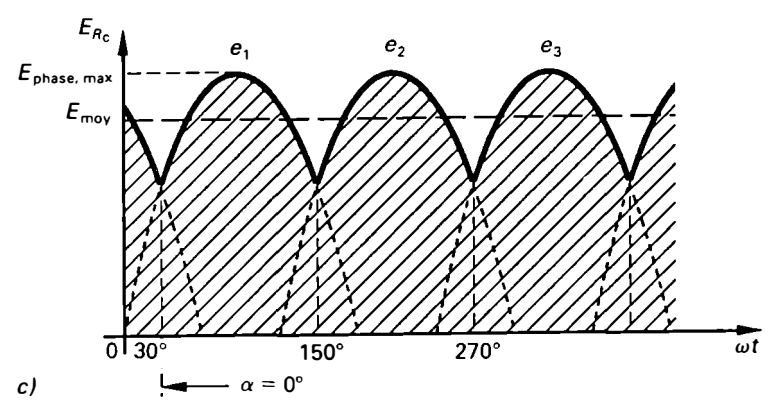
On distingue deux types de commutation dans le fonctionnement des redresseurs polyphasés: la commutation naturelle, ou commutation libre, et la commutation forcée, ou commutation retardée.

La *commutation naturelle* se présente lorsque un élément redresseur (diode ou thyristor) entre à l'état passant (ou est amorcé) à l'instant précis où sa tension anodique devient supérieure aux tensions anodiques des autres éléments redresseurs. L'élément redresseur cesse d'être à l'état passant lorsque sa tension anodique n'est plus supérieure aux tensions anodiques des autres éléments. Le fonctionnement, en commutation naturelle, du redresseur contrôlé triphasé simple alternance à trois thyristors est alors identique à celui du redresseur triphasé à trois diodes (Figures 7.16 et 7.17). Dans le cas d'un redresseur triphasé simple alternance à diodes, il y a commutation naturelle tous les 120° .

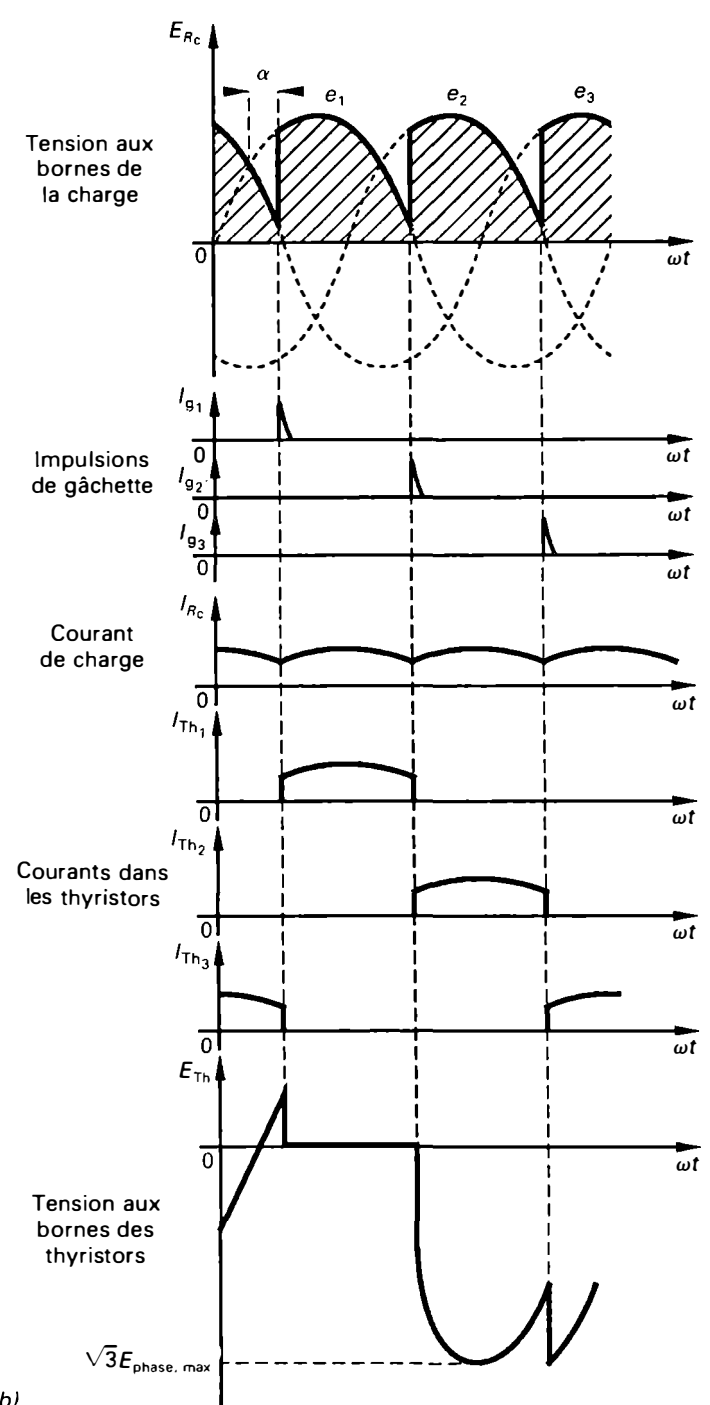
La *commutation forcée* se produit dans les redressements contrôlés lorsque le système de déclenchement amorce les thyristors avec un temps de retard t (correspondant à un angle d'amorçage $\alpha = \omega t$) par rapport à l'instant où le thyristor devrait entrer à l'état passant, si la commutation était naturelle. Dans les redresseurs contrôlés polyphasés qui utilisent des thyristors, l'angle d'amorçage est



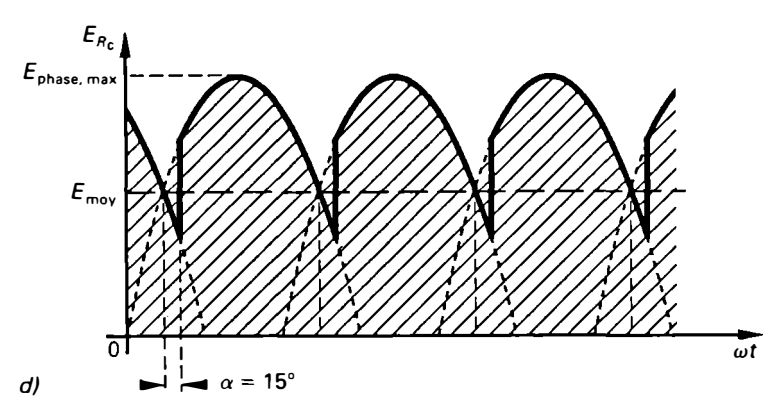
a)



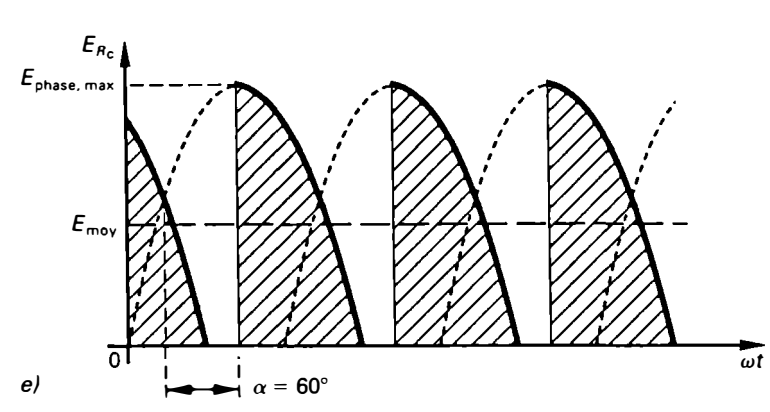
c)



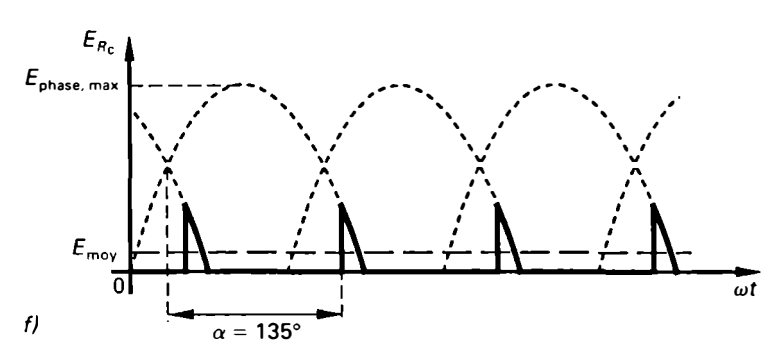
b)



d)



e)



f)

Figure 8.47 Redresseur contrôlé triphasé simple alternance avec charge résistive: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions et des courants; c), d), e) et f) formes d'onde de la tension redressée de sortie pour différents angles d'amorçage (0°, 15°, 60° et 135°).

déterminé à partir de l'instant où les formes d'onde des tensions de phase se croisent, durant leur alternance positive (voir les figures 8.47.b, 8.47.c, 8.47.d et 8.47.e) et non pas à partir du moment où la tension d'alimentation passe par une valeur nulle, comme c'est le cas pour les redresseurs contrôlés monophasés (voir les figures 8.40.c et 8.43.b).

Dans le cas du redresseur contrôlé triphasé simple alternance, les impulsions de gâchette doivent être déphasées de 120° les unes par rapport aux autres pour que chaque thyristor ait le même angle d'amorçage. Lorsque l'angle d'amorçage est compris entre 0° et 30° (Figures 8.47.b, 8.47.c et 8.47.d), la tension redressée appliquée à la charge résistive n'est pas interrompue. La valeur moyenne de la tension redressée réglable est déterminée à partir de la relation:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} E_{\text{phase, max}} \sin x \, dx$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{3E_{\text{phase, max}}}{2\pi} \left[-\cos x \right]_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha}$$

Après résolution, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) E_{\text{phase, max}} \cos \alpha \quad (8.38)$$

où:

$$0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$$

Le symbole $E_{\text{phase, max}}$ désigne la valeur maximale de l'une des tensions triphasées en étoile du secondaire du transformateur (tension de phase):

$$E_{\text{phase, max}} = \sqrt{2} E_{\text{phase}}$$

En pratique, il faut retrancher, de la valeur moyenne de la tension redressée, la valeur de la chute de tension directe (V_T) du thyristor qui se trouve placé entre la source d'alimentation (secondaire du transformateur) et la charge. Nous obtenons alors:

$$E_{\text{moy}} = 0,827 E_{\text{phase, max}} \cos \alpha - V_T$$

À l'état passant, la chute de tension directe du thyristor, V_T , est de l'ordre de 1,5 V à 2 V.

Lorsque l'angle d'amorçage est supérieur à 30° , la tension redressée appliquée à la charge est interrompue au cours de chaque alternance positive (Figures 8.47.e et 8.47.f). La valeur moyenne de la tension redressée réglable est déterminée à partir de la relation:

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} E_{\text{phase, max}} \sin x \, dx$$

$$E_{\text{moy}} = \frac{3E_{\text{phase, max}}}{2\pi} \left[-\cos x \right]_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi}$$

Après résolution, nous obtenons:

$$E_{\text{moy}} = \frac{3E_{\text{phase, max}}}{2\pi} [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)] \quad (8.39)$$

où:

$$30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$$

Lorsque α est égal à 150° , la tension redressée est nulle ($E_{\text{moy}} = 0$). La tension inverse de crête supportée par chaque thyristor est:

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3} E_{\text{phase, max}} = 2,45 E_{\text{phase}} \quad (8.40)$$

La fréquence de l'ondulation est égale à trois fois la fréquence du réseau d'alimentation.

Exemple 8.8

Dans le montage redresseur triphasé contrôlé simple alternance de la figure 8.47.a, la tension au secondaire par phase est de 240 V et 60 Hz; la résistance de charge est de 15 Ω . Calculez:

- la valeur moyenne de la tension redressée lorsque α est de 20° ;
- la valeur de l'angle d'amorçage pour qu'un courant moyen de 13,6 A circule à travers la charge.

Solution

- Valeur moyenne de la tension redressée

$$E_{\text{phase, max}} = \sqrt{2} E_{\text{phase}}$$

$$E_{\text{phase, max}} = \sqrt{2} \times 240 = 339,4 \text{ V}$$

Lorsque α est égal à 20° , l'équation 8.38 donne:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) 339,4 \times \cos 20^\circ = 263,75 \text{ V}$$

- Angle d'amorçage

La valeur de la tension moyenne aux bornes de la charge est:

$$E_{\text{moy}} = I_{\text{moy}} R_c$$

$$E_{\text{moy}} = 13,6 \times 15 = 204 \text{ V}$$

Lorsque α est égal à 30° , la tension moyenne est:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) 339,4 \times \cos 30^\circ = 243 \text{ V}$$

Pour que la tension moyenne soit de 204 V, il faut que l'angle d'amorçage soit supérieur à 30° . Dans ce cas, nous devons utiliser l'équation 8.39:

$$204 = \frac{3 \times 339,4}{2\pi} [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)]$$

$$\text{de sorte que: } \cos(\alpha + 30^\circ) = \frac{204}{3 \times 339,4/2\pi} - 1$$

$$\cos(\alpha + 30^\circ) = 0,258$$

$$\alpha + 30^\circ = 75^\circ$$

La valeur de l'angle d'amorçage est:

$$\alpha = 75^\circ - 30^\circ = 45^\circ$$

Redresseur contrôlé triphasé simple alternance avec charge inductive

Lorsqu'un redresseur contrôlé triphasé simple alternance débite un courant dans une charge fortement inductive, le courant qui la traverse est ininterrompu pendant toute la période, quelle que soit la valeur de l'angle d'amorçage. L'inductance minimale qui permet le passage d'un courant ininterrompu est appelé *inductance critique*. L'équation 8.38 est alors valable de sorte que:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) E_{\text{phase, max}} \cos \alpha \quad (8.41)$$

pour un angle α compris entre 0° et 180° .

Selon que l'angle d'amorçage α est inférieur ou supérieure à 90° , le fonctionnement du montage diffère essentiellement. Lorsque α varie entre 0° et 90° , le montage fonctionne comme redresseur et fournit de la puissance à la charge. La valeur moyenne de la tension redressée diminue quand l'angle α croît, mais elle reste toujours positive (Figure 8.51.a). La tension redressée est réglable entre la valeur maximale:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) E_{\text{phase, max}} = 0,827E_{\text{phase, max}} \quad (\alpha = 0^\circ)$$

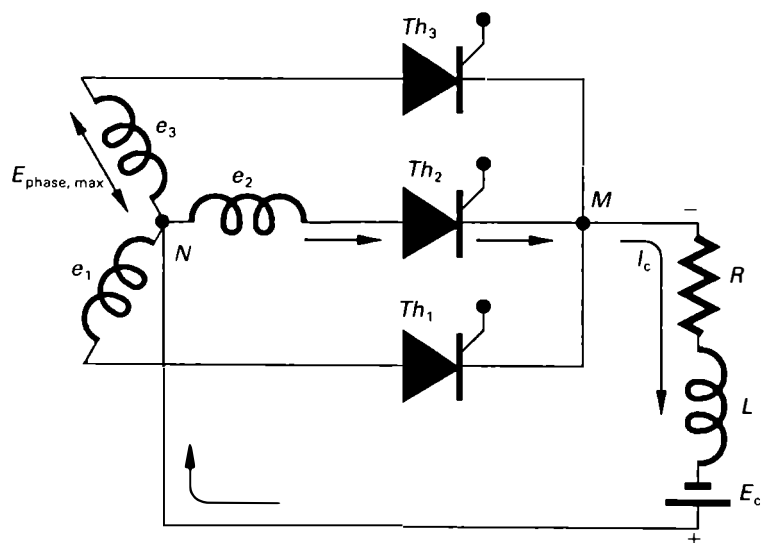


Figure 8.48 Redresseur contrôlé triphasé simple alternance avec charge inductive comprenant une f.é.m. Ce montage peut fonctionner en tant qu'onduleur lorsque l'angle d'amorçage des thyristors est compris entre 90° et 180° .

et la valeur nulle:

$$E_{\text{moy}} = 0 \quad (\alpha = 90^\circ)$$

La demi-tension est obtenue lorsque l'angle α est égal à 60° .

La tension inverse de crête supportée par chaque thyristor est:

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3}E_{\text{phase, max}} = 2,45E_{\text{phase}} \quad (8.42)$$

La fréquence de l'ondulation est égale à trois fois la fréquence du réseau d'alimentation.

Lorsque l'angle α varie entre 90° et 180° , le montage fonctionne comme redresseur inversé ou comme onduleur et peut fournir de l'énergie au réseau alternatif. En effet, pour un angle d'amorçage supérieur à 90° (soit pour $\cos \alpha < 0$), la tension redressée moyenne s'inverse (Figures 8.51.b et 8.51.c). Le point neutre N du transformateur d'alimentation devient alors la borne positive et le point M , relié à la cathode de chacun des trois thyristors, devient la borne négative (Figure 8.49.b). Le courant circule forcément dans le même sens — des anodes vers les cathodes des thyristors et de M vers N à l'extérieur du montage redresseur — mais la puissance du côté en courant continu est inversée. La puissance active passe alors du côté en courant continu (appareil utilisateur) au côté en courant

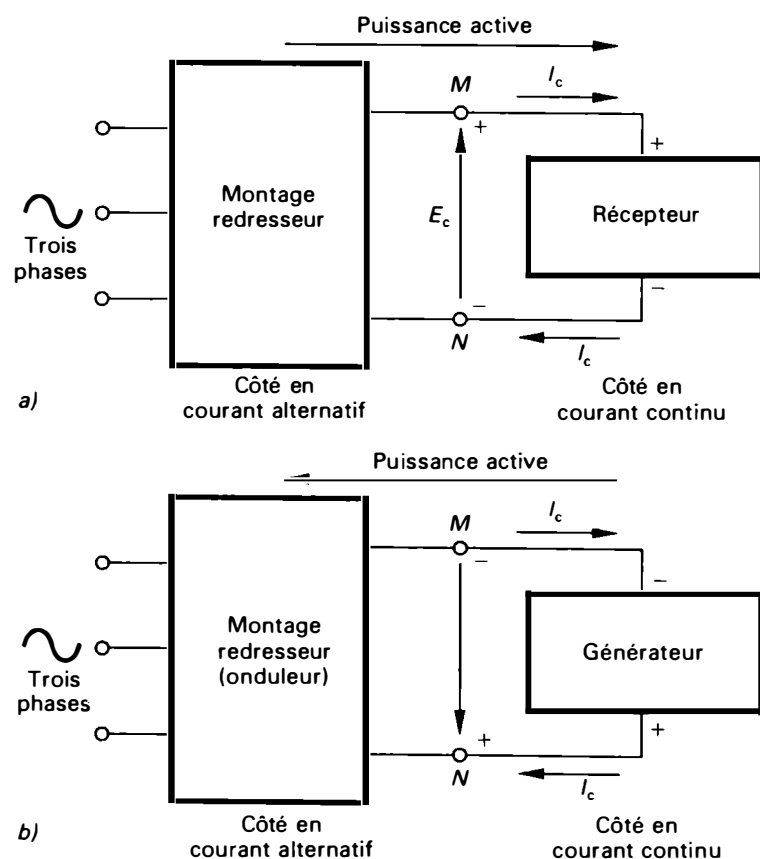


Figure 8.49 Sens de la tension et de la puissance lors du fonctionnement d'un montage redresseur triphasé contrôlé: a) en redresseur de courant alternatif; b) en onduleur de courant continu.

alternatif (réseau alternatif), par l'intermédiaire des redresseurs. On dit que le montage fonctionne en tant qu'*onduleur*. Bien entendu, ce fonctionnement n'est possible que si l'appareil du côté en courant continu est capable de fournir de la puissance, c'est-à-dire s'il possède une f.é.m. E_c avec un courant dans le même sens que celui de I_c (Figure 8.48). Les schémas synoptiques de la figure 8.49 montrent la différence qui existe entre le fonctionnement du montage comme redresseur proprement dit et le fonctionnement comme onduleur.

Lorsque le montage fonctionne en tant qu'onduleur, la valeur moyenne de la tension inverse augmente à mesure que l'angle d'amorçage α croît; elle atteint la valeur maximale quand l'angle α est égal à 180° (Figure 8.50):

$$E_{\text{moy}} \text{ d'ondulation} = -0,827E_{\text{phase, max}}$$

Ce fonctionnement est utilisé en traction électrique, lors du freinage des trains, pour récupérer l'énergie cinétique. Durant la période de freinage, les moteurs de traction à courant continu deviennent temporairement des générateurs à courant continu. Ils débitent alors un courant dans le réseau alternatif par l'intermédiaire du montage redresseur qui fonctionne comme onduleur. Les formes d'onde de la tension à la sortie du montage redresseur fonctionnant comme redresseur et comme onduleur sont illustrées à la figure 8.51.

Remarque: Si l'on place une diode de roue libre en parallèle avec la charge inductive, les thyristors passent à l'état bloqué à la fin de chaque alternance positive. La diode empêche la tension redressée de devenir négative. La forme d'onde de la tension redressée est alors comparable à celle obtenue dans le cas d'un redresseur contrôlé triphasé simple alternance, qui alimente une charge purement résistive (voir la figure 8.47.a). Le fonctionnement en tant qu'onduleur d'un redresseur avec diode de roue libre est donc impossible.

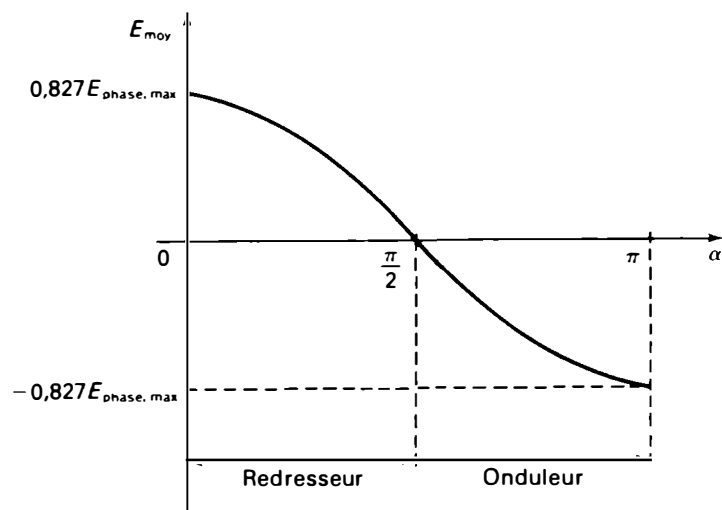


Figure 8.50 Variation de la valeur moyenne de la tension de sortie en fonction de l'angle d'amorçage.

La valeur moyenne de la tension redressée de sortie, lorsque le redresseur est muni d'une diode de roue libre, est déterminée à l'aide des équations 8.41 pour $0^\circ < \alpha \leq 30^\circ$ et 8.42 pour $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$.

Le redresseur contrôlé triphasé simple alternance est cependant peu utilisé dans l'industrie; on lui préfère les montages en pont (pont mixte avec trois thyristors et trois diodes ou pont complet avec six thyristors) qui fournissent des rendements supérieurs.

Exemple 8.9

Le redresseur contrôlé triphasé simple alternance de la figure 8.48 alimente une charge inductive ($\omega L \gg R$) comprenant une f.é.m. On désire obtenir une tension redressée aux bornes de la charge égale à 600 V. La chute de tension directe à l'état passant V_T d'un thyristor est de 1,5 V. Calculez:

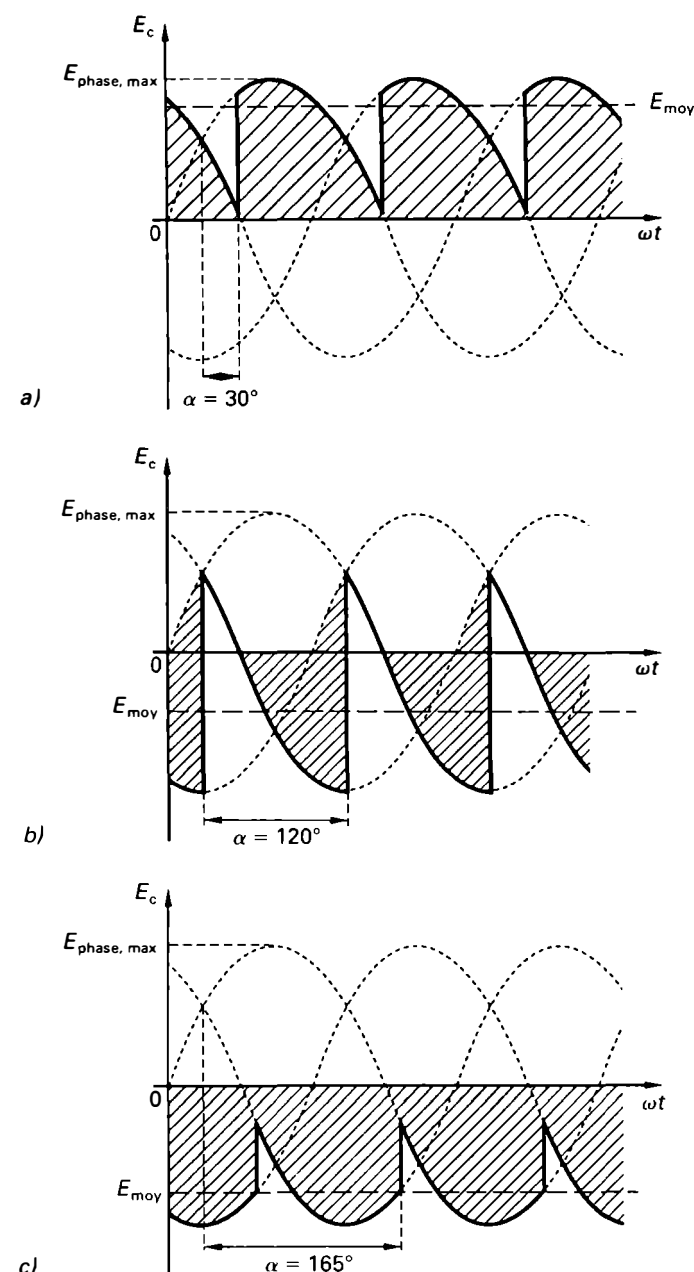


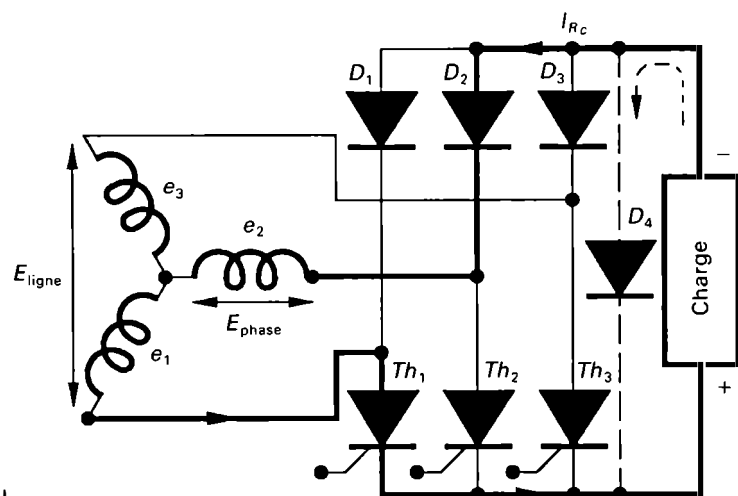
Figure 8.51 Formes d'onde de la tension redressée pour différentes valeurs de l'angle d'amorçage: a) fonctionnement en tant que redresseur ($\alpha < 90^\circ$); b) et c) fonctionnement en onduleur ($\alpha > 90^\circ$).

- a) la valeur de la tension de phase (efficace) du secondaire du transformateur d'alimentation;
 b) la valeur de la tension redressée (moyenne) aux bornes de la phase pour des angles d'amorçage de 30°, 120° et 180°;
 c) la tension inverse de crête supportée par chaque thyristor.

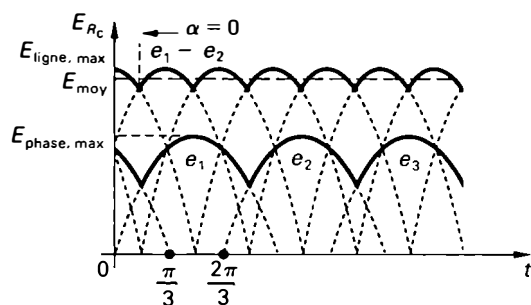
Solution

a) Tension de phase (efficace) du secondaire

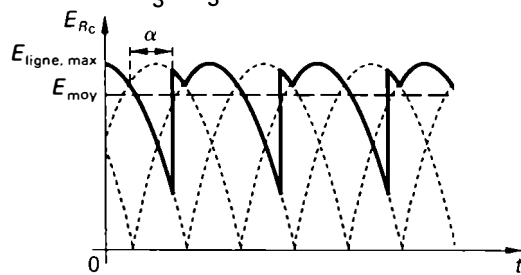
En tenant compte de la chute de tension directe du thyristor, nous obtenons:



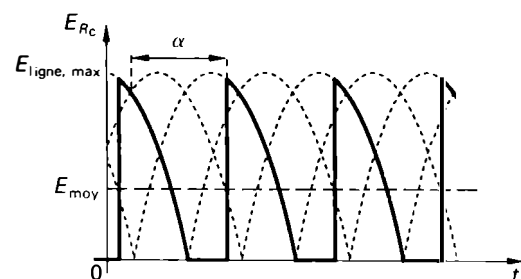
a)



b)



c)



d)

Figure 8.52 Redresseur contrôlé triphasé en pont mixte: a) schéma de principe; b), c) et d) formes d'onde des tensions pour différents angles d'amorçage (0°, 45° et 100°).

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_{\text{phase,max}} \right) \cos \alpha - V_T$$

La valeur maximale de la tension redressée de sortie est obtenue lorsque α est égal à 0°:

$$E_{\text{phase,max}} = \left(\frac{E_{\text{moy}}}{0,827} \right) \cos 0^\circ + V_T$$

$$E_{\text{phase,max}} = \left(\frac{600}{0,827} \right) 1 + 1,5 = 727 \text{ V}$$

Alors:

$$E_{\text{phase,eff}} = \frac{727}{\sqrt{2}} = 514 \text{ V}$$

b) Valeurs moyennes de la tension redressée

Lorsque $\alpha = 30^\circ$, alors:

$$E_{\text{moy}} = (0,827 \times 727 \times \cos 30^\circ) - 1,5 = 519 \text{ V}$$

Lorsque $\alpha = 120^\circ$, alors:

$$E_{\text{moy}} = (0,827 \times 727 \times \cos 120^\circ) - 1,5 = -302 \text{ V}$$

Dans ce cas, la tension redressée de sortie est inversée.

Lorsque $\alpha = 180^\circ$, alors:

$$E_{\text{moy}} = (0,827 \times 727 \times \cos 180^\circ) + 1,5 = -599,7 \text{ V}$$

La tension redressée de sortie inversée atteint sa valeur maximale.

c) T.I.C.

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3} E_{\text{phase,max}}$$

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3} \times 727 = 1259,2 \text{ V}$$

Redresseur contrôlé triphasé en pont mixte

Le redresseur contrôlé triphasé en pont mixte comprend un montage à trois thyristors et à trois diodes (Figure 8.52.a). La diode de roue libre D_4 , qui shunte la charge, doit être ajoutée dans le cas d'une charge inductive. À la figure 8.52.a, le circuit en traits forts représente l'un des six trajets du courant I_{Rc} . Ce trajet correspond, dans le cas d'un angle d'amorçage nul ($\alpha = 0^\circ$), à l'intervalle de 60° pendant lequel la tension de ligne $e_1 - e_2$ est supérieure aux autres tensions de ligne. Pour un angle d'amorçage nul, la tension redressée instantanée est représentée à la figure 8.52.b.

La valeur moyenne de la tension redressée de sortie est déterminée à partir des équations:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) E_{\text{phase,max}} (1 + \cos \alpha) \quad (8.43)$$

ou:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3}{2\pi} \right) E_{\text{ligne,max}} (1 + \cos \alpha) \quad (8.44)$$

Le symbole $E_{\text{phase, max}}$ désigne la valeur maximale de l'une des tensions triphasées en étoile (tension de phase):

$$E_{\text{phase, max}} = \sqrt{2}E_{\text{phase}}$$

alors que le symbole $E_{\text{ligne, max}}$ désigne la valeur maximale de l'une des tensions triphasées de ligne:

$$E_{\text{ligne, max}} = \sqrt{2}E_{\text{ligne}} = \sqrt{2}\sqrt{3}E_{\text{phase}}$$

La valeur maximale de la tension redressée de sortie est obtenue lorsque α est égal à 0° (Figure 8.48.b):

$$E_{\text{moy}(\alpha=0^\circ)} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}E_{\text{phase, max}}$$

La demi-tension redressée de sortie est obtenue lorsque l'angle α est égal à 90° :

$$E_{\text{moy}(\alpha=90^\circ)} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}E_{\text{phase, max}}$$

La tension redressée de sortie est nulle lorsque α est égal à 180° . La fréquence de l'ondulation à la sortie est égale à trois fois la fréquence du réseau alternatif d'alimentation.

La tension inverse de crête supportée par chaque thyristor et par chaque diode est:

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3}E_{\text{phase, max}} \quad (8.45)$$

Le redresseur contrôlé triphasé en pont mixte ne permet pas la récupération d'énergie.

Exemple 8.10

Le redresseur contrôlé triphasé en pont mixte de la figure 8.52 est alimenté par une tension en étoile E_{phase} de 600 V, dont la fréquence est de 60 Hz. Il débite un courant dans une charge résistive de 20 Ω . Calculez:

- la puissance maximale fournie à la charge;
- la tension moyenne redressée et le courant moyen circulant dans la charge lorsque α est égal à 90° ;
- la tension inverse de crête que doivent pouvoir supporter chaque thyristor et chaque diode, si l'on adopte une marche de sécurité de 100%.

Solution

a) *Puissance maximale dissipée dans la charge*

$$P_{R_c, \text{max}} = \frac{E_{\text{moy, max}}^2}{R_c}$$

La valeur maximale de E_{moy} est obtenue lorsque α est égal à 0° :

$$E_{\text{moy, max}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)E_{\text{phase, max}}(1 + \cos 0^\circ)$$

$$E_{\text{moy, max}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)\sqrt{2} \times 600(1 + 1) = 1403 \text{ V}$$

$$P_{R_c, \text{max}} = \frac{(1403)^2}{20} = 98,42 \text{ kW}$$

b) *Tension moyenne redressée pour $\alpha = 90^\circ$*

$$E_{\text{moy}(\alpha=90^\circ)} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)E_{\text{phase, max}}$$

$$E_{\text{moy}(\alpha=90^\circ)} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)\sqrt{2} \times 600 = 701,7 \text{ V}$$

Courant moyen redressé circulant dans la charge

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}}}{R_c}$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{701,7}{20} = 35 \text{ A}$$

c) *Tension inverse de crête*

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3}E_{\text{phase, max}}$$

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times 600 = 1470 \text{ V}$$

Tension inverse de crête avec une marge de sécurité de 100%

$$\text{T.I.C.} = 1470 \times 2 = 2940 \text{ V}$$

Redresseur contrôlé triphasé en pont complet

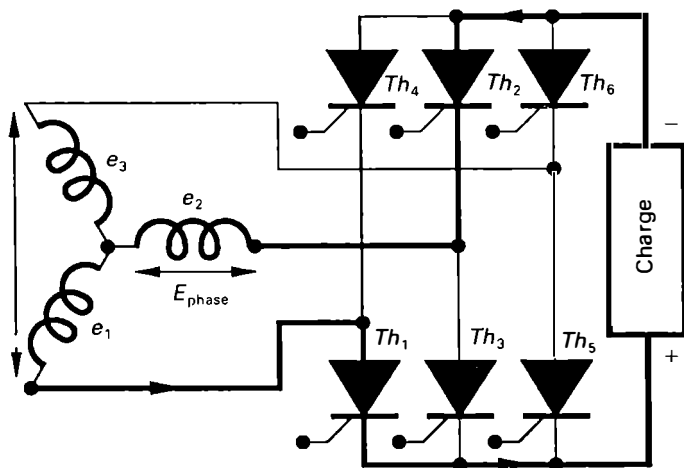
Le redresseur contrôlé triphasé en pont complet est constitué de six thyristors qui sont déclenchés au même angle d'amorçage (Figure 8.53.a). Le circuit en traits forts représente l'un des six trajets du courant I_{R_c} . En examinant la figure 8.53.b, nous observons que le thyristor Th_1 est amorcé le premier lorsque la tension phase e_1 atteint sa valeur maximale; ensuite, c'est au tour du thyristor Th_2 . Cependant, le thyristor Th_2 ne laisse passer le courant que si le thyristor Th_1 est à l'état passant. Aussi, *lors du démarrage* du redresseur, le circuit de commande des thyristors doit fournir une deuxième impulsion 60° après la première impulsion. Cette deuxième impulsion, appliquée sur Th_1 , permet d'amorcer simultanément les thyristors Th_1 et Th_2 pour que le courant puisse commencer à circuler. Lorsque le montage est en marche et qu'il fonctionne normalement, la deuxième impulsion n'a aucun effet, car le thyristor est déjà à l'état passant. Dans ce type de montage, les impulsions d'amorçage peuvent être appliquées sur les gâchettes de deux façons:

- Chaque circuit de commande possède deux sorties isolées, dont l'une est reliée à son propre thyristor, l'autre étant reliée au thyristor précédent.
- Les circuits de commande sont reliés électriquement de sorte que, lorsqu'un circuit de commande envoie une impulsion d'amorçage à son propre thyristor, il en envoie également une au thyristor précédent.

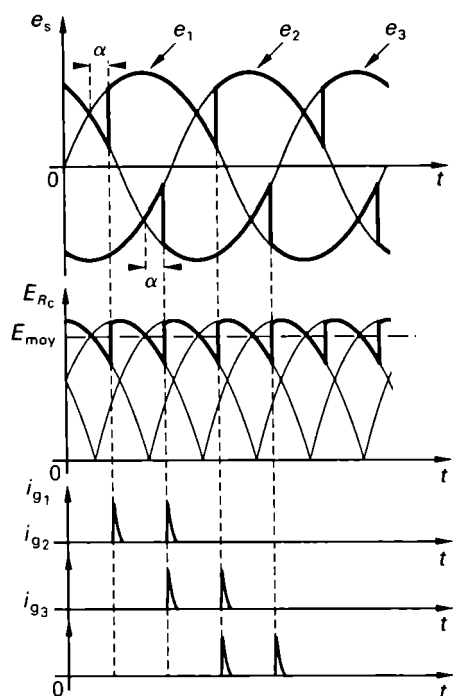
Le cas le plus important, dans le fonctionnement de ce redresseur, est celui d'une charge complexe composée d'une résistance et d'une inductance qui assure la continuité

du courant. La valeur moyenne de la tension redressée, lorsque le courant dans la charge est ininterrompu, est donnée par:

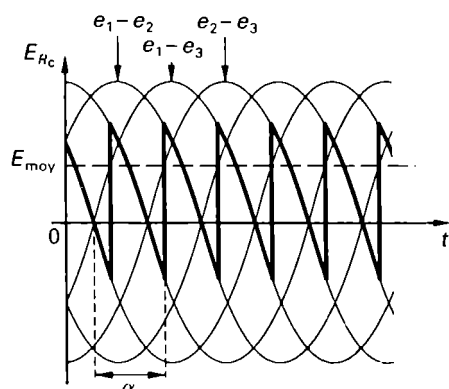
$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) E_{\text{phase, max}} \cos \alpha \quad (8.46)$$



a)



b)



c)

Figure 8.53 Redresseur contrôlé triphasé en pont complet: a) schéma de principe; formes d'onde des tensions b) pour un angle d'amorçage de 20° et c) pour un angle d'amorçage de 75°.

ou par:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3}{\pi} \right) E_{\text{ligne, max}} \cos \alpha \quad (8.47)$$

Dans ces équations, nous avons:

$$E_{\text{phase, max}} = \sqrt{2} E_{\text{phase}}$$

$$E_{\text{ligne, max}} = \sqrt{2} E_{\text{ligne}} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} E_{\text{phase}}$$

La valeur maximale de la tension redressée de sortie est obtenue lorsque α est égal à 0°:

$$E_{\text{moy}} (\alpha = 0^\circ) = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) E_{\text{phase, max}}$$

La demi-tension redressée de sortie est obtenue lorsque α est égal à 60°:

$$E_{\text{moy}} (\alpha = 60^\circ) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_{\text{phase, max}}$$

La tension redressée de sortie est nulle lorsque α est égal à 90°. La fréquence de l'ondulation à la sortie est égale à six fois la fréquence du réseau alternatif d'alimentation et les composantes harmoniques sont moins importantes que celles associées au redresseur contrôlé en pont mixte.

La tension inverse de crête supportée par chaque thyristor est:

$$\text{T.I.C.} = \sqrt{3} E_{\text{phase, max}} \quad (8.48)$$

Le montage redresseur contrôlé en pont complet peut également fonctionner en tant qu'onduleur lorsque l'angle d'amorçage est supérieur à 90° et qu'il y a une f.é.m. dans le circuit de charge. Il permet donc de récupérer de l'énergie (cas du freinage en récupération dans les équipements de traction).

Exemple 8.11

Le redresseur contrôlé triphasé en pont complet de la figure 8.53.a est alimenté par une tension en étoile E_{phase} égale à 347 V, dont la fréquence est de 60 Hz. Calculez:

- l'angle d'amorçage requis pour obtenir une tension moyenne redressée de 750 V. La chute de tension directe à l'état passant, V_T , est de 1,5 V;
- la tension moyenne aux bornes d'une charge inductive comprenant une f.é.m., dans le cas d'un angle d'amorçage de 165° (fonctionnement comme onduleur);
- la fréquence de l'ondulation à la sortie.

Solution

a) Angle d'amorçage

Pour un fonctionnement en tant que redresseur contrôlé, nous avons:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) E_{\text{phase, max}} \cos \alpha - 2V_T$$

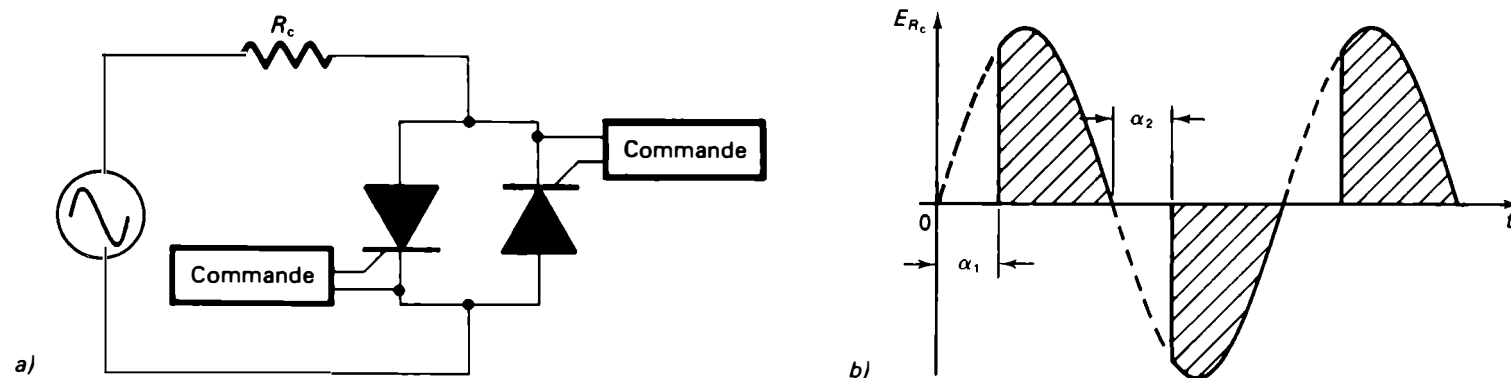


Figure 8.54 Gradateur monophasé à deux thyristors montés en parallèle-inverse: a) schéma de principe; b) forme d'onde de la tension aux bornes de la charge lorsque α_1 est égal à α_2 .

de sorte que:

$$\begin{aligned}\alpha &= \arccos \left(\frac{E_{\text{moy}} + 2V_T}{(3\sqrt{3}/\pi)E_{\text{phase, max}}} \right) \\ &= \arccos \left(\frac{750 + 2 \times 1,5}{(3\sqrt{3}/\pi)\sqrt{2} \times 347} \right) \\ \alpha &= \arccos 0,928 \\ \alpha &= 22^\circ\end{aligned}$$

b) Tension moyenne aux bornes de la charge dans le cas du fonctionnement en tant qu'onduleur

$$\begin{aligned}E_{\text{moy}} &= \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) E_{\text{phase, max}} \cos \alpha \\ E_{\text{moy}} &= \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) \sqrt{2} \times 347 \times \cos 165^\circ = -784 \text{ V}\end{aligned}$$

c) Fréquence de l'ondulation de sortie

$$\begin{aligned}f &= 6f_{\text{réseau}} \\ f &= 6 \times 60 = 360 \text{ Hz}\end{aligned}$$

Contrôle de puissance en courant alternatif par gradateur à thyristors

Un *gradateur* est un dispositif qui permet de contrôler la puissance alternative fournie à des charges résistives (fours électriques, systèmes d'éclairage, etc.) à des charges inductives (moteurs universels, moteurs asynchrones, etc.). Il est constitué soit de deux thyristors identiques montés en parallèle-inverse, soit d'un triac lorsque la puissance requise est plus faible. Les gradateurs sont utilisés dans des circuits monophasés et triphasés

Gradateurs monophasés avec thyristors montés en parallèle-inverse

En utilisant deux thyristors montés en parallèle-inverse (appelé aussi *couplage antiparallèle*), nous pouvons contrôler la puissance alternative dans la charge, de zéro à la pleine puissance (Figure 8.54.a). Pour obtenir deux angles d'amorçage égaux (Figure 8.54.b), il faut appliquer à cha-

que thyristor des signaux de gâchette isolés et déphasés de 180° .

La valeur efficace de la tension aux bornes d'une charge résistive est déterminée à partir de la relation:

$$E_{\text{eff}} = \left(\frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \right) \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (8.49)$$

La valeur moyenne de la tension est évidemment nulle.

La puissance alternative fournie à une charge résistive est:

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) \quad (8.50)$$

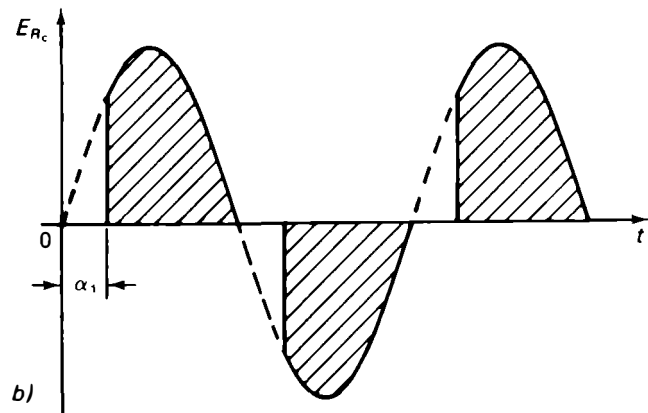
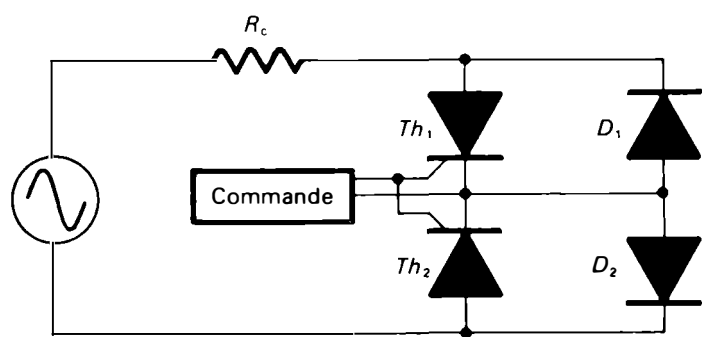
Les valeurs de la tension efficace et de la puissance alternative se déterminent aussi, en fonction de l'angle d'amorçage, à partir des courbes 5 et 6 de la figure 8.44.

Il existe d'autres types de gradateurs monophasés à thyristors. Dans le montage de la figure 8.55.a, les deux thyristors ont une cathode et une gâchette communes, ce qui simplifie le dispositif de déclenchement. Les diodes D_1 et D_2 empêchent qu'une tension inverse soit appliquée aux bornes du thyristor. Le rendement du montage est légèrement abaissé à cause des pertes supplémentaires dans les diodes.

Gradateur monophasé avec pont de diodes et thyristor

Le montage de la figure 8.56 utilise un seul thyristor de contrôle et un pont de diodes. Il permet de contrôler une tension redressée double alternance (aux bornes de $R_{c.c.}$) ou une tension alternative (aux bornes de $R_{c.a.}$) suivant la position de la charge dans le circuit.

Cependant, la méthode la plus simple, la plus efficace et la plus sûre de contrôler une puissance alternative est d'utiliser un triac (*thyristor triode bidirectionnel*). Ce dispositif est étudié au chapitre 10.



a)

b)

Figure 8.55 Gradateur monophasé à deux thyristors et deux diodes: a) schéma de principe; b) forme d'onde de la tension aux bornes de la charge.

Exemple 8.12

Dans le montage de la figure 8.56, la tension d'alimentation est de 240 V et 60 Hz. Les résistances de charge, $R_{c.c.}$ et $R_{c.a.}$, sont de 20 Ω.

- a) Calculez les valeurs de E_{moy} , E_{eff} et $P_{contrôlé}$ pour un angle d'amorçage de 80° (et 260°) et pour les charges résistives $R_{c.c.}$ et $R_{c.a.}$.
- b) Tracez les formes d'onde des tensions aux bornes de la charge dans les deux cas.
- c) En vous servant des catalogues des fabricants, choisissez les diodes et le thyristor appropriés, si la marge de sécurité adopté pour les courants est de 50% et celle pour les tensions, de 100%. Justifiez votre choix.

Solution

a) Résistance $R_{c.c.}$

La tension aux bornes de la résistance $R_{c.c.}$ est une tension redressée réglable (double alternance). À l'aide de la courbe 4 de la figure 8.44, nous pouvons écrire:

$$E_{moy} = E_{max} \left[\text{rapport} \frac{E_{moy}}{E_{max}} \text{ pour } \alpha = 80^\circ \right]$$

$$E_{moy} = \sqrt{2} \times 240 \times 0,375 = 127,2 \text{ V}$$

À l'aide de la courbe 5 de la figure 8.44, nous pouvons écrire:

$$E_{eff} = E_{max} \left[\text{rapport} \frac{E_{eff}}{E_{max}} \text{ pour } \alpha = 80^\circ \right]$$

$$E_{eff} = \sqrt{2} \times 240 \times 0,55 = 186,6 \text{ V}$$

À l'aide de la courbe 6 de la figure 8.44, nous pouvons écrire:

$$P_{contrôlé} = P_{total} \left[\text{rapport} \frac{P_{contrôlé}}{P_{total}} \text{ pour } \alpha = 80^\circ \right]$$

où:

$$P_{total} = \frac{E_{eff}^2}{R_{c.c.}} = \frac{(240)^2}{20} = 2880 \text{ W}$$

$$P_{contrôlé} = 2880 \times 0,6 = 1728 \text{ W}$$

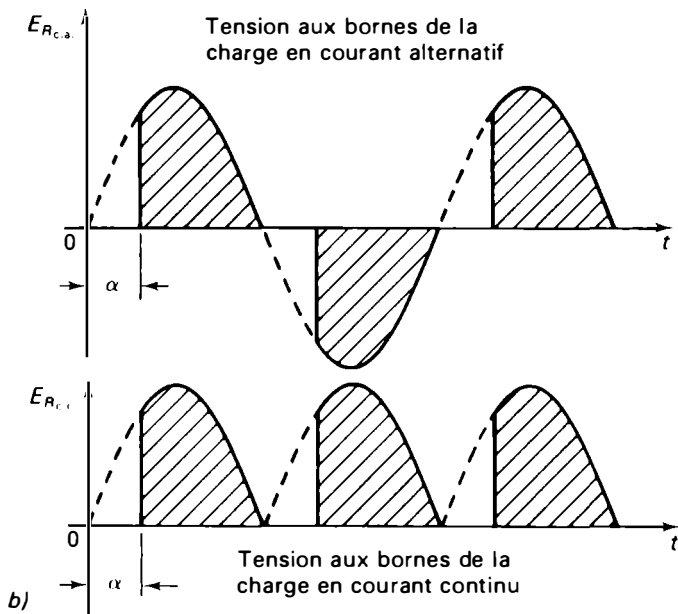
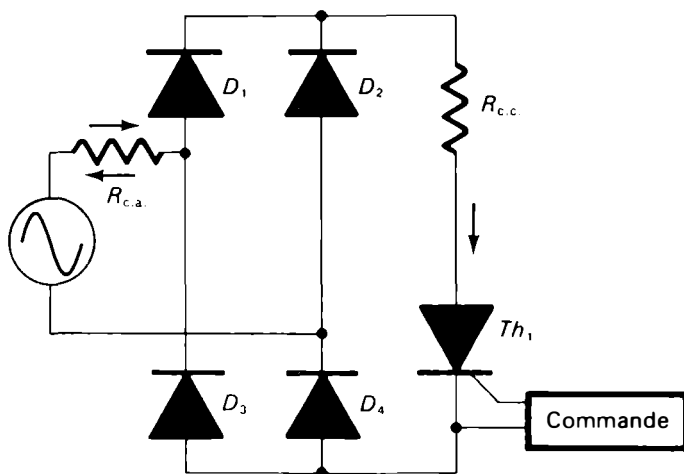
Résistance $R_{c.a.}$

La tension aux bornes de la résistance $R_{c.a.}$ est une tension alternative réglable; la valeur moyenne de la composante continue est nulle:

$$E_{moy} = 0$$

La valeur efficace est obtenue en utilisant la courbe 5 de la figure 8.44:

$$E_{eff} = \sqrt{2} \times 240 \times 0,55 = 186,6 \text{ V}$$



a)

b)

Figure 8.56 Contrôle de puissance en courant continu ou en courant alternatif.

La puissance contrôlée dissipée est obtenue à l'aide de la courbe 6 de la figure 8.44:

$$P_{\text{contrôlé}} = 2880 \times 0,6 = 1728 \text{ W}$$

Nous pouvons vérifier cette valeur de la façon suivante:

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{E_{\text{eff}}^2}{R_{\text{c.a.}}}$$

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{(186,6)^2}{20} = 1741 \text{ W}$$

La différence entre 1728 W et 1741 W (0,75%) est due à l'erreur de lecture sur le graphique.

b) Les formes d'onde des tensions aux bornes des charges résistives $R_{\text{c.c.}}$ et $R_{\text{c.a.}}$ sont illustrées à la figure 8.57.

c) *Choix du thyristor*

Lorsque α est égal à 0° , la valeur maximale de la tension efficace aux bornes des charges est:

$$E_{\text{eff.max}} = E_{\text{max}} \left[\text{rapport } \frac{E_{\text{eff}}}{E_{\text{max}}} \text{ pour } \alpha = 0^\circ \right]$$

$$E_{\text{eff.max}} = \sqrt{2} \times 240 \times 0,707 = 240 \text{ V}$$

La valeur maximale du courant efficace traversant le thyristor est:

$$I_{\text{T(RMS)}} = \frac{E_{\text{eff.max}}}{R_{\text{c.a.}}}$$

$$I_{\text{T(RMS)}} = \frac{240}{20} = 12 \text{ A}$$

Lorsque α est égal à 0° , la valeur maximale de la tension moyenne aux bornes des charges est:

$$E_{\text{moy.max}} = E_{\text{max}} \left[\text{rapport } \frac{E_{\text{moy}}}{E_{\text{max}}} \text{ pour } \alpha = 0^\circ \right]$$

$$E_{\text{moy.max}} = \sqrt{2} \times 240 \times 0,636 = 216 \text{ V}$$

La valeur maximale du courant moyen traversant le thyristor est:

$$I_{\text{T(AV)}} = \frac{E_{\text{moy.max}}}{R_{\text{c.c.}}}$$

$$I_{\text{T(AV)}} = \frac{216}{20} = 10,8 \text{ A}$$

Si la marge de sécurité est de 50%, nous obtenons:

$$I_{\text{T(RMS)}} = 12 \times 1,5 = 18 \text{ A}$$

$$I_{\text{T(AV)}} = 10,8 \times 1,5 = 16,2 \text{ A}$$

Dans un montage à pont de diodes, le thyristor n'est pas soumis à une tension inverse de crête. Cependant, il doit supporter une tension directe d'utilisation, V_{DRM} , égale à la tension de crête de la source d'alimentation:

$$V_{\text{DRM}} = E_{\text{max}} = \sqrt{2} \times 240 = 339,4 \text{ V}$$

Si la marge de sécurité est de 100%, nous obtenons:

$$V_{\text{DRM}} = 339,4 \times 2 = 678,8 \text{ V}$$

Le tableau suivant fournit les caractéristiques de deux thyristors que nous pourrions utiliser.

Thyristor	$I_{\text{T(RMS)}}$	$I_{\text{T(AV)}}$	$V_{\text{RRM}} \text{ OU } V_{\text{DRM}}$
2N691	25 A	16 A	700 V
C37S (GE)	25 A	16 A	700 V

Choix des diodes

Dans un redresseur en pont, nous avons (Tableau 2.2):

$$I_{\text{moy}} (\text{diode}) = \frac{I_{\text{moy}} (\text{charge})}{2}$$

$$\text{T.I.C.} = E_{\text{max}}$$

En tenant compte des marges de sécurité, nous obtenons:

$$I_{\text{moy}} (\text{diode}) = \frac{16,2}{2} = 8,1 \text{ A}$$

$$\text{T.I.C.} = 678,8 \text{ V}$$

Nous pourrions choisir, par exemple, les diodes F2M3:

$$I_{\text{F(AV)}} = 10 \text{ A}$$

$$V_{\text{RRM}} = 700 \text{ V}$$

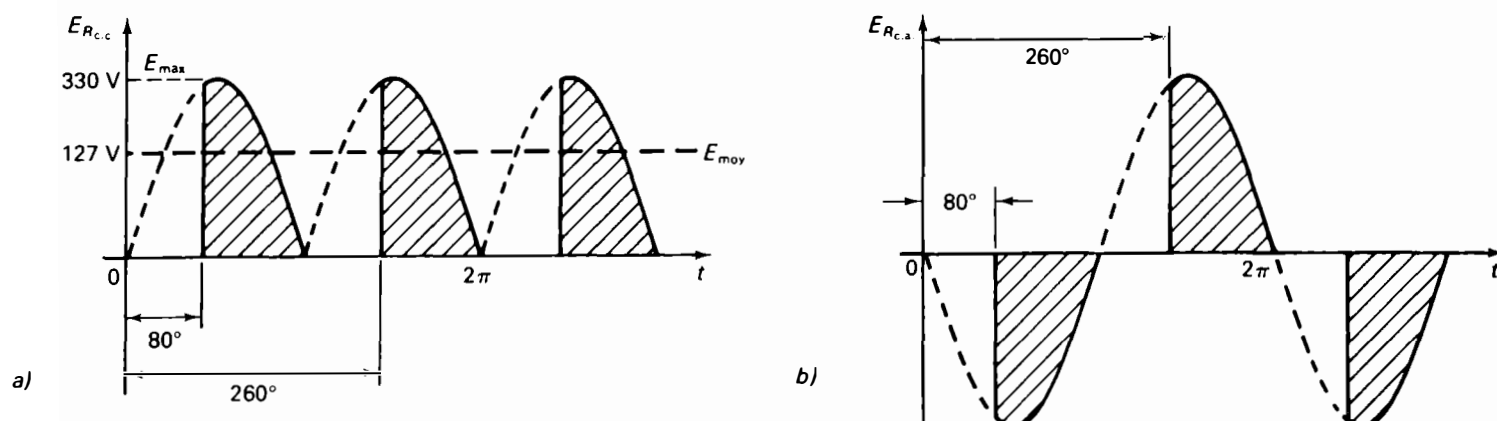


Figure 8.57 Tensions aux bornes des charges résistives: a) $R_{\text{c.c.}}$; b) $R_{\text{c.a.}}$.

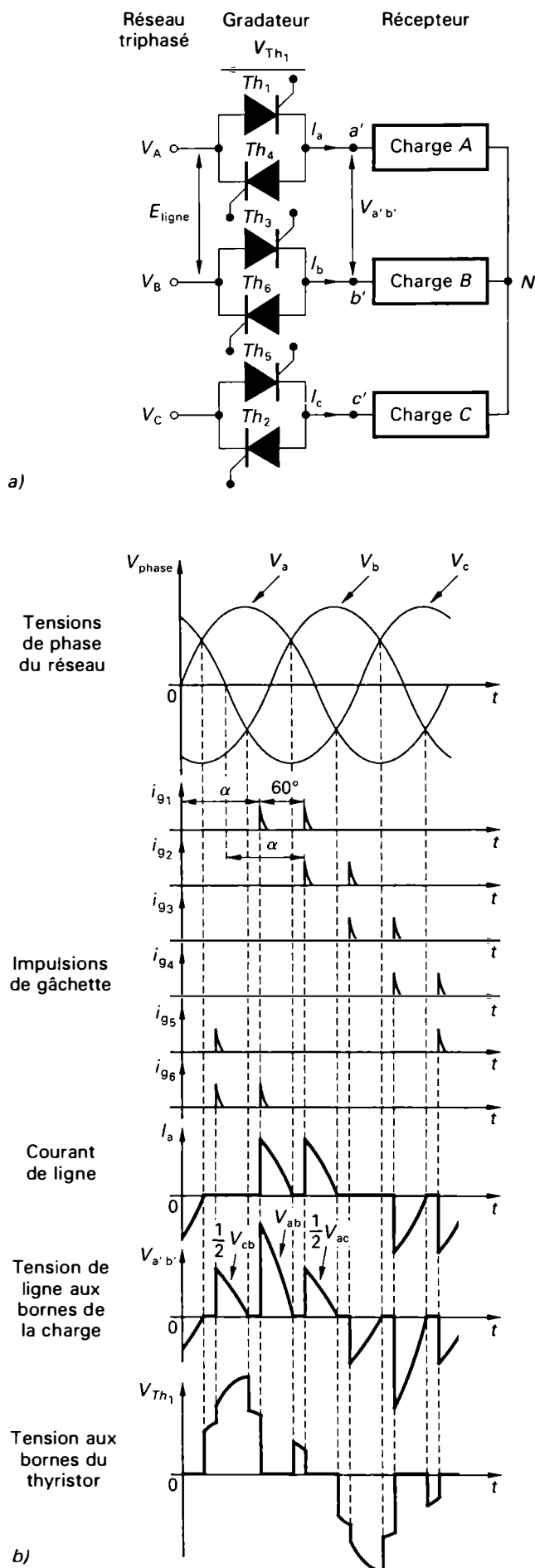


Figure 8.58 Gradateur triphasé à six thyristors: a) schéma de principe; b) formes d'onde pour un angle de retard à l'amorçage de 100° et une charge résistive.

Gradateurs triphasés

Dans les systèmes triphasés, on distingue trois montages principaux:

- le gradateur triphasé proprement dit; celui-ci comprend six thyristors montés en parallèle-inverse par groupes de deux;
- le gradateur mixte à trois thyristors et à trois diodes;
- le groupement en triangle de trois gradateurs mono-phasés.

Le gradateur triphasé à six thyristors est constitué de trois groupes de deux thyristors montés en parallèle-inverse. Ces groupes peuvent être placés entre le réseau triphasé et les charges montées en étoile ou en triangle; ils peuvent aussi être groupés en triangles et placés en aval des charges (les charges sont alors situées entre le réseau et le gradateur). La figure 8.58 représente le schéma de principe d'un gradateur triphasé qui alimente des charges montées en étoile, et les formes d'onde dans le cas d'un angle de retard à l'amorçage de 100° . Dans certains montages, le centre N de l'étoile est relié au neutre du réseau triphasé.

Pour que le courant puisse circuler dans les charges, deux thyristors au moins doivent être simultanément à l'état passant. Ainsi, pour que le démarrage et le fonctionnement soient corrects, chaque thyristor doit recevoir une deuxième impulsion déphasée de 60° après la première impulsion d'amorçage. Les formes d'onde du courant de ligne en fonction de différents angles de retard à l'amorçage sont illustrées à la figure 8.59. Lorsque l'angle de retard se situe entre 0° et 60° , il y a, immédiatement après l'amorçage initial, trois thyristors à l'état passant; ensuite, deux thyristors sont seulement à l'état passant. Lorsque l'angle de retard varie de 60° à 90° , deux thyristors sont continuellement à l'état passant. Enfin, lorsque l'angle de retard se situe entre 90° et 150° , il y a des périodes de temps au cours desquelles aucun thyristor n'est à l'état passant. Le courant dans la charge devient nul quand l'angle de retard atteint 150° . Les puissances contrôlées fournies à des charges résistives montées en étoile ou en triangle sont calculées à l'aide des relations suivantes.

- Angle de retard α compris entre 0° et 60° :

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{3E_{\text{ligne, max}}^2}{\pi R_c} \left[\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right] \quad (8.51)$$

- Angle de retard α compris entre 60° et 90° :

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{3E_{\text{ligne, max}}^2}{\pi R_c} \left[\frac{\pi}{12} + \frac{3}{16} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha \right] \quad (8.52)$$

- Angle de retard α compris entre 90° et 150° :

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{3E_{\text{ligne, max}}^2}{\pi R_c} \left[\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha + \frac{1}{16} \sin 2\alpha \right] \quad (8.53)$$

Dans ces équations, nous ne tenons pas compte des chutes de tension aux bornes des thyristors. Le symbole P est exprimé en watts, E en volts, R_c (résistance de charge par phase) en ohms et l'angle de retard α en radians.

Exemple 8.13

Le gradateur triphasé à six thyristors de la figure 8.58 est alimenté par un réseau dont la tension de ligne est de 600 V. Il débite un courant dans un récepteur qui comprend trois résistances de 20 Ω montées en étoile. Calculez:

- la puissance maximale qui peut être fournie au récepteur;
- la puissance fournie au récepteur pour un angle de retard à l'amorçage de 100°.

Solution

a) Puissance maximale fournie au récepteur

La puissance qui peut être fournie au récepteur qui comprend trois résistances montées en étoile est:

$$P_{\text{max}} = \frac{3E_{R_c}^2}{R_c}$$

Puisque:

$$E_{R_c} = \frac{E_{\text{ligne}}}{\sqrt{3}}$$

alors:

$$P_{\text{max}} = \frac{3(600/\sqrt{3})^2}{20} = 18\,000 \text{ W}$$

Il est aussi possible d'utiliser l'équation 8.51:

$$P_{\text{max}} = \frac{3E_{\text{ligne, max}}^2}{\pi R_c} \left[\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right]$$

$$P_{\text{max}} = \frac{3(600 \times \sqrt{2})^2}{3,14 \times 20} \left[\frac{3,14}{6} - \frac{0}{4} + \frac{\sin(2 \times 0^\circ)}{8} \right]$$

$$P_{\text{max}} \cong 18\,000 \text{ W}$$

b) Puissance contrôlée fournie au récepteur ($\alpha = 100^\circ$)

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{3E_{\text{ligne, max}}^2}{\pi R_c} \left[\frac{5\pi}{4} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha + \frac{1}{16} \sin 2\alpha \right]$$

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{3(600 \times \sqrt{2})^2}{3,14 \times 20} \left[\frac{5 \times 3,14}{24} - \frac{1,745 \text{ rad}}{4} + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 200^\circ + \frac{1}{16} \sin 200^\circ \right]$$

$$P_{\text{contrôlé}} \cong 3300 \text{ W}$$

Il existe des variantes du gradateur à six thyristors illustré à la figure 8.58. Le fonctionnement n'est pas modifié si l'on place le gradateur en aval du récepteur (Figure 8.60.a). Le récepteur doit présenter un montage en étoile, et les six bornes de sortie doivent être accessibles. Le fait que tous les thyristors ont un point commun confère des avantages pratiques au montage.

Si le récepteur est un montage en étoile dont les six bornes de sortie sont accessibles, il nous est possible d'employer le groupement en triangle des trois groupes de thyristors (Figure 8.60.b).

Nous pouvons aussi, sans que le fonctionnement du gradateur soit changé, remplacer le récepteur en étoile par un récepteur en triangle équivalent (Figure 8.60.c).

Le gradateur triphasé mixte comprend un seul thyristor dans chacun des groupes de redresseurs; l'autre thyristor est remplacé par une diode (Figure 8.61). Ce gradateur peut contrôler la puissance en courant alternatif dans des charges résistives ou inductives montées en étoile ou en triangle. Le gradateur triphasé mixte est moins coûteux que le gradateur triphasé à six thyristors. Par contre, il introduit plus de composantes harmoniques dans les circuits de ligne. La figure 8.62 représente les formes d'onde du courant de ligne pour différents angles de retard à l'amorçage. Dans ce montage gradateur, les courants qui circulent dans les charges deviennent nuls lorsque l'angle de retard atteint la valeur de 210°.

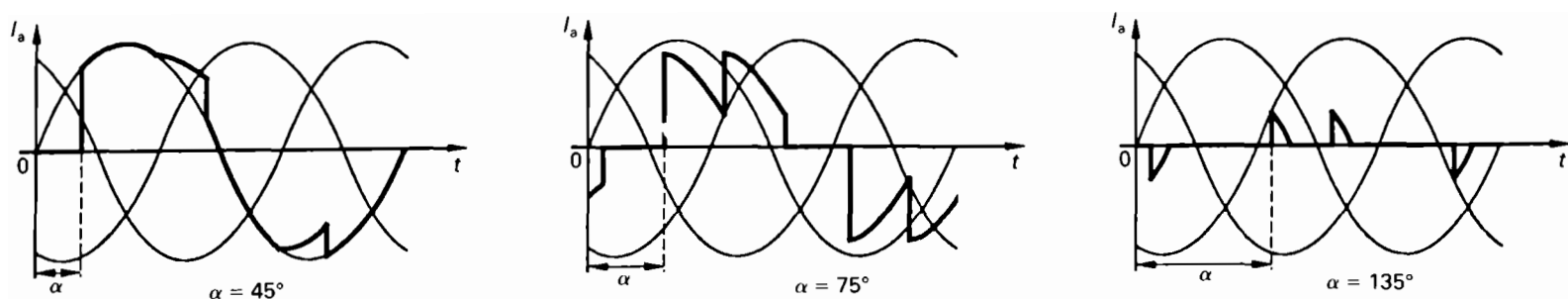


Figure 8.59 Formes d'onde du courant de ligne d'un gradateur triphasé à six thyristors, pour des angles de retard à l'amorçage de 45°, de 75° et de 135°.

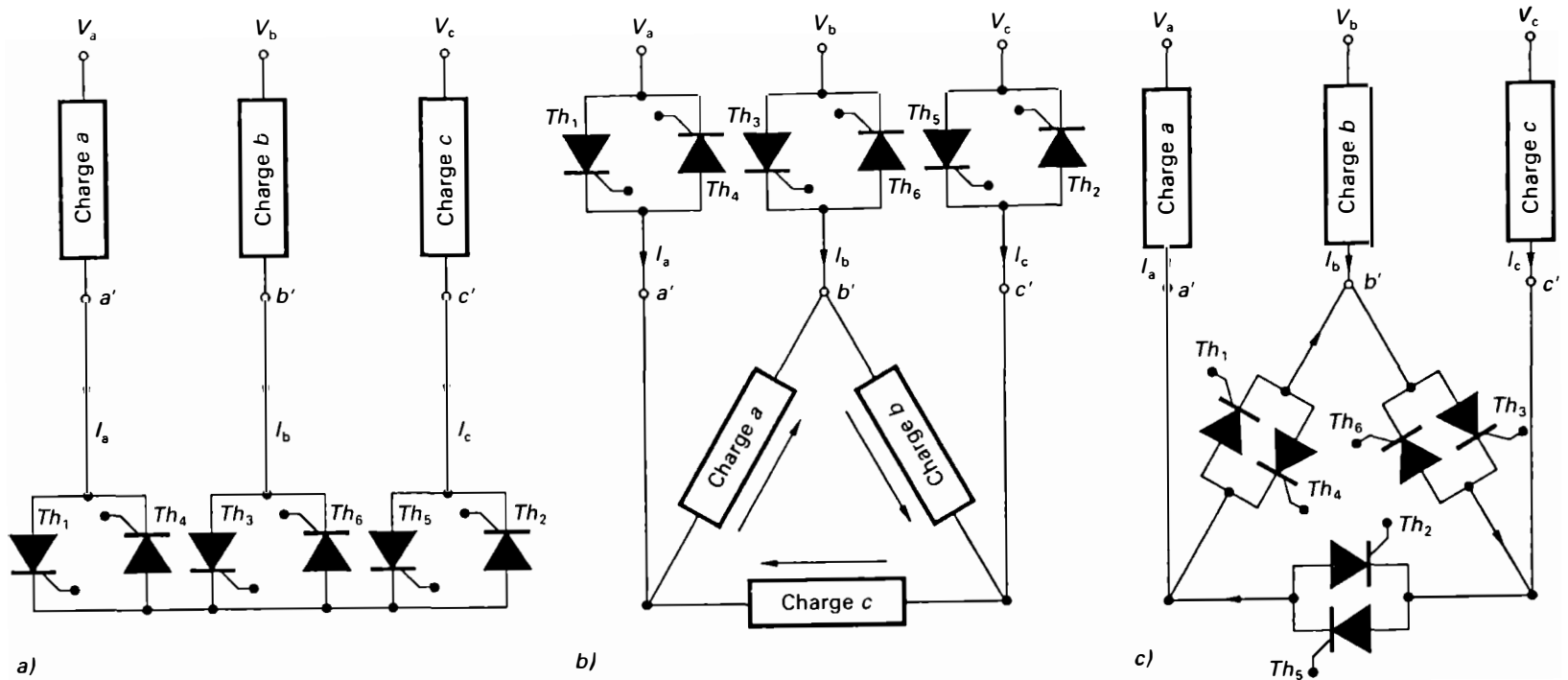


Figure 8.60 Différentes variantes du gradateur triphasé à six thyristors: a) gradateur placé en aval du récepteur; b) groupement en triangle des trois groupes de thyristors; c) gradateur alimentant un récepteur monté en triangle.

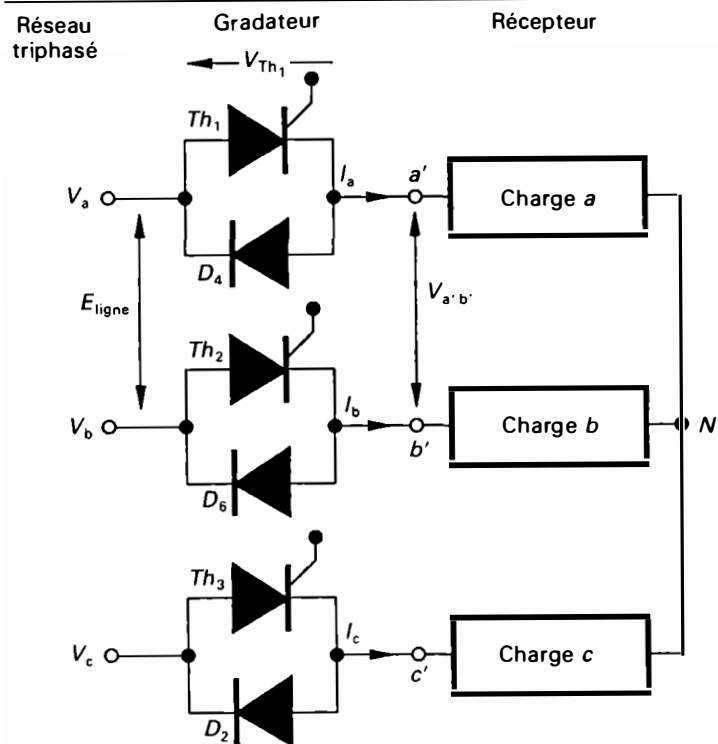


Figure 8.61 Gradateur triphasé mixte alimentant un récepteur monté en étoile.

Les puissances contrôlées fournies à des charges résistives montées en étoile (ou en triangle) sont déterminées à l'aide des relations suivantes:

— Angle de retard α compris entre 0° et 90° :

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{3E_{\text{ligne, max}}^2}{2\pi R_c} \left[\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right] \quad (8.54)$$

— Angle de retard α compris entre 90° et 120° :

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{3E_{\text{ligne, max}}^2}{2\pi R_c} \left[\frac{11\pi}{24} - \frac{\alpha}{2} \right] \quad (8.55)$$

— Angle de retard α compris entre 120° et 210° :

$$P_{\text{contrôlé}} = \frac{3E_{\text{ligne, max}}^2}{2\pi R_c} \left[\frac{7\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} - \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right] \quad (8.56)$$

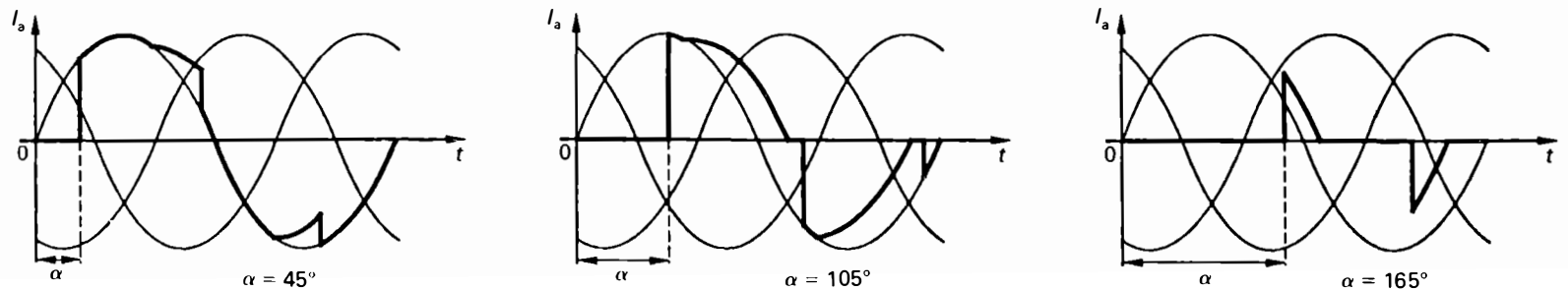


Figure 8.62 Formes d'onde du courant de ligne d'un gradateur triphasé mixte, dans le cas des angles de retard à l'amorçage de 45° , 105° et 165° .

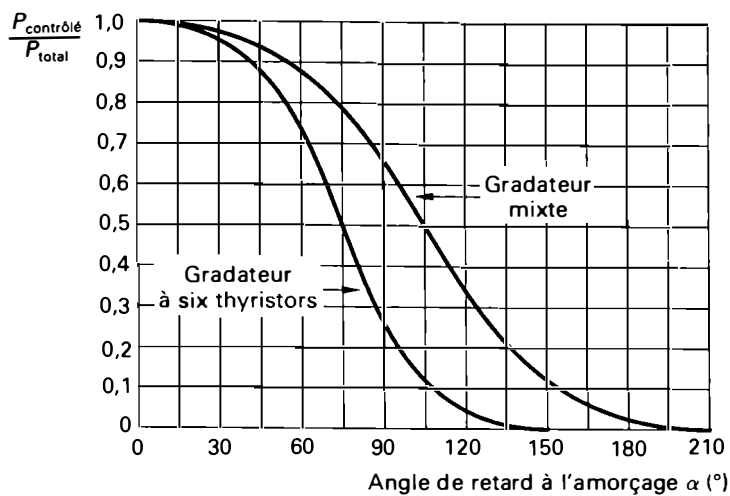


Figure 8.63 Caractéristiques du contrôle de la puissance en courant alternatif en fonction de l'angle de retard à l'amorçage pour le gradateur triphasé à six thyristors et pour le gradateur triphasé mixte.

Dans ces équations, P est exprimé en watts, E en volts, R_c en ohms et α en radians. Le symbole R_c désigne la résistance de charge par phase. Il importe de faire remarquer qu'on ne tient pas compte des chutes de tension aux bornes des thyristors.

Les puissances contrôlées fournies à des charges résistives par le gradateur triphasé à six thyristors et par le gradateur triphasé mixte sont directement calculées en fonction de l'angle de retard à l'amorçage, à l'aide des courbes de la figure 8.63.

Le groupement en triangle de trois gradateurs monophasés de la figure 8.64 permet de faire varier le courant alternatif dans un récepteur triphasé monté en triangle, dont les six bornes sont accessibles. Le fonctionnement et les performances de ce montage sont semblables à ceux des gradateurs monophasés étudiés au début de ce paragraphe. Un des principaux avantages de ce type de gradateurs est

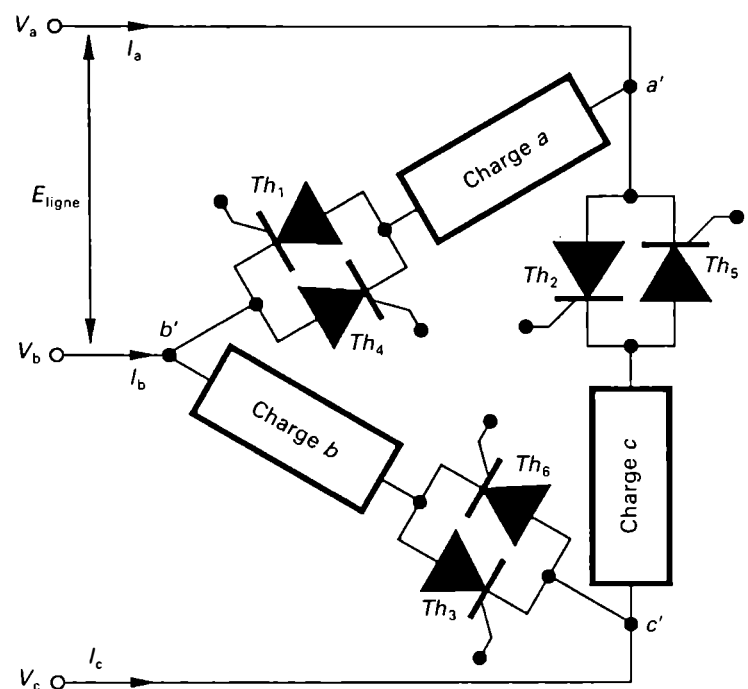
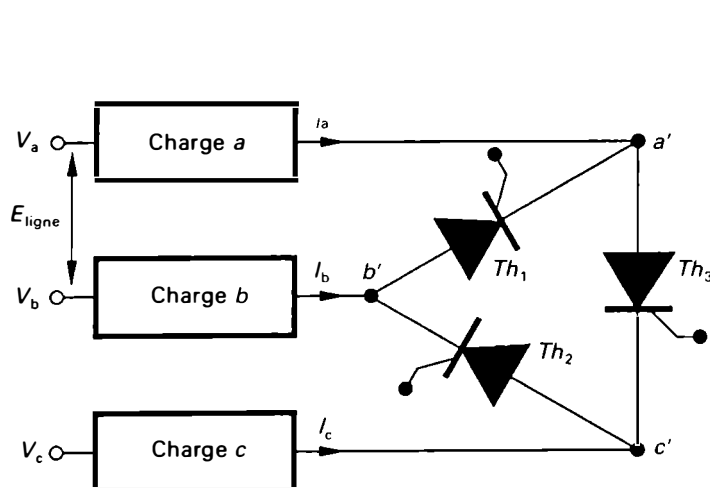


Figure 8.64 Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés.

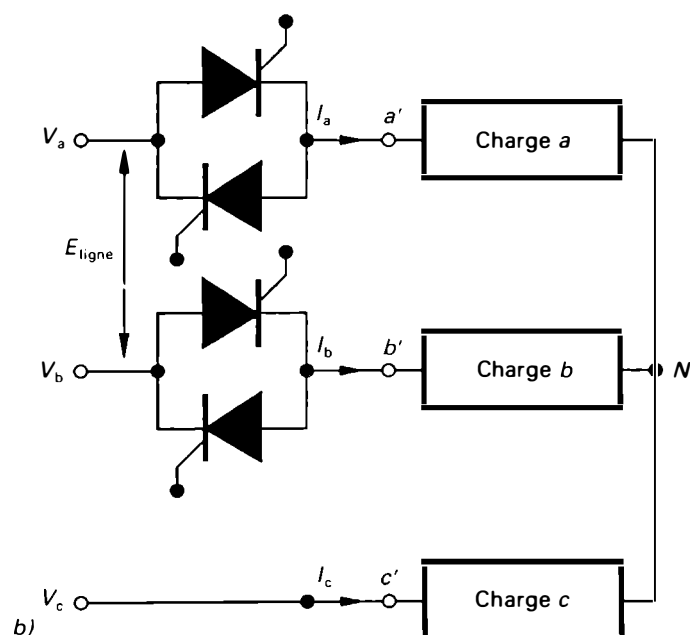
l'élimination des harmoniques de rang 3 et des multiples de rang 3 dans les courants de ligne fournis par le réseau triphasé.

Dans le cas d'un récepteur comprenant trois charges montées en étoile qui ont un point neutre accessible, on peut utiliser le gradateur à trois thyristors illustré à la figure 8.66.a. Ce montage réduit le nombre de thyristors nécessaires et simplifie beaucoup les circuits de gâchette.

Dans le cas du fonctionnement comme interrupteur statique (fonctionnement « tout ou rien »), il est possible d'employer le montage simplifié de la figure 8.65.b où un des groupes de thyristors montés en parallèle-inverse est supprimé. Toutefois, nous ne pouvons pas utiliser ce mon-



a)



b)

Figure 8.65 Contrôle de puissance dans un montage triphasé: a) gradateur triphasé à trois thyristors; b) interrupteur statique triphasé.

tage en tant que gradateur (fonctionnement par réglage de phase), car les circuits asymétriques entraîneraient le déséquilibre des courants dans les phases du récepteur.

Le choix du type de gradateur dépend essentiellement:

- de la nature de la charge (résistive, inductive ou complexe);
- de la gamme du contrôle requis;
- de l'importance des harmoniques introduites dans les courants qui circulent dans les récepteurs et dans les courants pris au réseau triphasé d'alimentation.

En règle générale, les courants harmoniques sont plus faibles lorsque le récepteur est plus inductif et lorsque le rang des harmoniques (rangs, 3, 5, 7, 9, 11, 13, ...) est plus élevé.

Pour les équipements de moyenne et forte puissances, nous utilisons le plus souvent le gradateur triphasé proprement dit à six thyristors (Figure 8.61) et le groupement en triangle de trois gradateurs monophasés (Figure 8.64). Lorsque la puissance à contrôler décroît, nous employons les variantes du gradateur triphasé: gradateur placé en aval du récepteur, montage en triangle des trois groupes de redresseurs, passage du récepteur monté en triangle au récepteur monté en étoile (Figure 8.60).

Le gradateur mixte est surtout utilisé dans les équipements à faible puissance à cause de l'importance des courants harmoniques de rang peu élevé (harmonique de rang 2).

Remarque: Dans les gradateurs utilisés pour contrôler des puissances faibles, les groupes de thyristors montés en parallèle-inverse sont souvent remplacés par des triacs, comme nous l'étudierons au chapitre 10. Dans les gradateurs monophasés et triphasés, les thyristors sont amorcés après un temps de retard variable par rapport au temps de passage par zéro de la tension alternative. Ces montages sont également utilisés comme *interrupteurs statiques*, lorsque les

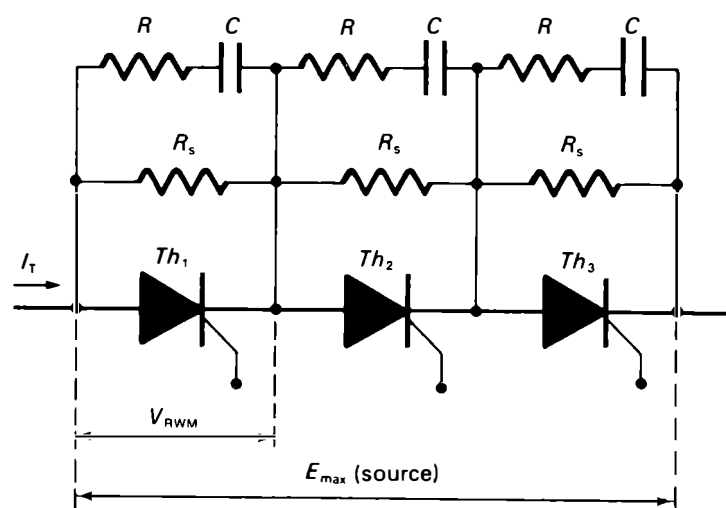


Figure 8.66 Thyristors en série avec résistances d'équilibrage et circuit RC de protection.

thyristors sont amorcés à chaque passage à zéro de la tension, ce qui correspond à la position « interrupteur fermé ». Lorsque les impulsions sont arrêtées, les thyristors se bloquent au prochain passage à zéro de la tension, ce qui correspond à la position « interrupteur ouvert » (voir *Commutation à zéro de tension* au paragraphe 8.8.4).

8.7.3 Couplage des thyristors

Les thyristors, tout comme les diodes redresseuses, peuvent être montés en série et en parallèle, moyennant certaines précautions, pour constituer des modules redresseurs de grande puissance.

Thyristors en série

Les thyristors sont montés en série lorsque la tension instantanée d'alimentation est supérieure à la tension maximale inverse, V_{RWM} , que peut supporter un seul thyristor en régime permanent. Dans un montage série, les thyristors doivent être amorcés simultanément, sinon les thyristors les plus lents pourraient être soumis à des tensions trop importantes. Les impulsions doivent provenir d'une source unique (transformateur d'impulsions possédant autant d'enroulements secondaires que de thyristors à déclencher) et présenter un front raide ainsi qu'une amplitude et une durée suffisantes pour que l'amorçage soit certain. Lors de certaines applications particulières, on utilise un faisceau lumineux pour déclencher simultanément des photothyristors qui, à leur tour, amorceront les thyristors en série.

Théoriquement, la tension inverse applicable à n thyristors montés en série est égale à nV_{RWM} . En réalité, les caractéristiques des thyristors d'un même type ne sont pas rigoureusement identiques et les tensions supportées par chaque thyristor en série sont alors inégales. Pour que la tension supportée par chaque thyristor à l'état bloqué et durant le processus d'amorçage soit la même, on utilise un diviseur de tension à résistances connecté en parallèle sur les thyristors (Figure 8.66). Les résistances d'équilibrage doivent être parfaitement identiques (tolérance de fabrication nulle). Leur valeur est donnée par les équations:

$$R_s \geq \frac{nV_{RWM} - E_{\max}}{(n-1)I_{RM}} \quad (8.57)$$

et:

$$P_{R_s} = \frac{E_{\text{eff}}^2(\text{source})}{R_s} = \frac{E_{\max}^2(\text{source})}{2R_s} \quad (8.58)$$

Dans ces relations, n désigne le nombre de thyristors en série, I_{RM} , le courant inverse maximal d'un thyristor et E_{\max} , la tension maximale de la source d'alimentation.

Afin d'éviter les variations brutales de tension (dv/dt), un circuit RC est connecté aux bornes de chaque thyristor.

Thyristors en parallèle

Le montage en parallèle des thyristors (Figure 8.67) n'est utilisé que dans le cas d'intensités très élevées impossibles à contrôler avec un seul élément. Comme dans le montage en série, l'amorçage doit être simultané. Les impulsions doivent provenir d'une même source (transformateurs d'impulsions à n secondaires), être à front raide et posséder une amplitude aussi grande que possible pour la gâchette et une durée suffisante pour que l'amorçage de tous les thyristors soit certain.

Pour remédier aux effets dus aux différences de caractéristiques directes des thyristors montés en parallèle, on peut:

- choisir des thyristors présentant la même chute de tension directe V_T ;
- appliquer un coefficient de réduction, de l'ordre de 20%, pour le courant; cela assure une marge de sécurité;
- mettre en série une faible résistance r (cependant, la chute de tension directe totale sera légèrement accrue);
- monter les thyristors sur un même dissipateur de chaleur; la température de fonctionnement est alors la même pour chaque thyristor.

8.8 PROTECTION DES THYRISTORS

Les thyristors sont des composants d'une grande fiabilité possédant une durée pratiquement illimitée; cependant, comme tous les semi-conducteurs, ils sont très sensibles aux surcharges. Il faut donc les protéger efficacement contre les surtensions et les surintensités.

8.8.1 Protection contre les surtensions

Dans les montages industriels, les thyristors sont soumis à diverses surintensités pouvant atteindre deux à trois fois la valeur de crête de leurs tensions nominales. On distingue:

- les tensions répétitives provenant du fonctionnement du circuit;
- les tensions transitoires non répétitives qui relèvent habituellement d'une cause extérieure. Les principales causes à l'origine des surtensions sont: la foudre, l'interruption brutale d'un courant traversant des circuits inductifs (ouverture brusque du primaire du transformateur d'alimentation ou d'une charge inductive), une mauvaise répartition des tensions sur les thyristors montés en série, la rupture accidentelle du synchronisme du réseau, etc.

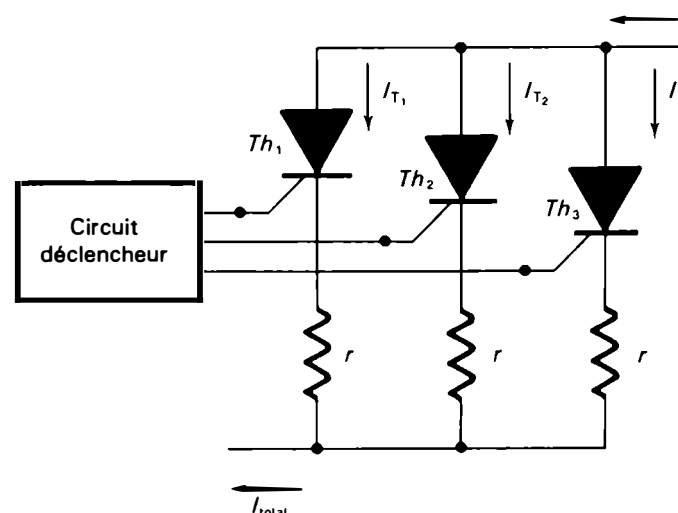


Figure 8.67 Thyristors en parallèle avec résistances d'équilibrage.

Les fabricants indiquent les valeurs limites à ne pas dépasser. Pour l'état en sens inverse du thyristor, celles-ci sont:

- tension inverse maximale en régime permanent, V_{RWM} ;
- tension inverse de crête répétitive, V_{RRM} ;
- tension inverse de crête non répétitive, V_{RSM} .

La relation entre ces tensions est:

$$V_{RWM} < V_{RRM} < V_{RSM}$$

Pour l'état bloqué en sens direct du thyristor, elles sont:

- tension directe d'utilisation en régime permanent, V_{DWM} ;
- tension directe de crête répétitive, V_{DRM} ;
- tension directe de crête non répétitive, V_{DSM} .

La relation entre ces tensions est:

$$V_{DWM} < V_{DRM} < V_{DSM}$$

Pour protéger les thyristors contre les surtensions, on a habituellement recours aux moyens suivants.

Surdimensionnement des thyristors

On utilise des thyristors ayant une tension inverse de crête non répétitive, V_{RSM} , supérieure à la tension inverse de crête réellement appliquée. Le coefficient de surdimensionnement généralement adopté est d'environ 2.

Dispositifs écrêteurs

Les dispositifs écrêteurs sont constitués de circuits RC montés en parallèle sur les thyristors (Figure 8.68) qui absorbent l'énergie des surtensions et qui réduisent le taux de croissance dv/dt . Ces circuits protègent les thyristors contre les surtensions au moment du blocage et contre les surtensions extérieures, évitant ainsi des amorçages intempestifs. La diode rapide D court-circuite la résistance R lorsque la tension d'anode est positive, ce qui permet une meilleure

protection par le condensateur. La résistance R limite le courant de décharge du condensateur lors de l'amorçage du thyristor; sa valeur se situe entre 20Ω et 100Ω . La constante de temps RC du circuit est de quelques dizaines de microsecondes. Des dispositifs écrêteurs, tels que des résistances non linéaires (thyrector et varistor), sont aussi utilisés.

Diode montée en parallèle-inverse avec une charge inductive

Une diode montée en parallèle-inverse avec une charge inductive évite une surtension appliquée au thyristor en assurant l'écoulement de l'énergie emmagasinée par l'inductance lors du blocage du thyristor.

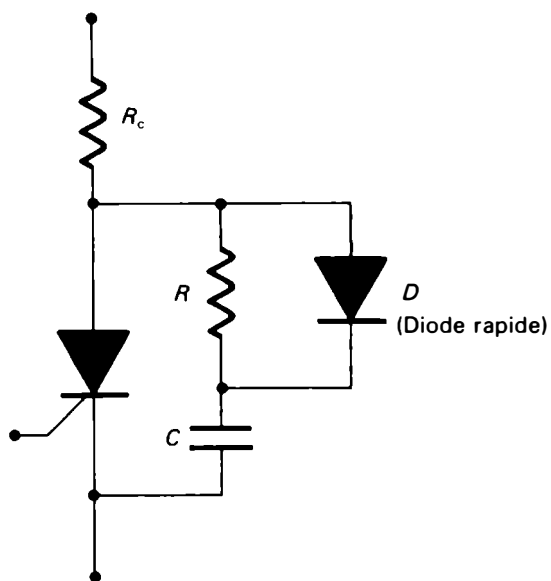


Figure 8.68 Dispositif de protection contre les surintensités: circuit RC .

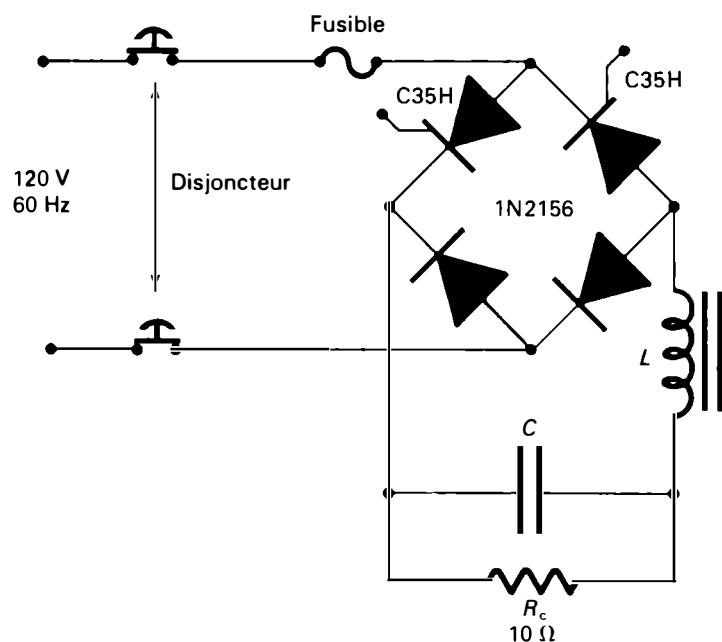


Figure 8.69 Circuit de protection contre les surintensités accidentelles.

8.8.2 Protection contre les surintensités

Lorsque les thyristors sont à l'état passant, seule la résistance du circuit de charge limite le courant direct maximal et, en l'absence de protection, une surintensité accidentelle peut provoquer l'échauffement excessif de la jonction et la destruction du thyristor.

Les fabricants indiquent les valeurs des diverses intensités admissibles; ce sont:

- le courant direct en régime permanent à l'état passant, I_T ;
- le courant moyen à l'état passant calculé sur une période complète $I_{T(AV)}$;
- le courant efficace à l'état passant pour une période complète, $I_{T(RMS)}$;
- le courant de crête répétitif à l'état passant, I_{TRM} ;
- le courant de surcharge accidentel non répétitif à l'état passant, I_{TSM} .

La relation entre ces courants est:

$$I_{T(AV)} < I_{T(RMS)} < I_{TRM} < I_{TSM}$$

La protection la plus simple contre les surintensités accidentelles causées par un court-circuit ou par une fausse manoeuvre est l'utilisation de fusibles à action rapide (ou ultra-rapide) ou de disjoncteurs (Figure 8.69) qui peuvent être placés, selon le type de montage:

- soit dans la partie alternative du circuit, avant les thyristors;
- soit en série avec chaque thyristor;
- soit dans la partie continue du circuit, après les thyristors.

Le choix des fusibles dépend des critères suivants:

- Courant nominal: Le courant nominal doit être, d'une part, supérieur à la valeur efficace du courant consommé par la charge et, d'autre part, inférieur à la valeur efficace maximale du courant direct, $I_{T(RMS),max}$, du thyristor.
- Rapidité de fusion: La rapidité de fusion est définie par la caractéristique $I_{T(RMS)}^2 t$. Cette valeur (exprimée en ampères carrés-secondes) correspond à l'énergie pouvant détruire le dispositif en une seule conduction de durée t (exprimée en secondes). Pour que la protection soit efficace, il faut que:

$$I_{T(RMS)}^2 t \text{ du fusible} < I_{T(RMS)}^2 t \text{ du thyristor}$$

- Tension appliquée: Un facteur de correction est généralement fourni pour déterminer la valeur de $I_{T(RMS)}^2 t$ en fonction efficace du réseau d'alimentation.

Plusieurs types de protection peuvent être employés contre les surintensités de fonctionnement:

- le blocage des impulsions d'amorçage, lorsque le courant dépasse une valeur fixe;
- l'interruption automatique du courant lors d'un défaut de fonctionnement du dispositif de refroidissement (ventilateur, pompe, etc.);
- une faible inductance placée en série avec le thyristor; elle limite la vitesse de croissance du courant di/dt dans le cas d'une charge capacitive;
- des courts-circuiteurs placés avant le module redresseur (délai de 1 ms à 2 ms).

8.8.3 Protection contre les échauffements excessifs

La bonne utilisation des thyristors exige que l'énergie thermique provenant du passage du courant soit dissipée afin que la température de la jonction se maintienne à un niveau admissible. Les différents procédés de refroidissement sont énumérés ci-après, dans l'ordre croissant de puissance.

- *Le refroidissement par le boîtier*: il est utilisé pour les thyristors de faibles puissances. La chaleur est dissipée dans l'air ambiant par convection et par rayonnement.
- *Le refroidissement par dissipateur de chaleur*: le dissipateur est fixé aux thyristors. Il est généralement en aluminium et muni d'ailettes augmentant sa surface totale. Le refroidissement peut s'effectuer de plusieurs façons: convection naturelle de l'air ambiant lorsque le volume d'air n'est pas limité, ventilation forcée lorsque les thyristors sont placés dans un espace réduit, comme c'est le cas dans les montages compacts, etc. La ventilation forcée accélère l'évacuation de la chaleur par convection.
- *Le refroidissement par des fluides intermédiaires* (eau, huile, etc.): il est réservé aux thyristors de forte puissance. Le liquide circulant dans les radiateurs évacue la chaleur. Dans certaines installations, les thyristors et leurs dissipateurs baignent dans une cuve à huile; il s'agit d'une technique semblable à celle utilisée pour les transformateurs à huile.

8.8.4 Protection contre les parasites radios

Chaque fois qu'un thyristor (ou un triac) débitant un courant dans une charge purement résistive s'amorce, le courant s'établit en quelques microsecondes ($2 \mu s$ à $5 \mu s$). Cette commutation rapide produit une onde à front raide composée, en grande partie, d'harmoniques à fréquences élevées (plusieurs mégahertz), dont les amplitudes sont inversement proportionnelles à la valeur des fréquences.

Comme les amorçages se produisent plusieurs fois par seconde (60, 120 ou 180 fois par seconde, lorsque la fréquence du réseau est de 60 Hz selon le type de montage redresseur), un bruit parasite est engendré dans les dispositifs sensibles aux fréquences radios, comme par exemple les postes récepteurs de radio à modulation d'amplitude (bande de fréquences comprises entre 540 kHz et 1620 kHz); ce bruit perturbe l'audition. Le niveau des harmoniques aux fréquences les plus élevées est généralement trop faible pour créer des parasites dans les récepteurs de télévision (bande T.H.F., fréquences comprises entre 54 MHz et 88 MHz et entre 174 MHz et 216 MHz; bande U.H.F., fréquences comprises entre 470 MHz et 890 MHz) et dans les postes récepteurs de radio en modulation de fréquence (bande de fréquences comprises entre 88 MHz et 108 MHz).

On distingue deux types de parasites radios:

- Les parasites produits par les ondes à hautes fréquences émises autour des équipements à thyristors (et à triacs): leur effet n'est généralement pas ressenti, à moins que le poste récepteur de radio ne soit placé très près de la source des radiations parasites.
- Les parasites produits par les harmoniques propagées dans les lignes d'alimentation auxquelles sont reliés les équipements: ceux-ci sont éliminés à l'aide de filtres ou de l'utilisation de la technique de commutation à zéro de tension.

Filtres antiparasites LC

Les harmoniques transmises par les lignes d'alimentation sont éliminées à l'aide de filtres de haute fréquence, dont le plus simple est une inductance (*bobine d'arrêt*) placée en série avec la charge. Cette inductance augmente le temps de croissance du courant, ce qui a pour effet d'en réduire le taux de croissance, di/dt , et de diminuer l'amplitude des harmoniques aux fréquences plus élevées. Cependant, pour obtenir un bon filtrage, l'inductance doit posséder une valeur assez élevée.

Un filtre plus efficace, utilisé surtout dans les variateurs de lumière, comprend une inductance en série et un condensateur branché en parallèle (Figure 8.70.a). Le filtre antiparasite LC réalise une bonne atténuation des harmoniques de haute fréquence et réduit le niveau de bruit à une valeur tolérable. Le condensateur de découplage C court-circuite les signaux de haute fréquence et, ainsi, les empêche de se propager dans les lignes d'alimentation. Les valeurs typiques des composants utilisés dans les variateurs de lumière alimentés par des tensions de 120 V (ou de 240 V) et 60 Hz (ou 50 Hz) sont: L de $100 \mu H$ et C de $0,1 \mu F/200 V$ ou de $0,1 \mu F/400 V$. On peut augmenter encore l'efficacité du système de protection antiparasite en

plaçant le montage redresseur et les filtres dans un coffret blindé muni d'une prise de terre (Figure 8.70.b).

Commutation à zéro de tension

La technique appelée *commutation à zéro de tension* ou *déclenchement à tension nulle* (en anglais, *Zero Voltage Switching: ZVS*) est un autre moyen utilisé pour éliminer les parasites radios qui proviennent de l'amorçage de thyristors (et des triacs). Dans ce mode de commande, l'amorçage des thyristors est effectué à l'instant précis où la tension alternative d'alimentation est nulle, c'est-à-dire au début d'une alternance.

La technique est utilisée pour deux raisons principales. D'une part, elle supprime les harmoniques électromagnétiques (parasites) qui proviennent d'une onde à flanc raide causée par la croissance rapide du courant (di/dt). D'autre part, elle évite un brusque courant de surcharge dans la charge. Ce courant est produit lorsque une tension élevée est instantanément appliquée aux bornes d'une faible résistance de charge, comme c'est le cas dans l'amorçage d'une alternance.

La forme d'onde de la tension (Figure 8.71) appliquée à la charge comprend donc un nombre entier de demi-sinusoïdes, dans le cas d'un seul thyristor (redresseur contrôlé), ou un nombre entier de sinusoïdes complètes dans le cas de deux thyristors montés en parallèle-inverse ou d'un triac (gradateurs). Le contrôle de la puissance fournie à la charge est réalisé par l'envoi de trains plus ou moins longs de demi-sinusoïdes ou de sinusoïdes entières. Aucun parasite électrique n'est produit lors de l'amorçage du thyristor (ou du triac), puisque tous les courants envoyés à la charge commencent et se terminent lorsque la tension alternative du secteur est nulle au moment de son passage à zéro.

La méthode de commutation à zéro de tension est principalement utilisée pour contrôler les éléments de chauffage (résistances de fours électriques): le courant circule pendant quelques périodes, puis il est interrompu pendant plusieurs périodes de façon à maintenir constante la tem-

pérature désirée. La puissance fournie à la charge dépend du temps de conduction des thyristors ou des triacs.

Cette méthode de commutation est aussi employée dans les variateurs d'éclairage fonctionnant à une fréquence de 400 Hz (aviation). À une fréquence inférieure (réseaux à 60 Hz ou à 50 Hz), on remarquerait un scintillement désagréable de l'intensité lumineuse qui correspondrait aux périodes de temps séparant deux trains successifs de demi-sinusoïdes ou de sinusoïdes complètes.

Les circuits de déclenchement des thyristors et des triacs employés pour la commutation à tension nulle peuvent être réalisés à l'aide de composants discrets. Cependant, il est plus simple et plus avantageux d'utiliser:

- des circuits intégrés, spécialement conçus à cet effet, tels que le $\mu A742$ de Fairchild, les CA3058/3059 de RCA, le MC3070P de Motorola, etc.;
- des coupleurs optiques spéciaux tels que les MOC3030/3031, les MOC3040/3041 de Motorola, etc.

Ces dispositifs intégrés assurent les deux fonctions nécessaires au déclenchement des thyristors et des triacs pour une commutation à tension nulle:

- la génération des impulsions d'amorçage;
- la synchronisation de ces impulsions par rapport au secteur alternatif d'alimentation.

Le fonctionnement détaillé de circuits de commande pour triac qui utilisent la technique de commutation à zéro de tension est présenté au paragraphe 10.6.2.

8.9 APPLICATIONS DES THYRISTORS

Depuis le début des années 1960, les composants semi-conducteurs de la famille des thyristors sont progressivement devenus des éléments très importants de l'électronique industrielle, car leurs caractéristiques répondent parfaitement aux exigences de l'industrie: haute fiabilité, temps de réponse très court, dimensions réduites, insensibilité aux vibrations mécaniques et peu d'entretien.

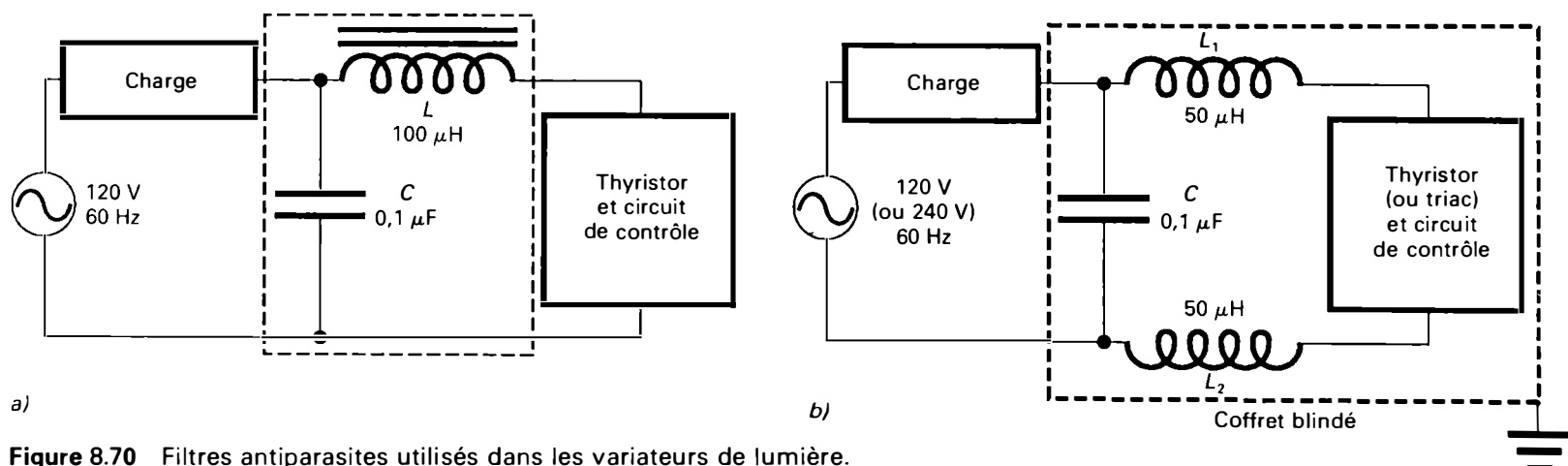


Figure 8.70 Filtres antiparasites utilisés dans les variateurs de lumière.

À partir de 1970 environ, la miniaturisation des composants électroniques sous forme de circuits intégrés a permis de réduire l'encombrement et le coût des dispositifs de commande, tout en améliorant leur fiabilité et leur rendement. Depuis 1975 environ, l'utilisation croissante de microprocesseurs dans certaines applications de l'électronique industrielle permet de réaliser des circuits de commande pour thyristors — et pour triacs — de plus en plus complexes; ceux-ci sont surtout pour l'automatisation des processus industriels.

Globalement, l'électronique industrielle se divise en deux branches: l'électronique de puissance et l'électronique de commande et de réglage. Dans l'électronique de puissance, les dispositifs statiques réglables (thyristors et triacs) et les dispositifs statiques non réglables (diodes de puissance) contrôlent avec efficacité et précision des puissances importantes (aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif) qui varient de 1 kW à 10 MW et, dans les cas limites, jusqu'à 1000 MW.

L'électronique de commande et de réglage traite de tous les éléments nécessaires à la production et au transfert des signaux ou des impulsions de déclenchement des thyristors et des triacs. Les puissances mises en jeu sont généralement faibles, soit de l'ordre de 100 μ W à 1 W; parfois, elles atteignent quelques centaines de watts. Actuellement (années 1980), l'électronique de commande et de réglage utilise presque exclusivement des circuits intégrés au lieu de composants discrets (transistors, diodes, résistances, condensateurs, etc.) montés sur des circuits imprimés, qui étaient employés autrefois.

Selon le mode de fonctionnement et le type de technologie utilisés, nous distinguons:

- les circuits intégrés de déclenchement avec ou sans commutation à zéro de tension;
- les dispositifs analogiques, qui fonctionnent de manière continue entre certaines limites d'opération, tels que les amplificateurs opérationnels;
- les dispositifs logiques qui fonctionnent de manière discontinue entre des niveaux distincts. Ces dispositifs sont soit des *circuits logiques dits câblés* (portes ET, portes OU, bascules bistables ou monostables, inverseurs, temporisateurs, etc.) prévus pour des productions industrielles de mode répétitif, soit des *automates programmables* (P.L.C.: *Programmable Logical Control*) qui comprennent des microprocesseurs. Ces automates sont utilisés dans des processus industriels non répétitifs et modifiables à volonté à l'aide de programmes enregistrés en mémoire, soit en fonction des informations reçues aux entrées de la machine commandée, soit en fonction des consignes introduites par l'opérateur;
- les dispositifs qui comprennent des circuits analogiques associés à des circuits logiques (*convertisseurs analo-*

giques-numériques et convertisseurs numériques-analogiques);

- les dispositifs optoélectroniques tels que les optocoupleurs utilisés dans des circuits d'interface.

En combinant les équipements de puissance et les dispositifs de commande, on réalise des installations industrielles entièrement automatisées qui comprennent normalement des machines électriques (moteurs, générateurs), des soudeuses électriques, des valves, etc., contrôlées par des thyristors et des triacs. Dans le cas d'installations automatisées complexes (usines de construction et d'assemblage des automobiles, usines de fabrication en grande quantité de divers produits manufacturés, alumineries modernes, etc.), des calculateurs électroniques de processus (microprocesseurs) sont de plus en plus utilisées dans les dispositifs de commande des thyristors.

Les principaux domaines d'application des thyristors en électronique industrielle se présentent de la façon suivante:

- la *commutation statique*, c'est-à-dire la fermeture et l'ouverture très rapides de circuits électriques qui fonc-

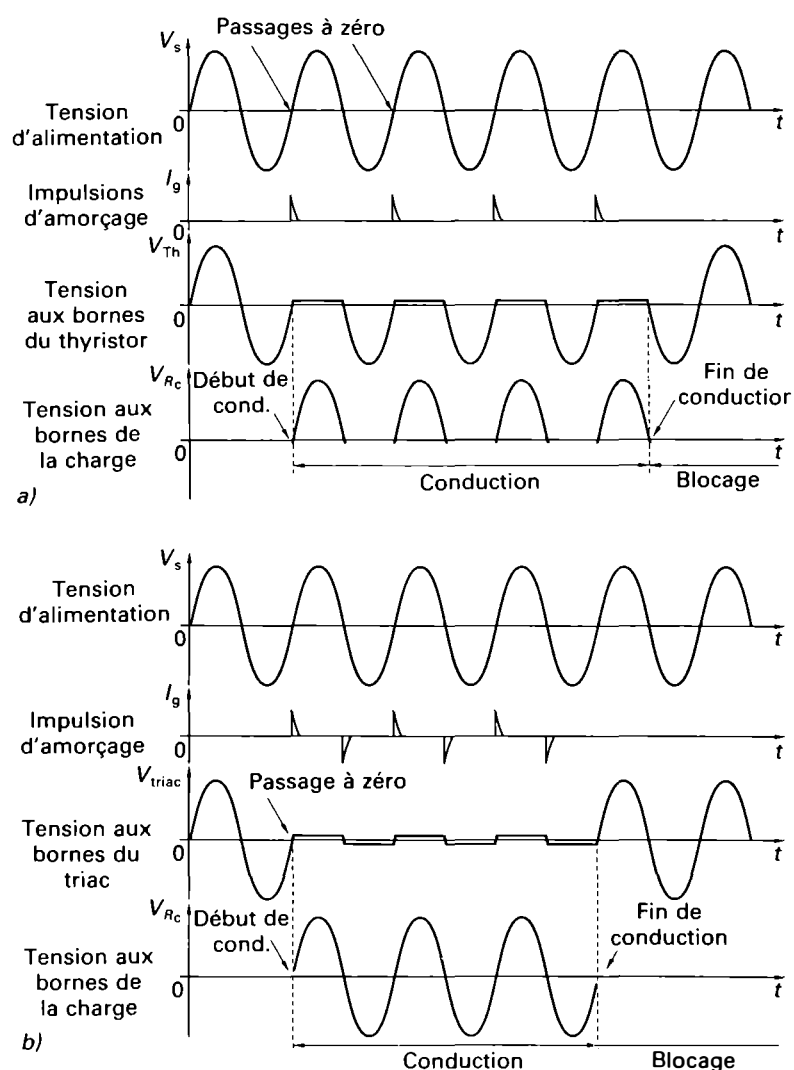


Figure 8.71 Principe de la commutation à zéro de tension: a) formes d'onde des tensions dans le cas d'un seul thyristor; b) formes d'onde des tensions dans le cas de deux thyristors montés en parallèle-inverse ou d'un triac.

- tionnent en courant continu et en courant alternatif, sans l'emploi de relais ou de contacteurs électromagnétiques;
- le *redressement contrôlé par réglage de phase* qui consiste à fournir des tensions et des courants continus variables à partir de sources de tension alternatives monophasées et polyphasées;
- le *contrôle de puissance alternative par réglage de phase* qui permet d'obtenir des tensions et des courants alternatifs réglables à l'aide de gradateurs monophasés ou polyphasés utilisant des thyristors montés en parallèle-inverse;
- la *modification de la forme de l'énergie électrique* qui consiste en la transformation directe d'une tension:
 - continue en une tension alternative à l'aide d'*onduleurs*,
 - continue en une tension continue de différentes valeurs à l'aide de *hacheurs* ou de convertisseurs statiques indirects de courant continu (onduleur associé à un redresseur),

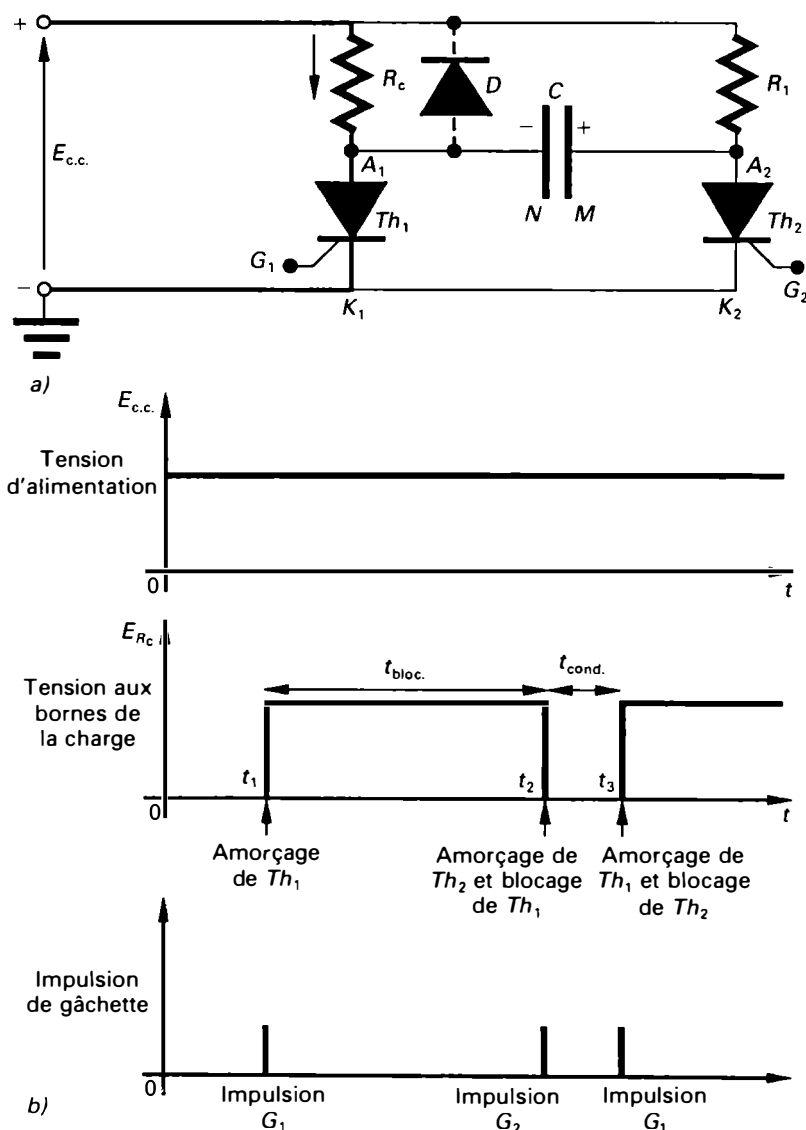


Figure 8.72 Contacteur statique à thyristors fonctionnant en courant continu: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions.

- alternative en une tension alternative de fréquence différente à l'aide de convertisseurs de fréquences statiques directs, appelés *cycloconvertisseurs*, ou de convertisseurs de fréquence statiques indirects (redresseur contrôlé ou non associé à un onduleur).

Les applications des thyristors sont nombreuses et variées; elles couvrent une très large gamme de puissances et comprennent des dispositifs logiques qui consomment quelques watts jusqu'aux montages industriels de l'électronique de puissance, qui commandent des mégawatts. Puisque l'étude complète et approfondie de l'ensemble des applications des thyristors dépasse le cadre de cet ouvrage, nous ne présenterons dans ce chapitre que celles qui sont les plus typiques.

8.9.1 Commutation statique

Les thyristors sont utilisés comme interrupteurs statiques, qui fonctionnent en courant continu et en courant alternatif, pour remplacer les relais et les contacteurs électromécaniques. En fermant ou en ouvrant le circuit de gâchette avec une faible puissance d'amorçage, on envoie ou on supprime une puissance importante dans la charge. Il s'agit d'un fonctionnement « tout ou rien ». Le temps minimal nécessaire pour le blocage des thyristors limite la fréquence maximale d'utilisation à environ 30 kHz. Dans le cas des fréquences d'utilisation supérieures à 30 kHz, les thyristors n'auront pas le temps nécessaire pour se bloquer et pour interrompre le passage du courant.

Commutation statique en courant continu

La figure 8.72.a représente un interrupteur statique à thyristors fonctionnant en courant continu. Lorsque le thyristor principal Th_1 est amorcé, il assure le passage du courant continu dans la charge R_c ; le thyristor auxiliaire Th_2 sert au blocage du thyristor principal Th_1 , ce qui a pour effet d'interrompre le passage du courant continu dans la charge. Le condensateur de commutation C empêche l'amorçage simultané des thyristors; il provoque le blocage d'un thyristor quand l'autre thyristor s'amorce. Lorsqu'une impulsion est appliquée à la gâchette G_1 au temps t_1 , le thyristor principal Th_1 s'amorce, de sorte qu'un courant continu circule dans la charge. Dans le même temps, le condensateur de commutation C se charge par l'intermédiaire de R_1 avec une polarité positive sur l'armature M par rapport à l'armature N (polarité négative). Si une impulsion est appliquée au temps t_2 à la gâchette G_2 , le thyristor auxiliaire Th_2 s'amorce. Le condensateur C est alors placé en parallèle avec le thyristor principal Th_1 ; l'armature M est pratiquement reliée à la masse (potentiel zéro) et, par conséquent, l'armature N se trouve à un potentiel négatif par rapport à la masse. Le thyristor principal Th_1 se bloque, car il est en

polarisation inverse (une tension négative est appliquée sur son anode). En résumé, une impulsion appliquée à la gâchette de Th_1 permettra la circulation d'un courant continu dans la charge, et une impulsion appliquée à la gâchette de Th_2 interrompra le passage de ce courant continu, à condition que les impulsions d'amorçage ne soient pas appliquées simultanément aux deux gâchettes, G_1 et G_2 . La valeur minimale (exprimée en microfarads) du condensateur de commutation C peut être déterminée à l'aide des relations suivantes:

$$C \geq \frac{1,5 t_{\text{bloc.}} I_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} \quad (\text{charges résistives}) \quad (8.59)$$

$$C \geq \frac{t_{\text{bloc.}} I_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} \quad (\text{charges inductives}) \quad (8.60)$$

Dans ces relations, E_{min} (exprimé en volts) désigne la valeur minimale de la tension continue d'alimentation, I_{max} (exprimé en ampères) la valeur maximale du courant de charge, $t_{\text{bloc.}}$ (exprimé en microsecondes) le temps de blocage des thyristors. Cette donnée est indiquée dans les fiches techniques des thyristors fournies par les fabricants.

La valeur de la résistance R_1 , bien qu'elle soit supérieure à celle de la charge ($R_1 \gg R_c$), doit être 10 à 100 fois inférieure à la valeur minimale de la résistance directe du thyristor auxiliaire Th_2 à l'état bloqué. Elle se calcule à partir du courant de fuite direct répétitif à l'état bloqué du thyristor (I_{DRM}) indiqué dans les fiches techniques. La diode de roue libre D est utilisée dans le cas d'une charge inductive.

Commutation statique en courant alternatif

La figure 8.73.a représente le montage simple d'un contacteur à thyristors montés en parallèle-inverse, qui fonctionne en courant alternatif. Ce contacteur statique alimente une charge résistive pendant une durée réglable. Lorsque l'interrupteur K — qui peut être remplacé par un transistor ou par un thyristor de faible puissance — est ouvert, les deux thyristors sont à l'état bloqué et aucun courant ne circule dans la charge. Lorsque K se ferme pendant l'alternance positive (point A positif), la diode D_1 fournit, par l'intermédiaire de R_1 , le courant de déclenchement au thyristor Th_1 . Alors, celui-ci s'amorce et laisse passer le courant. Au début de l'alternance suivante (point B positif), le thyristor Th_2 s'amorce par l'intermédiaire de D_2 et de R_1 , tandis que le thyristor Th_1 se bloque. Ainsi, chaque thyristor laisse donc passer le courant pendant une alternance. Un courant alternatif circule à travers la charge tant que l'interrupteur K reste fermé (Figure 8.73.b).

Par rapport aux contacteurs et aux relais électromécaniques, les contacteurs statiques à thyristors présentent les avantages suivants:

- *temps de réponse très courts*. Ils sont pratiquement négligeables dans le cas des courants de basse fréquence;
- *absence de contacts mécaniques et de pièces mobiles*. Il n'y a donc aucune usure mécanique et aucune production d'étincelles de rupture;
- *possibilité de fermeture et d'ouverture du circuit au moment où le courant est nul* (commutation à zéro de tension), ce qui a pour effet de supprimer les parasites radios;
- *dimensions réduites*. Ce sont des dispositifs peu volumineux, peu sensibles aux chocs et aux vibrations et totalement silencieux.

Cependant, les contacteurs statiques à thyristors présentent aussi quelques inconvénients dont il faudra tenir compte lors de leur utilisation:

- *Sensibilité aux surtensions transitoires superposées à la tension de ligne*. Les surtensions transitoires, dont les causes sont externes (moteurs électriques, relais électromécaniques, solénoïdes, foudre, etc.), sont dommageables pour deux raisons: d'une part, leur amplitude dépasse parfois les valeurs limites d'utilisation des thyristors et en cause ainsi la détérioration; d'autre part, leur taux de croissance dv/dt risque de provoquer l'amorçage des thyristors et, par conséquent, la fermeture intempestive des relais statiques.

Divers dispositifs écrêteurs sont utilisés pour protéger les contacteurs statiques à thyristors contre les surten-

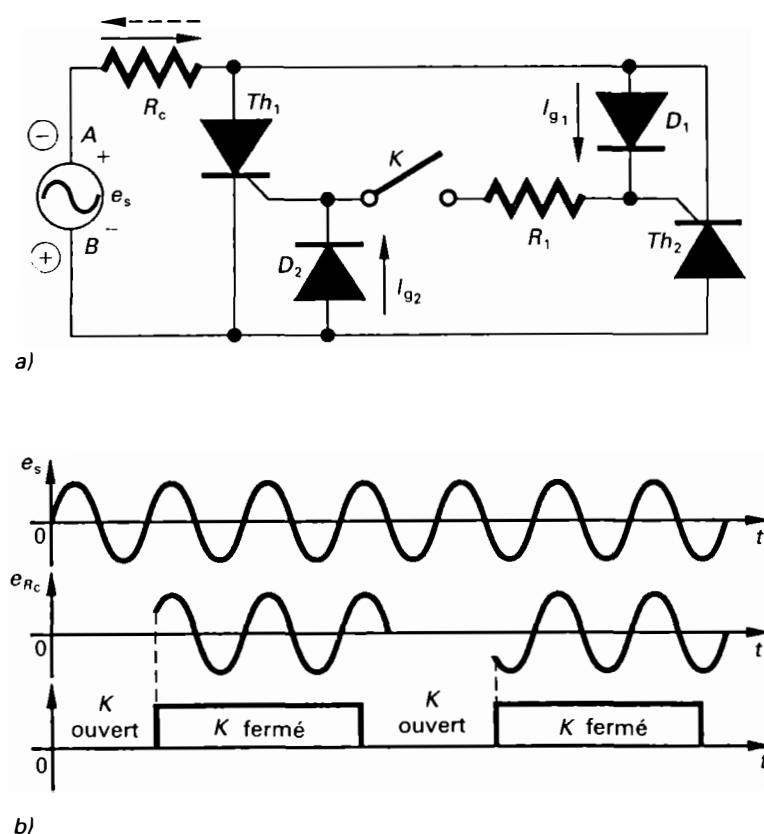


Figure 8.73 Contacteur statique à thyristors fonctionnant en courant alternatif: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions.

sions transitoires: des réseaux de protection RC , des diodes Zener, des supresseurs de surtensions au sélénium (*thyrector*) ou en semi-conducteurs (MOV: *Metal Oxide Varistor*).

- Chute de tension, à l'état passant, de 1 V à 2 V. Cette chute de tension cause une dissipation d'énergie lorsque le relais statique est fermé. Comme la température maximale de fonctionnement tolérée par les thyristors est d'environ 125°C, des dissipateurs thermiques doivent être utilisés pour évacuer la chaleur produite par le passage du courant.
- Courant de fuite de l'ordre de 1 mA à 10 mA environ. Ce courant circule lorsque le relais statique est ouvert (état bloqué). Il provient du thyristor lui-même, des divers circuits de protection RC et des circuits d'amorçage. Dans le cas des relais électromécaniques, aucun courant ne circule lorsqu'ils sont ouverts.

Les principales applications des thyristors et des photothyristors en tant que commutateurs statiques de faible puissance sont:

- relais temporisés et relais de proximité;
- circuits d'alarme, détecteurs d'échauffement, détecteurs d'incendie;
- circuits de protection rapide par court-circuit (système « crow-bar ») présentés au paragraphe 4.9;
- clignotants séquentiels;
- dispositifs logiques (multivibrateurs à thyristors, compteurs à anneaux) et circuits logiques optoélectroniques;
- générateurs d'impulsions, circuits de balayage à thyristors pour les postes récepteurs de télévision;
- système d'allumage électronique des automobiles.

Les contacteurs statiques à thyristors de forte puissance sont présentés au paragraphe 8.9.6 qui traite des

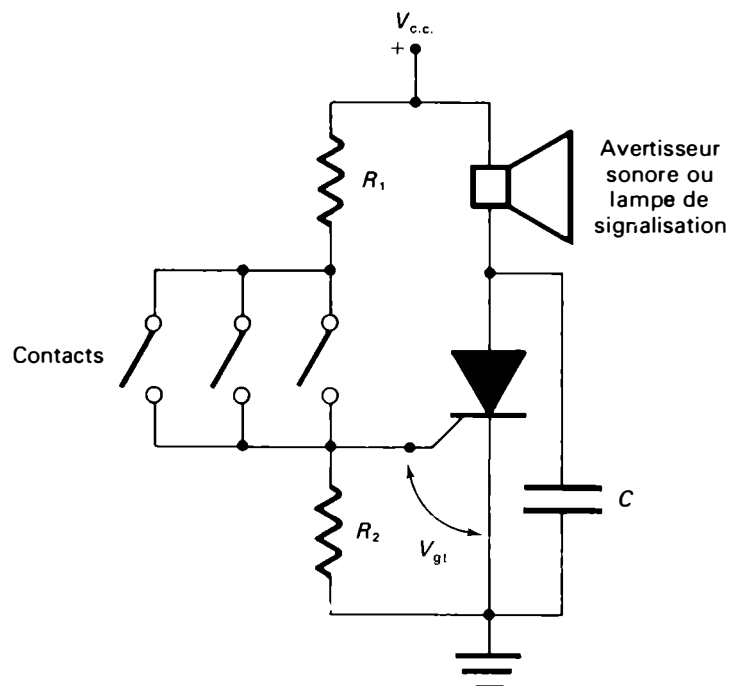


Figure 8.74 Dispositif d'alarme à thyristor.

hacheurs. Nous analyserons maintenant le fonctionnement de quelques applications typiques en commutation statique.

Dispositifs d'alarme à thyristor

Dans le circuit d'alarme de la figure 8.74, la gâchette du thyristor est alimentée par l'intermédiaire du diviseur de tension formé par les résistances R_1 et R_2 . Lorsque les contacts d'alarme sont ouverts, la gâchette est au potentiel zéro et le thyristor se trouve à l'état bloqué. Lorsque l'un des contacts est fermé, la tension d'amorçage:

$$V_{gt} = V_{c.c.} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

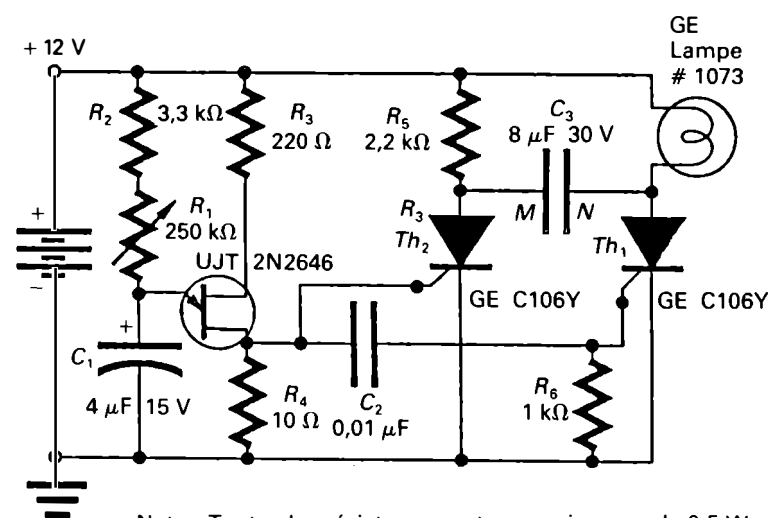
est appliquée sur la gâchette. Le thyristor s'amorce, ce qui déclenche l'avertisseur sonore ou allume la lampe de signalisation. Si les contacts sont remplacés par divers capteurs (thermistances, photorésistances, humidimètres résistifs, etc.), nous obtenons alors des dispositifs d'alarme sensibles soit à l'élévation de température, soit aux variations de lumière ou d'humidité relative.

Clignotants à thyristors

Le circuit clignotant illustré à la figure 8.75 utilise deux thyristors, Th_1 et Th_2 , et un transistor unijonction. Son principe de fonctionnement est semblable à celui du commutateur statique à thyristors de la figure 8.72.

Le transistor unijonction UJT, le condensateur C_1 et le potentiomètre R_1 constituent un oscillateur à relaxation (voir le paragraphe 9.2) qui fournit les impulsions d'amorçage appliquées à la gâchette des deux thyristors. Au départ, C_3 n'est pas chargé et Th_1 ne laisse pas passer le courant, car la résistance R_5 est trop élevée pour permettre le courant minimal de maintien.

Lors de la première impulsion, Th_2 s'amorce en premier alors que Th_1 reste à l'état bloqué. La lampe s'allume



Note: Toutes les résistances ont une puissance de 0,5 W.

Figure 8.75 Clignotant à thyristors fonctionnant en courant continu.

et le condensateur de commutation C_3 se charge par l'intermédiaire de R_5 ; l'armature M est alors positive.

Lors de la deuxième impulsion, Th_1 s'amorce, car le courant qui le traverse est fourni par C_3 qui se décharge. Au même instant, Th_2 est bloqué, car le condensateur C_3 applique sur son anode une tension négative par rapport à sa cathode qui est reliée à la masse. La lampe s'éteint. Lorsque le condensateur C_3 est presque complètement déchargé, le courant traversant Th_1 devient insuffisant pour le maintenir en état de conduction; il passe alors à l'état bloqué. Autrement dit, Th_1 ne laisse passer le courant que durant la décharge de C_3 , car R_5 est trop élevé pour laisser circuler un courant de maintien suffisant.

Lors de la troisième impulsion, Th_2 s'amorce à nouveau, la lampe se rallume et Th_1 reste à l'état bloqué. Le cycle recommence à chaque impulsion. La fréquence du clignotement de la lampe se règle par l'intermédiaire du potentiomètre R_1 . Avec les composants indiqués à la figure 8.75, la fréquence des clignotements varie de 40 à 150 par minute.

8.9.2 Redressement contrôlé par réglage de phase

Les redresseurs contrôlés à thyristors permettent le réglage progressif et la régulation de la tension continue de sortie à l'aide de la variation de l'angle d'amorçage. Celle-ci est obtenue par le réglage de phase manuel ou asservi. Parmi les principales applications des redresseurs à tension réglable, citons:

- les *chargeurs de batterie d'accumulateurs* avec régulation de la tension ou du courant de charge;
- les *variations électroniques de vitesse et de sens de rotation* pour moteurs à courant continu et pour moteurs universels;
- les *alimentations réglées diverses*.

Chargeur de batteries d'accumulateurs à thyristors

La figure 8.76 représente le montage typique d'un chargeur de batteries à thyristors qui fournit une charge rapide par l'intermédiaire de Th_1 , suivie d'une charge lente par l'intermédiaire de D_4 et de R_4 . Tant que la tension E_b est inférieure à la tension nominale de la batterie, le thyristor Th_1 est amorcé, à chaque alternance du secteur, par l'intermédiaire de R_1 et de D_3 . Ce thyristor fournit un courant important à la batterie (charge rapide). Au-dessus d'une certaine valeur (V_R) de E_b fixée par R_5 , la diode Zener D_Z est à l'état passant et permet ainsi l'amorçage du thyristor Th_2 à chaque alternance. Le courant de Th_1 traverse également le diviseur de tension constitué de R_1 et R_2 , ce qui maintient le potentiel de la gâchette de Th_1 (point A) assez faible pour empêcher

l'amorçage de ce thyristor, car la diode D_3 se trouve en polarisation inverse. La fin de charge par un faible courant, réglable grâce au potentiomètre R_4 , s'effectue à travers la diode D_4 (charge lente).

Variateurs électroniques de vitesse pour moteurs à courant continu

Il existe de nombreux types de variateurs électroniques de vitesse pour les moteurs à courant continu. Ceux-ci sont essentiellement constitués par des redresseurs contrôlés à thyristors. Les moteurs à courant continu les plus utilisés dans les applications qui nécessitent des vitesses variables sont:

- *moteurs universels* (moteurs fonctionnant aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif). Ceux-ci sont principalement employés dans l'outillage portatif, dans les appareils ménagers, etc.;
- *moteurs série*. Ces moteurs conviennent bien en traction électrique (tramway, locomotives, automobiles électriques, etc.). Ils se retrouvent dans les appareils de levage (grues, ponts roulants, palans électriques, etc.);
- *moteurs à excitation séparée*. Ceux-ci sont utilisés dans certains systèmes asservis.

Moteurs universels

Les variateurs de vitesse sont soit à simple alternance, soit à double alternance, avec ou sans boucle de rétroaction (*feedback*). Le circuit illustré à la figure 8.77.a représente un variateur de vitesse simple alternance avec rétroaction, qui permet une régulation sommaire de la vitesse. Le thyristor contrôle la tension appliquée au moteur et, par conséquent, la vitesse du moteur. Le potentiomètre R_2 sert à la

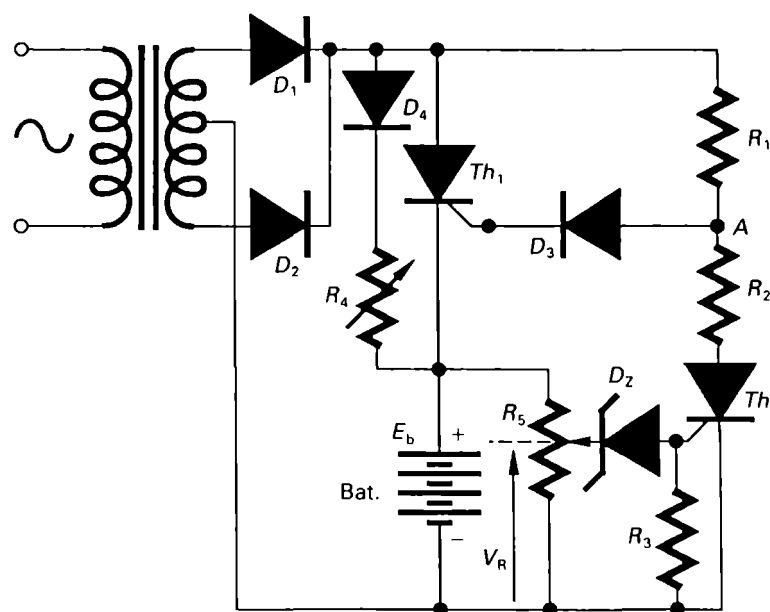


Figure 8.76 Chargeur de batteries à thyristors.

commande de la vitesse. Dans ce circuit, la tension d'amorçage du thyristor, V_{GK} , dépend de deux variables: d'une part, la tension V_p déterminée par le potentiomètre R_2 qui est appliquée à la gâchette et, d'autre part, la tension de la cathode V_K qui est égale à la force contre-électromotrice (f.c.é.m.) produite par le moteur. La f.c.é.m. est fonction de la vitesse; elle peut donc servir d'indication des fluctuations de la vitesse du moteur provenant des variations de la charge mécanique. Durant l'alternance positive, la tension prélevée au curseur du potentiomètre R_2 est comparée à la f.c.é.m. produite par le moteur. Si V_p est supérieur à V_K , la diode D_2 laisse passer le courant. Dès que la tension V_{GK} atteint la valeur de la tension d'amorçage ($V_{gt} \approx 1 \text{ V}$), le thyristor s'amorce et la tension est appliquée au moteur durant le reste de l'alternance positive (Figure 8.77.b). Ce circuit permet une régulation de la vitesse. Supposons que la charge mécanique du moteur augmente; automatiquement la vitesse du moteur diminue, ce qui entraîne une réduction de la f.c.é.m. Alors V_{GK} augmente, le thyristor s'amorce

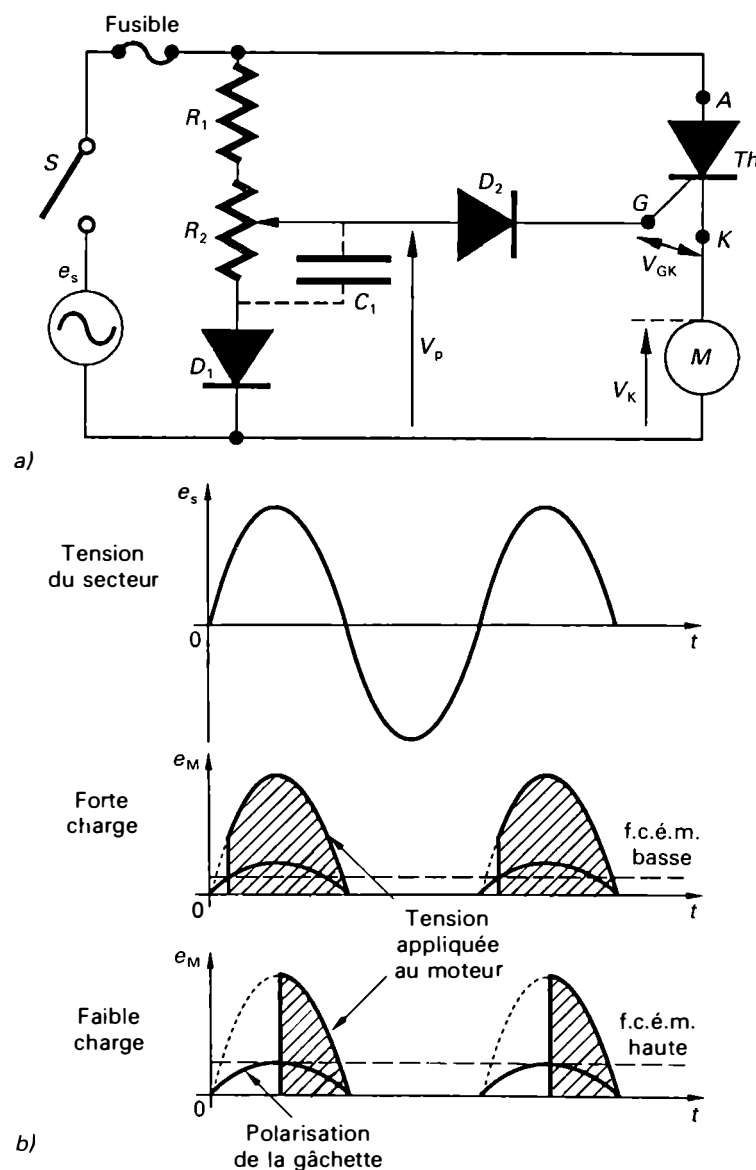


Figure 8.77 Variateur de vitesse simple alternance avec régulation de vitesse pour moteur universel: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions.

plus tôt, la tension appliquée au moteur augmente et la vitesse croît pour reprendre sa valeur initiale. Comme la forme de la tension de gâchette est sinusoïdale et que cette tension se trouve en phase avec la tension V_{AK} , l'angle maximal d'amorçage ne peut dépasser la valeur de 90° . Cependant, si l'on ajoute le condensateur C_1 , un déphasage arrière est introduit dans la tension de gâchette de sorte que l'angle d'amorçage peut dépasser 90° . Il s'agit là d'un circuit variateur élémentaire; il existe, bien entendu, des variantes qui permettent une régulation de vitesse plus élaborée.

Moteurs série

Dans le variateur de vitesse pour moteur à courant continu série de la figure 8.78, la tension redressée appliquée aux bornes du moteur est contrôlée par le pont mixte à deux thyristors. Lorsque l'angle d'amorçage de chacun des thyristors diminue, la tension aux bornes du moteur série augmente et sa vitesse augmente. La diode de commutation D assure un courant ininterrompu à travers le moteur.

Dans certaines applications industrielles (machines-outils, etc.), le sens et la vitesse de rotation doivent être contrôlés. Le schéma de principe de la figure 8.79 représente un variateur de vitesse réversible. Dans ce montage, le sens de rotation est déterminé par le groupe de thyristors qui est à l'état passant. Si les thyristors Th_1 et Th_2 sont amorcés à chaque alternance du secteur, le courant redressé circule de A vers B (marche avant). Au contraire, si les thyristors Th_3 et Th_4 sont à l'état passant (un thyristor pour chaque alternance), le courant circule de B vers A (marche arrière). Comme dans le variateur précédent, la vitesse de rotation du moteur, qui dépend de la tension redressée appliquée à ses bornes, est contrôlée par les variations de l'angle d'amorçage. Pour éviter que les deux groupes de thyristors laissent passer le courant en même temps, lorsque l'un des circuits d'amorçage envoie des impulsions sur les gâchettes d'un groupe de thyristors, l'autre circuit d'amorçage est automatiquement bloqué.

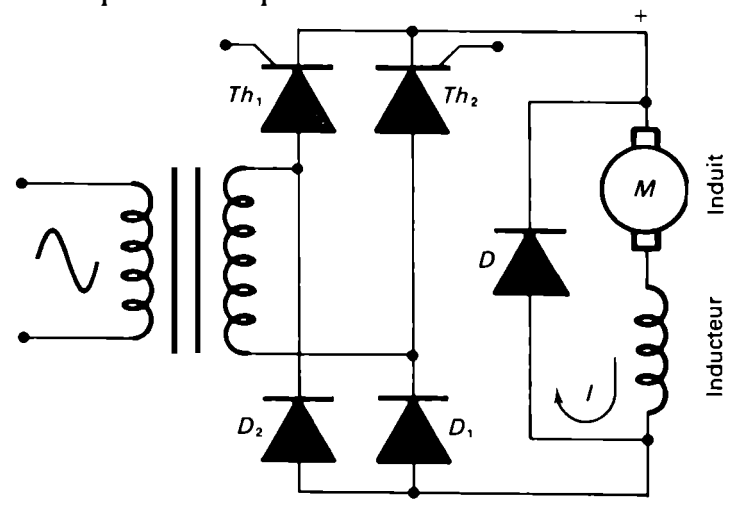


Figure 8.78 Variateur de vitesse pour moteur à courant continu série.

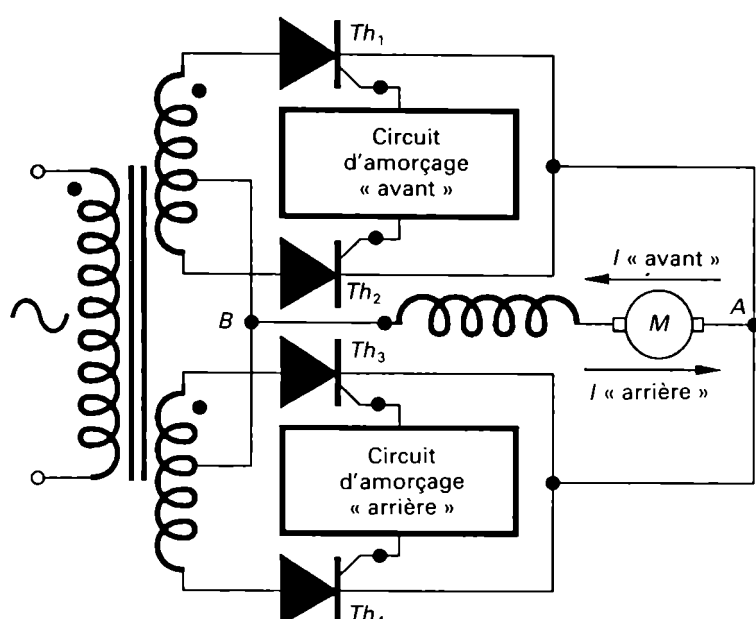


Figure 8.79 Variateur de vitesse réversible pour moteur série.

Moteurs à excitation séparée

L'utilisation des moteurs électriques à excitation séparée est très intéressante dans le cas des applications nécessitant une vitesse variable, car il est possible d'agir à la fois sur la tension appliquée à l'induit et sur le courant traversant l'inducteur. Le variateur à thyristors permet, avec ce type de moteur, un contrôle souple de la vitesse, du *couple* et de la *puissance mécanique* de sortie.²

La variation de la tension appliquée aux bornes de l'induit et le maintien d'une tension nominale constante aux bornes de l'inducteur permettent de régler la vitesse de rotation N du moteur entre zéro et la *vitesse de régime*³ (ou vitesse nominale N_n); le couple demeure constant (C_n), alors

² La puissance mécanique d'un moteur P (exprimée en watts) est égale au produit du couple C (exprimé en newtons-mètres) par la vitesse de rotation N (exprimée en tours par minute), divisé par 9,55:

$$P = \frac{CN}{9,55}$$

Remarquez que:

$$1 \text{ N} \cdot \text{m/s} = 1 \text{ W}$$

³ La vitesse de régime, ou *vitesse nominale*, désigne la vitesse de rotation du moteur obtenue lorsque la tension nominale est appliquée à l'induit et que le courant nominal circule dans l'inducteur.

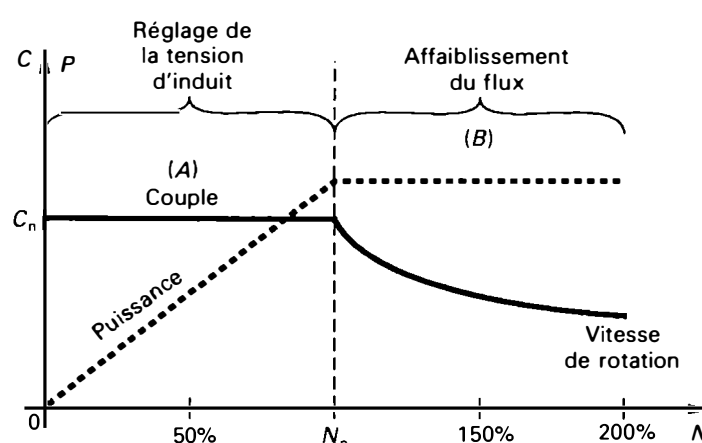


Figure 8.80 Caractéristiques du couple et de la puissance de sortie en fonction de la vitesse de rotation dans le cas d'un moteur à excitation séparée.

que la puissance de sortie (kW) est proportionnelle à la vitesse (zone A à la figure 8.80). Il s'agit du mode de fonctionnement à couple constant avec tension d'induit variable et flux constant.

Lorsque la tension nominale est appliquée sur l'induit et que la tension appliquée sur l'inducteur est réduite progressivement, la vitesse de rotation du moteur augmente au-delà de la vitesse de régime, la puissance de sortie demeure constante et le couple décroît (zone B à la figure 8.80). Ainsi, on perd donc sur le couple ce que l'on gagne sur la vitesse. Il s'agit du mode de fonctionnement à puissance de sortie constante avec tension d'induit constante et flux variable.

Dans le schéma de principe du variateur de vitesse illustrée à la figure 8.81, la tension V_1 appliquée aux bornes de l'induit varie par l'intermédiaire d'un redresseur contrôlé à thyristors. Les variations de vitesse du moteur dépendent donc des variations de l'angle d'amorçage des thyristors. Les divers montages et redresseurs à tension réglable étudiés au paragraphe 8.7.2 sont utilisés à cet effet. Si cela s'avère nécessaire, l'inducteur est alimenté par une tension ajustable V_2 obtenue à l'aide d'un redresseur contrôlé à thyristors. Le variateur électronique de vitesse comprend également

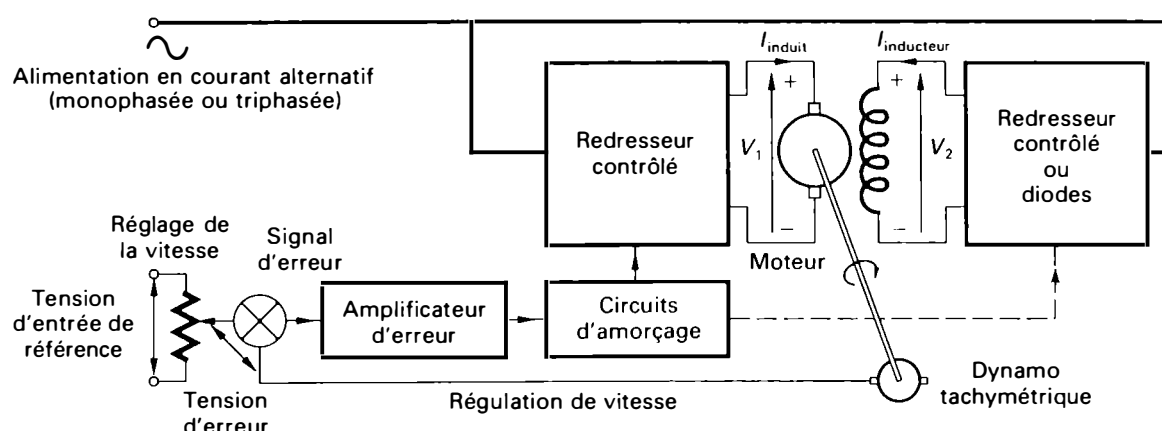


Figure 8.81 Schéma de principe du variateur de vitesse avec régulation de vitesse pour moteur à excitation séparée.

une régulation de vitesse réalisée à l'aide d'une dynamo tachymétrique, d'une boucle de rétroaction et d'un amplificateur d'erreur qui agit sur les circuits d'amorçage des thyristors. La vitesse de rotation du moteur est mesurée à l'aide de la dynamo tachymétrique (générateur de courant continu à aimant permanent) qui produit une tension proportionnelle à la vitesse. la différence entre la tension fournie par la dynamo tachymétrique et la tension de référence donne un signal d'erreur qui, après amplification, contrôle l'angle d'amorçage des thyristors du redresseur réglable. Si la vitesse de rotation prédéterminée tend à diminuer à cause d'un accroissement de la charge mécanique du moteur, la tension de la dynamo tachymétrique décroît et le signal d'erreur augmente. Cette augmentation se traduit automatiquement par une diminution de l'angle d'amorçage et par une augmentation de l'angle de conduction. En conséquence, la tension redressée appliquée aux bornes de l'induit augmente et la vitesse de rotation reprend sa valeur initiale. Le fonctionnement se résume sous la forme de logique séquentielle suivante:

$$\frac{N \downarrow, V_{\text{tach.}} \downarrow, V_{\text{erreur}} \uparrow, \alpha_{\text{amorçage}} \downarrow,}{\theta_{\text{conduction}} \uparrow, V_1 \uparrow \text{ et } N \uparrow.}$$

Régulation de la vitesse

Les variateurs électroniques de vitesse constituent une application importante des redresseurs (monophasés et polyphasés) à tension réglable. Leurs principaux avantages par rapport aux dispositifs électromécaniques ou aux groupes Ward Leonard utilisés dans les anciennes installations sont les suivants: gamme de vitesses plus étendue, précision et souplesse de la commande, rendement plus élevé, encombrement plus faible et usure moins rapide.

8.9.3 Contrôle de puissance alternative par réglage de phase

Les applications des gradateurs constitués par deux thyristors (ou par un thyristor et une diode) montés en parallèle-inverse sont nombreuses et diverses. Parmi les plus courantes, citons:

- les alimentations de résistances chauffantes avec réglage et régulation de température;
- les alimentations de machines à souder par points;
- les alimentations de moteurs à courant alternatif (moteurs asynchrones);
- les variateurs de lumière dans les salles de spectacle.

Alimentation des soudeuses par points

Le soudage électrique par points utilise l'énergie électrique pour produire la chaleur nécessaire. L'énergie électrique est transformée en chaleur par effet Joule dans la résistance de contact des pièces à souder (*soudage par résistance*). Pour effectuer un point de soudure, il faut produire à cet endroit une *grande élévation de température* en un *temps très court*. Ce résultat est obtenu par le passage d'un courant de soudage très élevé (de quelques centaines d'ampères à 200 000 A) durant un temps très court (d'une période de la tension d'alimentation à quelques secondes). La figure 8.82.a représente le schéma de principe d'une soudeuse par points commandé par un gradateur à thyristors. Le contrôle du courant de soudage est réalisé par les deux thyristors montés en parallèle-inverse, qui alimentent un transformateur abaisseur de tension. Le secondaire du transformateur est relié à la charge, c'est-à-dire aux deux électrodes qui serrent les pièces à souder. Les thyristors doivent supporter des impulsions de courant de grande amplitude pendant des temps très brefs et de façon répétitive. Les impulsions d'amorçage

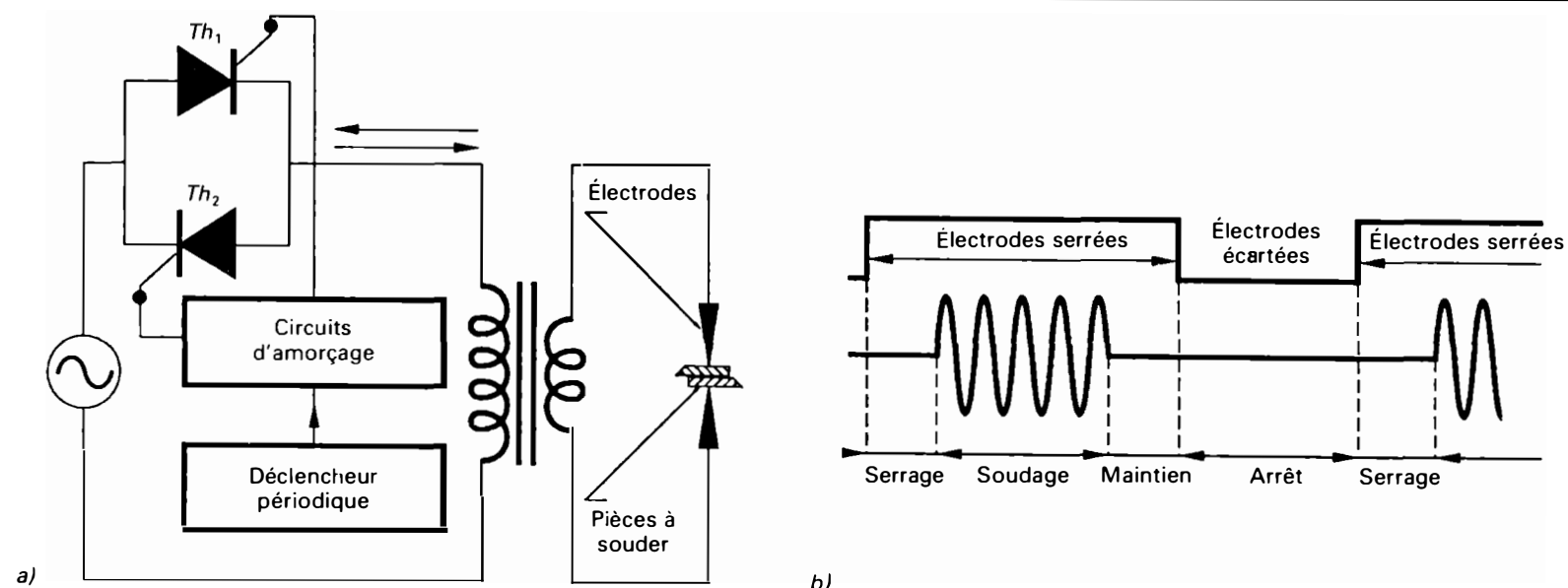


Figure 8.82 Alimentation des soudeuses par points: a) schéma de principe; b) opérations successives dans une soudeuse par points.

sont envoyées à la gâchette des thyristors par l'intermédiaire d'un déclencheur périodique qui programme, dans un ordre prédéterminé, les opérations successives du cycle de soudage. Le cycle normal de soudage comprend quatre étapes (Figure 8.82.b): mise en place des pièces et serrage des électrodes (temps de serrage), passage du courant de soudage (temps de soudage), période de repos durant laquelle le courant cesse de circuler alors que les électrodes maintiennent leur pression pour permettre à la soudure de durcir (temps de maintien) et, enfin, dégagement des électrodes qui se séparent pour permettre le déplacement des pièces (temps d'arrêt).

Pour que l'utilisation des thyristors dans l'alimentation des machines à souder par points soit efficace, il faut tenir compte:

- du taux d'utilisation⁴ des thyristors, car la répétition fréquente des cycles de soudage fatigue les thyristors. En effet, pour qu'un thyristor conserve ses propriétés, il faut que la température de sa jonction ne dépasse pas 125°C. De plus, sa durée de vie est fonction du nombre de cycles thermiques et de l'amplitude de ces cycles;
- de l'impédance thermique des thyristors. Celle-ci est une fonction complexe qui dépend des résistances thermiques, des capacités thermiques des thyristors et du temps (voir la figure 8.14). Elle est exprimée en degrés Celsius par watt (°C/W).

Les principaux avantages des thyristors de puissance utilisés dans les soudeuses par points sont: une faible chute de tension à leurs bornes (environ 2 V) qui assure un bon rendement à la machine et qui réduit les dimensions des dispositifs dissipateurs de chaleur, une durée de vie relativement longue (plusieurs années), un faible encombrement et, enfin, la possibilité d'utiliser une commande électronique qui permet de programmer, avec une grande précision, les différentes séquences de soudage (intensité du courant, temps de soudage et pression des électrodes) selon les métaux et l'épaisseur des pièces à souder.

Les machines à souder par points contrôlées par des gradateurs à thyristors sont employées dans toutes les industries qui utilisent des tôles ou des plaques de métal: construction d'automobiles et de wagons; charpentes métalliques; cabinets métalliques; réservoirs; etc.

Gradateur triphasé contrôlant la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone

Le schéma de principe de la figure 8.83 représente un gradateur triphasé. Celui-ci est utilisé pour varier la vitesse d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. La *vitesse de*

rotation d'un moteur asynchrone diffère de la *vitesse de synchronisme* (exprimée en tours par minute) donnée par:

$$N_{\text{sync.}} = \frac{120 f}{P}$$

Dans cette relation, f désigne la fréquence du secteur (Hz) et P , le nombre de pôles du moteur.

La vitesse de rotation du moteur d'induction à cage d'écureuil est inférieure à la vitesse de synchronisme. On appelle *glissement du moteur* le rapport:

$$g = \frac{N_{\text{sync.}} - N_{\text{rotor}}}{N_{\text{sync.}}} = \frac{120 f/P - N_{\text{rotor}}}{120 f/P}$$

La vitesse de rotation du moteur (en tours par minute) est donc:

$$N = \frac{120 f}{P} (1 - g)$$

Il est possible d'obtenir un certain contrôle de la vitesse d'un moteur d'induction à cage d'écureuil si on réduit la tension alternative appliquée au stator, ce qui a pour effet d'augmenter le glissement. Pour obtenir la tension nominale aux bornes du moteur, les thyristors associés à chaque phase doivent être amorcés avec un angle de retard α_1 . Ce délai correspond au déphasage arrière du courant par rapport à la tension, lorsque le moteur est directement branché sur le secteur (Figure 8.84.a). Pour réduire les tensions V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} appliquées aux enroulements statoriques, il faut augmenter l'angle d'amorçage. Ainsi, dans le cas d'un angle d'amorçage d'environ 100°, la tension alternative contrôlée

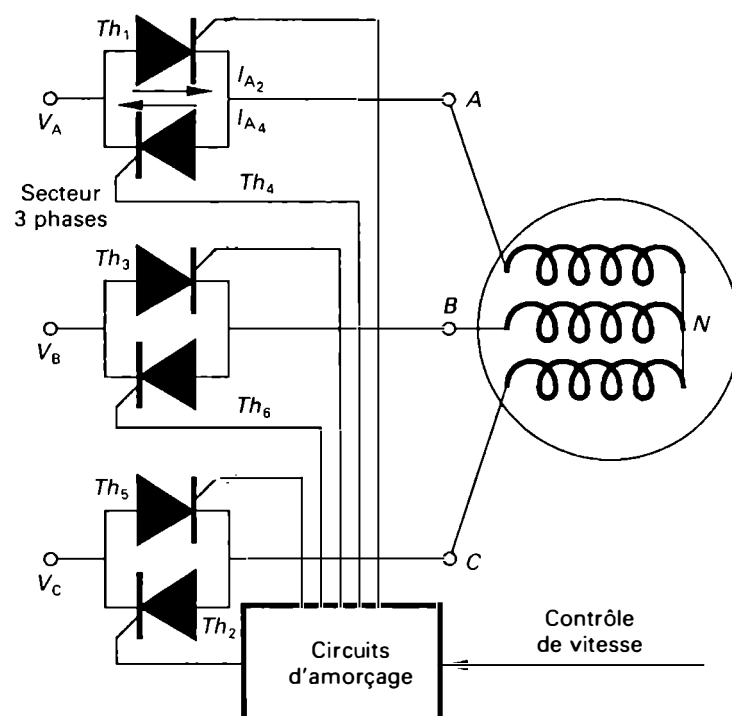


Figure 8.83 Variateur de vitesse par contrôle de tension pour un moteur d'induction à cage d'écureuil.

⁴ Taux d'utilisation = $\frac{\text{Temps de soudage}}{\text{Temps total d'un cycle de soudage}} \times 100$

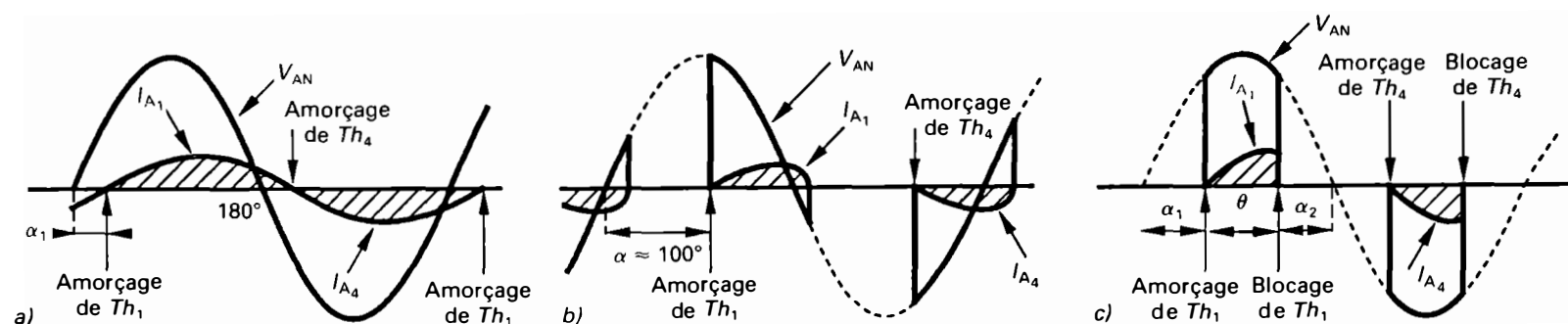


Figure 8.84 Formes d'onde des tensions et des courants pour une phase: a) à la tension nominale; b) à 50% de la tension nominale; c) avec contrôle par thyristors blocables GTO (*Gate Turn-Off Switch*).

est égale à 50% de sa valeur nominale. La forme d'onde de la tension est distordue, et il existe un déphasage important entre la tension et le courant (Figure 8.84.b). La distorsion de la tension et le déphasage tension-courant provoquent une augmentation des pertes (RI^2) dans le moteur et en réduisent le rendement. La figure 8.85 représente les caractéristiques couple-vitesse pour différentes tensions d'alimentation et indique qu'un ajustement de la vitesse de rotation est possible pour une gamme de vitesses peu étendue. Pour éviter un échauffement excessif du moteur, il faut réduire le couple. Le contrôle par gradateur triphasé s'applique seulement à des moteurs asynchrones à cage d'écureuil de faible puissance, en dessous de 15 kW (soit 20 hp environ ou 20 cv)⁵ qui actionnent des ventilateurs, des pompes, etc.

Le facteur de puissance du moteur peut être amélioré par l'utilisation de thyristors à blocage par la gâchette GTO (voir le paragraphe 8.5.6), qui sont amorcés et bloqués par l'application du signal de gâchette approprié. Avec ce type

⁵ Un horse-power (hp) correspond à 746 W, alors qu'un cheval-vapeur (cv) correspond à 736 W.

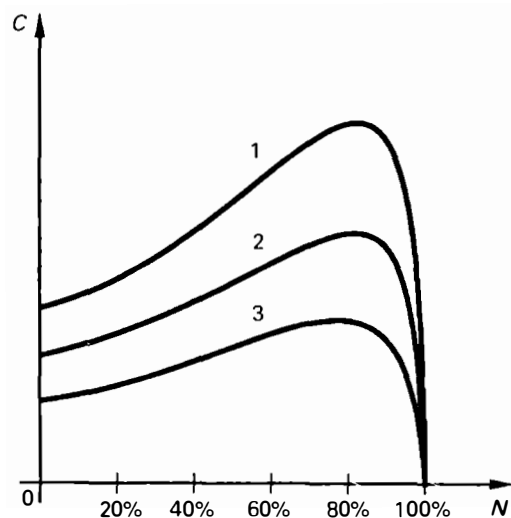


Figure 8.85 Caractéristiques couple-vitesse d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil pour différentes tensions d'alimentation avec une fréquence fixe. Courbe 1: tension nominale; courbe 2: 75% de la tension nominale; courbe 3: 50% de la tension nominale.

de thyristor, le courant maximal dans le stator est forcé de circuler durant le temps de conduction θ lorsque la tension est à sa valeur maximale (Figure 8.84.c). Le courant et la tension se trouvent pratiquement en phase et le facteur de puissance du moteur est augmenté.

Remarque: Cependant, la méthode la plus utilisée pour contrôler la vitesse de rotation d'un moteur d'induction à cage d'écureuil consiste à l'alimenter par une tension alternative de *fréquence variable*. Cette tension est obtenue à l'aide d'un cycloconvertisseur ou d'un onduleur autonome (voir le paragraphe 8.10.2).

8.9.4 Modification de la forme de l'énergie électrique

Les thyristors sont aussi utilisés pour réaliser des dispositifs statiques qui permettent de modifier la forme de l'énergie électrique. Ces dispositifs sont:

- les onduleurs (*Inverters*) qui convertissent le courant continu en courant alternatif de différentes fréquences;
- les hacheurs (*Choppers*) qui transforment directement une tension continue en une tension continue de valeur différente, sans passer par l'intermédiaire du courant alternatif;
- les cycloconvertisseurs (*Cycloconverters*) qui convertissent directement un courant alternatif en un courant alternatif de fréquence plus basse, sans passer par l'intermédiaire du courant continu.

Remarque: Il existe également d'autres dispositifs statiques utilisés pour modifier la forme de l'énergie électrique; ce sont:

- les *convertisseurs statiques indirects de courant continu*; ceux-ci sont constitués d'un onduleur associé à un transformateur qui alimente un redresseur. L'onduleur convertit la tension continue d'entrée en tension alternative que le transformateur élève ou abaisse à la valeur nécessaire. Enfin, un redresseur convertit la tension alternative en une tension continue de sortie de la valeur désirée (Figure 8.86);

— les *convertisseurs statiques indirects de fréquence*; ceux-ci sont constitués d'un redresseur associé à un onduleur. Le redresseur convertit la tension alternative de départ en une tension continue. L'onduleur, dont les thyristors sont amorcés par des circuits auxiliaires, fournit une tension alternative de sortie qui présente une fréquence différente (Figure 8.87).

8.9.5 Onduleurs

Introduction et classification

Un *onduleur* (en anglais, *Inverter*) est un convertisseur statique à thyristors capable de transformer l'énergie d'une source de tension continue en une énergie à tension alternative. Il s'agit d'un dispositif électronique qui accomplit la fonction inverse du redresseur, c'est-à-dire qu'il alimente une charge en courant alternatif à partir d'une source à courant continu. Nous distinguons deux grandes catégories d'onduleurs: les onduleurs non autonomes (ou onduleurs assistés) et les onduleurs autonomes.

Dans le cas des *onduleurs non autonomes*, la commutation des thyristors est commandée par la fréquence du réseau alternatif sur lequel ils débitent un courant. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par le réseau alternatif. Les onduleurs non autonomes sont utilisés dans le transport de l'énergie en courant continu à haute tension, dans les liaisons asynchrones entre deux réseaux alternatifs de même fréquence ou de fréquences différentes et dans la récupération de l'énergie lors du freinage de puissants moteurs à courant continu (moteurs de traction, de laminoirs, etc.).

Dans le cas des *onduleurs autonomes*, la fréquence de commutation des thyristors est fournie par des circuits auxiliaires. Contrairement aux onduleurs non autonomes qui alimentent des récepteurs actifs (réseaux alternatifs), les onduleurs autonomes débitent un courant dans des charges passives. La fréquence de la tension de sortie de l'onduleur autonome est indépendante de la charge. Elle peut donc être contrôlée.

En fonction de leurs nombreuses applications, les onduleurs autonomes se classent en deux groupes:

- Onduleurs à fréquence fixe et commutation forcée. Ceux-ci sont le plus souvent alimentés par une batterie d'accumulateurs et sont utilisés comme alimentations de sécurité dans les centres hospitaliers, les centraux téléphoniques, les ordinateurs, etc. Actuellement, il s'agit des onduleurs les plus employés.
- Onduleurs à fréquence variable et commutation forcée. Ceux-ci sont alimentés en courant continu à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire d'un redresseur. Ils

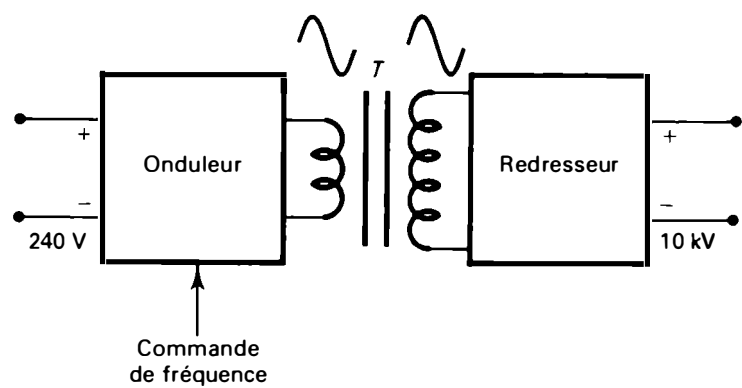


Figure 8.86 Principe de convertisseur statique indirect de courant continu.

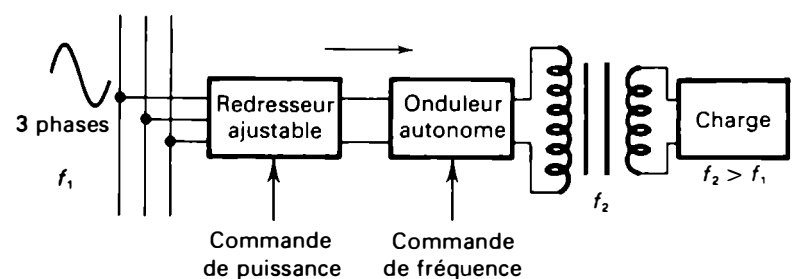


Figure 8.87 Principe d'un convertisseur statique de fréquence à puissance de sortie réglable.

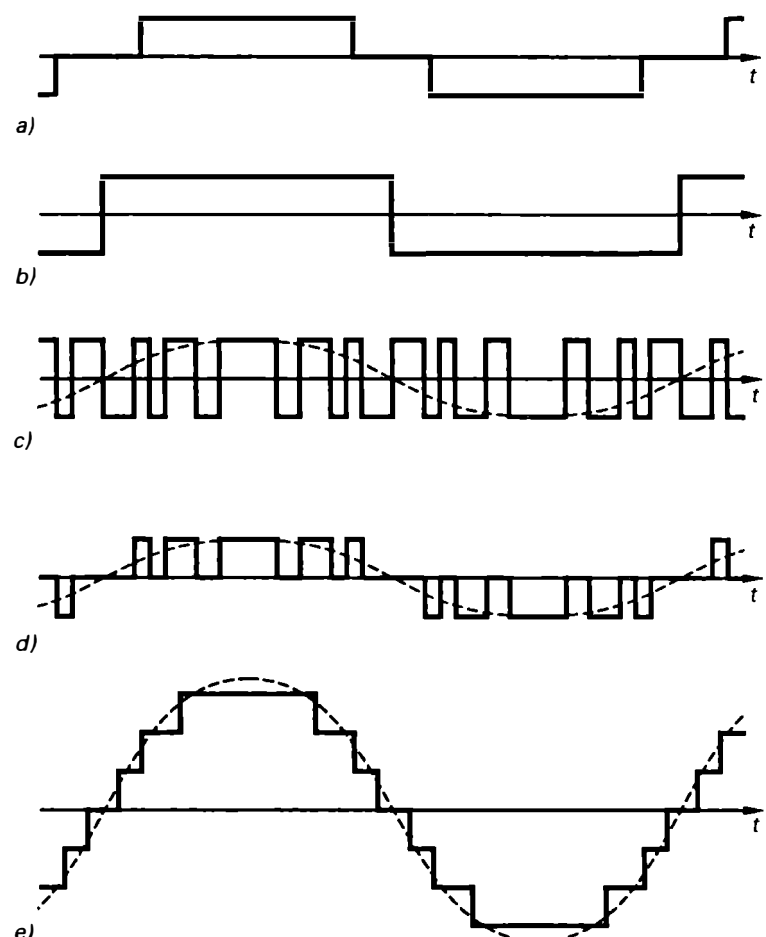


Figure 8.88 Formes d'onde de la tension de sortie des onduleurs: a) ondes rectangulaires; b) créneaux de largeur variable; c) modulation de largeur d'impulsion pleine onde; d) modulation de largeur d'impulsion demi-onde; e) marches d'escalier.

fournissent des tensions de fréquence et d'amplitude variables utilisées pour contrôler la vitesse de moteur à courant alternatif (généralement asynchrones).

Les onduleurs autonomes se classent aussi d'après la forme d'onde de leur tension de sortie:

- *Onduleurs à ondes rectangulaires*. L'onde de sortie est rectangulaire, alternativement positive et négative (Figure 8.88a). L'amplitude de l'onde de sortie dépend de la valeur de la tension continue d'entrée.
- *Onduleurs en créneaux de largeur variable*. L'onde de sortie est constituée par des créneaux rectangulaires, alternativement positifs et négatifs, séparés par une zone à tension nulle (Figure 8.88.b). La valeur de la tension de sortie s'ajuste si on agit sur la durée des créneaux.
- *Onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (PWM: Pulse Width Modulation)*. L'onde de sortie est formée de trains d'impulsions, alternativement positifs et négatifs, de largeur et d'espacement variables. On distingue deux types d'ondes en modulation de largeur d'impulsion: la pleine onde, ou *onde bipolaire*, dans laquelle l'impulsion est comprise entre $+E$ et $-E$ (Figure 8.88.c); la demi-onde, ou *onde unipolaire*, dans laquelle l'impulsion positive est comprise entre 0 et $+E$, et l'impulsion négative, entre 0 et $-E$ (Figure 8.88.d). La forme de l'onde de sortie ressemble à une sinusoïde.
- *Onduleurs en marches d'escalier*. L'onde de sortie est formée par la somme ou la différence de créneaux de largeur variable (Figure 8.88.e). Cet onduleur comporte beaucoup d'éléments et nécessite une commande plus complexe que celle des onduleurs précédents. La forme de l'onde de sortie ressemble le plus à une sinusoïde dont le taux d'harmonique est réduit.

Remarques:

1. Certains fabricants proposent la classification suivante des onduleurs autonomes. Celle-ci est basée sur les différents modes de commutation des thyristors.
 - Classe A: onduleurs à commutation par la charge ou onduleurs à résonnance.
 - Classe B: onduleurs à commutation par un circuit LC série.
 - Classe C: onduleurs à commutation provoquée par un circuit C ou LC lors de l'amorçage du thyristor principal.
 - Classe D: onduleurs à commutation par un circuit auxiliaire à thyristors et un circuit C ou LC .
 - Classe E: onduleurs à commutation par générateur d'impulsions externe.
 - Classe F: onduleurs à commutation par le réseau alternatif.
2. Il existe également des onduleurs autonomes qui fonctionnent en commutation naturelle. Leur fréquence dé-

pend essentiellement de la charge. Ces onduleurs sont utilisés dans le cas de charges comprenant des circuits oscillants (alimentations de fours à induction et ozonateurs⁶) et dans le cas d'alimentations de moteurs synchrones.

Onduleurs non autonomes

Les onduleurs non autonomes sont reliés à des réseaux alternatifs actifs alimentés par d'autres sources (alternateurs). Ces onduleurs sont en fait des redresseurs contrôlés dans lesquels l'angle d'amorçage est supérieur à 90° (voir le paragraphe 8.7.2 et les figures 8.49 et 8.50). Lorsque l'angle d'amorçage α dépasse 90° , la tension redressée s'inverse et devient négative, comme l'indique l'équation 8.40:

$$E_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_{\text{phase, max}} \cos \alpha$$

Le transfert d'énergie se fait alors de la partie « continue » du montage — où doit nécessairement se trouver une force électromotrice — vers le réseau alternatif. Ce dernier impose la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur.

La figure 8.89 représente le schéma de principe d'un groupe redresseur-onduleur non autonome utilisé pour la récupération d'énergie lors du freinage d'un moteur à courant continu. Le redresseur contrôlé triphasé, qui est composé des thyristors Th_1 , Th_2 et Th_3 , fournit la tension continue réglable au moteur; le courant de traction circule alors du point A vers le point B . Lors du freinage, le moteur fonctionne en générateur et le courant de récupération circule maintenant de B vers A ; l'énergie récupérée est renvoyée au réseau alternatif par l'intermédiaire de l'onduleur (Th_4 , Th_5 et Th_6) et du transformateur. On évite que le redresseur débite un courant dans l'onduleur en appliquant sur les cathodes des thyristors Th_4 , Th_5 et Th_6 une tension alternative plus élevée à l'aide d'un transformateur à enroulement à prises multiples.

L'angle d'amorçage de ces trois thyristors doit être supérieur à 90° et inférieur à 165° . En pratique, on adopte un angle de 150° , ce qui permet d'être certain du blocage des thyristors de l'onduleur. Comme il s'agit d'un onduleur non autonome, la fréquence des impulsions d'amorçage des thyristors dépend de celle du réseau alternatif (60 Hz ou 50 Hz). Lors du freinage, le courant doit être ininterrompu et, de préférence, peu ondulé dans le circuit à courant continu. Pour diminuer l'ondulation du courant continu, on place une inductance de filtrage L entre le générateur et l'onduleur.

⁶ Ozoncur (ou ozoniseur): appareil servant à transformer l'oxygène de l'air en ozone sous l'effet d'effluves électriques, c'est-à-dire de décharges électriques obscures ou à faible luminescence. L'ozone (O_3), puissant oxydant, est utilisé pour purifier l'eau et aussi pour remplacer avantageusement l'oxygène comme carburant dans les fusées.

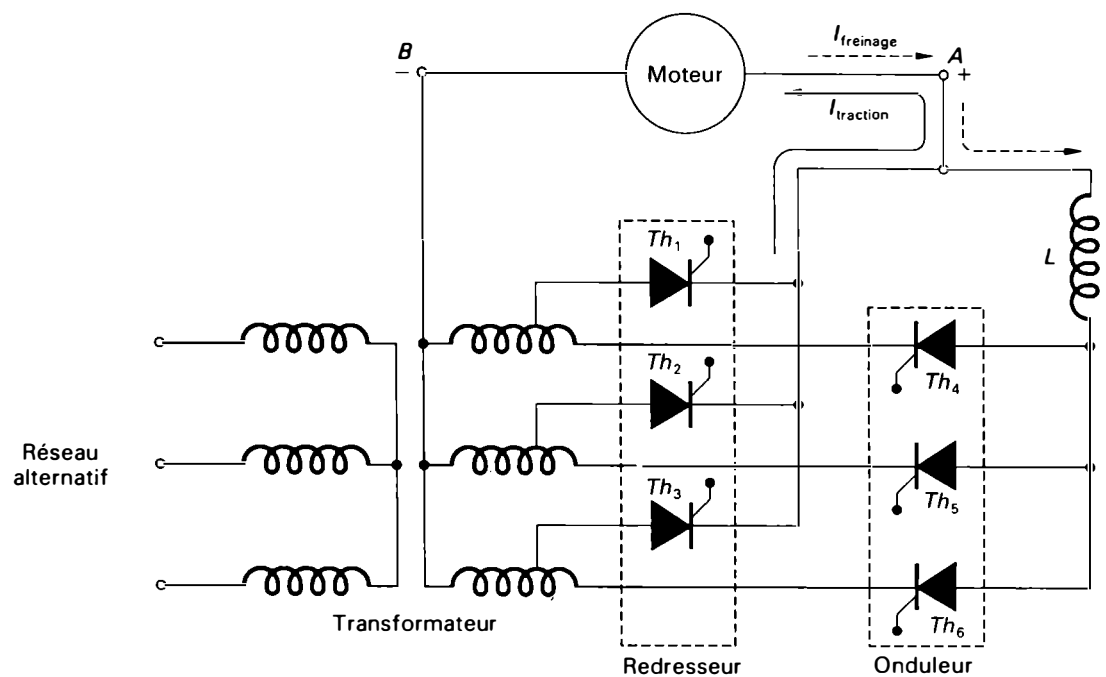


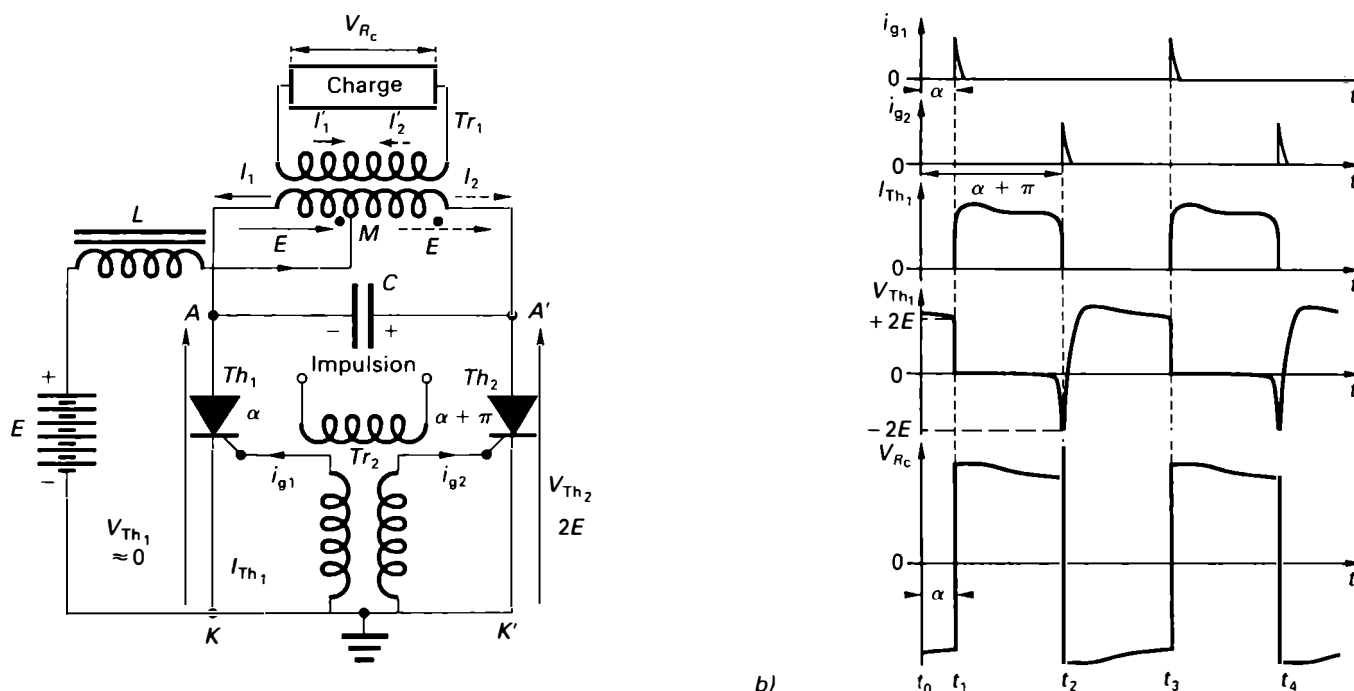
Figure 8.89 Groupe redresseur-onduleur pour la récupération d'énergie lors du freinage d'un moteur à courant continu.

Onduleurs autonomes

Les onduleurs autonomes sont des dispositifs électroniques qui permettent d'alimenter des récepteurs passifs en courant alternatif à partir d'une source de courant continu. Cette source est soit une batterie d'accumulateurs, soit un pont redresseur muni d'un filtre et alimenté par un réseau alternatif. Dans certaines applications, la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie sont contrôlées. Il existe de nombreux montages différents d'onduleurs autonomes, nous allons étudier ici quelques montages typiques (monophasé et triphasé) très répandus dans l'industrie.

Onduleur monophasé ou demi-pont

L'onduleur en demi-pont de la figure 8.90.a comprend deux thyristors, un transformateur à point milieu, un condensateur de commutation C et une inductance série L . Les deux thyristors, Th_1 et Th_2 , sont à l'état passant à tour de rôle, ce qui produit des impulsions de courant de sens inverses, I_1 et I_2 , dans les deux moitiés du primaire du transformateur. On obtient au secondaire du transformateur une tension alternative de forme rectangulaire (Figure 8.90.b). Le condensateur de commutation C empêche les deux thyristors de laisser passer le courant en même temps, de sorte qu'il



a)

b)

Figure 8.90 Onduleur autonome monophasé en demi-pont: a) schéma de principe; b) formes d'onde de i_{g1} , i_{g2} , I_{Th1} , V_{Th1} et V_{Rc} .

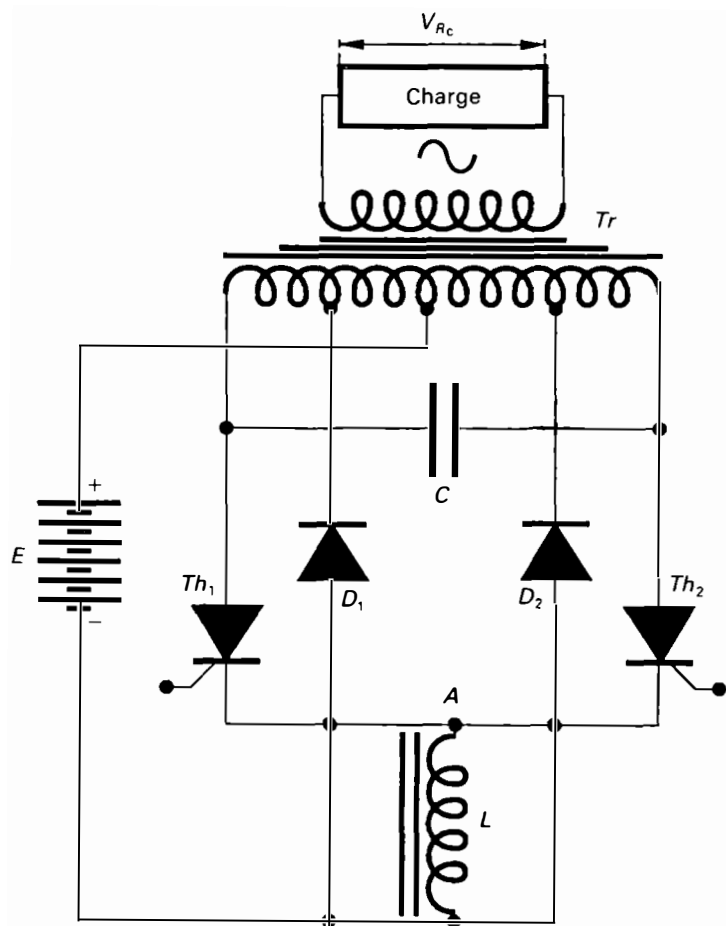


Figure 8.91 Onduleur McMurray-Bedford.

provoque le blocage d'un thyristor lorsque l'autre s'amorce. Pendant que le thyristor Th_1 laisse passer le courant durant l'intervalle de temps $t_1 - t_2$ ($V_{Th_1} \approx 0$), le thyristor Th_2 est bloqué ($V_{Th_2} = 2E$). Un courant I_1 circule dans la moitié gauche du transformateur Tr_1 et dans la boucle:

$$\text{Borne +} \rightarrow M \rightarrow A \rightarrow K \rightarrow \text{Borne -}$$

La tension entre les points M et A est approximativement égale à E et la tension entre A et A' atteint la valeur $2E$ par l'effet d'autotransformateur. Le condensateur C se charge donc à la tension $2E$; l'armature droite est alors positive ($V_C = 2E$). Lorsque Th_2 est amorcé au temps t_2 , la tension

V_{Th_2} tombe pratiquement à 0 V. Le courant I_2 circule dans la moitié droite du primaire du transformateur et dans la boucle:

$$\text{Borne +} \rightarrow M \rightarrow A' \rightarrow K' \rightarrow \text{Borne -}$$

La tension d'anode de Th_1 est:

$$V_A = V_{Th_2} - V_C = -2E$$

L'anode de Th_2 se trouve alors à un potentiel négatif égal à $-2E$, ce qui a pour effet de bloquer le thyristor. Le condensateur C se décharge à travers Th_2 , puis se recharge en sens inverse; l'armature gauche est alors positive. La tension V_A remonte ($V_{Th_1} = 2E$). Cependant, l'anode A est restée négative assez longtemps pour que Th_1 se bloque. La capacité C doit être choisie suffisamment grande pour que la tension inverse appliquée à Th_1 ait une durée supérieure au temps de blocage de ce thyristor. De la même façon, l'amorçage de Th_1 provoquera le blocage de Th_2 . Il faut placer une inductance L dans le circuit du courant continu pour limiter le courant qui résulte du court-circuit du transformateur pendant la commutation. Un filtre mis à la sortie de l'onduleur permet d'obtenir un courant sensiblement sinusoïdal dans la charge.

La forme d'onde de la tension de sortie est améliorée et se rapproche de la forme sinusoïdale lorsqu'on utilise le montage onduleur McMurray-Bedford illustré à la figure 8.91. Son principe de fonctionnement est semblable à celui de l'onduleur demi-onde que nous avons étudié. Les diodes à recouvrement rapide D_1 et D_2 qui ont été rajoutées sont utilisées comme diodes de roue libre. Elles servent à récupérer, après chaque blocage des thyristors, l'énergie emmagasinée par la charge réactive (inductive ou capacitive) et à la renvoyer à la source de courant continu.

Onduleur monophasé en pont

L'onduleur monophasé en pont de la figure 8.92 comprend quatre thyristors, utilisés comme interrupteurs électroniques, et quatre diodes de retour (diodes de roue libre) mon-

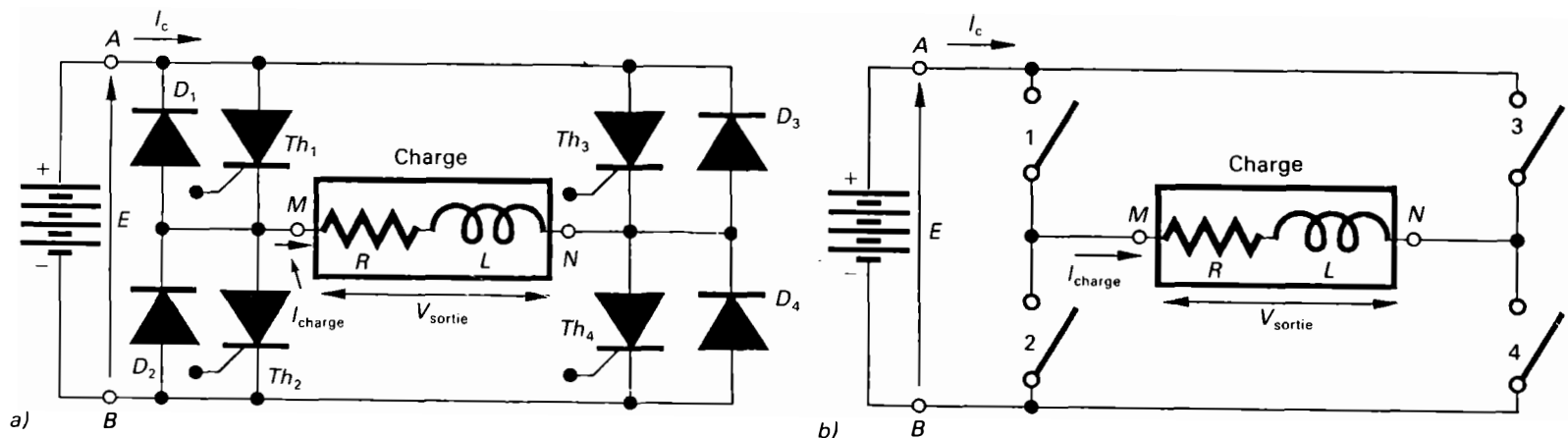


Figure 8.92 Onduleur monophasé en pont: a) montage de principe; b) représentation schématique.

tées en parallèle-inverse aux bornes des thyristors. Ces diodes procurent un passage au courant inverse qui circule lors de la récupération de l'énergie dans le cas d'une charge réactive. Les circuits de commutation des thyristors ne sont pas représentés à la figure; nous les analyserons plus tard.

Les onduleurs en pont à quatre thyristors peuvent fonctionner en commande symétrique ou en commande décalée. Dans le cas de la *commande symétrique* (Figure 8.93), l'amorçage des thyristors Th_1 et Th_4 a lieu au même instant; il en est de même pour les thyristors Th_2 et Th_3 . À l'instant $t = 0$, les thyristors Th_1 et Th_4 sont amorcés en même temps. Les thyristors Th_3 et Th_4 sont alors bloqués et ils deviennent ainsi des circuits ouverts. La tension de sortie V_{sortie} prend la valeur $+E$. Au temps $t = T/2$, les thyristors Th_1 et Th_4 sont bloqués et les thyristors Th_3 et Th_2 sont amorcés; la tension de sortie devient égale à $-E$. La tension de sortie est formée de créneaux jointifs. Sa valeur efficace est égale à E , si l'on néglige les pertes de tension aux bornes des thyristors:

$$V_{\text{sortie, eff}} = E \quad (8.61)$$

L'amplitude du terme fondamental du développement en série de Fourier est:

$$V_{\text{fond. max}} = \frac{4}{\pi} E \quad (8.62)$$

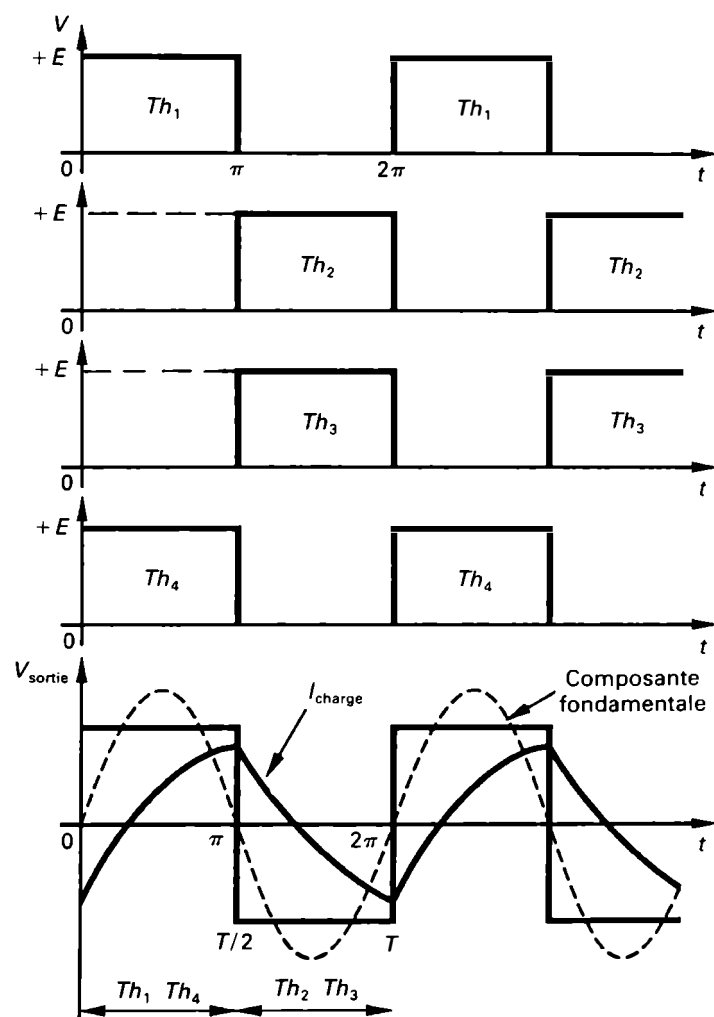


Figure 8.93 Formes d'onde des tensions dans le cas de la commande symétrique.

Remarque: Si la source de courant continu E est munie d'un condensateur en parallèle, il n'y aura pas de discontinuité de tension; il s'agira alors d'un *onduleur de tension*. La forme d'onde de la tension de sortie sera celle d'un créneau. La forme d'onde du courant se rapprochera de celle de la sinusoïde, si la charge correspond à un circuit RLC série qui jouera le rôle d'un filtre passe-bande. Si la source de courant continu E est accompagnée d'une inductance en série, il n'y aura pas de discontinuité de courant; il s'agira alors d'un *onduleur de courant* (ou commutateur). La forme d'onde du courant est celle d'un créneau et la forme d'onde de la tension de sortie est sinusoïdale, si la charge comprend un condensateur en parallèle (qui doit être en service au moins pendant les durées de commutation).

Dans le cas d'une commande décalée, les quatre thyristors sont amorcés et bloqués selon la séquence indiquée à la figure 8.94. Le thyristor Th_1 est à l'état passant du temps $t = 0$ (amorçage) au temps $t = T/2$ (blocage). Le thyristor Th_2 laisse passer le courant de $T/2$ (amorçage) à T (blocage). Par contre, l'amorçage des thyristors Th_3 et Th_4 est retardé d'un angle α . La tension de sortie est égale à $+E$ lorsque Th_1 et Th_4 laissent passer le courant en même temps; elle est égale à $-E$ quand Th_3 et Th_2 sont simul-

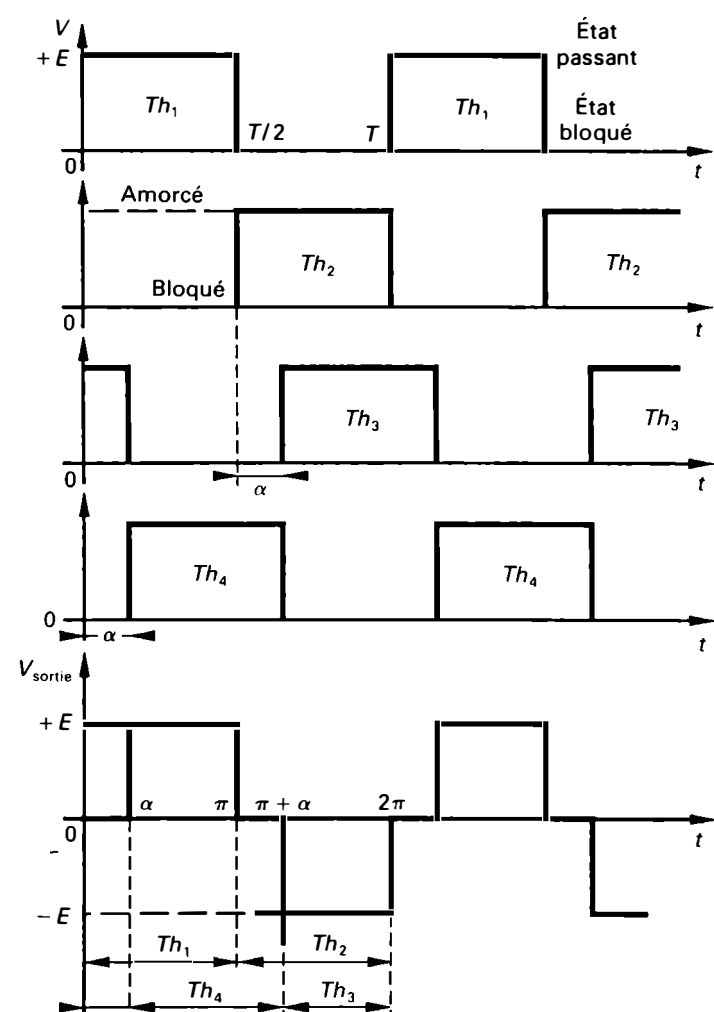


Figure 8.94 Formes d'onde des tensions dans le cas de la commande décalée.

tanément à l'état passant. Il apparaît deux intervalles durant lesquels la tension de sortie est nulle. Examinons successivement les quatre intervalles de temps suivants.

— Intervalle de 0 à α : Th_1 est amorcé et Th_2 est bloqué; comme Th_3 laisse passer le courant durant tout l'intervalle, la charge est court-circuitée par Th_1 et Th_3 . La tension de sortie est alors:

$$V_{\text{sortie}} = 0$$

Un courant de charge négatif circule dans la boucle (voir la figure 8.92.a):

$$N \rightarrow \text{Charge} \rightarrow M \rightarrow D_1 \rightarrow Th_3 \rightarrow N$$

La source de courant continu E ne fournit aucun courant (voir la figure 8.95.b):

$$I_c = 0$$

— Intervalle de α à π : À l'angle α , le thyristor Th_4 est amorcé et Th_3 est bloqué. Durant cet intervalle, M est relié à A (+) et N est relié à B (-). La tension de sortie est:

$$V_{\text{sortie}} = E$$

Le courant de charge, toujours négatif, circule dans la boucle:

$$N \rightarrow \text{Charge} \rightarrow M \rightarrow D_1 \rightarrow A \rightarrow \text{Source} \\ \text{continue} \rightarrow B \rightarrow D_4 \rightarrow N$$

Le courant de la source continue est négatif:

$$I_c = I_{\text{charge}} < 0$$

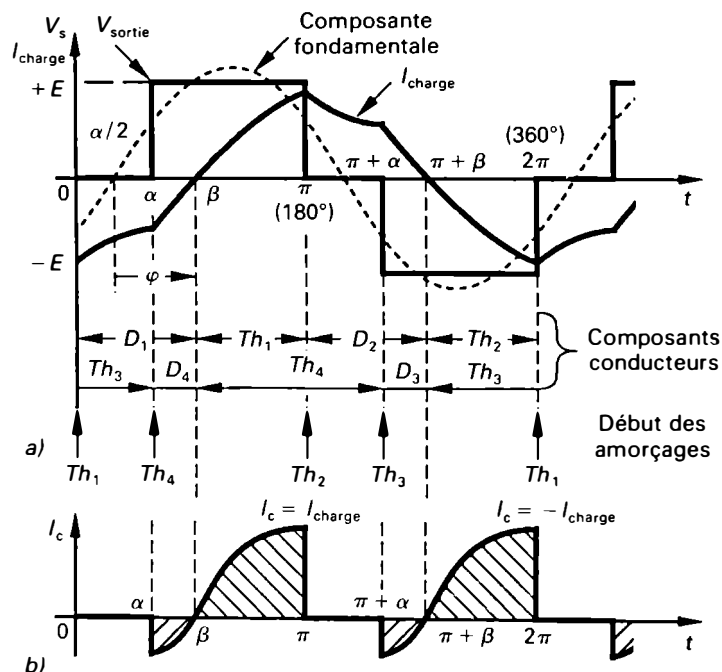


Figure 8.95 Formes d'onde des tensions et des courants dans un onduleur en pont à commande décalée, qui débite un courant dans une charge réactive (RL): a) tension de sortie V_{sortie} et courant de charge I_{charge} ; b) courant de la source continue I_c .

À l'angle β , le courant de charge devient positif et suit le parcours suivant:

$$M \rightarrow \text{Charge} \rightarrow Th_4 \rightarrow B \rightarrow \text{Source} \\ \text{continue} \rightarrow A \rightarrow Th_1 \rightarrow M$$

La tension de sortie est:

$$V_{\text{sortie}} = E$$

Le courant de charge et le courant de la source continue sont égaux et positifs:

$$I_c = I_{\text{charge}} > 0$$

— Intervalle de π à $\pi + \alpha$: À l'angle de 180° , le thyristor Th_1 est bloqué. Le courant de charge I_{charge} est alors positif et il circule dans la boucle:

$$M \rightarrow \text{Charge} \rightarrow N \rightarrow Th_4 \rightarrow D_2 \rightarrow M$$

Durant cet intervalle, la charge est à nouveau court-circuitée par Th_4 et D_2 . La tension de sortie V_{sortie} est nulle et le courant de la source de courant continu I_c est aussi nul.

— Intervalle de $\pi + \alpha$ à 2π : À l'angle de $180^\circ + \alpha$, le thyristor Th_4 est bloqué. Le courant de charge I_{charge} est alors positif et il circule dans la boucle:

$$M \rightarrow \text{Charge} \rightarrow N \rightarrow D_3 \rightarrow A \rightarrow \text{Source} \\ \text{continue} \rightarrow B \rightarrow D_2 \rightarrow M$$

Dans cet intervalle, le point M est relié à B (-) et N , à A (+). La tension de sortie est:

$$V_{\text{sortie}} = -E$$

D'autre part, le courant de charge I_{charge} traverse la source continue dans le sens B vers A ; le courant de la source continue I_c est négatif (voir la figure 8.95.b):

$$I_c = -I_{\text{charge}} < 0$$

Dès que le courant de charge devient négatif, à l'angle de $180^\circ + \beta$, il emprunte le parcours suivant:

$$N \rightarrow \text{Charge} \rightarrow M \rightarrow Th_2 \rightarrow \text{Source continue} \\ \rightarrow A \rightarrow Th_3 \rightarrow N$$

En effet, le thyristor Th_2 est amorcé depuis l'angle de 180° et Th_3 , depuis l'angle de $180^\circ + \alpha$. Nous avons toujours:

$$V_{\text{sortie}} = -E$$

mais, désormais, le courant de la source continue est positif:

$$I_c = -I_{\text{charge}} > 0$$

En conclusion, dans l'onduleur en pont à commande décalée, la tension de sortie a la forme de créneaux séparés par des intervalles dont la largeur est ajustable. En agissant sur l'angle de décalage α , on fait varier la valeur efficace et l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie, qui sont calculées à l'aide des relations suivantes:

$$V_{\text{sortie, eff}} = E \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (8.63)$$

Les angles π et α sont exprimés en degrés.

$$V_{\text{fond. max}} = \frac{4}{\pi} E \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (8.64)$$

Onduleurs monophasés « sinusoïdaux »

À partir de l'onduleur monophasé en pont illustré à la figure 8.92 qui fournit une tension alternative en forme de créneaux de largeur variable, nous pouvons obtenir, en combinant plusieurs signaux, une tension de sortie dont la forme se rapproche de celle de la sinusoïde. Les deux principales techniques développées sont:

- les onduleurs à tension de sortie en marches d'escalier obtenue par l'addition de plusieurs signaux ou par le choix du rapport de transformation;
- les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (PWM: *Pulse Width Modulation*).

■ Addition de plusieurs tensions

L'addition des tensions de sortie en créneaux de plusieurs ponts monophasés donne une tension totale de sortie dont la forme se rapproche de celle d'une sinusoïde (Figure 8.96.b). Cette tension, en marches d'escalier, présente un taux d'harmonique réduit, ce qui a pour effet de simplifier le filtrage à effectuer entre l'onduleur et la charge. La figure 8.96.a représente le schéma de principe d'un onduleur monophasé à sortie en marches d'escalier. Cet onduleur fait l'addition de trois tensions d'amplitudes différentes (grâce aux rapports de transformation) et de largeurs différentes (grâce à des angles d'amorçage de 0° , 30° et 60°).

■ Choix du rapport de transformation

Pour obtenir une tension de sortie en forme de marches d'escalier à l'aide d'un seul onduleur, on utilise trois groupes de thyristors montés en parallèle-inverse et un transformateur possédant trois prises secondaires de tensions différentes, V_1 , V_2 et V_3 (Figure 8.97). Une commande d'amorçage programmée des thyristors permet d'obtenir des créneaux de largeurs réglables qui produisent une tension de sortie synthétisée dont la forme se rapproche de la sinusoïde.

■ Modulation de largeur d'impulsion

Dans un onduleur en pont à quatre thyristors (Figure 8.92), nous pouvons, en contrôlant de la façon appropriée les temps

d'amorçage et de blocage des thyristors, obtenir des impulsions dont la largeur et l'espacement sont variables. La paire de thyristors, Th_1 et Th_4 , est amorcée, puis bloquée de façon à produire des trains d'impulsions de largeur variable qui formeront l'alternance positive de la tension sinusoïdale de sortie. De la même manière, la paire de thyristors, Th_3 et Th_2 , produira les impulsions qui formeront l'alternance négative de la tension sinusoïdale (Figure 8.98.a).

Afin de réduire les harmoniques des rangs 3 et 5, les paires de thyristors peuvent également être amorcées et bloquées pour former des trains d'impulsions de largeur et d'espacement variables, alternativement positifs et négatifs, mais sans intervalles de tension nulle (Figure 8.98.b).

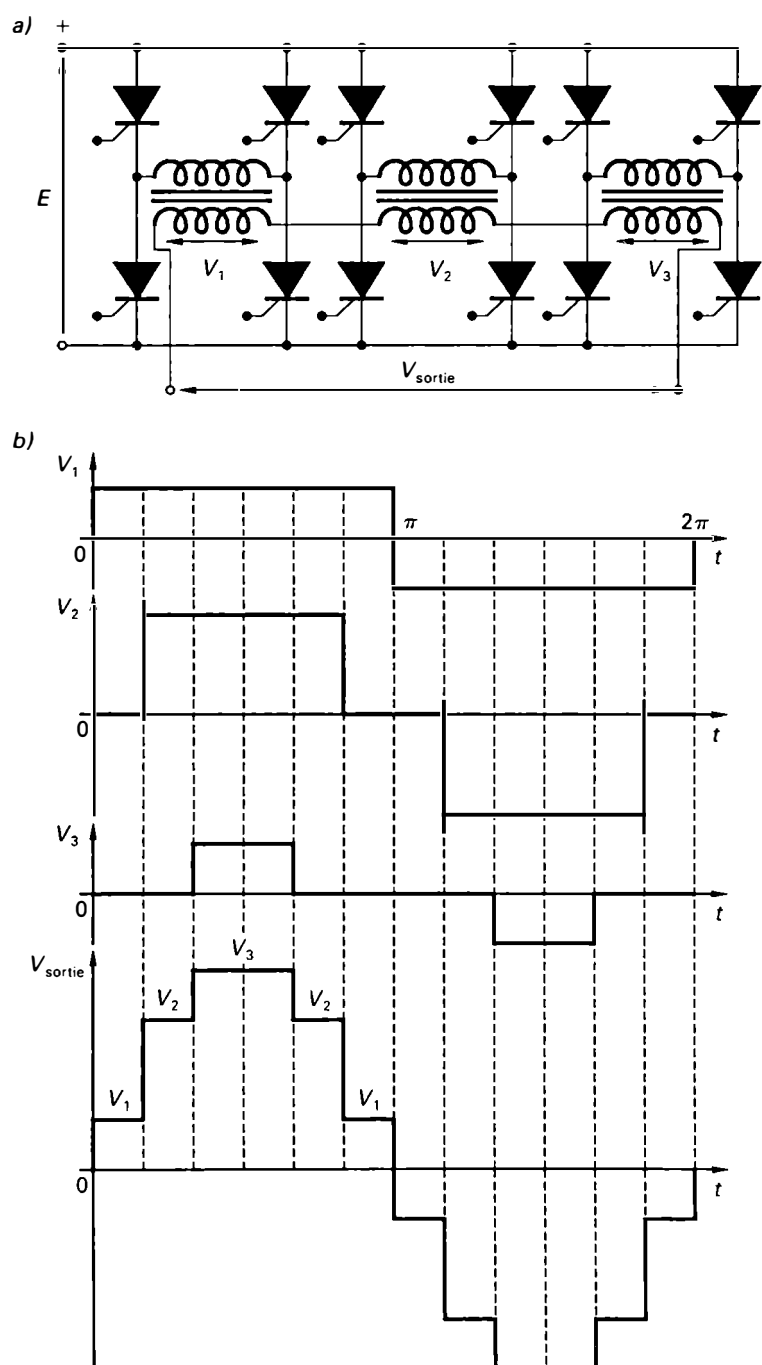
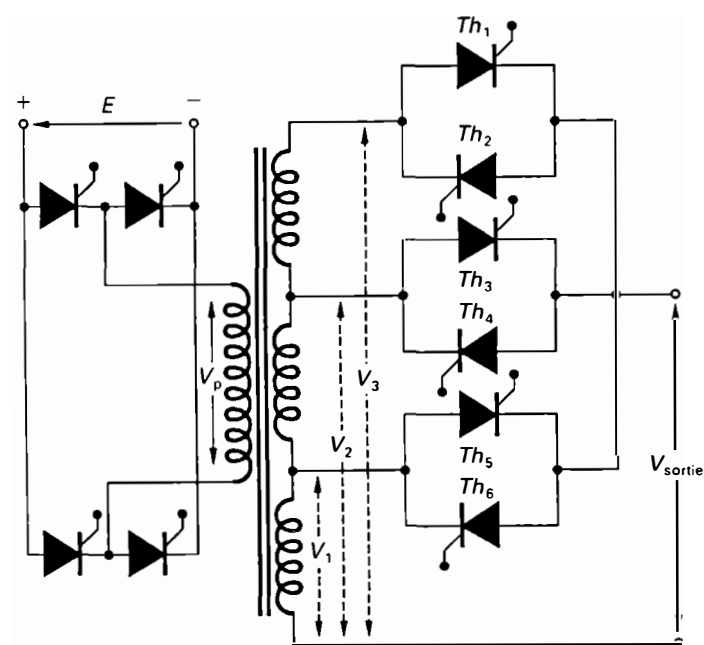
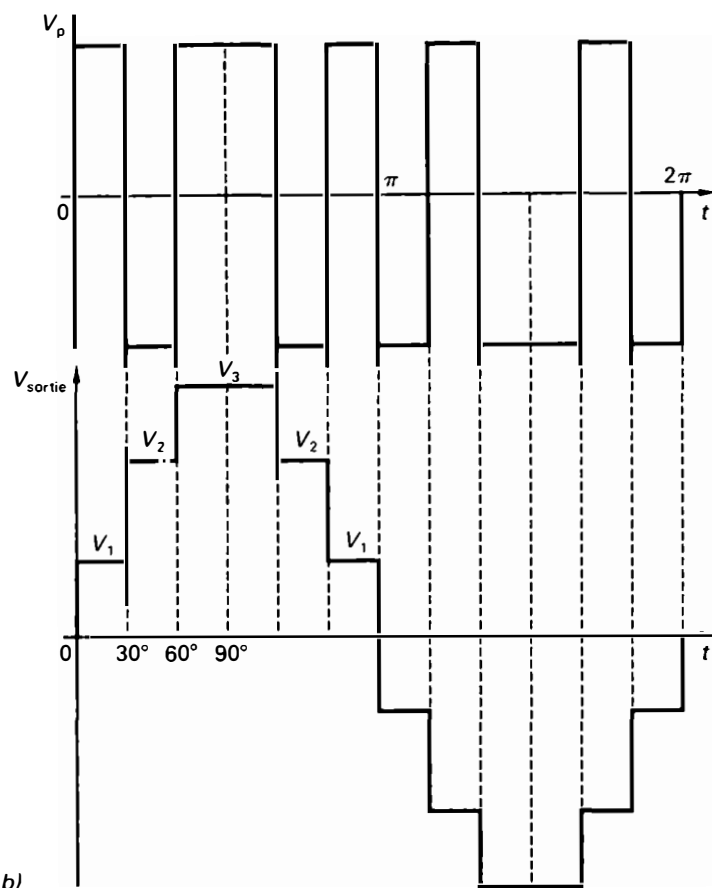


Figure 8.96 Onduleur à sortie en marches d'escalier par addition de tensions: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions.

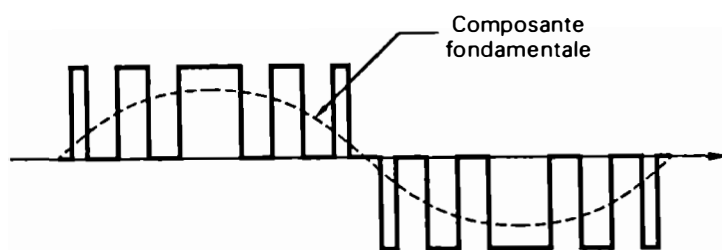


a)

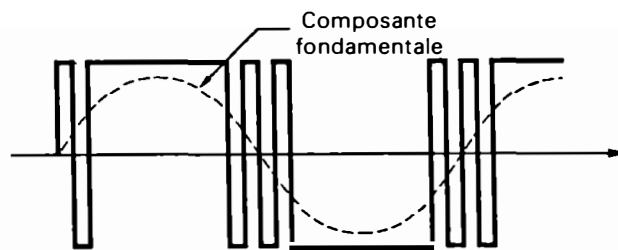


b)

Figure 8.97 Onduleur à sortie en marches d'escalier avec transformateur à plusieurs prises secondaires: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions.



a)



b)

Figure 8.98 Formes d'onde des onduleurs à modulation de largeur d'impulsion: a) unipolaire ou en demi-onde; b) bipolaire ou en pleine onde avec réduction du taux d'harmonique.

Circuits de commutation

Les onduleurs sont des dispositifs alimentés en courant continu; les thyristors qui les composent doivent donc avoir des circuits de blocage — ou d'extinction — en plus des circuits d'amorçage indispensables. Dans le groupe des onduleurs autonomes, c'est-à-dire ceux qui débitent un courant sur une charge passive, on distingue principalement les *onduleurs à commutation forcée* et les *onduleurs à commutation par la charge* (ou *onduleurs à résonance*). Dans le cas des premiers, les thyristors sont bloqués à l'aide de circuits auxiliaires. Il s'agit généralement des onduleurs qui fonctionnent à des fréquences entre 0 Hz et 400 Hz. Dans le cas des seconds, l'énergie nécessaire aux blocages des thyristors est prélevée sur la charge qui est un circuit oscillant (série

ou parallèle). Il s'agit des onduleurs qui fonctionnent à des fréquences élevées, de l'ordre de 400 Hz à 40 kHz.

Onduleurs à commutation forcée

Il existe deux types de montages pour les onduleurs à commutation forcée: les montages sans thyristor auxiliaire et les montages avec thyristors auxiliaires.

■ Circuit de blocage sans thyristor auxiliaire

Le circuit de blocage sans thyristor auxiliaire comporte, pour chaque bras, une inductance avec point milieu $L_1 L_2$, deux diodes de roue libre, D_1 et D_2 , et deux condensateurs de commutation, C_1 et C_2 (Figure 8.99). Lors de l'amorçage d'un thyristor (Th_1), la tension aux bornes des condensateurs

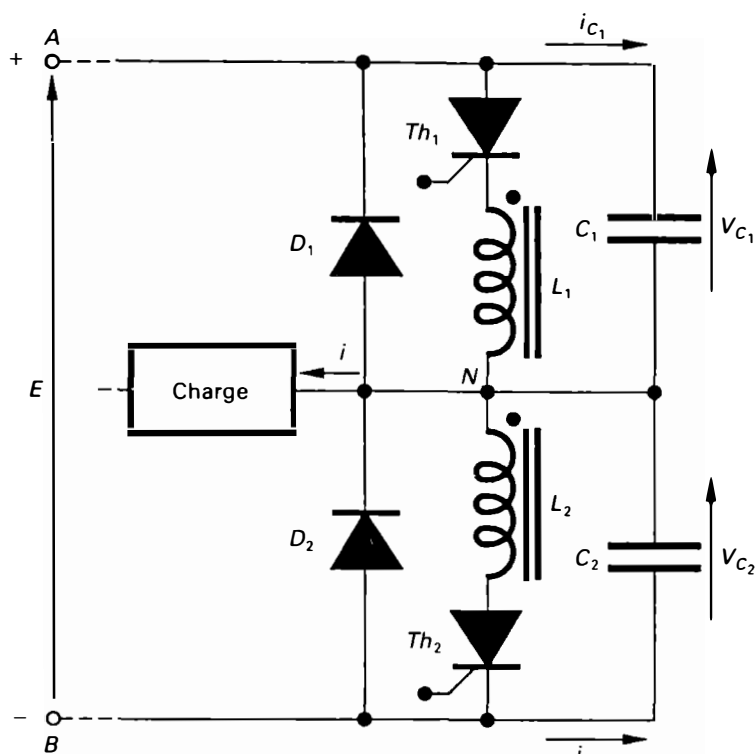


Figure 8.99 Onduleur avec circuit de blocage sans thyristor auxiliaire: $L_1 = L_2$; $C_1 = C_2$.

(V_C) et l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique des inductances ($\frac{1}{2}LI^2$) assurent automatiquement le blocage de l'autre thyristor du même bras (Th_2).

■ Circuit de blocage avec thyristors auxiliaires

Le circuit de blocage avec thyristors auxiliaires comprend, pour chaque bras, deux thyristors auxiliaires, Th_{a1} et Th_{a2} , un condensateur, C , une inductance, L , et deux diodes de commutation, D_1 et D_2 (Figure 8.100). Ce montage produit une commutation plus rapide que celle du circuit précédent et permet un fonctionnement à des fréquences supérieures.

Au départ, le circuit est dans l'état suivant: le thyristor principal Th_1 est amorcé et parcouru par le courant de charge i . Le point M est relié à A . Les thyristors auxiliaires sont bloqués. Le passage de la conduction du courant de charge i du thyristor principal Th_1 à la diode de commutation D_2 comprend les étapes suivantes, illustrées à la figure 8.101.

— Amorçage du thyristor auxiliaire Th_{a1} . Celui-ci place le circuit LC en série avec le thyristor principal Th_1 (Figure 8.101.a). Le courant de condensateur i_C est alors crois-

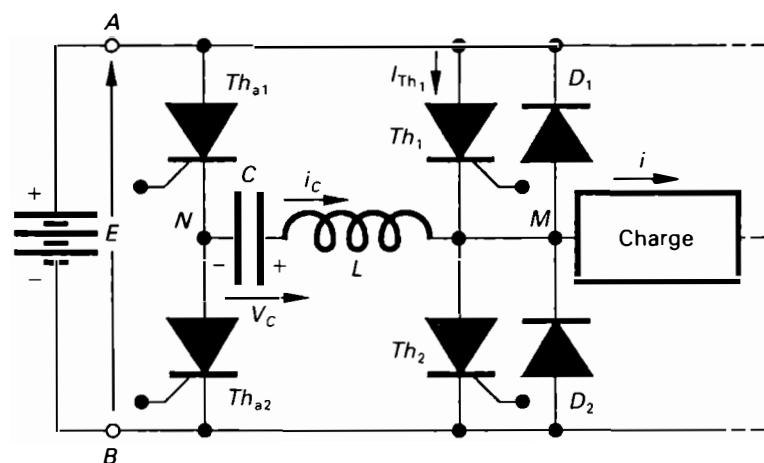


Figure 8.100 Onduleur avec circuit de blocage comprenant des thyristors auxiliaires.

sant. Le courant dans Th_1 ($I_{Th_1} = i - i_C$) décroît rapidement jusqu'à ce que Th_1 se bloque.

— Augmentation du courant transitoire dans le condensateur. Lorsque celui-ci devient supérieur à i , la différence ($i_C - i$) s'écoule par D_1 (Figure 8.101.b).

— Inversion de la tension aux bornes du condensateur. Après l'inversion de la tension aux bornes du condensateur, le courant i_C décroît et reprend la valeur i ; la diode D_1 cesse alors de conduire le courant et l'excès de courant ($i - i_C$) passe par D_2 (Figure 8.101.c).

— Annulation du courant i_C . Lorsque celui-ci s'annule et tend à s'inverser, le thyristor Th_{a1} se bloque et la diode D_2 laisse passer le courant de charge en roue libre. Le condensateur C , qui s'était déchargé en transférant son énergie à l'inductance L , s'est rechargé en sens inverse (Figure 8.101.d).

À ce moment, la commutation, qui a duré quelques dizaines ou centaines de microsecondes, est terminée. La charge qui était reliée à A se trouve maintenant raccordée à B .

Onduleurs à commutation par la charge ou onduleur à résonance

La figure 8.102.a représente le schéma de principe d'un onduleur à commutation par la charge de type série. Le circuit d'utilisation qui est composé d'une inductance, d'une

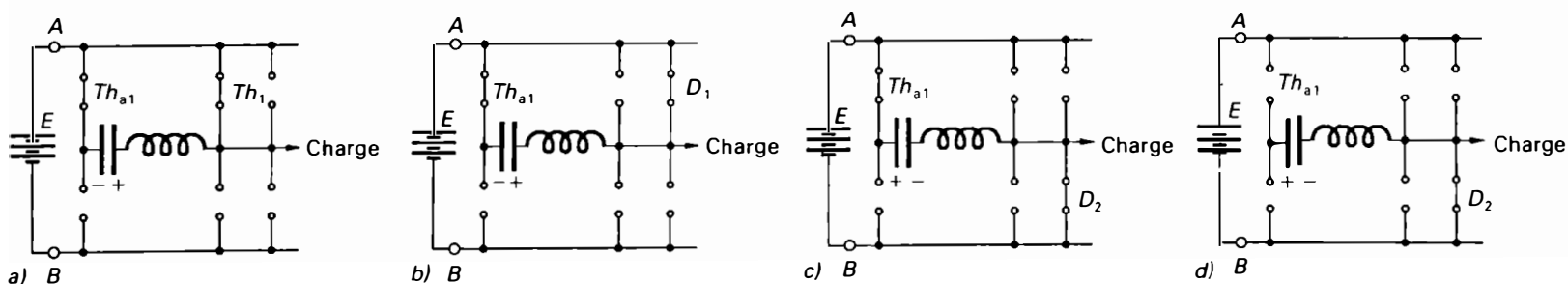
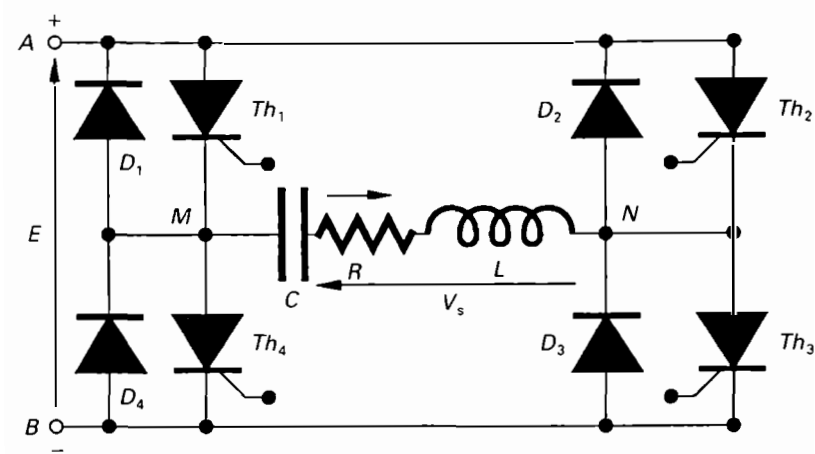


Figure 8.101 Différentes étapes de la commutation d'un onduleur avec circuit de blocage comprenant des thyristors auxiliaires.



a)

Figure 8.102 Onduleur série: a) schéma de principe; b) formes d'onde.

résistance et d'un condensateur en série est un circuit oscillant. La tension obtenue aux bornes du circuit oscillant (charge) est une tension alternative en forme de créneaux de valeurs $\pm E$. Elle fournit dans la charge un courant alternatif de forme presque sinusoïdale qui est déphasé en avant sur la tension d'un angle φ (Figure 8.102.b).

Si l'amortissement du circuit qui est égal à $R/2L$ est faible, la valeur instantanée du courant s'écrit:

$$i = I_{\max} \sin(\omega t + \varphi)$$

avec:

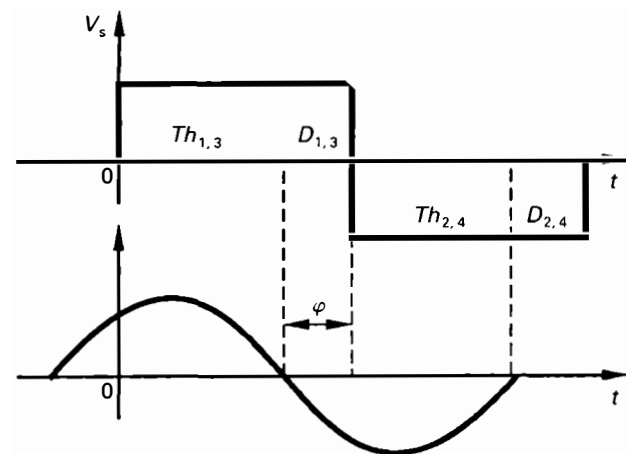
$$I_{\max} = \left(\frac{E}{R} \frac{4}{\pi} \right) \cos \varphi$$

alors:

$$I_{\text{eff}} = \left(\frac{4E}{\pi\sqrt{2}R} \right) \cos \varphi$$

La fréquence des oscillations est celle de la résonance du circuit d'utilisation:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



b)

La figure 8.103.a représente le montage de principe d'un onduleur à commutation par la charge de type parallèle. La forme de la tension obtenue aux bornes de la charge est sinusoïdale:

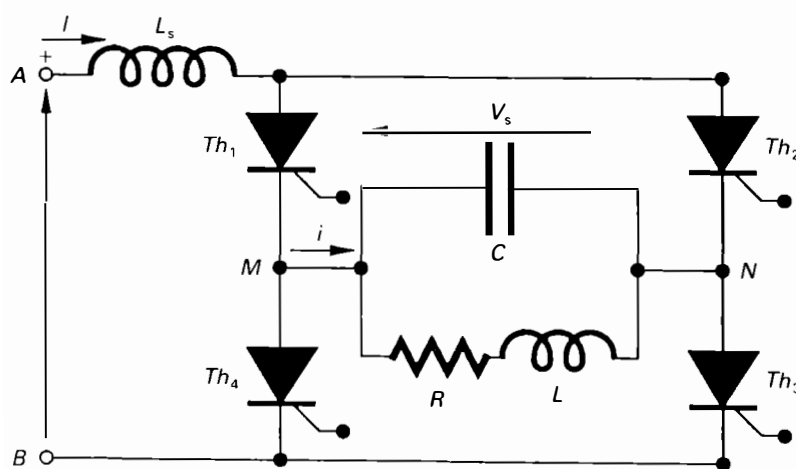
$$V_{s,\text{eff}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{E}{\cos \varphi} \quad (8.65)$$

Le courant alternatif de charge en forme de créneaux est déphasé en arrière d'un angle φ par rapport à la tension (Figure 8.103.b).

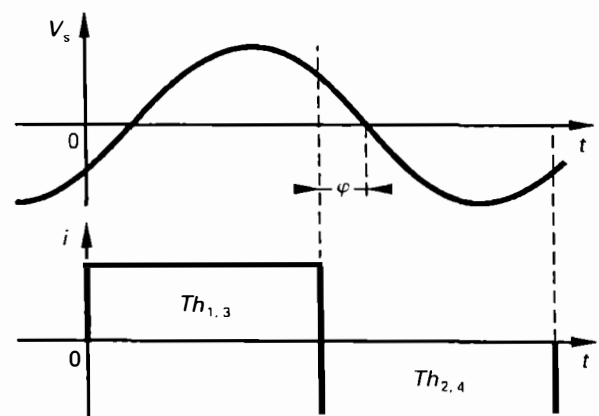
Filtres associés aux onduleurs

Dans la plupart des applications, des onduleurs doivent fournir à la charge une tension alternative de forme sinusoïdale. Pour obtenir des tensions sinusoïdales, nous pouvons:

- soit utiliser des charges à circuit résonant (Figures 8.102 et 8.103), surtout dans le cas de fréquences supérieures à 400 Hz;
- soit placer le filtre approprié à la sortie des onduleurs. Ces filtres ont pour fonction d'éliminer ou d'atténuer le plus possible les *harmoniques* contenues dans les ondes rectangulaires en forme de créneaux, de marches d'escalier ou d'impulsions modulées en largeur.



a)



b)

Figure 8.103 Onduleur parallèle: a) schéma de principe; b) formes d'onde.

Nous avons appris au paragraphe 2.1.3, que toute forme d'onde périodique comprend une composante continue constante à laquelle est superposée une suite de composantes sinusoïdales de fréquences f_1 (composante fondamentale), f_2, f_3, \dots, f_n (harmoniques des 2^e, 3^e, ... n^e rangs respectivement). Une onde périodique non sinusoïdale — appelée aussi *onde complexe* — peut s'exprimer sous la forme mathématique suivante:

$$v = V_0 + V_1 \sin(\omega t + \phi_1) + V_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + V_3 \sin(3\omega t + \phi_3) + \dots + V_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

Les différents termes de cette relation sont définis de la façon suivante:

- v : valeur instantanée au temps t .
- V_0 : valeur de la composante continue ou valeur moyenne. Si les surfaces sous la courbe, positives et négatives, des demi-cycles de la forme d'onde sont égales, la valeur moyenne est alors nulle. C'est d'ailleurs le cas de la sinusoïde.
- V_1 : valeur maximale de la composante fondamentale.
- V_2 : valeur maximale de la 2^e harmonique (fréquence double de celle de la composante fondamentale).
- V_3 : valeur maximale de la 3^e harmonique (fréquence triple de celle de la composante fondamentale).
- V_n : valeur maximale de la n^e harmonique (n fois la fréquence de la composante fondamentale).
- ϕ : référence angulaire relative.
- ω : $2\pi f$ (en radians par seconde). C'est la pulsation ou la vitesse angulaire. Le symbole f désigne la fréquence de la composante fondamentale.

La valeur efficace (valeur *RMS*) totale d'une onde complexe est donnée par la relation:

$$V_{\text{eff}} = (V_{1,\text{eff}}^2 + V_{2,\text{eff}}^2 + V_{3,\text{eff}}^2 + \dots + V_{n,\text{eff}}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (8.66)$$

La présence d'harmoniques apporte des distorsions dans la forme d'onde obtenue à la sortie. Ces distorsions varient selon l'amplitude et le rang des harmoniques (2^e, 3^e, ... , n^e). On définit le *facteur de distorsion* causé par les harmoniques comme le quotient de la valeur efficace totale de l'ensemble des composantes harmoniques par la valeur efficace de la composante fondamentale. Sa valeur est obtenue à partir de la relation:

$$\text{Facteur de distorsion} = \frac{(V_{2,\text{eff}}^2 + V_{3,\text{eff}}^2 + V_{4,\text{eff}}^2 + \dots + V_{n,\text{eff}}^2)^{\frac{1}{2}}}{V_{1,\text{eff}}} \quad (8.67)$$

En combinant cette équation à l'équation 8.66, nous obtenons:

$$\text{Facteur de distorsion} = \frac{(V_{\text{eff}}^2 - V_{1,\text{eff}}^2)^{\frac{1}{2}}}{V_{1,\text{eff}}} \quad (8.68)$$

En pratique, la réduction du facteur de distorsion à la sortie des onduleurs jusqu'à 5% est généralement suffisante. Dans ce but, plusieurs types de filtres, qui comprennent essentiellement des circuits *LC*, sont utilisés.

La figure 8.104 représente un filtre *LC* série-parallèle qui donne de bons résultats lorsqu'il s'agit d'atténuer des harmoniques de rang peu élevés. Chacun des circuits (série et parallèle) est accordé sur la fréquence de sortie de l'onduleur. La branche série présente une impédance nulle dans le cas de la fréquence de la composante fondamentale, mais une impédance croissante dans le cas des fréquences plus élevées. La branche parallèle présente une impédance infinie pour la fréquence fondamentale, mais une impédance décroissante pour les fréquences plus élevées. Avec ce type de filtre, nous obtenons, pour la fréquence fondamentale, le rapport:

$$\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} = 1$$

quelle que soit la charge.

Pour les harmoniques d'ordre n , nous obtenons, avec un circuit de charge ouvert:

$$\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{A} \left(n - \frac{1}{n} \right)^2} \quad (8.69)$$

Dans cette relation:

$$A = \frac{L_s}{L_p} = \frac{C_p}{C_s} \quad (8.70)$$

et:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (8.71)$$

Le symbole ω_0 désigne la pulsation de la composante fondamentale exprimée en radians par seconde, alors que V est exprimé en volts, C en farads et L en henrys.

Un autre type de filtre très utilisé avec les onduleurs de classe *C* est le *filtre de Ott* (Figure 8.105). Ce filtre permet d'obtenir une tension de sortie sinusoïdale, tout en

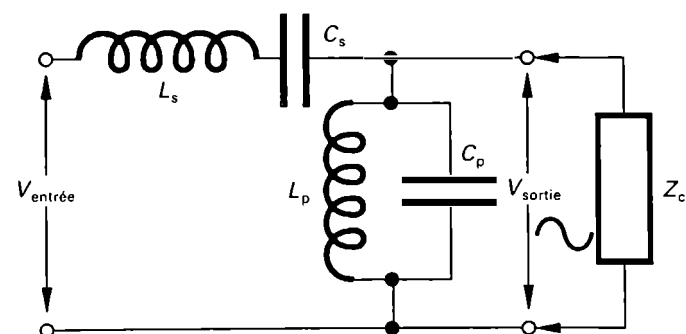


Figure 8.104 Filtre série-parallèle pour onduleur.

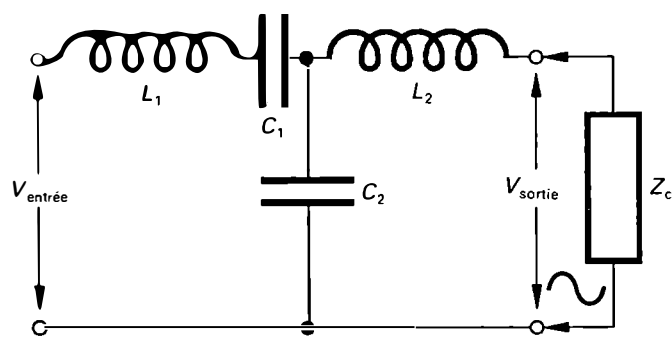


Figure 8.105 Filtre de Ott pour onduleur.

maintenant une bonne régulation et en présentant une impédance d'entrée capacitive pour une large gamme de charges. Les condensateurs et les inductances du filtre sont calculés à l'aide des relations suivantes:

$$C_1 = \frac{1}{6Z_D \omega_0} \quad \text{et} \quad C_2 = 2C_1 \quad (8.72)$$

$$L_2 = \frac{Z_D}{\omega_0} \quad \text{et} \quad L_1 = 4,5L_2 \quad (8.73)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (\text{fréquence de l'onduleur}) \quad (8.74)$$

$$Z_D \leq \frac{|Z_c|}{2} \quad (8.75)$$

Le symbole Z_D désigne l'impédance du filtre et Z_c l'impédance de la charge. Celles-ci sont exprimées en ohms, alors que C est exprimé en farads, L en henrys et ω_0 en radians par seconde.

Le choix du filtre d'un onduleur est dicté par des contraintes techniques (taux d'harmoniques, rendement, encombrement, masse, etc.) et par des considérations économiques (coût du filtre).

Exemple 8.14

On veut construire un filtre de Ott pour un onduleur de classe C qui doit fournir une tension sinusoïdale de 120 V (efficace), dont la fréquence est de 400 Hz et la puissance de sortie, de 500 W, à une charge inductive dont le facteur de puissance F_p est de 0,8.

Calculez:

- la valeur de l'impédance de charge;
- les valeurs des composants C_1 , C_2 , L_1 et L_2 du filtre de Ott.

Solution

- Impédance de charge

À partir des relations fondamentales:

$$R_c = \frac{E_{\text{sortie}}^2 F_p^2}{P_{\text{sortie}}} = \frac{(120)^2 \times (0,8)^2}{500} = 18,4 \, \Omega$$

et:

$$X_c = \frac{R_c}{F_p} \sqrt{1 - F_p^2} = \frac{18,4}{0,8} \sqrt{1 - 0,8^2} = 13,8 \, \Omega$$

Nous obtenons:

$$Z_c = \sqrt{R_c^2 + X_c^2} = \sqrt{18,4^2 + 13,8^2}$$

$$Z_c = 23 \, \Omega$$

Le déphasage arrière est:

$$\varphi = \arccos F_p = \arccos 0,8 = 36,8^\circ$$

$$\varphi = 36,8^\circ$$

Alors:

$$Z_c = 23 \angle -36,8^\circ$$

- Condensateurs et inductances du filtre

Nous avons:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \times 400 = 2513 \, \text{rad/s}$$

et:

$$Z_D \leq \frac{|Z_c|}{2} = \frac{23}{2} = 11,5 \, \Omega$$

Nous choisissons $Z_D = 11 \, \Omega$. Ainsi, nous obtenons:

$$C_1 = \frac{1}{6Z_D \omega_0} = \frac{1}{6 \times 11 \times 2513}$$

$$C_1 = 6 \, \mu\text{F}$$

Alors:

$$C_2 = 2C_1 = 2 \times 6 \, \mu\text{F}$$

$$C_2 = 12 \, \mu\text{F}$$

Nous obtenons aussi:

$$L_2 = \frac{Z_D}{\omega_0} = \frac{11}{2513}$$

$$L_2 = 4,4 \, \text{mH}$$

et:

$$L_1 = 4,5L_2 = 4,5 \times 4,4$$

$$L_1 = 19,8 \, \text{mH}$$

Onduleurs triphasés autonomes

Pour obtenir une source de tension alternative triphasée à partir d'une source de tension continue, nous utilisons soit trois onduleurs monophasés distincts, soit un onduleur triphasé en pont.

Onduleur triphasé formé de trois onduleurs monophasés

L'onduleur triphasé illustré à la figure 8.106 comprend trois onduleurs monophasés distincts dont les tensions de sortie sont déphasées de 120° les unes par rapport aux autres. Les trois tensions simples de sortie sont régulées séparément en amplitude et en phase. Ce type d'onduleur, muni de sorties groupées en étoile, est capable d'alimenter des circuits triphasés déséquilibrés.

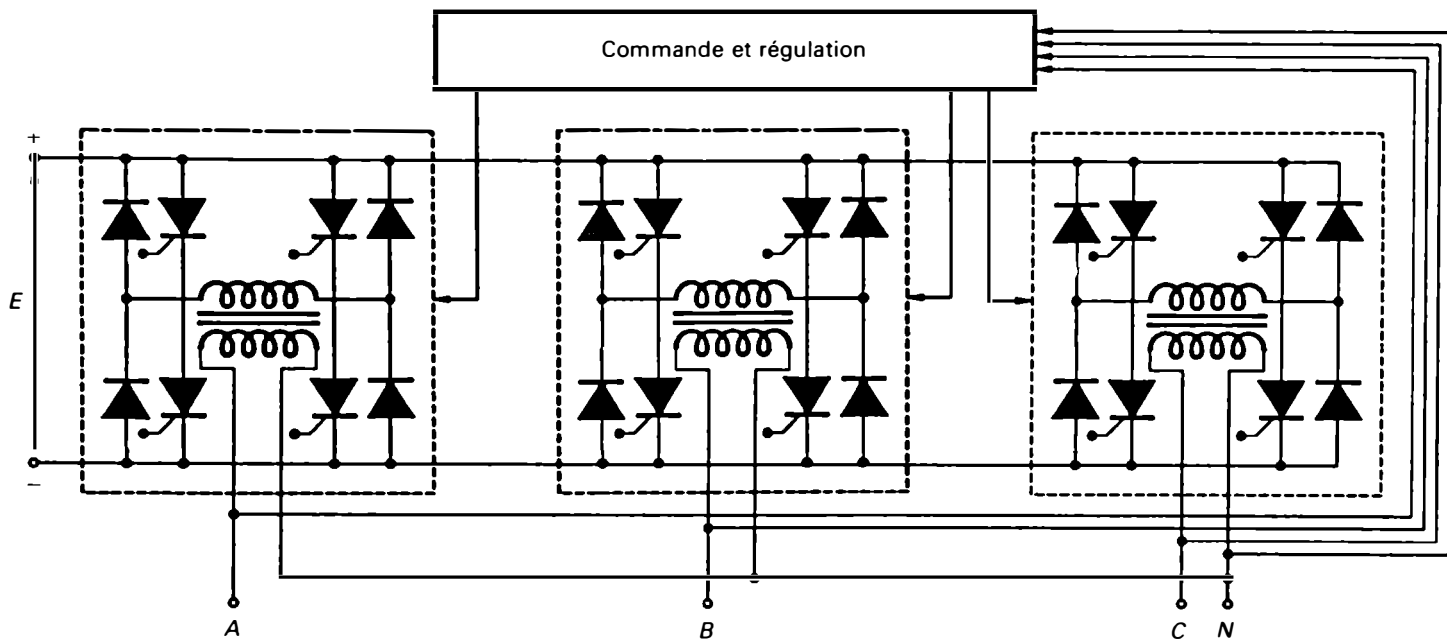


Figure 8.106 Onduleur triphasé autonome à partir de trois onduleurs monophasés.

Onduleur triphasé en pont

La figure 8.107 représente le montage de principe d'un onduleur triphasé autonome qui peut alimenter des charges triphasées équilibrées groupées en étoile ou en triangle. Il existe deux façons de commander l'amorçage des thyristors qui permettent d'obtenir, à chaque instant, soit deux thyristors en conduction, soit trois thyristors en conduction.

Dans le cas de l'onduleur triphasé avec deux thyristors en conduction à chaque instant, chaque thyristor est à l'état passant pendant 120° , et les décalages entre les signaux d'amorçage sont de 60° . La figure 8.108 indique les séquences de commutation des thyristors et les formes d'onde

lorsqu'il s'agit de charges résistives. La tension de sortie de ligne V_{ab} (tension composée) est en forme de marches d'escalier de largeur 120° et de valeurs E et $E/2$.

Dans le cas de l'onduleur triphasé avec trois thyristors en conduction à chaque instant, deux thyristors d'un même bras (Th_1 et Th_4) sont amorcés à 180° de décalage. Les thyristors de deux bras voisins (Th_1 et Th_3) sont amorcés à 120° de décalage. Nous avons ainsi, à chaque instant, trois thyristors en conduction et chacun d'eux laisse passer le courant pendant 180° (Figure 8.109). Nous obtenons à la sortie des tensions de ligne V_{ab} (tension composée) en forme de créneaux de 120° et de valeurs E ou $-E$, séparés par

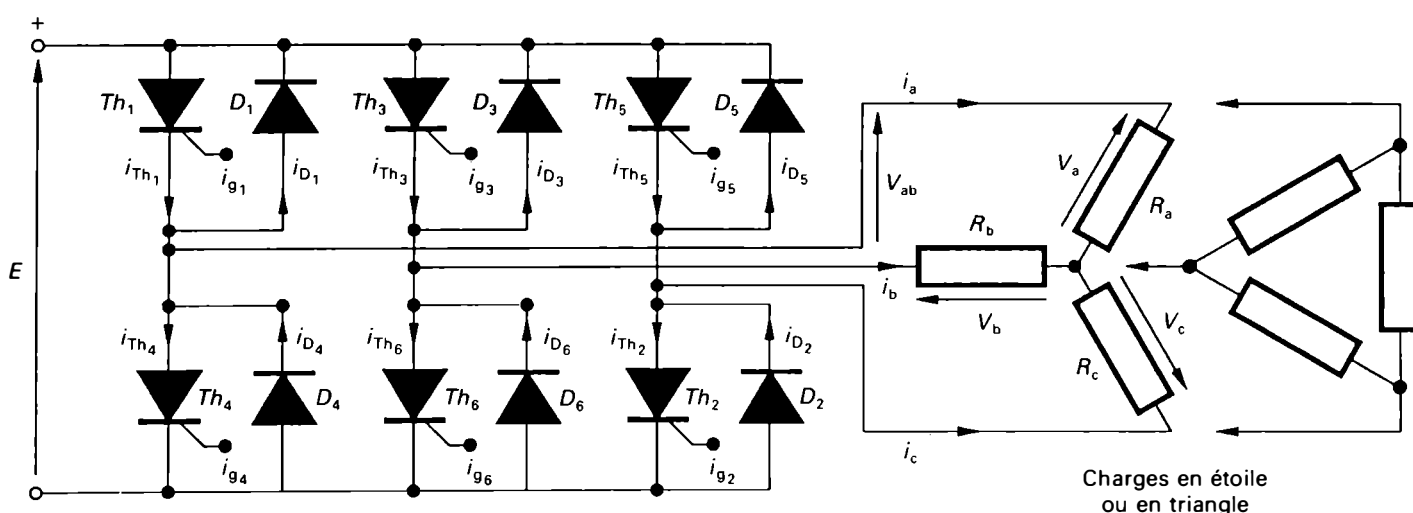
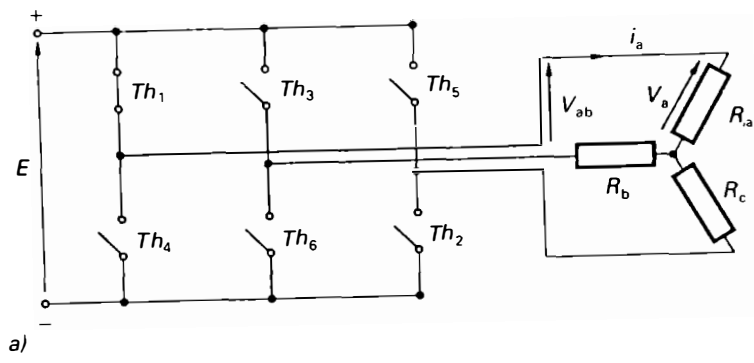


Figure 8.107 Montage de principe d'un onduleur triphasé en pont.



a)

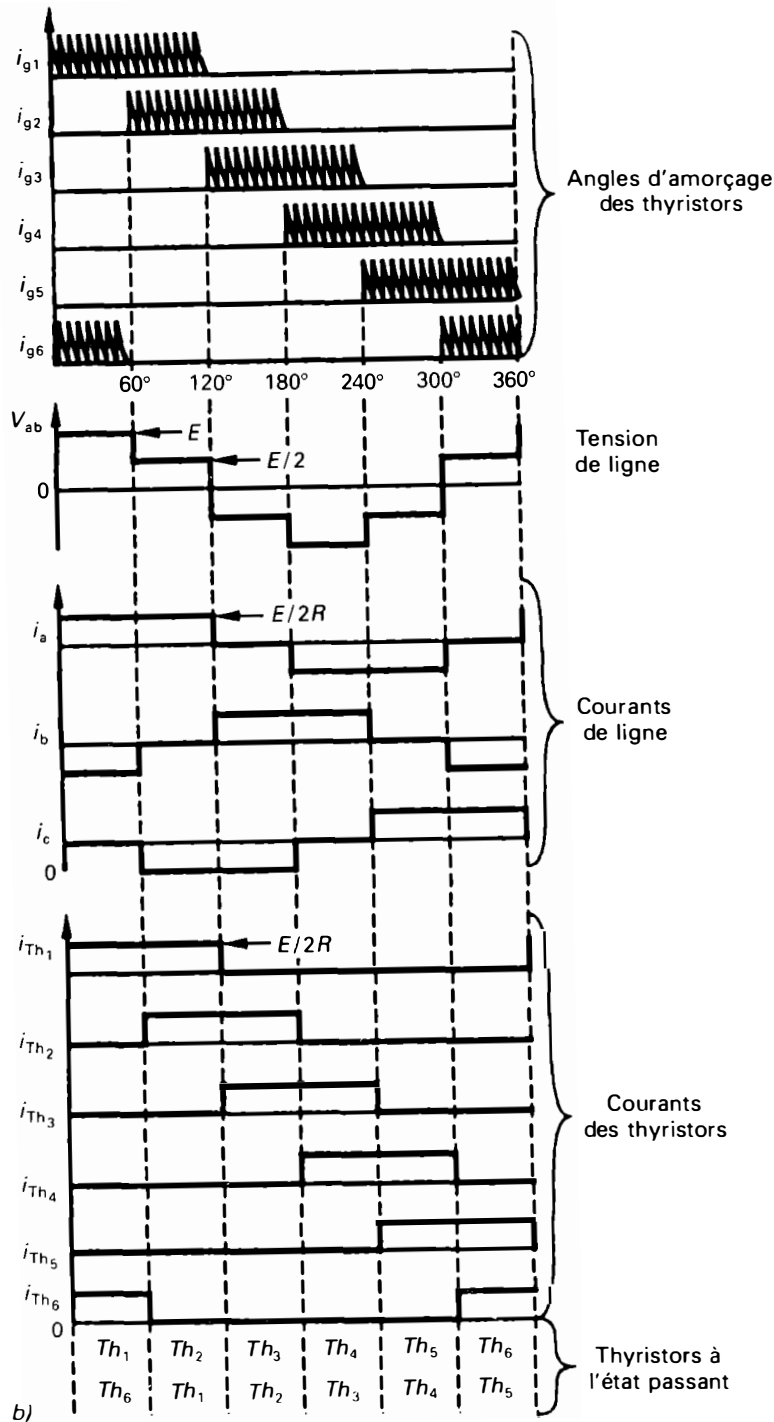
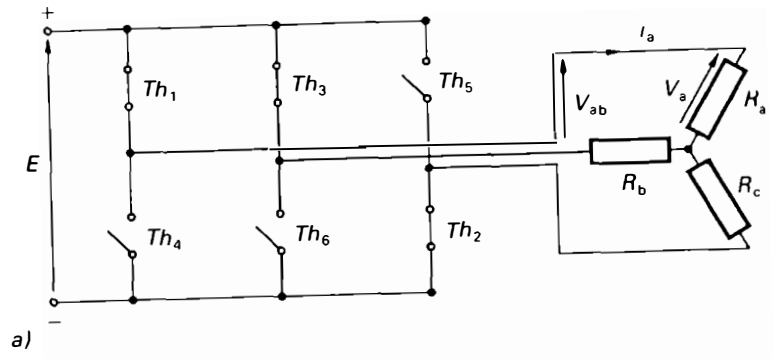


Figure 8.108 a) Onduleur triphasé avec deux thyristors en conduction à chaque instant. b) Formes d'onde des tensions et des courants.



a)

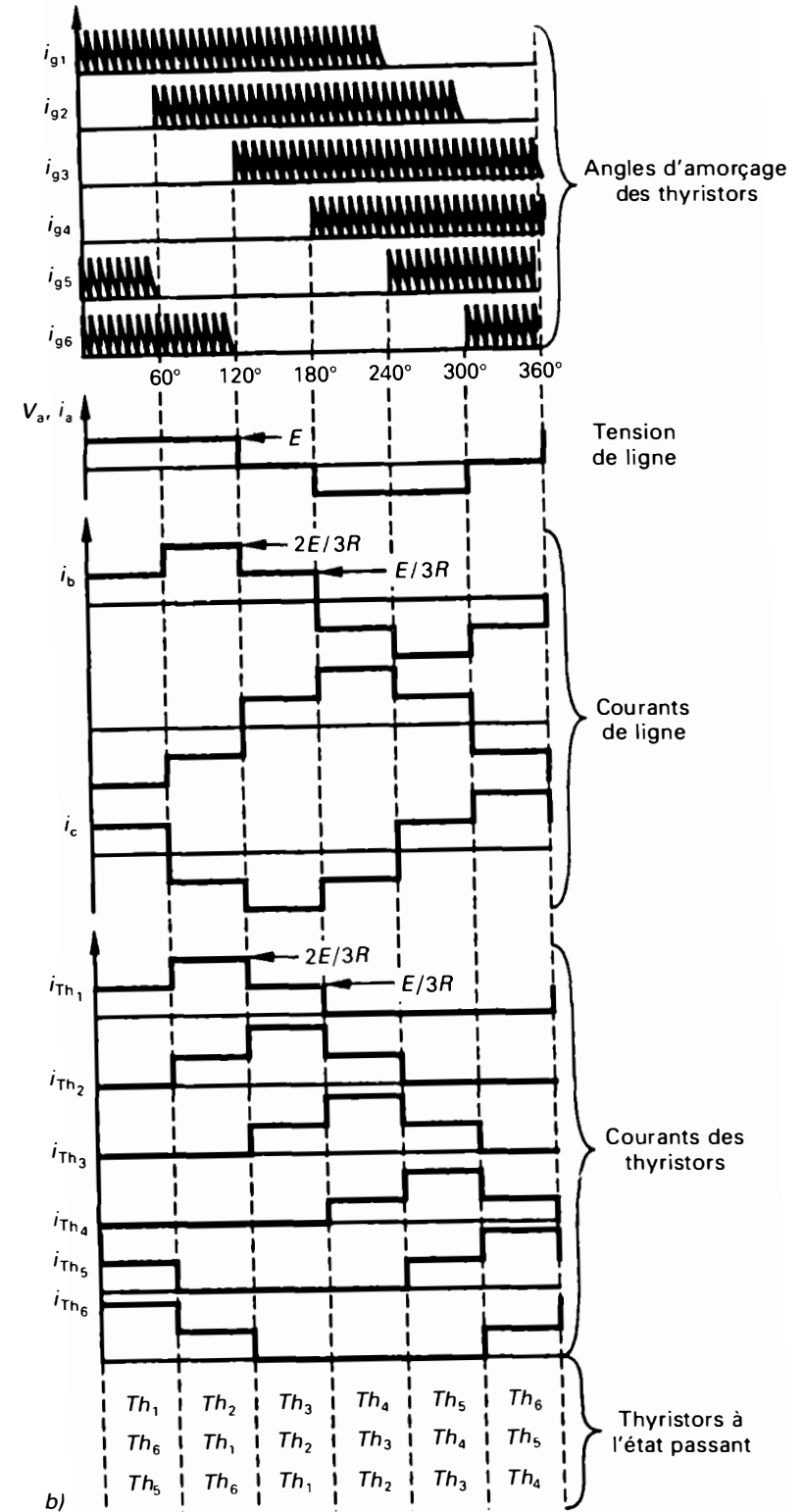


Figure 8.109 a) Onduleur triphasé avec trois thyristors en conduction à chaque instant. b) Formes d'onde des tensions et des courants.

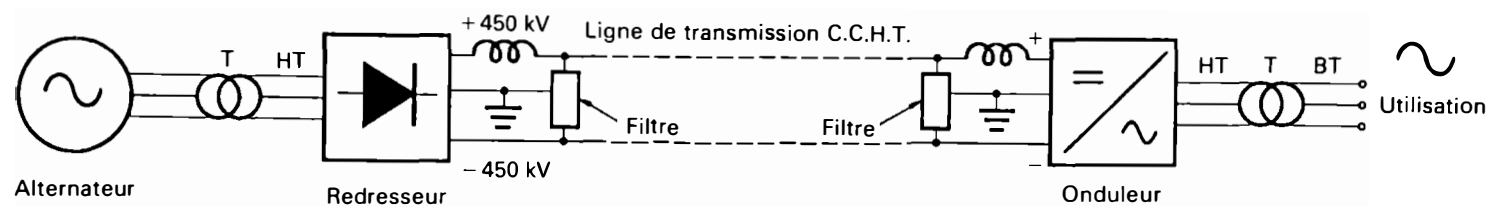


Figure 8.110 Schéma de principe d'un système de transmission C.C.H.T.

des intervalles de niveau zéro. Les tensions simples V_a sont en forme de marches d'escalier de même largeur (60°). Elles ont des valeurs de $\pm E/3$ et de $\pm 2E/3$, suivant les intervalles de temps considérés.

Ce mode de commutation a l'avantage d'utiliser les circuits de blocage avec ou sans thyristor des figures 8.99 et 8.100; ainsi, l'amorçage du thyristor Th_4 , par exemple, assure automatiquement le blocage de l'autre thyristor du même bras, soit Th_1 . Il est également possible de contrôler la valeur des tensions de sortie d'un onduleur triphasé en pont à l'aide de la technique de la modulation de largeur d'impulsion.

Applications des onduleurs

Les applications des onduleurs, non autonomes et autonomes, sont très nombreuses et variées; elles mettent en jeu des puissances qui varient de quelques kilowatts à des centaines de mégawatts et dont les fréquences se situent entre quelques hertz et 40 kHz et plus.

Onduleurs non autonomes

Les onduleurs non autonomes, dont la commutation est commandée par la fréquence du réseau alternatif dans lequel ils débitent un courant, ont comme principales applications:

— *Le transfert de l'énergie en courant continu à haute tension.* L'onduleur non autonome convertit l'énergie électrique qui provient de la ligne de transmission de courant continu à haute tension (C.C.H.T.) en un courant alternatif triphasé (Figure 8.110). C'est sur ce principe que fonctionne le poste de Dorsey près de Winnipeg (Manitoba). Celui-ci relie la ligne de transmission en courant continu (± 450 kV) de la centrale hydro-électrique de la rivière Nelson, au réseau triphasé (230 kV et 60 Hz) d'Hydro Manitoba. Le système C.C.H.T. est également utilisé au poste des Cantons (Québec) qui alimente une ligne de transport reliant le Québec à la Nouvelle-Angleterre. Il est aussi employé pour effectuer des liaisons en courant continu par câbles sous-marins, comme c'est le cas pour la ligne de ± 100 kV entre le réseau de 225 kV de France au réseau de 275 kV d'Angleterre, depuis 1961.

Remarque: La plus ancienne ligne de transmission C.C.H.T. en Amérique du Nord (30 kV et 5,25 MW) a été construite en 1936 à l'aide de redresseurs et d'onduleurs constitués avec des valves à vapeur de mercure. Cette ligne, d'une longueur de 27 km, a été installée entre Mechanicville et Schenectady (État de New-York) et elle reliait un réseau de 40 Hz à un réseau de 60 Hz.

— *La liaison asynchrone entre deux réseaux alternatifs.*

Pour relier deux réseaux alternatifs, il faut que ceux-ci fonctionnent à la même fréquence, qu'ils soient en synchronisme et qu'ils aient des angles de phase voisins. Pour éliminer ces difficultés, on installe, aux extrémités des réseaux, un poste de conversion c.a.-c.c.-c.a. La liaison entre les deux réseaux se fait alors en courant continu (Figure 8.111). Citons, à titre d'exemple, le poste de conversion d'Eel River qui relie les réseaux d'Hydro-Québec et de la Commission d'énergie électrique du Nouveau-Brunswick, et le poste de Châteauguay qui relie les réseaux d'Hydro-Québec et du New York Power Authority (NYPA). À Sakuma au Japon, cette technique est utilisée pour faire la liaison entre un réseau à 60 Hz et un réseau à 50 Hz.

— *La récupération d'énergie lors du freinage de puissants moteurs à courant continu.* Il s'agit de moteurs soumis à des changements de marche fréquents, tels que les moteurs de traction (train, métro), de laminoirs, etc. Lors du freinage, l'énergie électrique du moteur, qui fonctionne temporairement en tant que générateur, est transférée au réseau alternatif par l'intermédiaire d'un onduleur.

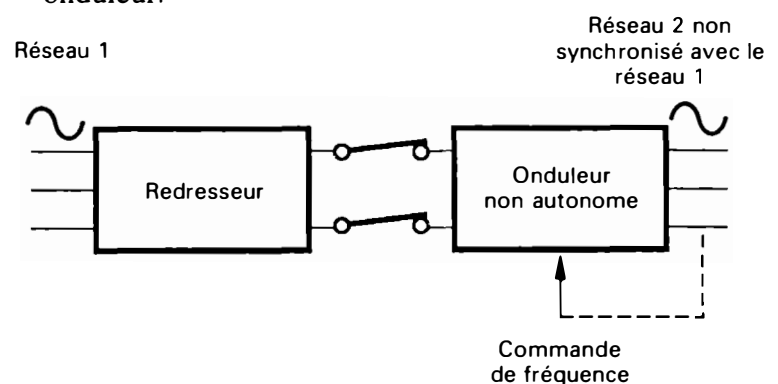


Figure 8.111 Principe de la liaison asynchrone entre deux réseaux alternatifs.

Onduleurs autonomes

Les onduleurs autonomes, dont la commutation des thyristors est réalisée à l'aide de circuits auxiliaires, sont groupés en deux grandes catégories: les onduleurs autonomes à fréquence fixe et les onduleurs autonomes à fréquence variable.

■ Onduleurs autonomes à fréquence fixe

Les onduleurs autonomes à fréquence fixe sont généralement alimentés par une batterie d'accumulateurs; ils constituent des « alimentations de sécurité » qui se substituent automatiquement au réseau alternatif en cas de panne. Les alimentations statiques sans coupure (*Uninterruptible Power Supplies: UPS*) comprennent essentiellement:

- un redresseur chargeur régulé qui charge la batterie d'accumulateurs, tout en fournissant le courant nécessaire à l'onduleur;
- une batterie d'accumulateurs qui assure le fonctionnement autonome de l'onduleur lorsque le réseau alternatif est défaillant;
- un onduleur autonome qui fournit une tension de sortie alternative sinusoïdale régulée à la fréquence industrielle (60 Hz ou 50 Hz) ayant un taux d'harmoniques inférieur à 5%;
- des commutateurs électroniques (ou électromécaniques) qui permettent de relier le réseau ou l'onduleur à la charge.

Comme les batteries d'accumulateurs ne fournissent une tension que durant un temps limité (habituellement de 10 min à 60 min), il faut prévoir un générateur diesel qui démarre automatiquement, après un certain délai, lors de la panne d'électricité et qui s'arrête lorsque le courant est rétabli. Il existe différents types d'alimentations sans coupure qui varient selon les besoins imposés par l'utilisation. Dans le montage de la figure 8.112.a, l'alimentation de secours ne fonctionne qu'en cas de panne dans le réseau alternatif.

Elle alimente des circuits qui tolèrent une interruption de courant très courte qui dure entre 30 ms à 100 ms (ou de deux à six cycles). L'alimentation de secours de la figure 8.112.b fonctionne en permanence et alimente le circuit d'utilisation sans aucune coupure de courant, en cas de panne dans le réseau alternatif.

Les alimentations sans coupure sont surtout utilisées pour alimenter des équipements qui requièrent un fonctionnement permanent. Les types d'applications les plus courants sont:

- l'alimentation d'ordinateurs, de centraux téléphoniques, etc.;
- le guidage des avions (radio, radar, etc.);
- le fonctionnement des blocs opératoires dans les centres hospitaliers;
- l'éclairage de sécurité (salles de spectacles, etc.);
- les circuits d'alarme contre les incendies, le vol, etc.

■ Onduleurs autonomes à fréquence variable

Les onduleurs autonomes à fréquence variable sont alimentés à partir du réseau alternatif et ils fournissent des tensions d'amplitude et de fréquence variables. Ils sont surtout employés dans:

- la commande de vitesse des moteurs alternatifs généralement asynchrones. Dans le cas des puissances élevées, supérieures à 500 kW, les moteurs synchrones autopilotés (onduleurs autonomes à commutation naturelle) sont plus intéressants;
- l'alimentation d'ozoneurs, de générateurs à ultra-son et de fours à induction (onduleurs autonomes à résonance à moyennes fréquences).

Le principe du chauffage à induction, illustré à la figure 8.113, est utilisé dans l'industrie pour le traitement des surfaces des aciers et pour la fusion des métaux. Un générateur à fréquence moyenne, composé d'un régulateur et d'un onduleur autonome, est relié à une bobine. Si une

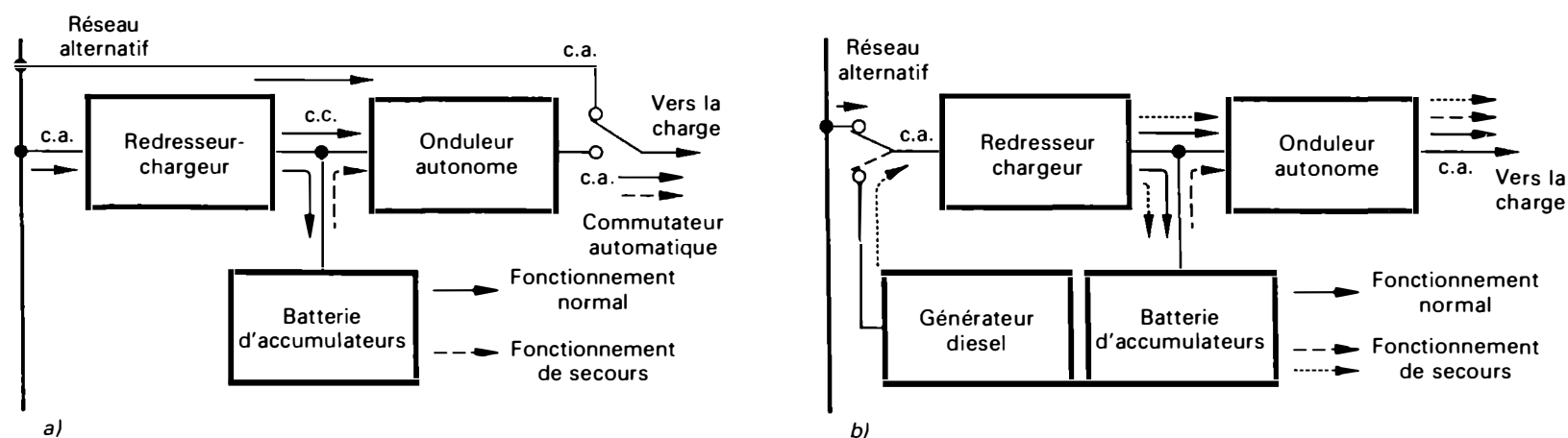


Figure 8.112 Alimentations sans coupure: a) avec commutateur statique; b) à fonctionnement ininterrompu avec générateur diesel de secours.

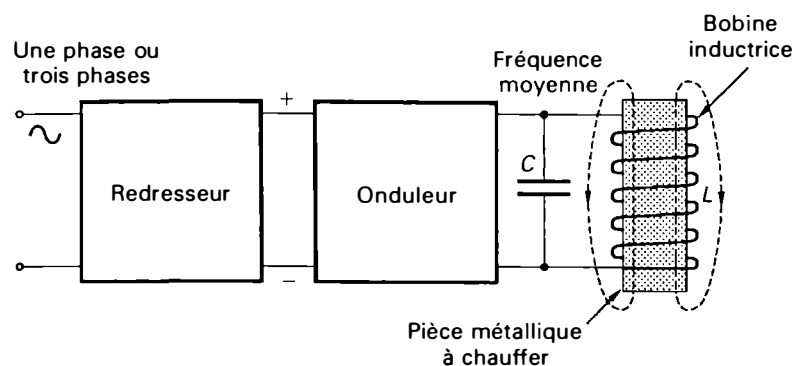


Figure 8.113 Principe du chauffage à induction.

pièce métallique est placée à l'intérieur de la bobine, les courants induits causés par le champ magnétique alternatif échauffent la surface de la pièce par effet Joule. La bobine inductrice peut être considérée comme le primaire d'un transformateur dont la pièce métallique serait le secondaire en court-circuit. Les courants induits se concentrent à la surface de la pièce métallique. Ce phénomène, observé pour la première fois par Lord Kelvin, est appelé *effet pelluculaire*. La quantité de chaleur produite dépend de la perméabilité et de la conductibilité du métal, de la forme et de la pièce et de sa position dans le champ magnétique. Les fréquences de sortie de l'onduleur se situent entre 10 kHz et 30 kHz et dépendent des dimensions et des matériaux des pièces à chauffer. La bobine inductrice de la figure 8.113 peut être remplacée par une spirale plate montée sous une surface en céramique émaillée; on obtient ainsi un appareil de cuisson à induction (Figure 8.114). L'ustensile métallique de cuisson est placé sur la plaque en céramique, juste au-dessus de la bobine inductrice. Le rendement global du système est de l'ordre de 80% et le contrôle de la température est instantané, car la chaleur est produite directement, sans autre constante de temps que celle de l'ustensile métallique.

8.9.6 Hacheurs

Un *hacheur* (en anglais, *chopper*) est un commutateur statique — ou *contacteur statique* — constitué de thyristors, qui permet de transformer directement une tension continue en une autre tension sensiblement continue et réglable. Le principe de fonctionnement d'un hacheur consiste à amorcer et à bloquer périodiquement un ou plusieurs thyristors qui fonctionnent en commutation forcée. La tension continue d'entrée est ainsi découpée, ou hachée, pour donner une tension continue de sortie variable. Cette tension de sortie est formée d'une suite d'impulsions, dont la durée est fixe ou variable, séparées par des intervalles de temps fixes ou variables (Figure 8.115).

La valeur moyenne de la tension continue de sortie, E_{moy} , dépend de la tension continue d'entrée, du temps de conduction, $t_{\text{cond.}}$, et du temps de blocage, t_{bloc} , des thyristors. Les temps de conduction et de blocage déterminent la

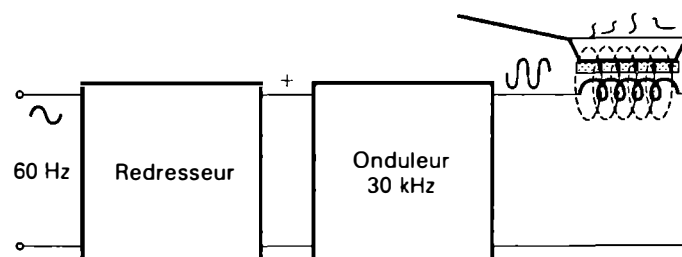


Figure 8.114 Schéma de principe de la cuisinière à induction.

période de hachage, T_h , et la fréquence de hachage, f_h . Nous avons:

$$T_h = t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}} = \frac{1}{f_h}$$

Trois procédés de hachage sont utilisés pour faire varier la valeur moyenne de la tension de sortie.

Hachage à fréquence fixe
(modulation de largeur d'impulsion: MLI)

Dans le cas de la modulation de largeur d'impulsion (*Pulse Width Modulation: PWM*), la fréquence de hachage, f_h , reste constante mais la durée des impulsions, $t_{\text{cond.}}$, est variable (Figure 8.116). La somme des temps de conduction et de blocage, qui correspond à la période de hachage, demeure constante:

$$t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}} = T_h = \frac{1}{f_h} = C^{\text{te}}$$

Pour diminuer la tension continue de sortie, il faut réduire le temps de conduction des thyristors.

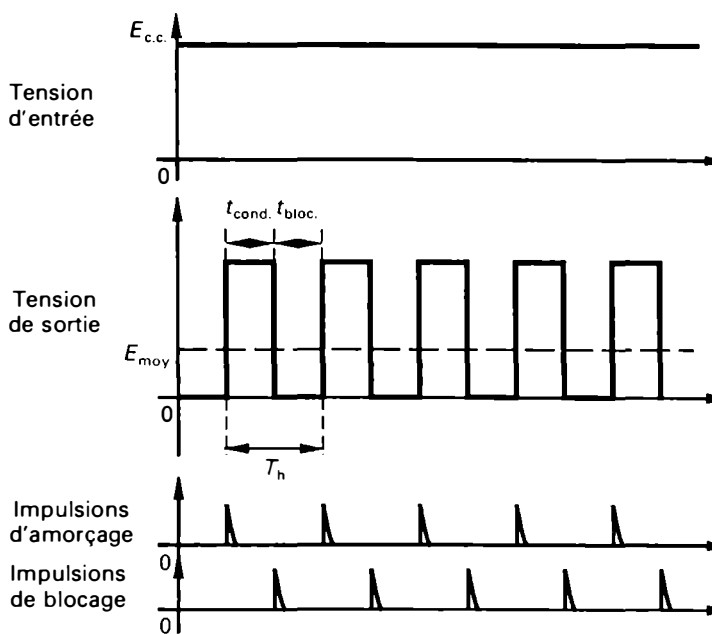


Figure 8.115 Formes d'onde des tensions d'un hacheur.

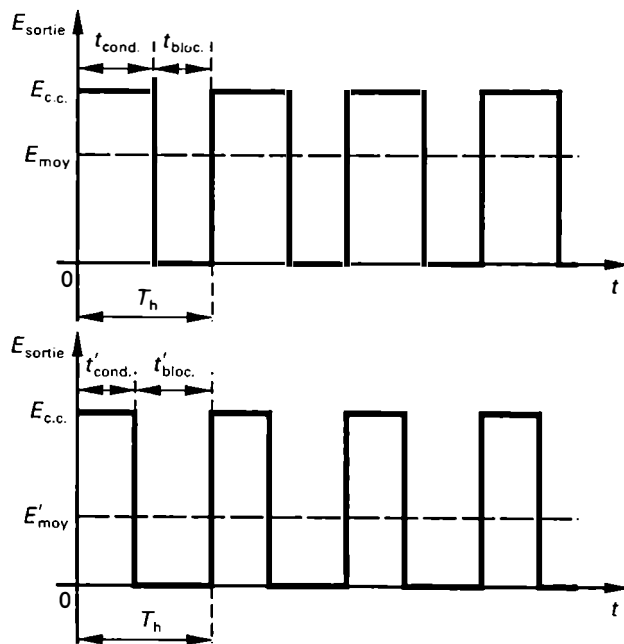


Figure 8.116 Variation de la tension continue par hachage à fréquence fixe. t_{cond} : variable; t_{bloc} : variable; T_h : constant.

Hachage à fréquence variable (modulation d'impulsion en fréquence)

Dans le cas d'un hachage à fréquence variable (*Pulse rate Modulation: PRM*), la durée des impulsions, t_{cond} , est fixe; par contre, la période de hachage, T_h , est variable. Le temps de conduction des thyristors est fixe, alors que le temps de blocage varie (Figure 8.117). Pour diminuer la tension continue de sortie, il faut réduire la fréquence de hachage.

Hachage à fréquence et à temps de conduction variables

Dans le cas d'un hachage à fréquence et à temps de conduction variables, il s'agit d'une combinaison des deux tech-

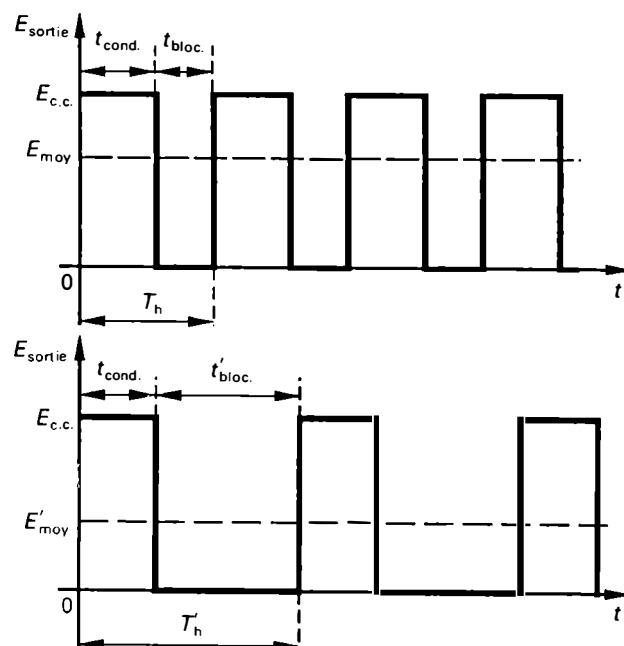


Figure 8.117 Variation de la tension continue par hachage à fréquence variable. t_{cond} : constant; t_{bloc} : variable; T_h : variable.

niques précédentes: modulation d'impulsion en durée et modulation d'impulsion en fréquence. Le temps de conduction des thyristors et la fréquence de hachage sont variables. Par contre, le temps de blocage demeure constant (Figure 8.118). La tension continue de sortie diminue lorsque la fréquence de hachage est augmentée.

Remarque: La méthode de hachage généralement utilisée est la méthode à fréquence fixe (modulation de largeur d'impulsion). Pour éviter que l'ondulation du courant de sortie ne devienne trop élevée, il faut que la période de hachage, T_h , soit de courte durée. La fréquence de hachage devrait donc être la plus élevée possible. Par contre, une fréquence de hachage élevée provoque d'importantes pertes de commutation dans les thyristors, ce qui a pour effet d'abaisser le rendement du hacheur. Il faut donc faire un compromis dans le choix de la fréquence de hachage. La valeur de la fréquence se situe généralement entre 100 Hz et 1 kHz.

On distingue deux types de hacheurs couramment utilisés:

- les *hacheurs dévolteurs*. Ceux-ci fournissent, avec un excellent rendement, une tension continue de sortie dont la valeur est inférieure à celle de la tension continue d'entrée;
- les *hacheurs survolteurs*. Ceux-ci permettent d'obtenir une tension continue de sortie dont la valeur est supérieure à celle de la tension continue d'entrée.

Hacheurs dévolteurs

Il existe un grand nombre de montages hacheurs dévolteurs qui fonctionnent selon diverses méthodes de commutation.

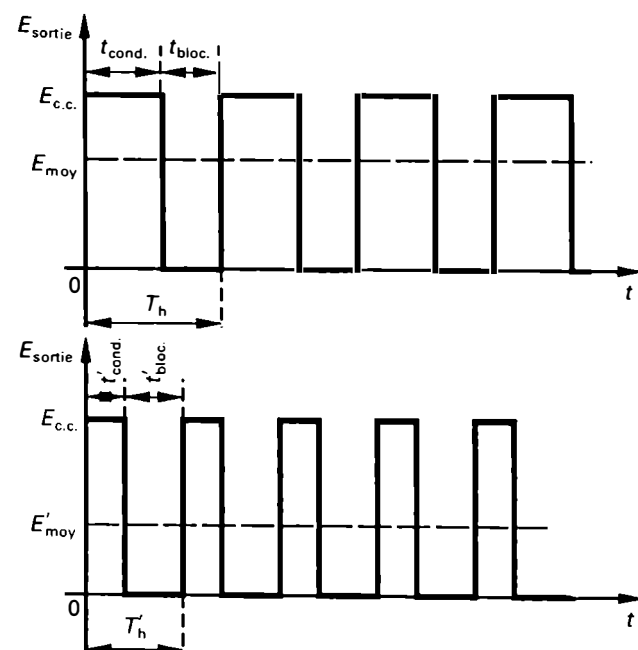


Figure 8.118 Variation de la tension continue par hachage à fréquence et à temps de conduction variables. t_{cond} : variable; t_{bloc} : constant; T_h : variable.

À partir d'un simple schéma de principe, nous étudierons le fonctionnement de quelques montages parmi les plus connus.

La figure 8.119 représente le schéma de principe d'un hacheur dévolteur muni d'un filtre de sortie LC qui débite un courant dans une charge résistive. L'ouverture et la fermeture périodiques de l'interrupteur S permet de hacher la tension continue d'entrée pour produire la tension continue de sortie ajustable. L'inductance de filtrage L réduit l'ondulation du courant de charge, et le condensateur de filtrage C tend à maintenir la tension de sortie sensiblement continue. La diode D assure la continuité du courant dans la charge lors de l'ouverture de l'interrupteur.

Pour les faibles puissances, l'interrupteur S est souvent constitué par un thyristor à blocage par la gâchette (GTO: *Gate Turn-Off Switch*) ou par un transistor de puissance. Pour les puissances importantes, soit de l'ordre de quelques kilowatts et plus, on utilise des hacheurs à thyristors.

L'amorçage des thyristors alimentés en courant continu ne présente pas de difficultés particulières. Par contre, leur désamorçage nécessite des circuits supplémentaires de blocage permettant la commutation forcée (circuit oscillant LC monté en parallèle ou en série, thyristor auxiliaire, condensateur de commutation et inductance saturable). La figure 8.120 représente le schéma d'un hacheur dévolteur de base qui débite un courant dans une charge inductive. Il est très simple et ne comprend qu'un seul thyristor avec un circuit oscillant LC branché en parallèle. Celui-ci assure le blocage par la méthode de la commutation forcée.

Supposons qu'au départ, le thyristor Th_1 soit bloqué. Alors, le condensateur C se charge à travers le circuit LD_2 et la charge (l'armature droite M est positive). Lorsque Th_1 est amorcé au temps t_0 , la tension d'entrée est appliquée à la charge, et la diode de roue libre, D_1 , se trouve en état de polarisation inverse. Durant la conduction du thyristor (de t_0 à t_1), le courant de charge, I_{R_c} , augmente d'une façon exponentielle, car la charge est inductive. Le condensateur C , qui était préalablement chargé, se recharge en sens

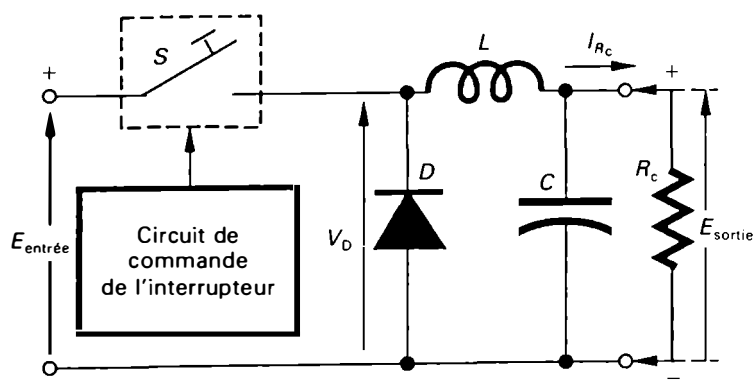


Figure 8.119 Schéma de principe d'un hacheur dévolteur avec filtre de sortie.

inverse (l'armature M reliée à l'anode de Th_1 devient négative) sous l'effet du courant circulant dans la boucle:

$$Th_1 \rightarrow L \rightarrow C$$

Le courant à travers Th_1 tombe sous la valeur du courant de maintien, de sorte que le thyristor se bloque. Le courant de C s'inverse. Ce courant de décharge remplace le courant qui provenait de Th_1 . À l'instant t_1 où C commence à se décharger, la tension appliquée à la charge est:

$$E_{charge} = E_{entrée} + V_C$$

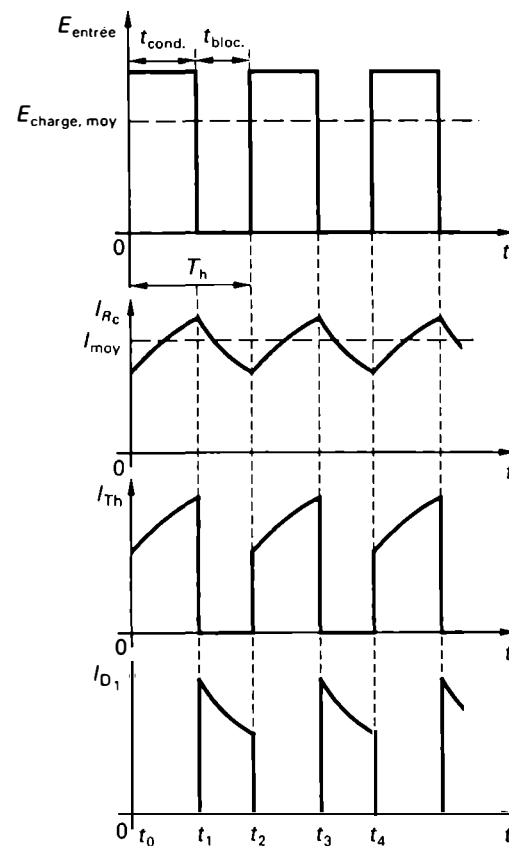
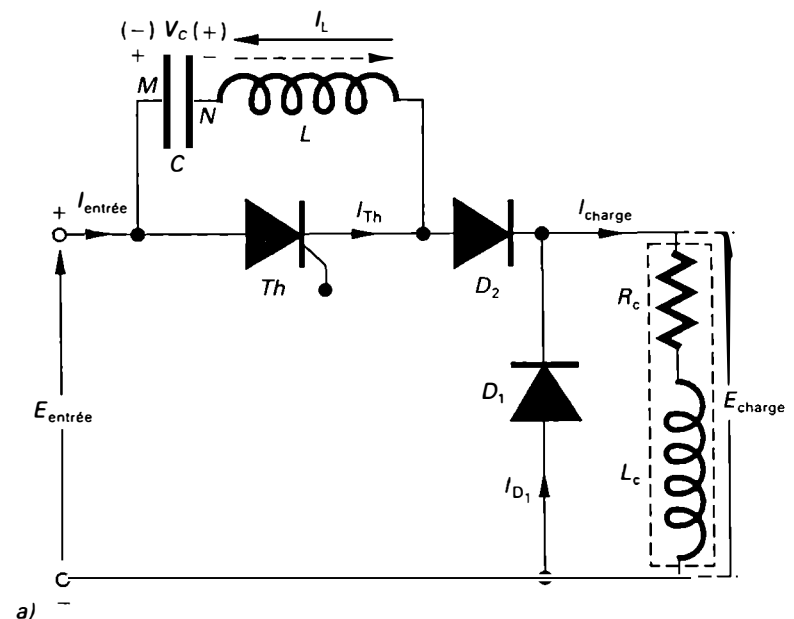


Figure 8.120 Hacheur dévolteur muni d'un circuit de commutation forcée LC oscillant et parallèle: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions et des courants.

Durant le temps de blocage du thyristor (de t_1 à t_2), V_C décroît et tend vers 0. Le courant de charge provient alors de l'énergie emmagasinée dans l'inductance de la charge L_c . Il circule par l'intermédiaire de la diode de roue libre, D_1 , jusqu'à l'instant t_2 , où le thyristor est réamorçé, et le cycle recommence.

Le temps de conduction dépend essentiellement des valeurs de L et de C , mais il est aussi modifié par l'amplitude et la nature du courant de charge. Voici les principales relations mathématiques du hacheur dévolteur (ou abaisseur de tension).

La charge reçoit une tension en créneaux dont la valeur moyenne est:

$$E_{\text{charge}} = E_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T_h} \right) \quad (8.76)$$

où T_h est la période de hachage:

$$T_h = t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}$$

La valeur moyenne du courant qui circule dans la charge résistive est:

$$I_{\text{charge}} = \frac{E_{\text{charge}}}{R_c} = \frac{E_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T_h} \right)}{R_c} \quad (8.77)$$

La valeur moyenne du courant d'entrée qui provient de la source de tension continue est:

$$I_{\text{entrée}} = I_{R_c} = \frac{E_{\text{charge}}}{E_{\text{entrée}}} = \frac{E_{\text{charge}}^2}{E_{\text{entrée}} R_c}$$

$$I_{\text{entrée}} = \frac{E_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T_h} \right)^2}{R_c} \quad (8.78)$$

Dans ces relations, nous ne tenons pas compte des faibles chutes de tension aux bornes des thyristors et des diodes et des pertes dans les semi-conducteurs causées par la commutation aux fréquences élevées.

Exemple 8.15

Le hacheur dévolteur de la figure 8.120 alimente une charge résistive de 6Ω à partir d'une batterie d'accumulateurs de 60 V. Le temps de conduction est égal à 30% de la période de hachage, et la fréquence de hachage est de 500 Hz. Calculez:

- les valeurs de la période de hachage, du temps de conduction et du temps de blocage du thyristor;
- les valeurs moyennes de la tension de sortie, du courant circulant dans la charge et du courant d'entrée provenant de la batterie d'accumulateurs.

Solution

Nous ne tiendrons pas compte des faibles chutes de tension aux bornes du thyristor et des diodes, et des pertes associées à la commutation.

a) Période de hachage

$$T_h = \frac{1}{f_h} = \frac{1}{500}$$

$$T_h = 2 \text{ ms}$$

Temps de conduction du thyristor

$$t_{\text{cond.}} = \frac{30T_h}{100} = \frac{30 \times 2 \times 10^{-3}}{100}$$

$$t_{\text{cond.}} = 0,6 \text{ ms}$$

Temps de blocage du thyristor

$$t_{\text{bloc.}} = T_h - t_{\text{cond.}} = 2 - 0,6$$

$$t_{\text{bloc.}} = 1,4 \text{ ms}$$

b) Valeur moyenne de la tension de sortie

$$E_{\text{charge}} = E_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T_h} \right) = 60 \left(\frac{0,6 \times 10^{-3}}{2 \times 10^{-3}} \right)$$

$$E_{\text{charge}} = 18 \text{ V}$$

Valeur moyenne du courant de charge

$$I_{\text{charge}} = \frac{E_{\text{charge}}}{R_c} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T_h} \right) = \frac{60}{6} \left(\frac{0,6 \times 10^{-3}}{2 \times 10^{-3}} \right)$$

$$I_{\text{charge}} = 3 \text{ A}$$

Valeur du courant d'entrée

$$I_{\text{entrée}} = \frac{E_{\text{charge}}}{R_c} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{T_h} \right)^2 = \frac{60}{6} \left(\frac{0,6 \times 10^{-3}}{2 \times 10^{-3}} \right)^2$$

$$I_{\text{entrée}} = 0,9 \text{ A}$$

Les fabricants ont construit de nombreux dispositifs hacheurs qui se différencient les uns des autres par leur circuit de commutation forcée. La fonction de ce circuit est de bloquer périodiquement, à la fin du temps de conduction, le thyristor principal qui est alimenté en courant continu. La figure 8.121 représente un hacheur dévolteur dont le thyristor principal est bloqué à l'aide d'un thyristor auxiliaire et d'un circuit LC . Le thyristor auxiliaire Th_2 doit être amorcé le premier (temps t_0), alors que le thyristor principal Th_1 est à l'état bloqué, pour que le condensateur C se charge selon la polarité indiquée (armature supérieure M positive). Dès que C est chargé, Th_2 se bloque, car le courant I_C devient inférieur au courant de maintien (temps t_1). Lorsque le thyristor principal Th_1 est amorcé (temps t_2), le courant se divise en deux: une partie circule dans la charge et une autre circule dans la boucle de commutation:

$$C \rightarrow Th_1 \rightarrow L \rightarrow D$$

La charge de C est alors inversée; l'armature inférieure N devient positive. À l'instant voulu, le thyristor auxiliaire Th_2 est amorcé (temps t_3), ce qui place C en parallèle avec Th_1 . L'armature N positive est alors reliée à la cathode de Th_1 qui se bloque. Et le cycle recommence.

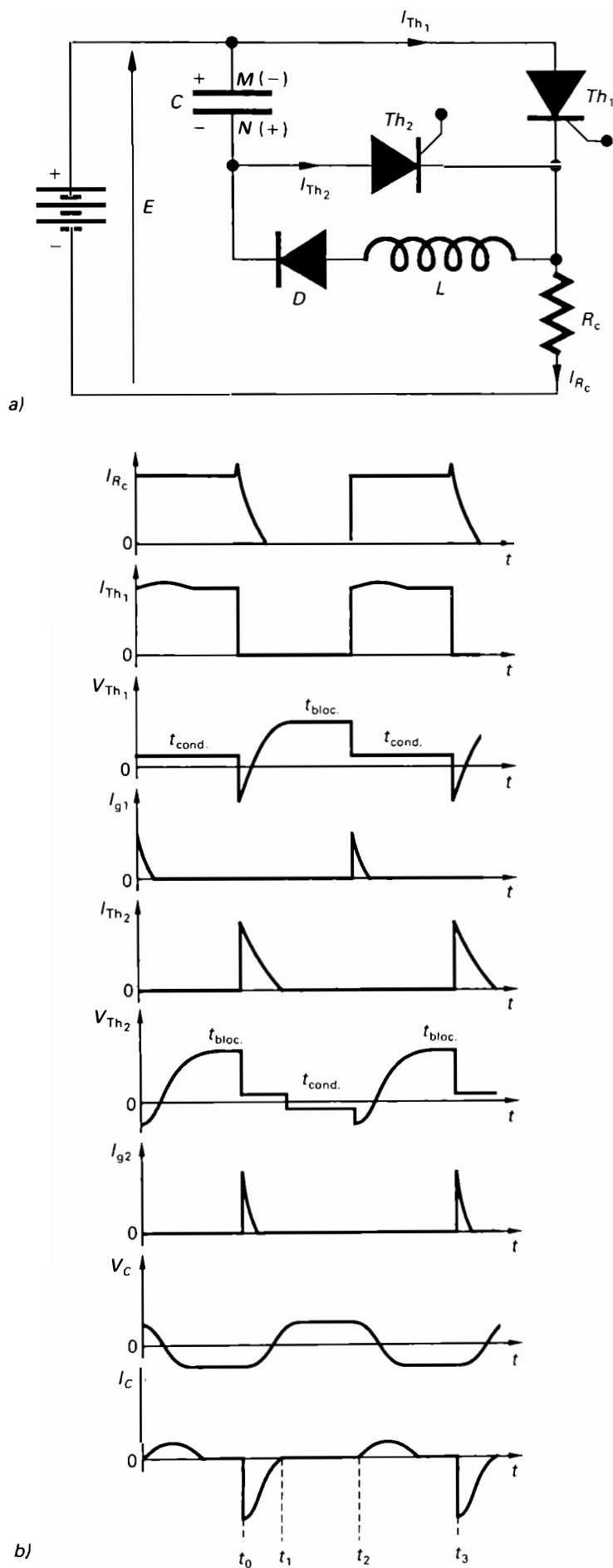


Figure 8.121 Hacheur dévolteur à circuit de commutation avec thyristor auxiliaire et circuit LC : a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions et courants.

Hacheurs survolteurs

Le hacheur survolteur, ou hacheur élévateur de tension, fournit une tension de sortie en créneaux dont la valeur moyenne est supérieure à celle de la tension continue d'entrée. Le schéma de principe d'un hacheur survolteur est illustré à la figure 8.122. Le thyristor qui joue le rôle de commutateur statique est placé en parallèle sur la source d'alimentation continue $E_{\text{entrée}}$. Pour simplifier le schéma, nous n'avons pas représenté le circuit de commutation forcée qui assure le blocage du thyristor. Les circuits de commutation utilisés sont identiques à ceux des hacheurs dévolteurs (circuits oscillants LC série ou parallèle, thyristors auxiliaires, etc.). L'inductance L est placée en série dans le circuit de charge avec une diode D_1 qui bloque le retour

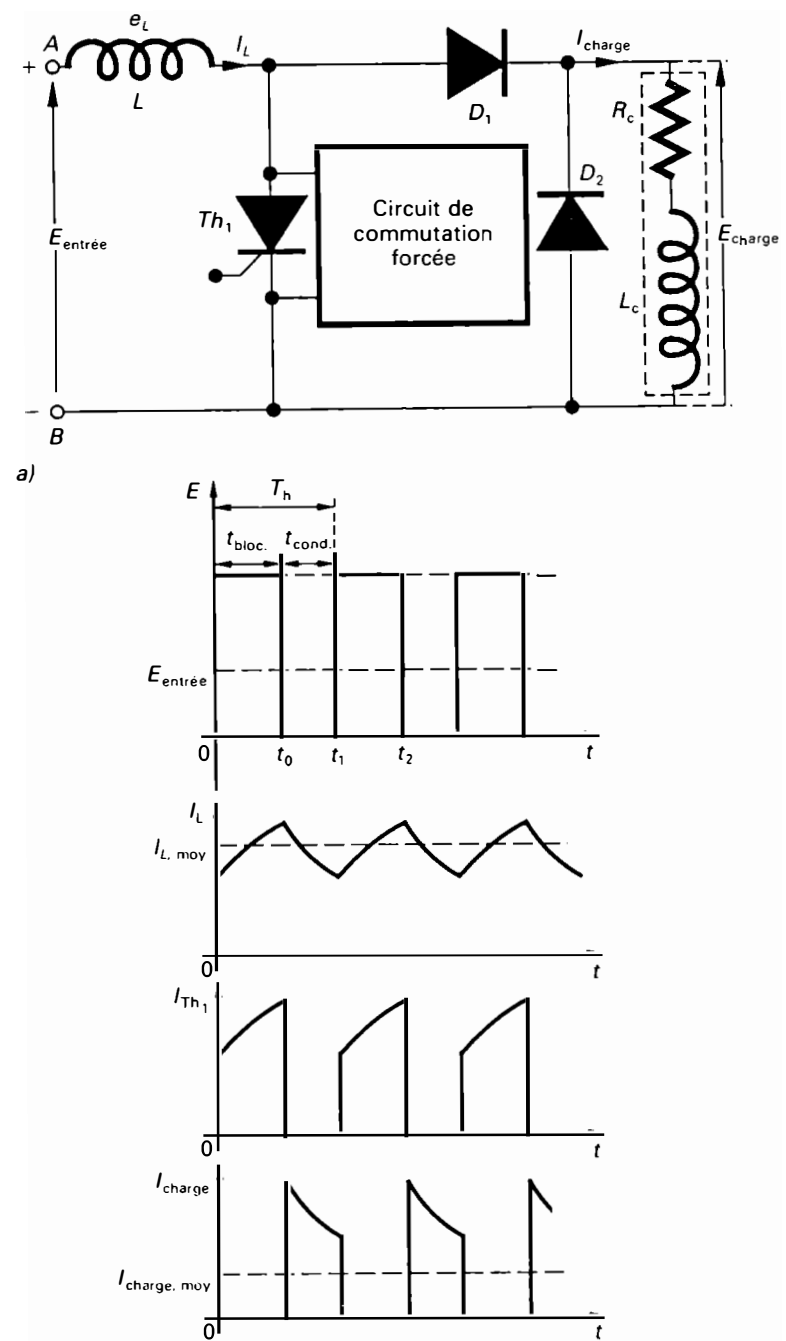


Figure 8.122 Hacheur survolteur: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions et des courants.

du courant, lorsque Th_1 est à l'état passant. La diode D_2 est une diode de roue libre; elle est utilisée dans le cas d'une charge inductive.

Lorsque le thyristor principal Th_1 est amorcé à l'instant t_0 , le courant circule dans la boucle:

$$A \rightarrow L \rightarrow Th_1 \rightarrow B$$

Une certaine quantité d'énergie W_1 est emmagasinée dans l'inductance L . Lorsque Th_1 est bloqué à l'aide du circuit de commutation forcée à l'instant t_1 , l'énergie emmagasinée dans L est renvoyée dans le circuit par l'intermédiaire de la diode D_1 . La tension de sortie appliquée à la charge est alors:

$$E_{\text{charge}} = E_{\text{entrée}} + e_L$$

Si l'inductance est suffisamment grande et si le courant I_L demeure sensiblement constant durant le temps de conduction, l'énergie accumulée est:

$$W_1 = E_{\text{entrée}} I_L t_{\text{cond.}}$$

Durant le blocage du thyristor, l'énergie emmagasinée est restituée; nous avons alors:

$$W_2 = (E_{\text{charge}} - E_{\text{entrée}}) I_L t_{\text{bloc.}}$$

En négligeant les pertes d'énergie, nous pouvons écrire:

$$W_1 = W_2$$

$$E_{\text{entrée}} I_L t_{\text{cond.}} = (E_{\text{charge}} - E_{\text{entrée}}) I_L t_{\text{bloc.}}$$

Après résolution, nous obtenons la valeur moyenne de la tension de sortie appliquée à la charge:

$$E_{\text{charge}} = E_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}}{t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (8.79)$$

ou:

$$E_{\text{charge}} = E_{\text{entrée}} \left(\frac{T_h}{T_h - t_{\text{cond.}}} \right) \quad (8.80)$$

Lorsque $t_{\text{cond.}}$ tend vers zéro, la tension appliquée à la charge se rapproche de la valeur de la tension continue d'entrée. Lorsque le temps de conduction augmente, la tension de sortie augmente aussi et devient bien supérieure à la tension continue d'entrée.

Dans le cas d'un montage hacheur idéal, c'est-à-dire sans pertes, nous écrivons:

$$E_{\text{charge}} I_{\text{charge}} = E_{\text{entrée}} I_{\text{entrée}}$$

soit, dans le cas d'une charge résistive:

$$I_{\text{charge}} = \frac{E_{\text{charge}}}{R_c} = \left(\frac{E_{\text{entrée}}}{E_{\text{charge}}} \right) I_{\text{entrée}}$$

La valeur moyenne du courant qui circule dans la charge est:

$$I_{\text{charge}} = I_{\text{entrée}} \left(\frac{T_h - t_{\text{cond.}}}{T_h} \right) \quad (8.81)$$

Le symbole T_h désigne la période de hachage exprimée en secondes.

En conclusion, le hacheur survolteur élève la tension mais abaisse le courant. La fréquence de hachage, dont la valeur est limitée par les caractéristiques du thyristor et du circuit de commutation forcée, se situe généralement entre 200 Hz et 500 Hz. La fréquence de hachage peut cependant être augmentée par l'utilisation de thyristors à blocage par la gâchette (GTO).

Applications des hacheurs

Les hacheurs sont actuellement utilisés dans de nombreuses applications industrielles, car ils permettent d'alimenter des moteurs à courant continu (série ou à excitation séparée) à partir d'une tension continue variable provenant d'une source de tension continue constante.

Dans le domaine de la traction électrique, l'alimentation et le contrôle de la vitesse des moteurs à courant continu série qui équipent les locomotives électriques, les tramways, les trolleybus, les métros et les véhicules à batterie d'accumulateurs (chariots élévateurs, voitures électriques et locomotives de mines) constituent les principales applications des hacheurs. Les hacheurs de petite puissance (de quelques kilowatts ou dizaines de kilowatts) sont généralement employés dans les véhicules électriques à batteries. Les hacheurs de puissance (d'une centaine de kilowatts à quelques milliers de kilowatts) sont de plus en plus utilisés dans les locomotives électriques qui fonctionnent à partir d'un réseau à courant continu. Les hacheurs sont généralement alimentés par une tension continue de 1500 V par l'intermédiaire d'une caténaire (train) ou par des tensions continues de 600 V à 750 V par l'intermédiaire d'un troisième rail (métro).

L'alimentation d'onduleurs autonomes qui équipent des alimentations statiques sans coupure en courant alternatif (ordinateurs, équipements médicaux, éclairage de sécurité, etc.) constitue un autre domaine d'application des hacheurs. La batterie d'accumulateurs alimente un hacheur dont le rôle est de fournir une tension continue adéquate à un onduleur autonome qui produit la tension de sortie alternative. Les figures 8.123.a et 8.123.b représentent l'alimentation d'un moteur continu série à partir d'une batterie d'accumulateurs par l'intermédiaire d'un hacheur. Le montage hacheur type, appelé *circuit de Jones*, utilise le procédé de modulation de largeur d'impulsion. Le principal avantage de ce montage est qu'il permet une commutation sûre; il

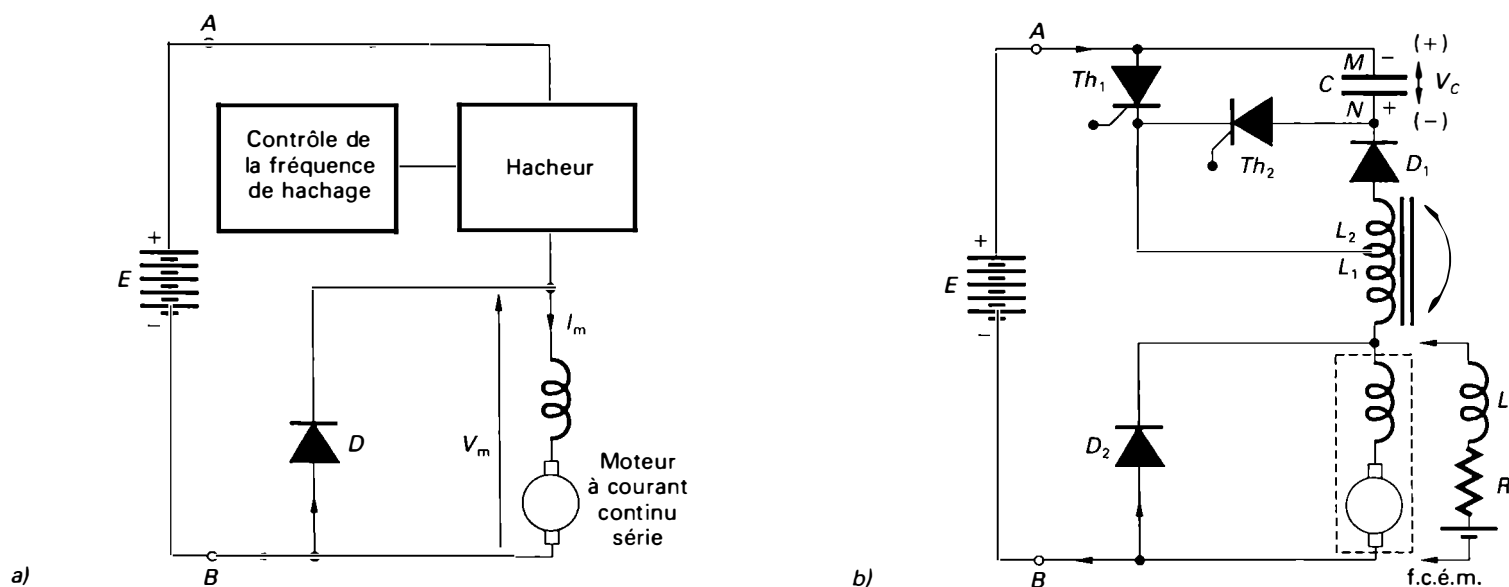


Figure 8.123 Contrôle de vitesse d'un moteur continu série par hacheur: a) schéma synoptique; b) circuit de Jones.

n'est pas nécessaire que le condensateur de commutation C soit préalablement chargé avant l'amorçage du thyristor principal Th_1 . Le thyristor Th_1 contrôle la tension moyenne appliquée aux bornes du moteur et le courant qui le traverse. La diode de roue libre D_2 permet la circulation du courant qui provient de l'induit du moteur L durant la période de blocage de Th_1 . Les différentes séquences du fonctionnement sont les suivantes.

Lorsque Th_1 est amorcé, le courant de charge circule dans la boucle:

$$A(+) \rightarrow Th_1 \rightarrow L_1 \rightarrow \text{moteur} \rightarrow B(-)$$

Puisque les inductances L_1 et L_2 sont montées en couplage serré pour former un autotransformateur, le condensateur C est chargé par la tension induite dans L_2 (l'armature inférieure N est positive). La charge de C est maintenue par la diode D_1 . Dès que Th_2 est amorcé, Th_1 , dont la cathode est reliée à l'armature positive de C , se trouve en polarisation inverse et se bloque. Alors, C se charge avec une polarité inverse (l'armature supérieure M devient positive) par la circulation du courant dans la boucle:

$$A(+) \rightarrow C \rightarrow Th_2 \rightarrow L_1 \rightarrow \text{moteur} \rightarrow B(-)$$

Au prochain amorçage de Th_1 , C se décharge à travers la boucle:

$$C \rightarrow Th_1 \rightarrow L_2$$

et sa polarité s'inverse. L'armature inférieure N redevient positive, prête pour la prochaine étape (blocage de Th_1). Et le cycle continue.

La valeur de la charge du condensateur C dépend de l'amplitude du courant qui circule à travers L_1 et le moteur lorsque Th_1 est bloqué. Si le courant dans le moteur est important, la tension de charge du condensateur C (V_C) sera

élevée, ce qui a pour effet de favoriser la commutation par la réduction du temps nécessaire au blocage du thyristor principal Th_1 .

Dans la commande des moteurs à courant continu, les hacheurs ont progressivement remplacé les groupes moteurs-générateurs moins efficaces. Leurs principaux avantages sont les suivants:

- élimination du rhéostat de démarrage. L'accélération et la décélération sont progressives et plus douces. Le rendement est aussi plus élevé, car toutes les pertes d'énergie électrique dans les résistances de démarrage sont supprimées;
- réponse plus rapide lors des brusques variations dans la commande de vitesse des moteurs. Cela est possible grâce à la fréquence de hachage élevée;
- contrôle de la vitesse, de l'accélération et du freinage (dynamique et par récupération d'énergie) de puissants moteurs de traction à courant continu de l'ordre de 2500 kW (soit environ 3400 cv ou 3350 hp);
- facteur de puissance élevé pour le réseau d'alimentation en courant alternatif. Le facteur de puissance obtenu avec le montage comprenant un redresseur statique non contrôlé suivi d'un hacheur est supérieur à celui que procure le montage redresseur contrôlé par réglage de phase.

8.9.7 Cycloconvertisseurs

Le *cycloconvertisseur* est un système de conversion statique qui, à partir d'un réseau alternatif d'une fréquence donnée (f_1) fournit à une charge du courant alternatif à une fréquence (f_2) plus basse et, dans la plupart des cas, variable. Autrement dit, il permet de changer directement la fréquence d'une source alternative sans passer par l'intermédiaire du

courant continu, comme c'est le cas du convertisseur statique indirect de fréquence illustré à la figure 8.86 (redresseur associé à un onduleur autonome).

Cycloconvertisseurs monophasés

Le principe de fonctionnement du cycloconvertisseur monophasé se représente à l'aide du montage simple illustré à la figure 8.124.a. Ce cycloconvertisseur est constitué par deux redresseurs-onduleurs montés en parallèle-inverse et alimentés par un transformateur à prise médiane. Les thyristors Th_1 et Th_3 forment le groupe convertisseur positif qui permet le passage du courant dans la charge durant l'alternance positive, alors que les thyristors Th_2 et Th_4 constituent le groupe convertisseur négatif qui assure le passage du courant durant l'alternance négative. La tension alternative appliquée aux bornes de la charge, V_{charge} , est obtenue de la façon suivante. Les thyristors Th_1 et Th_3 du groupe positif sont d'abord amorcés, à chaque alternance, un certain nom-

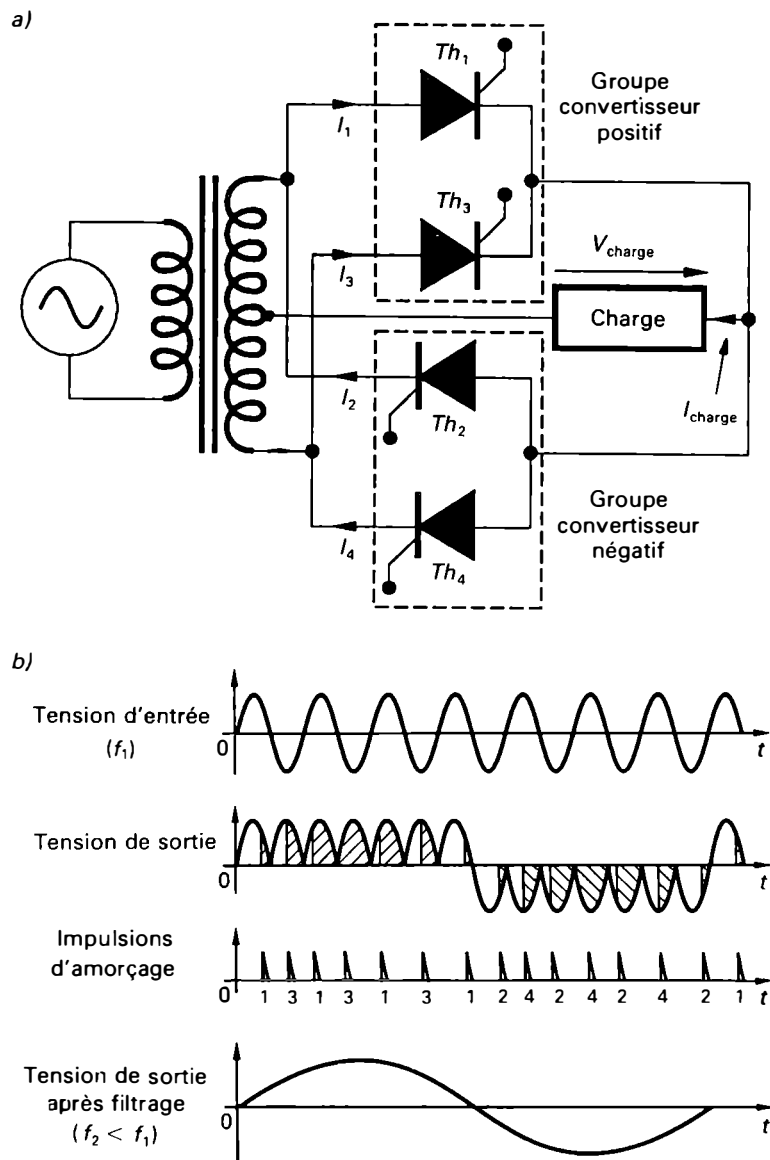


Figure 8.124 Cycloconvertisseur monophasé à quatre thyristors (entrée monophasée et sortie monophasée): a) schéma de principe; b) formes d'onde dans le cas d'une charge résistive.

bre de fois (sept impulsions dans le cas illustré à la figure 8.124.b) avec les retards appropriés. Ensuite, les thyristors Th_2 et Th_4 du groupe négatif sont amorcés le même nombre de fois avec les mêmes retards. La tension de sortie est ainsi formée de la juxtaposition de fractions de sinusoïdes successives qui proviennent de la tension d'entrée. Cette tension comprend une *composante fondamentale sinusoïdale* associée à des harmoniques qui seront éliminés à l'aide de circuits filtres. La fréquence de la composante fondamentale (Figure 8.124.b) est égale à $1/7$ de la fréquence d'entrée. Pour obtenir une tension se rapprochant de l'onde sinusoïdale, les thyristors doivent être amorcés selon une séquence précise, le temps de retard pour l'amorçage de chaque thyristor variant selon une loi linéaire. La charge reçoit une alternance complète (4^e impulsion) de la tension d'entrée, lorsque la tension de sortie est maximale. L'angle de retard, qui est de 0° pour la 4^e impulsion, augmente progressivement lorsque la tension de la charge approche de la valeur zéro.

Un cycloconvertisseur monophasé à six thyristors, alimenté à partir d'un réseau triphasé, est illustré à la figure 8.125.a. Les thyristors Th_1 , Th_3 et Th_5 (groupe convertisseur positif) permettent le passage du courant durant l'alternance positive et les thyristors Th_2 , Th_4 et Th_6 (groupe convertisseur négatif) durant l'alternance négative. Le circuit d'amorçage fournit quatre impulsions d'amorçage, déphasées de 120° les unes par rapport aux autres, sur la gâchette de chaque groupe de thyristors dans l'ordre Th_1 , Th_3 , Th_5 et Th_1 . Lorsque les quatre impulsions du groupe positif sont terminées, c'est au tour des quatre impulsions de gâchette du groupe négatif, dans l'ordre Th_2 , Th_4 , Th_6 et Th_2 (Figure 8.125.b). Chaque thyristor est ainsi amorcé avec un angle de retard identique de 30° par rapport au passage à zéro de tension de la phase à laquelle il est associé. La tension moyenne, pour chaque alternance de la tension de sortie, diminue lorsque l'angle de retard de chaque thyristor augmente selon les indications des figures 8.125.b, 8.125.c et 8.125.d. Dans un cycloconvertisseur, la valeur maximale de la tension de sortie (et, par conséquent, sa valeur efficace) dépend du nombre d'impulsions par alternance et de l'angle d'amorçage (ou angle de retard) des thyristors. Elle est obtenue à partir de la relation:

$$V_{\text{sortie, max}} = \left[\left(\frac{p}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{p} \right) \right] \left[V_{\text{source, max}} \cos \alpha \right] \quad (8.82)$$

Dans cette relation, p désigne le nombre d'impulsions par alternance, α , l'angle d'amorçage et $V_{\text{source, max}}$, la valeur de crête de la tension d'entrée.

Dans un cycloconvertisseur, la fréquence obtenue à la sortie est toujours inférieure à la fréquence de la tension d'entrée. Elle dépend du nombre d'impulsions par alter-

nance. La fréquence de sortie diminue lorsque le nombre d'impulsions par alternance augmente. La fréquence de sortie est calculée à partir des relations suivantes:

$$T_{\text{sortie}} = \left(\frac{d_{\text{sortie}}}{360} \right) T_{\text{entrée}} \quad (8.83)$$

$$f_{\text{sortie}} = \frac{1}{T_{\text{sortie}}} \quad (8.84)$$

Le symbole T_{sortie} désigne la période de la forme d'onde de la tension de sortie, $T_{\text{entrée}}$, la période de la forme d'onde de la tension d'entrée et d_{sortie} , le nombre de degrés correspondant à une période complète de la tension de sortie (par rapport à la période de la tension d'entrée qui est de 360°).

Exemple 8.16

Le cycloconvertisseur monophasé à six thyristors de la figure 8.125 est alimenté par un réseau triphasé dont la tension par phase, E_{AN} , est égale à 240 V et la fréquence, à 60 Hz. Calculez:

- la fréquence de la tension de sortie pour un fonctionnement avec quatre impulsions par alternance (ou par demi-période) et six impulsions par alternance;
- la valeur maximale de la tension de sortie pour un fonctionnement avec quatre impulsions et des angles d'amorçage (ou angles de retard) de 30° et 45° et six impulsions et des angles d'amorçage de 30° et 45° .

Solution

- a) *Fréquence de la tension de sortie pour quatre impulsions par alternance*

Pour quatre impulsions par alternance, la demi-période de la tension de sortie correspond à 540° (voir la figure 8.125.b):

$$T_{\text{sortie}} = \left(\frac{d_{\text{sortie}}}{360} \right) T_{\text{entrée}} = \left(\frac{2 \times 540}{360} \right) \frac{1}{60}$$

$$T_{\text{sortie}} = 0,05 \text{ s}$$

$$f_{\text{sortie}} = \frac{1}{T_{\text{sortie}}} = \frac{1}{0,05}$$

$$f_{\text{sortie}} = 20 \text{ Hz}$$

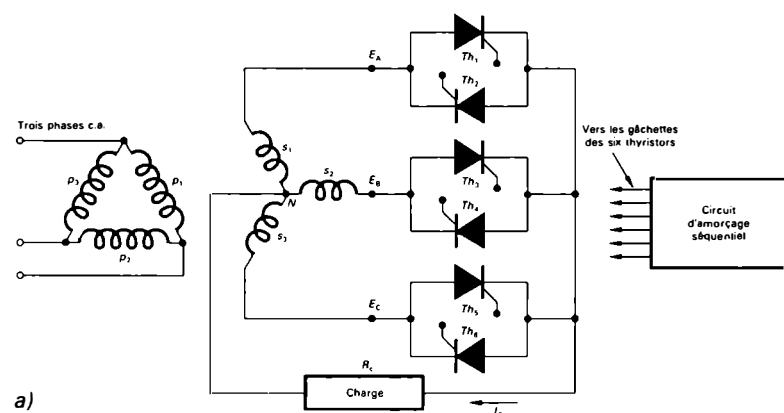
Fréquence de la tension de sortie pour six impulsions par alternance

Pour six impulsions par alternance, la demi-période de la tension de sortie correspond à 780° (voir la figure 8.126):

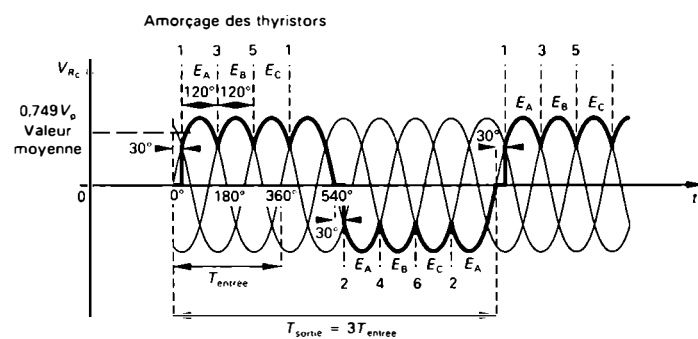
$$T_{\text{sortie}} = \left(\frac{2 \times 780}{360} \right) \frac{1}{60} = 0,0722 \text{ s}$$

$$f_{\text{sortie}} = \frac{1}{0,0722} = 13,85 \text{ Hz}$$

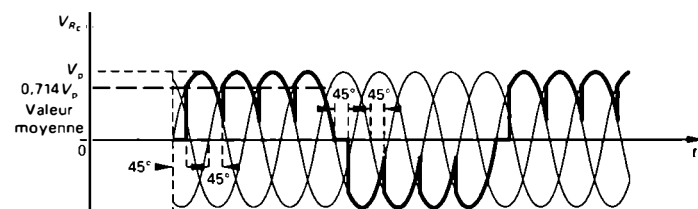
La fréquence de sortie du cycloconvertisseur est passée de 20 Hz à 13,85 Hz, lorsque le nombre d'impulsions a augmenté de quatre à six.



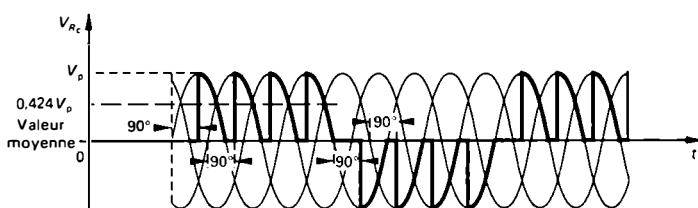
a)



b)



c)



d)

Figure 8.125 Cycloconvertisseur monophasé à six thyristors alimenté par un réseau triphasé. a) Schéma de principe; forme d'onde de la tension de sortie avec quatre impulsions par alternance et un angle de retard de: b) 30° , c) 45° et d) 90° .

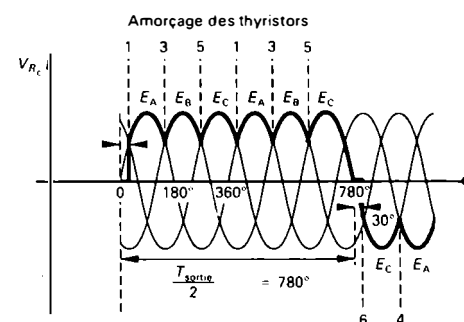


Figure 8.126 Exemple 8.16.

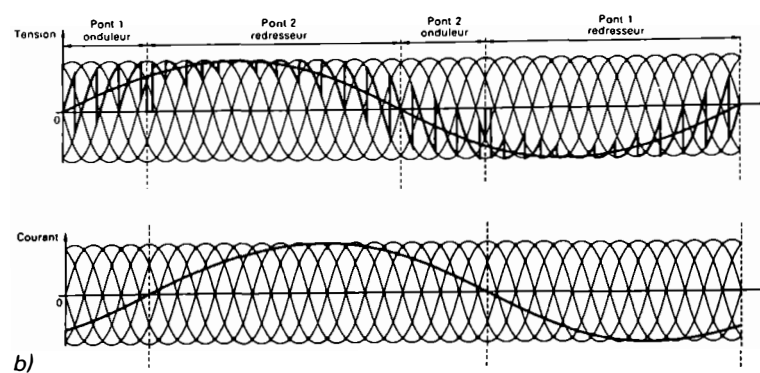
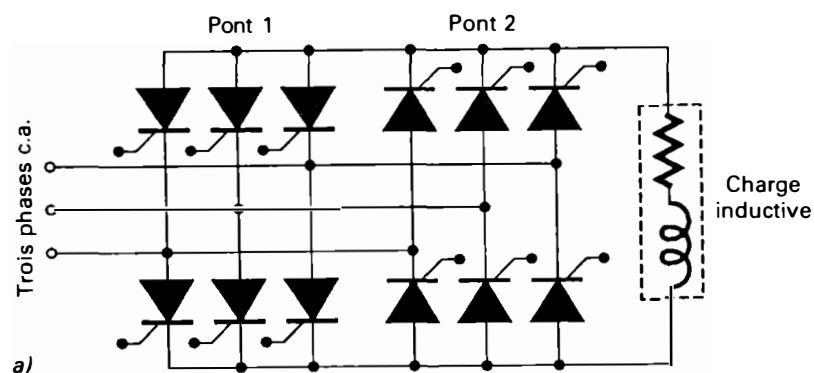


Figure 8.127 Cycloconvertisseur monophasé à six thyristors alimentant une charge inductive: a) schéma de principe; b) formes d'onde de la tension et du courant de sortie.

b) Valeur maximale de la tension de sortie pour quatre impulsions par alternance

Pour un angle d'amorçage de 30° , nous avons selon l'équation 8.82:

$$V_{\text{sortie, max}} = \left[\frac{4}{3,14} \sin \left(\frac{180^\circ}{4} \right) \right] \left[240\sqrt{2} \cos 30^\circ \right]$$

$$V_{\text{sortie, max}} \cong 264,76 \text{ V}$$

Comme la forme d'onde se rapproche beaucoup de celle d'une sinusoïde, nous pouvons écrire:

$$V_{\text{sortie, eff}} = \frac{264,76}{\sqrt{2}} \cong 187,2 \text{ V}$$

Pour un angle d'amorçage de 45° , nous avons:

$$V_{\text{sortie, max}} = \left[\frac{4}{3,14} \sin \left(\frac{180^\circ}{4} \right) \right] \left[240\sqrt{2} \cos 45^\circ \right]$$

$$V_{\text{sortie, max}} \cong 213,4 \text{ V}$$

Valeur maximale de la tension de sortie pour six impulsions par alternance

Pour un angle d'amorçage de 30° , nous avons:

$$V_{\text{sortie, max}} = \left[\frac{6}{3,14} \sin \left(\frac{180^\circ}{6} \right) \right] \left[240\sqrt{2} \cos 30^\circ \right] \cong 280,5 \text{ V}$$

Pour un angle d'amorçage de 45° , nous avons:

$$V_{\text{sortie, max}} = \left[\frac{6}{3,14} \sin \left(\frac{180^\circ}{6} \right) \right] \left[240\sqrt{2} \cos 45^\circ \right] \cong 229 \text{ V}$$

La valeur maximale de la tension de sortie augmente lorsque le nombre d'impulsions augmente, pour le même angle d'amorçage. Par contre, elle diminue lorsque l'angle d'amorçage augmente, pour le même nombre d'impulsions.

Dans le cas d'une charge inductive, le courant qui la traverse est déphasé en arrière par rapport à la tension appliquée à ses bornes. La figure 8.127.b représente les formes d'onde de la tension et du courant de sortie d'un cycloconvertisseur monophasé qui comprend deux ponts complets de thyristors (Figure 127.a). Celui-ci fonctionne avec 12 impulsions par alternance et alimente une charge résistive. Le sens du courant dans la charge inductive détermine le fonctionnement de l'un ou l'autre des deux ponts. L'angle

d'amorçage de chaque thyristor est déterminé à partir du sens et de l'amplitude de la tension de sortie désirée. Pour un angle d'amorçage inférieur à 90° , le pont fonctionne en redresseur alors que, pour un angle d'amorçage compris entre 90° et 180° , il fonctionne comme un onduleur. Lorsque la tension de sortie est positive et que le courant dans la charge est négatif (entre t_0 et t_1), le pont 1 fonctionne en régime onduleur. De t_1 à t_2 , la tension et le courant de sortie sont positifs et le pont 2 fonctionne en régime redresseur. De t_2 à t_3 , le courant, déphasé en arrière à cause de la charge inductive, est encore positif, alors que la tension est devenue négative; le pont 2 est en régime onduleur. Enfin, de t_3 à t_4 , la tension et le courant sont tous deux négatifs et le pont 1 fonctionne en régime redresseur. Et le cycle recommence.

Cycloconvertisseurs triphasés

Un cycloconvertisseur triphasé est composé de trois convertisseurs monophasés montés de telle façon que les trois tensions de sortie sont déphasées de 120° les unes par rapport aux autres. La figure 8.128.a représente le schéma de base du cycloconvertisseur triphasé. Différents types de montages sont utilisés pour augmenter le nombre d'impulsions. Une phase du cycloconvertisseur peut être constituée par un groupe de six thyristors formant deux demi-ponts (Figure 8.128.b), soit 18 thyristors pour l'ensemble du cycloconvertisseur, ou par un groupe de 12 thyristors constituant deux ponts complets (soit 36 thyristors pour l'ensemble du cycloconvertisseur).

Dans le montage de la figure 8.128.a, le sens du courant dans la phase A détermine le choix des demi-ponts 1 et 2, car, lorsque l'un d'eux fonctionne, l'autre doit être bloqué, sinon il y aurait un court-circuit dans l'alimentation. La comparaison entre le sens de la tension (positive ou négative) et le sens du courant permet d'en identifier le fonctionnement. Le demi-pont fonctionne en redresseur, si la tension et le courant sont de même sens; il travaille en onduleur, lorsque la tension et le courant sont de sens con-

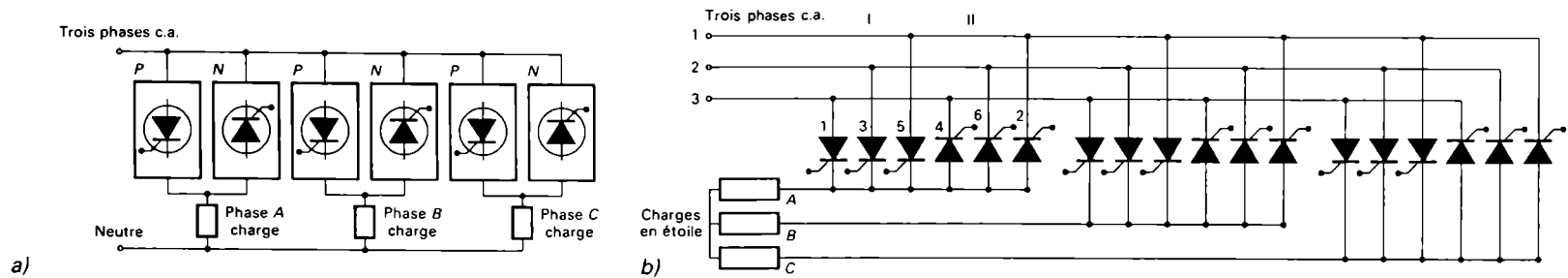


Figure 8.128 Cycloconvertisseur triphasé: a) schéma synoptique; b) montage à 18 thyristors comprenant deux demi-ponts par phase.

traies. L'angle d'amorçage des thyristors est fixé à l'aide des tensions triphasées d'entrée et du déphasage choisi. Le cycloconvertisseur nécessite un dispositif de commande d'amorçage assez complexe, qui assure le déclenchement des 18 ou 36 thyristors aux instants appropriés afin d'obtenir les tensions et les fréquences désirées ainsi qu'une approximation suffisante des sinusoides.

Cycloconvertisseurs synchrones à fréquences fixes

Certaines applications ne nécessitent qu'une seule fréquence fixe ou qu'un nombre limité de fréquences fixes, dont les valeurs sont des fractions de la fréquence du réseau alternatif d'alimentation. On emploie alors des cycloconvertisseurs plus simples que ceux qui fournissent des fréquences variables. Deux types de montages sont utilisés. Dans le premier type de cycloconvertisseurs synchrones, le contrôle d'amorçage des thyristors est continuellement en action durant toute la durée de la demi-période de la fréquence de sortie. Les thyristors agissent alors comme des diodes en commutation naturelle. La forme d'onde obtenue à la sortie correspond à l'enveloppe des demi-sinusoides de la tension d'entrée

(Figures 8.129.a et 8.129.b). C'est d'ailleurs pourquoi on l'appelle cycloconvertisseur de type « enveloppe ». À l'aide de ce cycloconvertisseur, il est possible de varier l'amplitude de la tension de sortie. Cependant, l'onde obtenue à la sortie est plutôt de forme rectangulaire et elle comporte de nombreuses harmoniques indésirables.

Une meilleure forme d'onde qui se rapproche beaucoup de la sinusoides (Figure 8.129.c) et qui comprend peu d'harmoniques est obtenue par un cycloconvertisseur à six impulsions alimenté par un transformateur étoile-double étoile qui fournit quatre tensions secondaires de différentes valeurs. Il s'agit du second type de cycloconvertisseurs synchrones. Dans les deux types de cycloconvertisseurs synchrones, les circuits d'amorçage sont beaucoup plus simples et moins coûteux que ceux des cycloconvertisseurs à fréquence ajustable, qui déclenchent les thyristors par la technique du contrôle de la phase. Cependant, les cycloconvertisseurs synchrones de type « enveloppe » présentent certains inconvénients: ils ne fournissent que des fréquences de sortie fixes (inférieures à la fréquence d'entrée) et ils ne fonctionnent correctement qu'avec des charges résistives ou des charges dont le facteur de puissance est proche de l'unité.

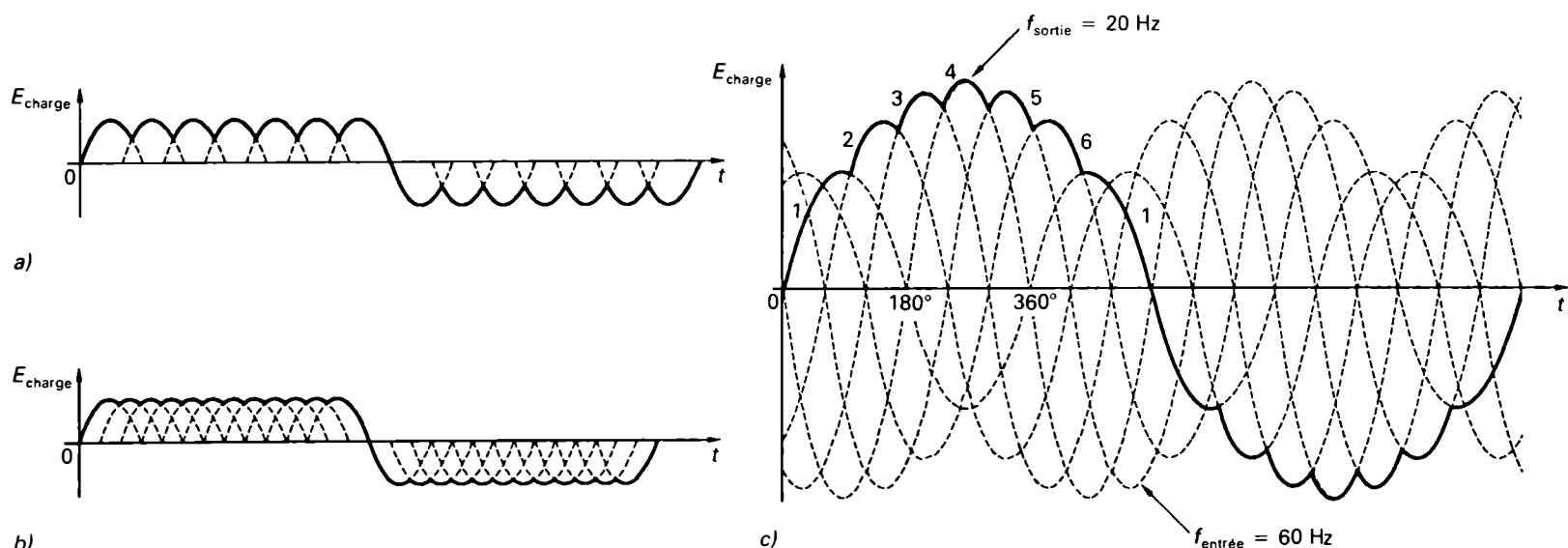


Figure 8.129 Formes d'onde à la sortie des cycloconvertisseurs synchrones de type « enveloppe »: a) et b) formes rectangulaires de trois à six pulsations; c) forme synthétisée comprenant peu d'harmoniques.

Applications des cycloconvertisseurs

Le concept du cycloconvertisseur n'est pas nouveau; il a été développé dans les années 30 par les compagnies de chemins de fer allemands pour la traction électrique. Les cycloconvertisseurs utilisaient alors des redresseurs à vapeur de mercure avec grille de contrôle et convertissaient une source alternative triphasée de 50 Hz en une source monophasée de 16,66 Hz. L'arrivée sur le marché des thyristors — avec leurs caractéristiques particulières: volume réduit, robustesse mécanique, faible chute de tension à leurs bornes et possibilité de commutation à des fréquences et des puissances élevées — associées à des systèmes de contrôle logiques (microprocesseurs), a permis un nouveau développement des cycloconvertisseurs comme changeurs directs de fréquence. Les cycloconvertisseurs à thyristors fonctionnent généralement avec des fréquences de sortie qui ne dépassent pas le tiers de la fréquence d'entrée (soit de 0 Hz à 20 Hz), de façon à maintenir un faible taux d'harmoniques à la sortie.

Les principales applications des cycloconvertisseurs sont les suivantes:

- variateurs de vitesse pour les moteurs (synchrones et asynchrones) lents ou très lents (quelques dizaines ou centaines de tours/min) de fortes puissances (de 1,5 MW à 20 MW et plus). Les fréquences utilisées se situent entre 0 Hz et 20 Hz, habituellement 16 Hz pour un réseau d'entrée de 60 Hz et 14 Hz pour un réseau d'entrée de 50 Hz. Citons, à titre d'exemple, les moteurs des machines d'extraction minières, les moteurs d'entraînement des broyeurs à ciment, les moteurs à propulsion de navires, etc.;
- alimentation d'un ensemble de moteurs qui doivent tourner lentement et à des vitesses voisines, comme c'est le cas des moteurs de rouleaux de laminoirs;
- équipements à vitesse variable et fréquence fixe (VSCF: *Variable Speed Constant Frequency System*) de l'aviation qui fournissent, à l'aide d'un contrôle en boucle fermée, une tension de sortie régulée à fréquence fixe, quelles que soient les variations de vitesse du groupe moteur-générateur.

Remarque: Il est possible que des cycloconvertisseurs qui utilisent la commutation forcée fournissent une fréquence de sortie supérieure à la fréquence du réseau d'entrée. On obtient alors un multiplicateur de fréquence; il s'agit en réalité d'un cyclo-onduleur à modulation de largeur d'impulsion, alimenté directement en courant alternatif. Ce procédé est complexe; il faut en effet réaliser des dispositifs d'amorçage et de blocage des thyristors ou alors utiliser des thyristors à blocage par la gâchette (GTO).

8.10 COMMANDE ÉLECTRONIQUE DE VITESSE DES MOTEURS ÉLECTRIQUES

La commande de vitesse des moteurs électriques constitue l'application la plus importante de l'électronique de puissance. Les installations industrielles automatisées utilisent de plus en plus des variateurs électroniques de vitesse à thyristors soit pour *obtenir la vitesse d'entraînement optimale* de machines pour chaque étape d'un procédé industriel, soit pour *asservir la vitesse* d'un ou plusieurs moteurs entraînant des équipements électromécaniques. Dans le cas des entraînements contrôlés à vitesse variable, on utilise principalement les moteurs à courant continu (série et à excitation séparée) et les moteurs à courants alternatifs (synchrones et asynchrones).

Les *moteurs à courant continu* sont alimentés:

- à partir d'un réseau alternatif (monophasé ou triphasé) par l'intermédiaire de redresseurs contrôlés à thyristors (Figure 8.130.a) ou de redresseurs à diodes suivis de hacheurs à thyristors (Figure 8.130.b);
- à partir d'un réseau continu ou d'une batterie d'accumulateurs par l'intermédiaire de hacheurs à thyristors (Figure 8.130.c).

Depuis les années 70, on emploie de plus en plus des moteurs à courant alternatif (synchrones et asynchrones) associés à des variateurs de vitesse. Ces moteurs sont plus robustes que les moteurs à courant continu ayant des performances similaires et leur coût est aussi moins élevé.

Les *moteurs à courant alternatif* sont alimentés par des tensions et des fréquences réglables à l'aide de gradateurs à thyristors (Figure 8.130.d), d'onduleurs autonomes (Figure 8.130.e et 8.130.f), de dispositifs comprenant un redresseur et un hacheur suivi d'un onduleur (Figure 8.130.g) ou de cycloconvertisseurs (Figure 8.130.h).

8.10.1 Commande de la vitesse de rotation des moteurs à courant continu

Les moteurs à courant continu sont utilisés dans de très nombreuses applications industrielles, bien que leur construction soit plus complexe que celle des moteurs asynchrones. Leurs principaux avantages sont:

- une large gamme de variation de vitesse au-dessus et au-dessous de la vitesse de régime;
- un fonctionnement avec des couples constants ou variables;
- une accélération, un freinage et une inversion du sens de rotation très rapides, ce qui est particulièrement avantageux dans le cas de la traction électrique, des appareils de levage et des machines-outils;

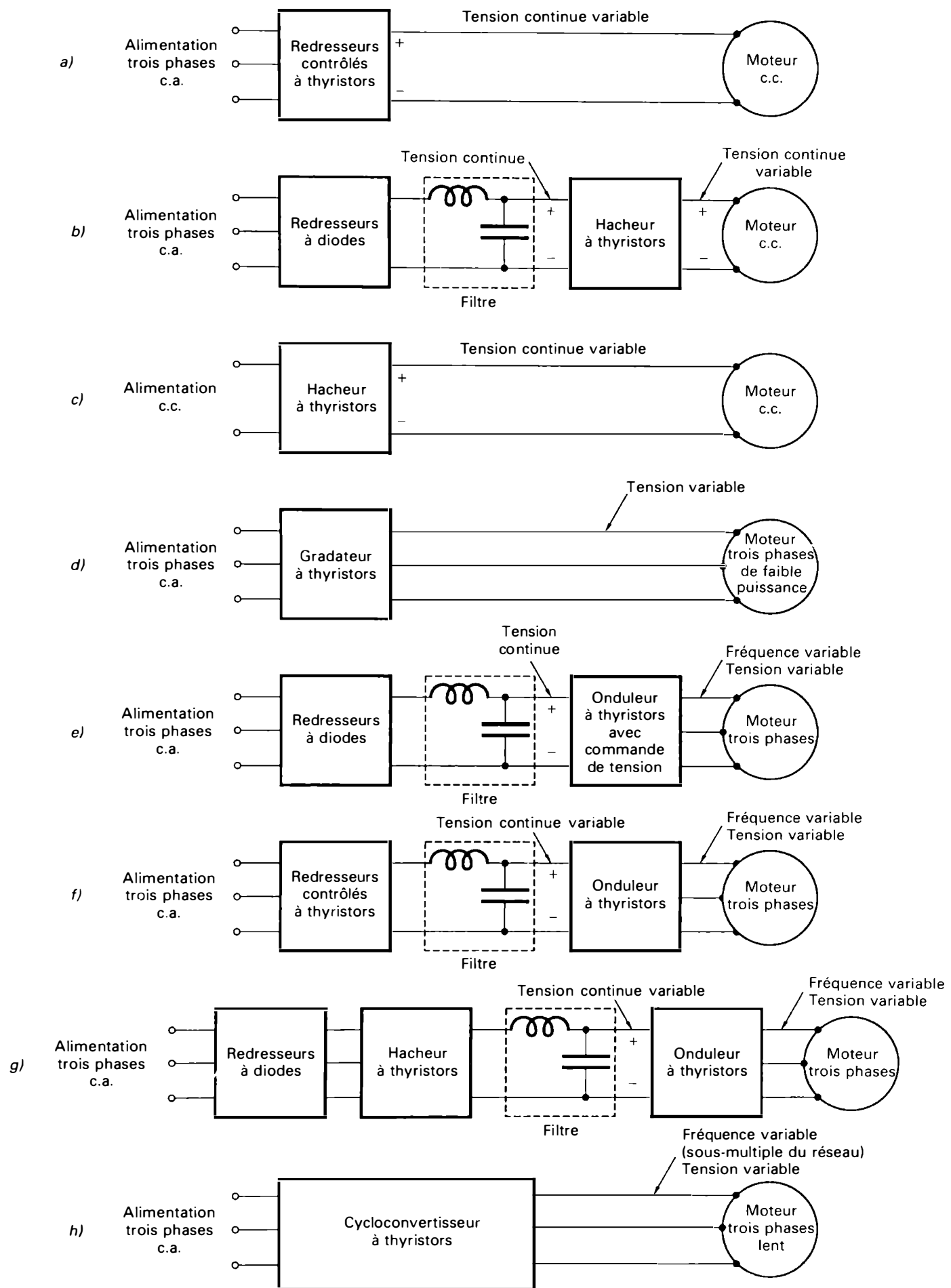


Figure 8.130 Commande électronique de vitesse des moteurs électriques par: a) redresseurs contrôlés; b) hacheur; c) hacheur; d) gradateur; e) onduleur avec commande de tension; f) onduleur; g) hacheur et onduleur; h) cycloconvertisseur.

- une vitesse de rotation optimale et réglée par l'intermédiaire d'un système de rétroaction avec boucle de contrôle;
- la possibilité de fonctionnement en tant que générateur lors du freinage par récupération d'énergie.

Rappelons brièvement les relations fondamentales applicables aux moteurs à courant continu. La force contre-électromotrice, E_a , d'un moteur à courant continu à vide est très peu différente de la tension d'alimentation E appliquée à ses bornes:

$$E_a \approx E \quad (8.85)$$

En charge, nous obtenons:

$$E_a = E - R_a I_a \quad (8.86)$$

Le symbole R_a désigne la résistance de l'induit et I_a , le courant qui circule dans l'induit.

La vitesse d'un moteur à courant continu N est inversement proportionnelle au flux inducteur, Φ , et directement proportionnelle à la force contre-électromotrice du moteur:

$$N = \frac{E_a}{K\Phi} \quad (8.87)$$

Le symbole K désigne la constante de la machine. Celle-ci dépend du nombre de pôles inducteurs, du nombre de conducteurs à la périphérie du rotor et du nombre de voies de l'enroulement de l'induit.

Le couple moteur C est directement proportionnel au flux inducteur et à l'intensité du courant dans l'induit:

$$C = \left(\frac{K}{2\pi} \right) \Phi I_a \quad (8.88)$$

La puissance totale absorbée par le moteur est:

$$P_{\text{total}} = E I_a \quad (8.89)$$

La puissance mécanique totale est:

$$P_{\text{méc.}} = E_a I_a \quad (8.90)$$

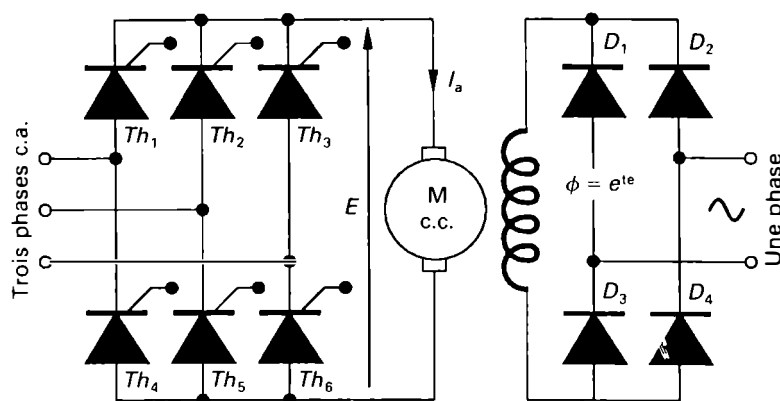


Figure 8.131 Variateur de vitesse unidirectionnel (non réversible) pour moteur à courant continu.

Le rendement électrique est:

$$\eta_{\text{él.}} = \frac{P_{\text{méc.}}}{P_{\text{total}}} \quad (8.91)$$

Pour contrôler la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu, on fait varier soit la tension appliquée aux bornes de l'induit, E , soit le flux d'induction, Φ (champ d'excitation), en agissant sur le courant d'excitation. Pour inverser le sens de rotation, il faut inverser soit la tension d'induit, soit le flux d'induction.

Nous examinerons maintenant le fonctionnement des commandes de vitesse des moteurs à courant continu.

Variateurs de vitesse non réversibles

Lorsque la machine à entraîner ne doit tourner que dans un seul sens et qu'elle n'exige pas un freinage rapide, on utilise un variateur de vitesse *non réversible*. On commande la vitesse du moteur en variant la tension d'induit de zéro à la valeur nominale. Le variateur est constitué:

- soit par un seul pont contrôlé à thyristors (monophasé ou triphasé selon la puissance utilisée);
- soit par un pont non contrôlé suivi d'un hacheur.

Les *ponts monophasés* sont utilisés dans des variateurs de faible puissance (jusqu'à 10 kW environ). Ils comprennent soit un pont complet de quatre thyristors, soit un pont mixte à deux thyristors et deux diodes (figure 8.78). Dans la plupart des cas, on préfère le pont mixte, car celui-ci fournit une tension redressée moins ondulée. De plus, il consomme moins de puissance réactive et il est plus économique.

Les *ponts triphasés* sont employés pour les puissances moyennes. Ce sont essentiellement des ponts mixtes avec une inductance de lissage qui réduit l'ondulation (Figure 8.131). Pour les puissances élevées, on peut choisir deux ponts triphasés identiques (complets à six thyristors ou mixtes à trois thyristors et trois diodes) qui sont alimentés par les deux secondaires du même transformateur triphasé. Les sorties des ponts sont branchées en série.

Variateurs de vitesse réversibles

Un variateur est *réversible* lorsqu'il permet une inversion rapide du sens de rotation. Cela nécessite une commande dite « quatre quadrants ». La figure 8.132 représente les quatre quadrants dans lesquels un variateur réversible doit fonctionner. Les vitesses positives (sens direct) et négatives (sens inverse) sont indiquées sur l'axe horizontal et les couples positifs et négatifs, sur l'axe vertical.

- *Quadrant I*: moteur en marche avec rotation dans le sens direct. Le couple et la vitesse sont positifs.

- *Quadrant II*: moteur en cours de freinage et récupération d'énergie. Le couple est positif mais la vitesse devient négative (rotation en sens inverse).
- *Quadrant III*: moteur en marche avec rotation dans le sens inverse. Le couple et la vitesse sont négatifs.
- *Quadrant IV*: moteur en cours de freinage et récupération d'énergie. Le couple est négatif et la vitesse devient positive.

Le déroulement d'un cycle complet de travail consiste à passer d'un quadrant à l'autre dans l'ordre suivant: tout d'abord, démarrage dans le sens direct (quadrant I); ensuite, séquence de travail dans le sens direct et freinage accompagné de récupération d'énergie (passage du quadrant I au quadrant IV); puis, annulation de la vitesse (passage du quadrant IV au quadrant III); enfin, séquence de travail dans le sens inverse (passage au quadrant II) avec récupération d'énergie et arrêt du moteur. Et le cycle peut recommencer (quadrant I).

Pour réaliser un variateur de vitesse réversible à quatre quadrants, trois types de montage sont possibles: montage à inversion du courant inducteur, montage à inversion du courant d'induit et montage réversible parallèle inverse.

Seul le dispositif réversible entièrement statique assure une inversion du sens de rotation et du couple très rapides (de 5 ms à 20 ms). Les deux autres montages nécessitent un temps mort d'inversion du couple assez élevé (de l'ordre de 0,5 s à quelques secondes) à cause de la constante de temps de l'inducteur et du temps de réponse des dispositifs. En effet, l'inversion ne se fait que lorsque le courant d'induit est nul.

Le variateur réversible illustré par la figure 8.133 est constitué de deux ponts complets à six thyristors montés en parallèle-inverse et branchés sur un réseau triphasé. Les angles d'amorçage des thyristors des deux ponts sont réglés de sorte que:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$$

Alors:

$$\alpha_1 = 180^\circ - \alpha_2$$

Les tensions redressées moyennes des deux ponts sont égales et de polarités inverses:

$$E_1 = -E_2$$

Fonctionnement dans le premier quadrant

Le pont 1 applique une tension moyenne E_1 aux bornes de l'induit et débite un courant I_a . Le pont 2 est alors bloqué et il n'est traversé par aucun courant. Lorsque $0^\circ < \alpha_1 < 90^\circ$, nous avons:

$$\begin{aligned} E_1 &> 0 \\ -E_2 &= E_1 > 0 \\ I_a &= I_1 > 0 \end{aligned}$$

Le moteur tourne dans le sens direct.

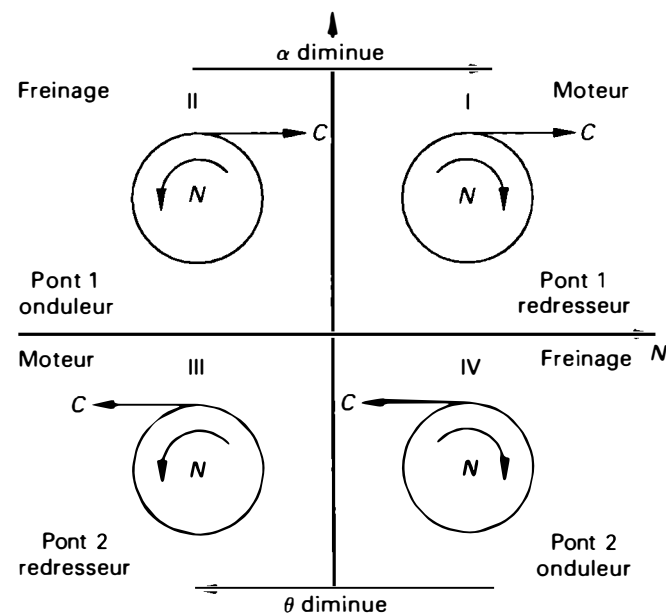


Figure 8.132 Fonctionnement dans les quatre quadrants d'un moteur à courant continu. Le symbole α désigne l'angle d'amorçage et θ , l'angle de conduction: $\alpha + \theta = 180^\circ$.

Fonctionnement dans le quatrième quadrant

Si l'on augmente l'angle d'amorçage α_1 , les tensions moyennes E_1 et E_2 diminuent. Lorsque E_1 est égal à E_a (f.c.é.m.), I_a est égal à 0. Lorsque E_1 et $-E_2$ deviennent inférieurs à la f.c.é.m., E_a , le moteur qui est devenu générateur débite un courant moyen I_2 dans le pont 2. Il fonctionne alors en onduleur non autonome et fournit de l'énergie au réseau. Le pont 1 est bloqué et il n'est traversé par aucun courant moyen. Le moteur est en cours de freinage.

Fonctionnement dans les troisième et deuxième quadrants

De la même façon, lorsque le sens de rotation est inversé, la machine électrique fonctionne en moteur lorsque le pont 2 est utilisé en redresseur (troisième quadrant). La machine électrique fonctionne en générateur lors du freinage, quand le pont 1 agit comme onduleur (deuxième quadrant).

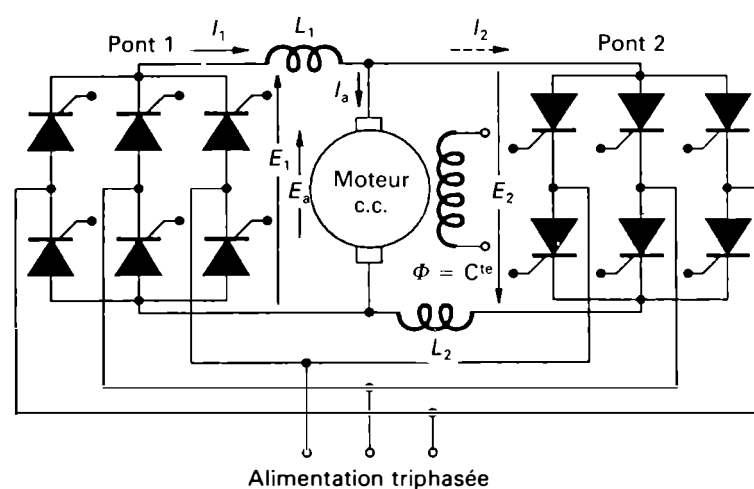


Figure 8.133 Variateur de vitesse réversible montage parallèle-inverse.

L'avantage de ce dispositif est qu'il ne présente aucun temps mort lors de l'inversion du sens de rotation. Dès que le courant d'induit I_a devient nul et qu'il change de sens, le courant alimentant le moteur passe instantanément d'un pont à l'autre. Cependant, ce montage présente un inconvénient, car les valeurs instantanées de E_1 et de E_2 ne sont pas rigoureusement égales (seules les valeurs moyennes le sont). Leur différence fait circuler un courant variable entre les deux ponts. Pour limiter ce courant, appelé *courant de circulation*, on place des inductances de lissage, L_1 et L_2 , en série avec les ponts. Cependant, on élimine l'utilisation des inductances en réglant le procédé d'amorçage des thyristors de telle sorte que tous les thyristors d'un pont sont bloqués (en n'envoyant aucune impulsion sur leur gâchette), pendant que l'autre pont, celui en fonctionnement, est traversé par le courant I_a . Cette méthode introduit un très faible temps mort, de quelques millisecondes, nécessaire à la logique de commande pour bloquer le pont lorsque le courant I_a s'annule.

Les dispositifs de commande permettent non seulement de contrôler la vitesse et d'inverser le sens de rotation, mais aussi d'asservir la vitesse, c'est-à-dire de la maintenir égale à une valeur déterminée, quel que soit le couple résistant exercé sur l'arbre. Le schéma synoptique de la figure 8.134 présente les principaux éléments d'un système de contrôle asservi. Celui-ci se compose d'un circuit d'amorçage des thyristors, qui comprend un microprocesseur programmé pour commander un certain nombre de variables: vitesse de rotation, accélération, décélération, courant d'induit, couple, etc. Un signal proportionnel à la vitesse du moteur est recueilli à l'aide du procédé approprié: dynamo tachymétrique entraînée par le moteur (voir la figure 8.81), capteur optoélectronique associé à un disque codé, solidaire du rotor, utilisé pour le comptage et suivi d'un convertisseur fréquence-tension, etc. Le signal de rétroaction est envoyé au microprocesseur du dispositif d'amorçage pour y être comparé aux instructions données. Lorsqu'une différence est détectée entre la vitesse réelle du moteur et la vitesse

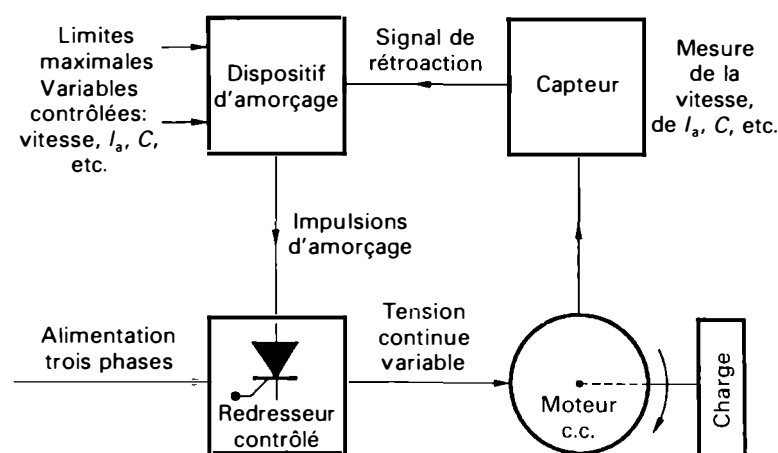


Figure 8.134 Schéma synoptique d'un système de contrôle asservi pour moteur à courant continu.

programmée, l'angle d'amorçage des thyristors est automatiquement ajusté pour fournir la vitesse désirée. Pour protéger le moteur contre les surintensités, les dispositifs électroniques de commande maintiennent le courant d'induit en dessous d'une valeur limite, $I_{a,max}$, à ne pas dépasser. Lorsque la valeur limite est atteinte, les impulsions de gâchette sont supprimées, ce qui a pour effet de bloquer le pont redresseur en fonctionnement.

Remarque: Pour la traction électrique, les locomotives, généralement équipées de moteurs à courant continu de type série, sont alimentées soit à partir d'un réseau continu, soit à partir d'un réseau alternatif. La plupart des premiers trains électriques étaient alimentés en courant continu par une ligne aérienne (1500 V) (caténaire) ou par un troisième rail (600 V à 750 V). Le courant continu est fourni par des redresseurs polyphasés à diodes, installés dans des sous-stations échelonnées tout le long du parcours. Pour les transports urbains sur de courtes distances (métro et tramway), les lignes à courant continu sont toujours utilisées. Les variateurs de vitesse des engins de traction sont maintenant constitués par des hacheurs qui contrôlent la tension moyenne appliqués aux moteurs. Dans le cas des trains qui parcourent des distances beaucoup plus importantes, les locomotives électriques sont alimentées à partir de lignes alternatives monophasées de 25 kV (50 Hz ou 60 Hz). Les variateurs de vitesse sont alors constitués de ponts monophasés de thyristors qui alimentent les induits et les inducteurs des moteurs de traction. Les ponts sont branchés sur les secondaires d'un transformateur abaisseur de tension dont le primaire est relié à la caténaire. Lors du freinage par récupération d'une locomotive, l'énergie électrique récupérée est utilisée par les autres locomotives.

Dans le cas des locomotives diesels-électriques, le moteur diesel entraîne un générateur électrique qui alimente les moteurs de traction. Si le générateur est une dynamo, aucun redresseur n'est alors nécessaire. Par contre, si un alternateur est utilisé, il faut recourir à un redresseur. Les variations des tensions appliquées aux moteurs de traction sont commandées par la variation du champ inducteur des générateurs, ce qui permet d'utiliser des redresseurs à diodes non contrôlés.

Variateurs de vitesse avec hacheurs

Les variateurs de vitesse avec hacheurs sont particulièrement utilisés pour équiper les moteurs de traction alimentés soit à partir d'une ligne en courant continu (métro), soit à partir d'une batterie d'accumulateurs (véhicule électrique). Le principe de fonctionnement des hacheurs est étudié au paragraphe 8.9.6. Les figures 8.135.a et 8.135.b représentent des montages de base utilisés dans la traction électrique. La valeur moyenne de la tension appliquée aux bornes des

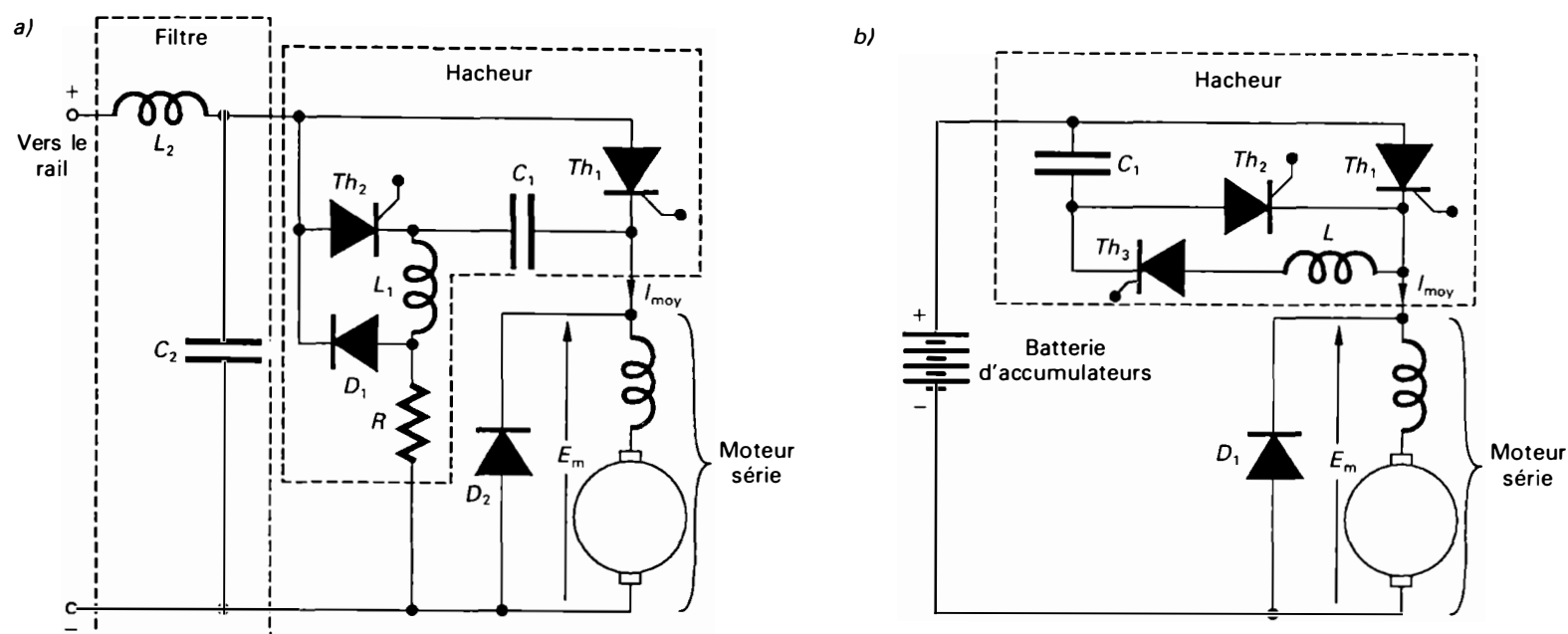


Figure 8.135 Schémas de principe de variateurs de vitesse avec hacheurs: a) pour locomotive électrique; b) pour véhicule électrique

moteurs à courant continu série dépend des temps de conduction et de blocage des thyristors Th_1 . Nous avons les relations suivantes:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{source}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}}} \right) \quad (8.92)$$

et:

$$I_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{moy}} - E_d}{R_m} \quad (8.93)$$

Le symbole E_a désigne la force contre électromotrice du moteur et R_m , la résistance du moteur.

Dans ce type de variateurs de vitesse, le freinage rapide avec récupération d'énergie est possible après une modification des circuits de base.

8.10.2 Commande de la vitesse de rotation des moteurs à courant alternatif

Avec le développement de l'électronique de puissance, les moteurs à courant alternatif sont de plus en plus utilisés pour des entraînements à vitesse variable. Les moteurs alternatifs présentent certains avantages sur les moteurs continus:

- construction plus robuste, aucun collecteur, ce qui demande moins d'entretien;
- coût de construction moindre;
- plus faible inertie;
- grande précision de la vitesse de rotation, de l'ordre de 0,5% en boucle ouverte et jusqu'à 0,05% pour les moteurs synchrones;
- possibilités de très grande vitesse de rotation, de 12 000 tours/min à 40 000 tours/min pour les petits moteurs;

— possibilité d'entraînement de plusieurs moteurs à la même vitesse.

Par contre, les variateurs électroniques de vitesse sont plus complexes que ceux des moteurs à courant continu. En effet, la vitesse de rotation des moteurs à courant continu est commandé à l'aide de la variation de la tension à leurs bornes et du courant les traversant, alors que la vitesse des moteurs à courant alternatif est contrôlé à l'aide de la variation de la tension et de la fréquence.

Les principaux moteurs alternatifs utilisés pour des entraînements à vitesse variable sont:

- les moteurs asynchrones (ou moteurs d'induction) polyphasés (moteur triphasé à cage d'écureuil et moteur d'induction à rotor bobiné);
- les moteurs synchrones et les moteurs synchrones à réluctance.

Rappelons les propriétés et les relations fondamentales des moteurs à courant alternatif. Dans le cas du moteur synchrone, le rotor tourne exactement à la même fréquence que le champ statorique. La vitesse de synchronisme (tours/min) est:

$$N_s = \frac{120f}{p} \quad (8.94)$$

où f (hertz) désigne la fréquence de la source d'alimentation et p , le nombre de pôles du moteur.

La vitesse angulaire de synchronisme (rad/s) est:

$$\omega_s = \frac{4\pi f}{p} \quad (8.95)$$

Si le courant d'excitation est constant et si nous ne tenons pas compte du phénomène de réaction d'induit, la tension

E aux bornes des phases et la vitesse de rotation N_s sont proportionnelles. Si nous négligeons la résistance des enroulements statoriques, le couple moteur est:

$$C = \frac{EI\sqrt{3} \cos \varphi}{N_s} \quad (8.96)$$

Ainsi, dans un moteur synchrone qui fonctionne à tension et fréquence constantes, le couple est proportionnel à $I \cos \varphi$ et, par conséquent, au courant actif I_a :

$$C = kI \cos \varphi = kI_a \quad (8.97)$$

À excitation constante, le couple maximal est constant, quelle que soit la vitesse, si le rapport E/f reste constant.

Dans le moteur asynchrone, le rotor tourne à une vitesse inférieure à celle du champ tournant. On appelle *glissement* d'un moteur asynchrone la différence, en valeur relative, entre la vitesse synchrone N_s et celle du rotor du moteur N_r . Le glissement est:

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (8.98)$$

La vitesse du moteur asynchrone est obtenue à partir des relations:

$$N_r = N_s(1 - g) \quad (8.99)$$

$$N_r = \frac{120f}{p}(1 - g) \quad (8.100)$$

Si nous négligeons les pertes dans le stator et si nous supposons que les enroulements du stator et du rotor sont couplés en étoile, nous obtenons les relations mathématiques qui suivent:

— Puissance totale absorbée par le moteur

$$P_{\text{total}} = 3EI \cos \varphi$$

ou E désigne la tension simple ou tension de phase.

— Puissance transmise au moteur

$$P_m = P_{\text{total}} = 3EI \cos \varphi$$

car nous ne tenons pas compte des pertes du stator.

— Pertes par effet Joule dans le rotor

$$P_J = gP_m = gP_{\text{total}}$$

— Puissance mécanique utile transmise à l'arbre du moteur

$$P_u = P_{\text{total}} - gP_{\text{total}} = P_{\text{total}}(1 - g) \quad (8.101)$$

— Rendement du moteur

$$\eta = \frac{P_u}{P_{\text{total}}} = 1 - g \quad (8.102)$$

— Couple du moteur

Si l'on ne tient pas compte des pertes mécaniques du

moteur, le couple se calcule à l'aide des relations suivantes:

$$C = \frac{P_{\text{total}}}{N_s} = \frac{P_m}{N_s}$$

$$C = \frac{P_{\text{total}}(1 - g)}{N_s(1 - g)} = \frac{P_u}{N_r}$$

et finalement:

$$C = \frac{P_{\text{total}}}{N_s} = \frac{P_u}{N_r} = \frac{gP_{\text{total}}}{N_s - N_r} \quad (8.103)$$

Différents types de variateurs électroniques de vitesse pour moteurs alternatifs ont été développés. Chacun d'eux présente des performances particulières, des avantages et des inconvénients. Nous présentons maintenant les principaux dispositifs de commande de vitesse actuellement les plus utilisés.

Variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones

Puisque la vitesse d'un moteur asynchrone est:

$$N_r = \frac{120f}{p}(1 - g)$$

elle varie donc soit par l'augmentation du glissement, soit le changement de la fréquence d'alimentation. Pour accroître le glissement d'un moteur asynchrone alimenté à fréquence constante, nous pouvons:

- diminuer la tension d'alimentation, si le rotor est de type à cage d'écureuil;
- augmenter la résistance rotorique dans le cas de rotors bobinés à bagues;
- récupérer l'énergie rotorique de glissement si le moteur est à bagues.

Pour faire varier la fréquence d'alimentation, on peut:

- utiliser un cycloconvertisseur (convertisseur direct de fréquence);
- utiliser un convertisseur indirect de fréquence et passer par l'intermédiaire du courant continu (redresseur associé à un onduleur autonome).

Variation de la tension d'alimentation par gradateur

La méthode la plus simple pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone consiste à alimenter le moteur à fréquence fixe et à faire varier la tension à ses bornes. Pour un couple résistant donné, lorsque la tension d'alimentation diminue le glissement augmente et, par conséquent, la vitesse est réduite. Pour contrôler la vitesse, on place, entre le réseau alternatif et le moteur, un gradateur sur chaque phase (voir la figure 8.83). Le principe de fonctionnement de ce variateur est présenté au paragraphe 8.9.3. Cette tech-

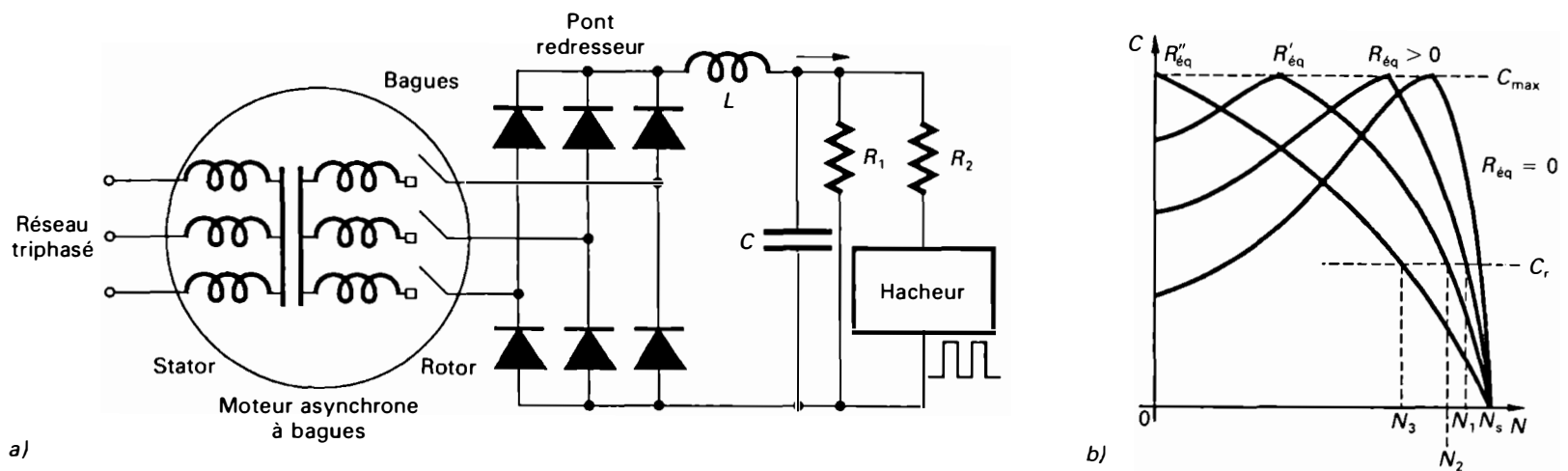


Figure 8.136 Hacheur-rotor avec variation du glissement par l'augmentation contrôlée de la résistance rotorique: a) schéma de principe; b) variation du couple en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de la résistance équivalente additionnelle.

nique, utilisable avec des moteurs à cage d'écureuil (robustes et peu coûteux), présente certains inconvénients. D'une part, la diminution de la tension d'alimentation réduit les possibilités du moteur. D'autre part, le fonctionnement avec un glissement élevé correspond à un très faible rendement. Ce type de variateur n'est guère utilisé que pour des moteurs asynchrones de faibles puissances.

Variation de la résistance rotorique par hacheur

On augmente le glissement d'un moteur asynchrone muni d'un rotor bobiné à bagues et, par conséquent, on en contrôle la vitesse en insérant des résistances additionnelles ajustables dans le circuit rotorique. On diminue la valeur des résistances additionnelles lorsque l'on veut augmenter la vitesse. On l'augmente lorsque l'on veut réduire la vitesse. On réalise le contrôle de l'énergie du glissement en modifiant la valeur des résistances additionnelles à l'aide d'un hacheur (Figure 8.136.a).

Le courant alternatif du rotor est redressé par le pont à six diodes, filtré par l'inductance L , puis contrôlé par le hacheur. Lorsque le hacheur laisse passer le courant, la résistance équivalente est la combinaison de R_1 et R_2 en parallèle. Lorsque le hacheur est bloqué, il ne reste plus que la résistance R_1 dans le circuit rotorique. Ainsi, en faisant fonctionner le hacheur à une fréquence élevée et en faisant varier le rapport cyclique, $t_{\text{cond.}}/t_{\text{bloc.}}$, on modifie la valeur de la résistance équivalente, $R_{\text{éq}}$, entre les valeurs limites $R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ et R_1 . La variation contrôlée de la résistance additionnelle insérée dans le circuit du rotor entraîne la variation du courant rotorique, donc de l'énergie de glissement et, par conséquent, de la vitesse de rotation. Dans ce variateur de vitesse, le hacheur peut être avantageusement remplacé par un thyristor à blocage par la gâchette (GTO), ce qui a pour effet de simplifier les circuits d'amorçage et de blocage.

La caractéristique du moteur asynchrone, $C = f(N)$, varie selon la valeur de la résistance équivalente, $R_{\text{éq}}$, dans le circuit rotorique (Figure 8.136.b). Ainsi, pour un couple résistant donné C_r , le glissement augmente et la vitesse décroît lorsque $R_{\text{éq}}$ augmente. Cette méthode présente certains inconvénients. La vitesse à vide est toujours proche de la vitesse de synchronisme. L'énergie de glissement est dissipée en chaleur dans les résistances du circuit rotorique. De ce fait, l'augmentation du glissement se fait au détriment du rendement par augmentation des pertes par effet Joule. Aussi, on préfère récupérer l'énergie du glissement en utilisant la méthode suivante.

Variation de la vitesse avec récupération de l'énergie de glissement

On commande la vitesse d'un moteur asynchrone à bagues alimenté à tension et fréquence fixes en agissant sur la puissance prélevée entre les bagues. Au lieu de dissiper l'énergie de glissement en chaleur dans des résistances additionnelles, comme c'est le cas dans la méthode précédente, on la récupère et on la réinjecte dans le réseau alternatif d'alimentation (Figure 8.137.a). Nous avons appris que la puissance totale absorbée par le moteur, P_{total} , se décomposait en une puissance mécanique utile transmise à l'arbre du moteur:

$$P_u = P_{\text{total}}(1 - g)$$

et une puissance dissipée en chaleur dans le circuit rotorique:

$$P_J = gP_{\text{total}}$$

On ne tient pas compte des pertes statoriques et magnétiques, qui sont d'ailleurs négligeables. La puissance récupérée est celle dissipée dans le circuit du rotor:

$$P_{\text{rec.}} = gP_{\text{total}} = P_u \left(\frac{g}{1 - g} \right)$$

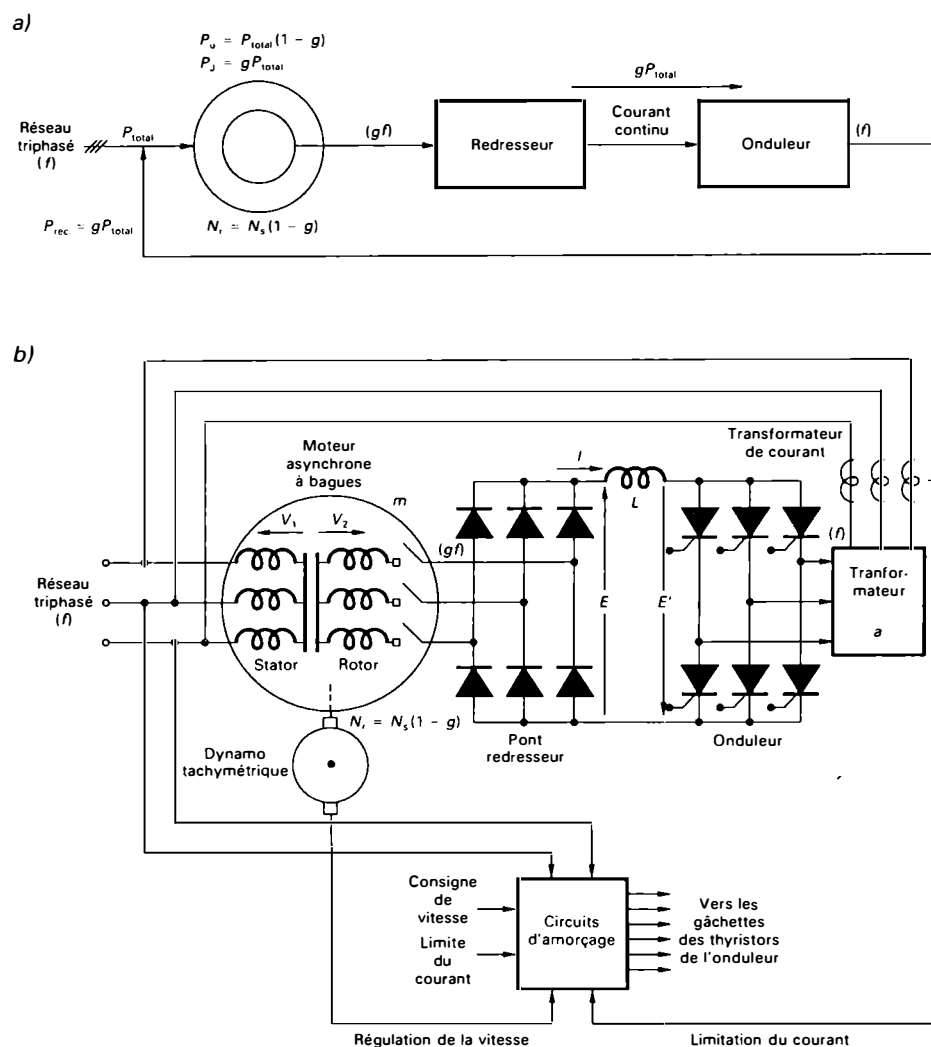


Figure 8.137 Variateur électronique de vitesse pour moteur asynchrone à bagues avec récupération de l'énergie de glissement ou cascade hyposynchrone: a) schéma synoptique; b) montage de base.

Le dispositif de commande par contrôle du courant rotorique avec récupération de l'énergie de glissement (*Slip Energy Recovery System*) comprend trois éléments essentiels (Figure 8.137.b):

- un pont redresseur à six diodes qui transforme les courants rotoriques de fréquence variable gf en un courant continu I filtré par l'inductance de lissage L ;
- un onduleur non autonome synchronisé à la fréquence f du réseau d'alimentation, qui convertit le courant continu I en un système triphasé de courants alternatifs de fréquence f et qui récupère l'énergie de glissement;
- un transformateur triphasé de récupération qui adapte la tension fournie par l'onduleur à la tension du réseau d'alimentation, ce qui permet la réinjection de l'énergie récupérée.

Ce dispositif est aussi appelé *cascade hyposynchrone*, car il existe une cascade de convertisseurs de courant dans le circuit rotorique (redresseur non contrôlé suivi d'un convertisseur de courant qui fonctionne en onduleur) et la vitesse de rotation à vide est toujours inférieure à la vitesse synchrone.

Dans ce variateur, la tension continue provenant du redresseur non contrôlé varie d'une valeur presque nulle, lorsque le moteur tourne à sa vitesse maximale (légèrement inférieure à la vitesse synchrone — environ 2% en pratique) à une valeur maximale, lorsque le moteur est arrêté. La valeur moyenne de la tension du pont est:

$$E = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) V_{2,\max} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) gmV_{1,\max} \quad (8.105)$$

Le symbole $V_{2,\max}$ désigne la valeur maximale de la tension simple rotorique et $V_{1,\max}$, la valeur maximale de la tension simple statorique. Le symbole g désigne le glissement et m , le rapport des tensions du moteur asynchrone avec rotor à vide et à l'arrêt ($g = 1$).

La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'onduleur est ajustable par le réglage de l'angle d'amorçage des thyristors; elle est donnée par la relation:

$$E' = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) aV_{1,\max} \cos \alpha \quad (8.105)$$

Le symbole a désigne le rapport de transformation du transformateur de récupération et α , l'angle d'amorçage — ou angle de retard à l'amorçage — de l'onduleur.

Les tensions E et E' sont opposées, de sorte que:

$$\left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\right) gmV_{1,\max} = -\left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\right) aV_{1,\max} \cos \alpha \quad (8.106)$$

$$g = -\left(\frac{a}{m}\right) \cos \alpha \quad (8.107)$$

Le glissement et, par conséquent, la vitesse de rotation ne dépendent donc que de l'angle d'amorçage, si l'on ne tient pas compte des pertes qui sont d'ailleurs négligeables dans le pont redresseur. La valeur de l'angle α est comprise entre 90° et 150° . Pour régler la vitesse du moteur asynchrone, il suffit de faire varier l'angle d'amorçage de l'onduleur. Lorsque l'angle d'amorçage augmente de 90° vers 150° , l'énergie récupérée et le glissement augmentent, et le moteur ralentit. La figure 8.138 illustre l'allure des courbes $C = f(N)$ du moteur pour différents angles d'amorçage.

Ce type de variateur de vitesse permet des réglages de vitesse de grande précision et un accroissement du rendement, puisque l'énergie est récupérée. La vitesse peut être asservie et le courant est limité par un système de rétroaction (voir la figure 8.137b). Des signaux proportionnels à la vitesse et au courant sont recueillis à l'aide de transducteurs (dynamo tachymétrique ou transformateurs de courant) pour être comparés aux consignes de vitesse et de courant. Le signal d'erreur est ensuite utilisé pour régler l'angle d'amorçage de l'onduleur de façon à obtenir la vitesse de rotation désirée et à limiter le courant à la valeur prédéterminée. Un inconvénient de ce variateur est le faible facteur de puissance, qui peut être amélioré à l'aide de condensateurs de correction.

Ce dispositif de réglage de vitesse est utilisé dans le cas des moteurs asynchrones à bagues de puissances moyenne et élevée (de l'ordre de 250 kW à 20 MW), dont la vitesse varie généralement entre 0,5 et 1 fois la vitesse synchrone. Une application importante est l'entraînement de pompes et de ventilateurs pour des puissances supérieures à 400 kW.

Variation de la fréquence d'alimentation par cycloconvertisseur

Le contrôle de la vitesse par récupération de puissance n'est possible que pour les moteurs asynchrones à bagues. Dans le cas des moteurs à cage d'écurie, le rendement n'est bon que si la vitesse de rotation est proche de la vitesse synchrone. Pour contrôler la vitesse dans de bonnes conditions, il faut donc faire varier la fréquence d'alimentation. Mais, en même temps, il faut ajuster la tension d'alimentation afin de maintenir un rapport tension/fréquence constant pour

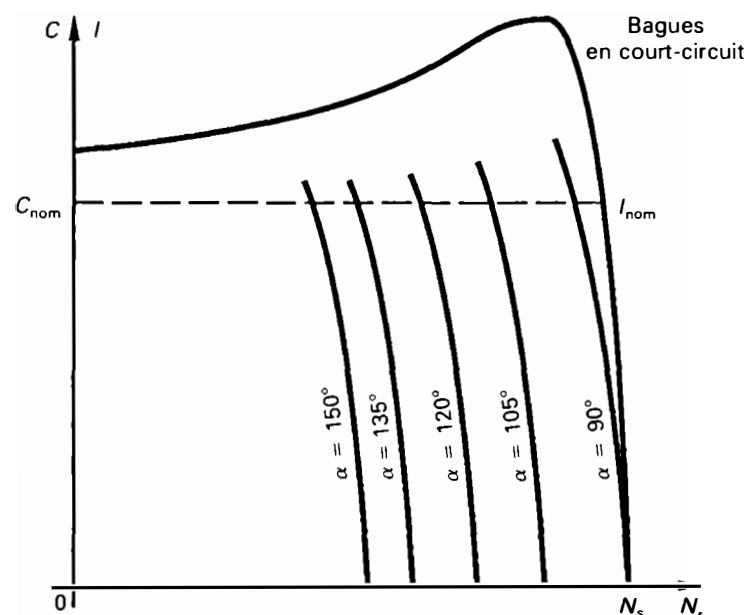


Figure 8.138 Variation du couple en fonction de la vitesse pour différents angles d'amorçage des thyristors de l'onduleur.

que le couple maximal du moteur soit le même, quelle que soit la valeur de la fréquence.

La figure 8.139 représente le schéma de principe d'un variateur de vitesse pour un moteur d'induction triphasé à cage d'écurie alimenté par un cycloconvertisseur à 36 thyristors.

Le principe de fonctionnement des cycloconvertisseurs, qui sont des convertisseurs statiques directs de fréquence, a été étudié au paragraphe 8.9.7. La commande de vitesse du moteur est réalisée par des variations proportionnelles de la fréquence et de la tension d'alimentation. Celles-ci sont obtenues par l'application des impulsions appropriées aux gâchettes des thyristors. Les impulsions proviennent d'un dispositif d'amorçage qui comprend un microprocesseur programmé pour contrôler les variables suivantes: vitesse, glissement, tension et courant statoriques, etc., en fonction des informations fournies par les capteurs de vitesse, de tension, de courant, etc. Ce type de variateur fonctionne dans les quatre quadrants avec récupération d'énergie lors du freinage. La commande de vitesse par cycloconvertisseur est surtout utilisée pour l'entraînement de moteurs lents de très forte puissance — de l'ordre de 150 kW à 30 MW et plus.

Variation de la fréquence d'alimentation par convertisseur indirect de fréquence

La fréquence d'alimentation variable utilisée pour contrôler la vitesse d'un moteur asynchrone à cage d'écurie peut être également obtenue par un convertisseur statique indirect de fréquence. Ce convertisseur passe de la fréquence fixe du réseau d'alimentation à la fréquence variable du moteur par l'intermédiaire d'une tension ou d'un courant continu. Il comprend donc toujours un redresseur avec filtre suivi d'un onduleur autonome.

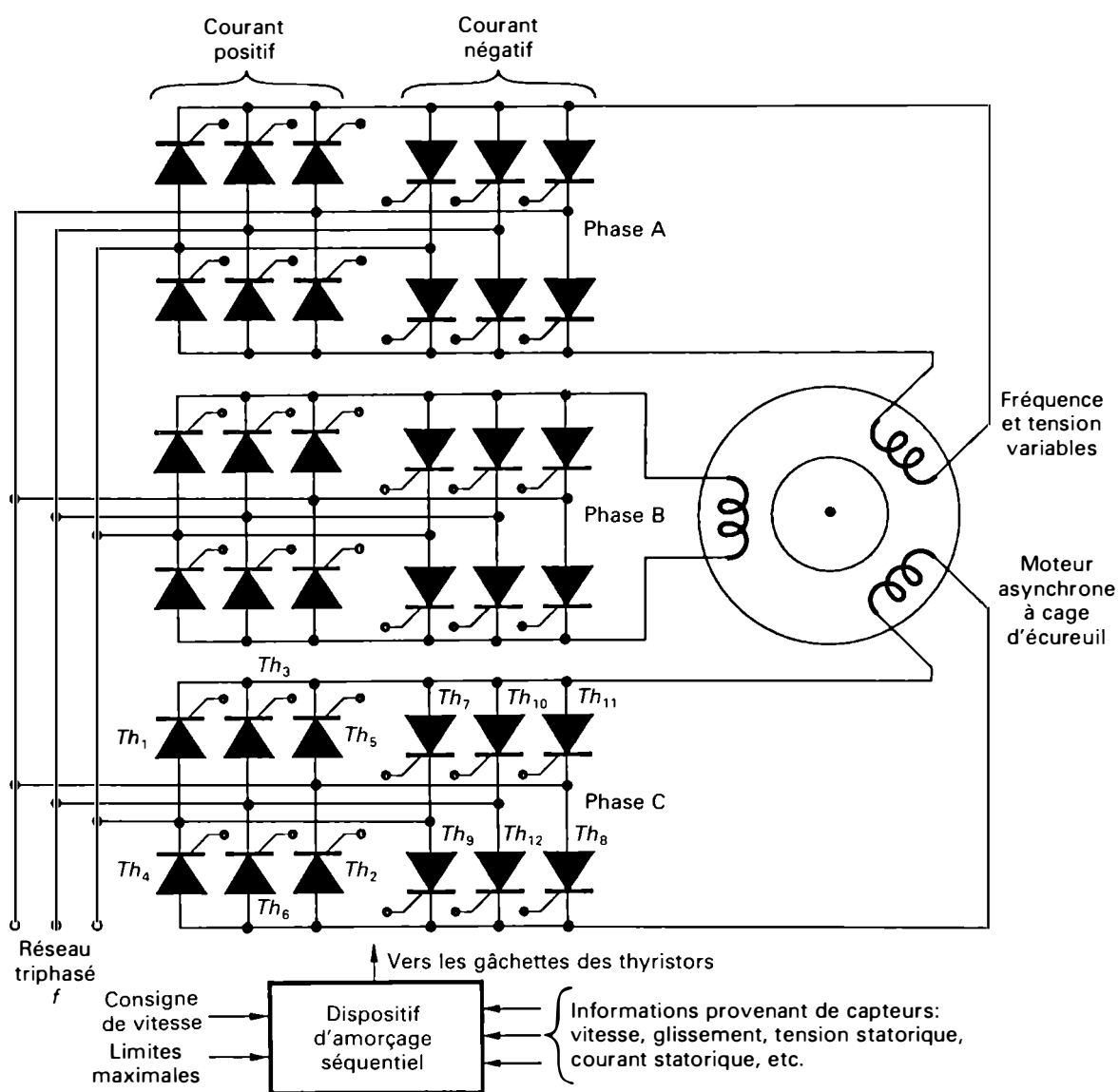


Figure 8.139 Moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil alimenté par un cycloconvertisseur à 36 thyristors.

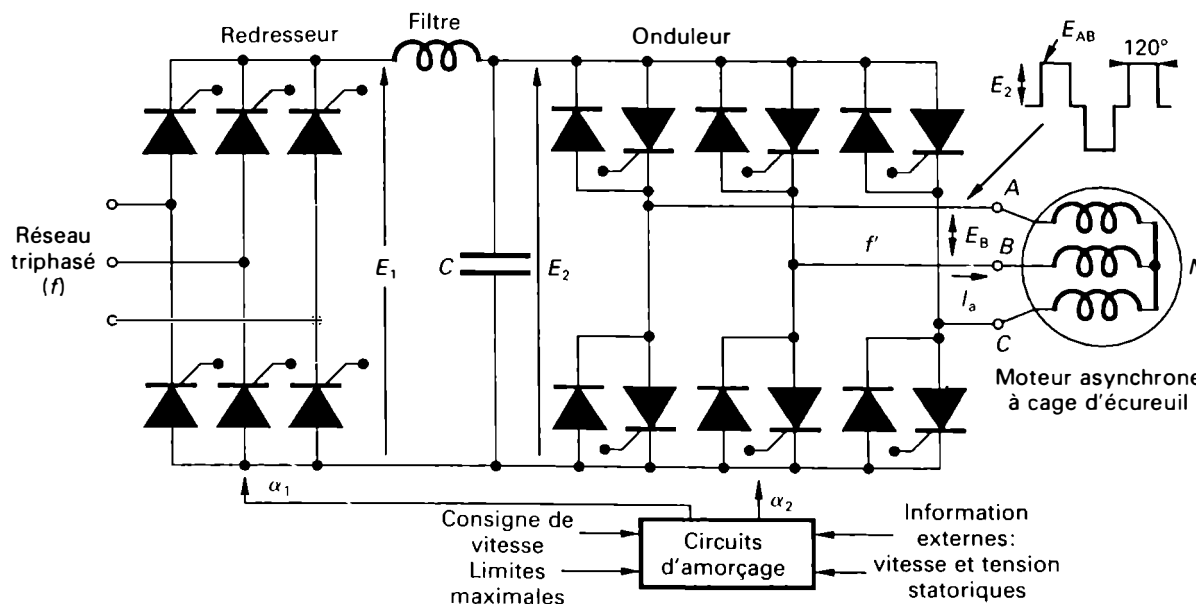


Figure 8.140 Variateur de vitesse pour moteur asynchrone à cage d'écureuil avec convertisseur indirect de fréquence qui comprend un onduleur autonome fonctionnant en commutateur de tension.

Dans ce type de variateur, différents montages sont utilisés, et chacun d'eux présente des avantages et des inconvénients selon le domaine d'application. On y retrouve les divers types d'onduleurs autonomes étudiés au paragraphe 8.9.5. On distingue les convertisseurs indirects de fréquence suivants:

- redresseur contrôlé associé à un onduleur autonome alimenté en tension et fonctionnant en « commutateur de tension »;
- redresseur contrôlé associé à un onduleur autonome alimenté en courant et fonctionnant en « commutateur de courant »;
- redresseur non contrôlé avec un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

- Redresseur contrôlé et onduleur autonome alimenté en tension (Figure 8.140).

Le redresseur contrôlé suivi d'un filtre de tension (inductance et condensateur) fournit à l'onduleur une tension E_2 pratiquement continue qui peut être contrôlée. L'onduleur autonome à commutation forcée qui fonctionne en commutateur de tension applique au moteur asynchrone à cage d'écureuil trois tensions E de forme rectangulaire décalées les unes par rapport aux autres de 120° . La forme des courants qui circulent dans les enroulements statoriques se rapproche davantage de la sinusoïde.

La tension E appliquée au moteur doit être ajustée proportionnellement à la fréquence pour que le flux soit constant dans le moteur. Comme la valeur maximale de la tension en créneaux E est égale à la tension continue E_2 , il faut donc varier la valeur E_1 du redresseur contrôlé lorsque la fréquence varie pour que le moteur puisse fournir le même couple à toutes les vitesses.

- Redresseur contrôlé et onduleur autonome alimenté en courant

Le redresseur contrôlé suivi d'une forte inductance de lissage L fournit à l'onduleur autonome un courant continu qui varie selon l'angle d'amorçage α_1 des thyristors. L'onduleur à commutation forcée fonctionne en commutateur de courant et envoie dans les enroulements statoriques trois courants de forme rectangulaire décalés de 120° . La forme des tensions appliquées aux bornes du moteur est sensiblement sinusoïdale. Ce type de variateur de vitesse fonctionne efficacement dans les quatre quadrants. Pour que la bonne marche du moteur soit assurée, la tension alternative à ses bornes doit être ajustée proportionnellement à la fréquence variable. Aussi, la tension continue fournie par le redresseur doit être réduite par l'augmentation de l'angle d'amorçage α_1 des thyristors, lorsque la vitesse de rotation diminue.

- Redresseur non contrôlé et onduleur à modulation de largeur d'impulsion

Le redresseur fournit une tension continue fixe à l'onduleur triphasé qui peut être constitué de trois onduleurs monophasés en pont (voir la figure 8.107). L'onduleur découpe la tension continue en impulsions positives ou négatives, de largeur variable (voir la figure 8.98) pour que les formes des tensions de sortie appliquées aux enroulements statoriques du moteur soient sensiblement sinusoïdales. L'amplitude et la fréquence des tensions statoriques sont contrôlées pour obtenir les valeurs désirées.

Remarque: Dans les premier et deuxième types de convertisseurs de fréquence, le redresseur contrôlé à thyristors peut être remplacé par un redresseur non contrôlé à diodes suivi d'un hacheur. Des thyristors à blocage par la gâchette (GTO) sont également utilisés.

Variateurs de vitesse pour moteurs synchrones

La vitesse d'un moteur synchrone en régime permanent est rigoureusement associée à la fréquence d'alimentation:

$$N = \frac{120f}{p}$$

Pour que celle-ci varie, on doit donc agir sur la fréquence. Comme dans le cas des moteurs asynchrones, on utilise soit un convertisseur direct de fréquence (cycloconvertisseur), soit un convertisseur indirect de fréquence (redresseur associé à un onduleur). Le fonctionnement correct exige que la tension statorique varie proportionnellement à la fréquence d'alimentation. En plus de l'alimentation du stator, il faut aussi fournir au rotor un courant d'excitation continu par l'intermédiaire d'un redresseur contrôlé. La figure 8.141 représente le schéma synoptique d'un variateur de vitesse, dans lequel le moteur synchrone est alimenté par un cycloconvertisseur.

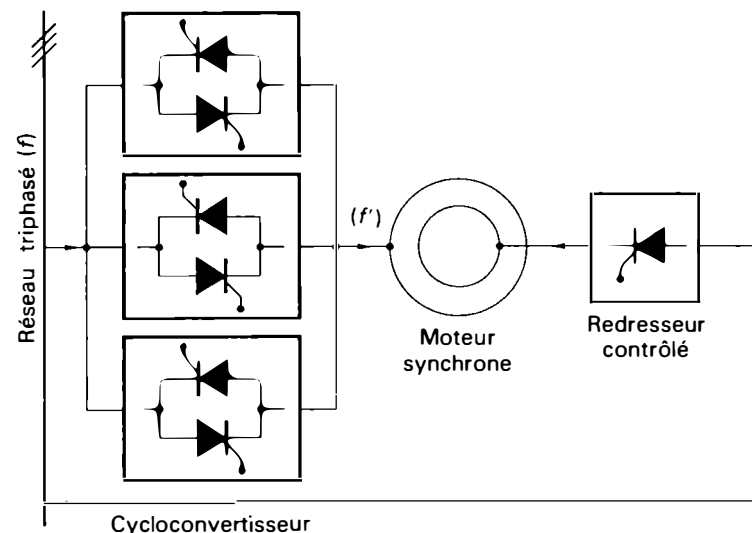


Figure 8.141 Variation de la fréquence d'alimentation d'un moteur synchrone à l'aide d'un cycloconvertisseur.

Moteur synchrone alimenté par un convertisseur indirect de fréquence comprenant un onduleur non autonome en moteur synchrone autopiloté

Dans le variateur de vitesse illustré à la figure 8.142, l'induit fixe (stator) du moteur synchrone, constitué de trois bobines identiques qui font entre elles un angle de 120° , est alimenté par un convertisseur indirect de fréquence. Ce convertisseur comprend un redresseur contrôlé (1), une bobine de lissage L et un onduleur. L'inducteur tournant (rotor) formé d'une seule bobine est alimenté par le pont redresseur à diodes (2) qui fournit le courant continu d'excitation I_f .

Le redresseur contrôlé fournit à l'onduleur une tension redressée E_1 dont la valeur moyenne est:

$$E_1 = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) E_{\text{phase, max}} \cos \alpha_1$$

$$E_1 = 1,65 E_{\text{ligne}} \cos \alpha_1$$

Dans ces relations, $E_{\text{phase, max}}$ désigne la valeur maximale de la tension de phase (tension simple) du réseau d'alimentation, alors que E_{ligne} désigne la valeur efficace de la tension de ligne (tension composée) du réseau d'alimentation.

Le redresseur contrôlé débite un courant I qui est pratiquement continu grâce à l'inductance de lissage L . L'onduleur envoie dans les trois enroulements statoriques des courants alternatifs dont la fréquence est f' . Les commutations des thyristors sont assurées par les tensions E_s induites dans les stators du moteur lorsque le rotor tourne et qu'un courant d'excitation I_f le traverse. Les commutations sont donc naturelles grâce au moteur lui-même. La tension produite par l'onduleur est donnée par:

$$E_2 = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) e_{1, \text{max}} \cos \alpha_2$$

$$E_2 = 1,65 E_s \cos \alpha_2$$

Dans ces relations, $e_{1, \text{max}}$ désigne la valeur maximale de la tension simple aux bornes d'un enroulement statorique, alors que E_s désigne la valeur efficace de la tension de ligne entre deux bornes des enroulements statoriques.

Les tensions E_1 et E_2 sont pratiquement égales et de signes opposés; si on ne tient pas compte des faibles pertes dans l'inductance, on peut écrire:

$$1,65 E_{\text{ligne}} \cos \alpha_1 = -1,65 E_s \cos \alpha_2$$

L'angle d'amorçage α_1 est automatiquement commandé par système microprocesseur, de sorte que le courant continu I est juste suffisant pour le couple requis. Pour éviter tout décrochage — et arrêt du moteur — la fréquence d'amorçage des thyristors de l'onduleur est asservie à la vitesse de rotation du rotor qui est détectée par un capteur optoélectronique. Ainsi, c'est le moteur qui commande l'amorçage de l'onduleur. Tout ralentissement du moteur entraîne automatiquement une diminution correspondante de la fréquence de commutation des thyristors de l'onduleur, donc de la fréquence d'alimentation du moteur. Le décrochage n'est plus possible. On dit que le *moteur est autopiloté*. L'onduleur, qui travaille à une fréquence f' rigoureusement liée à celle de la vitesse de rotation, fonctionne en onduleur non autonome à commutation naturelle.

Le moteur synchrone autopiloté se comporte comme un moteur à courant continu; il est parfois appelé *moteur sans collecteur*. La possibilité de contrôler les angles d'amorçage, α_1 et α_2 , permet une plus grande souplesse de fonctionnement que dans le cas de la commande de vitesse d'un moteur à courant continu. Cependant, à l'arrêt et aux faibles vitesses, jusqu'à environ 10% de la vitesse maximale, les forces électromotrices de la machine synchrone sont insuffisantes pour assurer la commutation naturelle de l'onduleur. Il faut alors provoquer les commutations à l'aide

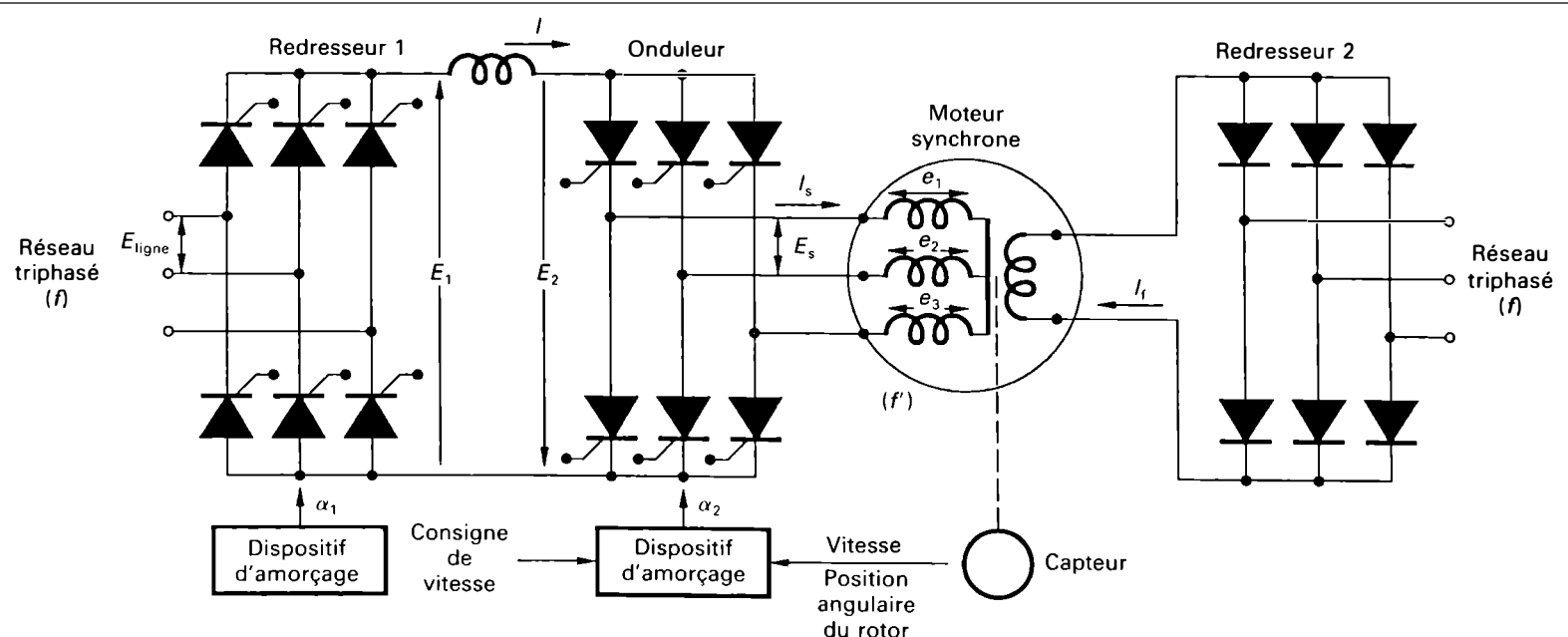


Figure 8.142 Moteur synchrone alimenté par un convertisseur indirect de fréquence ou moteur synchrone autopiloté.

d'un dispositif auxiliaire. Ce variateur de vitesse peut fonctionner dans les quatre quadrants avec freinage par récupération; le moteur synchrone fonctionne alors comme un alternateur, l'onduleur, comme un redresseur et le redresseur 1, comme un onduleur qui fournit de l'énergie au réseau d'alimentation. Pour cela il suffit d'agir sur les angles d'amorçage α_1 et α_2 .

Le moteur synchrone autopiloté est principalement utilisé pour l'entraînement à vitesse variable de machines de puissance élevée, entre 500 kW et 30 MW et plus: entraînement de puissants compresseurs, démarrage de gros alternateurs, etc. Le variateur de vitesse à convertisseur indirect de fréquence permet d'alimenter:

- des moteurs synchrones lents (quelques centaines de tours/min);
- des moteurs synchrones classiques (1500 tours/min ou 3000 tours/min à 50 Hz; 1800 tours/min ou 3600 tours/min à 60 Hz);

- des moteurs synchrones rapides (jusqu'à des vitesses de 12 000 tours/min).

Le moteur synchrone autopiloté tend à remplacer les moteurs à courant continu dans les entraînements à grande vitesse et à forte puissance.

Remarque: Les variateurs de vitesse, qui alimentent les moteurs à courant alternatif asynchrones (par récupération de l'énergie de glissement, par cyclovertisseur et par convertisseur indirect de fréquence) et synchrones (par cyclovertisseur et par convertisseur indirect de fréquence), permettent l'asservissement de la vitesse et la limitation du courant consommé par le moteur à l'aide de montages auxiliaires. Ces montages comprennent essentiellement des capteurs, une boucle de rétroaction, un amplificateur d'erreur, un dispositif d'amorçage et un module de régulation avec microprocesseur.

RÉSUMÉ

Le *thyristor* est un dispositif semi-conducteur unidirectionnel à quatre couches *PN* alternantes; il possède une électrode de commande appelée *gâchette*.

Le thyristor est amorcé, c'est-à-dire qu'il devient à l'état passant, par un signal positif appliqué à la gâchette, lorsque l'anode est positive par rapport à la cathode. La gâchette perd tout contrôle dès que le thyristor est à l'état passant.

Le thyristor peut être amorcé soit par des signaux de gâchette en tension continue ou en tension alternative, soit par des impulsions. Il est désamorcé et passe à l'état bloqué soit par la réduction du courant principal à une valeur inférieure à celle du courant de maintien I_H , soit par la suppression ou l'inversion de la tension anode-cathode. Lorsqu'un thyristor est alimenté en courant alternatif, le *désamorçage* (ou *l'extinction*) se fait à la fin de chaque alternance positive, à l'instant où la tension anode-cathode s'inverse.

Lorsqu'un thyristor est alimenté en courant continu, des circuits auxiliaires de blocage sont nécessaires pour le désamorcer.

Les *circuits d'amorçage* des thyristors sont très variés et ils utilisent divers éléments tels que des résistances, des diodes, des condensateurs, des circuits déphaseurs, des circuits magnétiques (inducances saturables, amplificateurs magnétiques, transformateurs d'impulsions) et des semi-conducteurs à seuil de tension (transistor unijonction, commutateur unilatéral SUS, diode Shockley, circuits intégrés spécialisés, etc.).

Pour que l'amorçage soit certain, il faut que les conditions suivantes soient respectées:

- la tension (V_{GT}) et le courant (I_{GT}) de gâchette ainsi que la durée des impulsions de commande doivent être suffisantes;
- la puissance maximale dissipée dans la gâchette doit être inférieure à la valeur limite indiquée par le fabricant, car la gâchette est fragile du point de vue électrique;
- les taux de croissance du courant principal, di/dt , et de la tension d'anode, dv/dt doivent rester inférieurs aux valeurs critiques indiquées par le fabricant;
- la température de fonctionnement doit demeurer à l'intérieur des valeurs limites admissibles.

Les principaux types de thyristors sont: les thyristors à fréquences industrielles, les thyristors rapides, les thyristors complémentaires (CSCR), les thyristors tétrodes à deux électrodes de commande (SCS), les thyristors bloquables (GTO ou GCS) et les photothyristors (LASCR et LASCS).

Les symboles et les caractéristiques essentielles des dispositifs à semi-conducteurs de la famille des thyristors sont fournis au tableau 8.2. Le thyristor est un redresseur contrôlé; il peut être utilisé comme *commutateur statique* (fonctionnement « tout ou rien ») et comme *élément de réglage de phase*. Dans le dernier cas, il sert à obtenir des tensions continues réglables ou à commander des puissances en courant alternatif. Le réglage de phase consiste à faire varier l'angle de retard à l'amorçage du thyristor durant l'alternance de la tension d'alimentation.

Tableau 8.2 Composants de la famille des thyristors.

Appellation usuelle	Symbole	Structure	Circuit équivalent	Caractéristique	Valeurs nominales	Nombre d'électrodes	Type	Procédés d'amorçage	Principales applications
Thyristor (SCR)					3000 A 4000 V	3	UNIDIRECTIONNEL (ÉTAT BLOUÉ EN POLARISATION EN SENS INVERSE)	Signal de gâchette	Commutateur statique Redresseur réglable Variateur de vitesse Variateur de lumière Onduleur Hacheur
Thyristor complémentaire (CSCR)					—	3		Signal de gâchette	Compteur à anneau Circuit logique
Photothyristor (LASCR)					1 A 200 V	3		Signal de gâchette ou lumière	Circuit de contrôle opto-électronique Relais statique Circuit de déclenchement Circuit de contrôle de position
Thyristor à gâchette amplificatrice (Darlington)					1100 A 2200 V	3		Signal de gâchette	Onduleur Hacheur
Thyristor à blocage par la gâchette (GTO)					10 A 500 V	3		Signal de gâchette (Blocage par un signal de gâchette)	Commutateur en courant continu Onduleur Hacheur Circuit logique

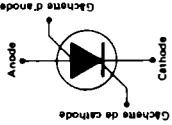
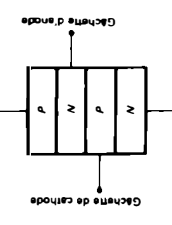
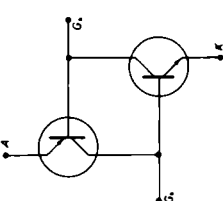
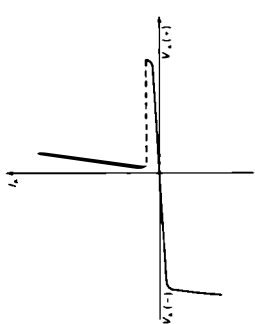
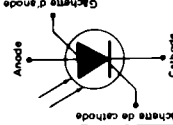
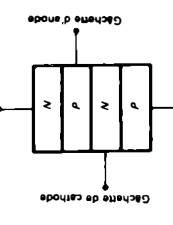
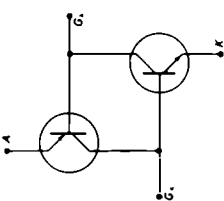
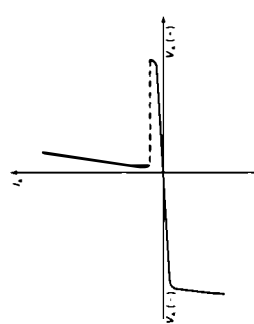
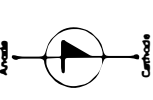
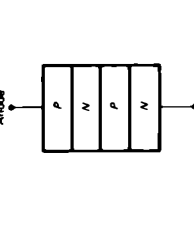
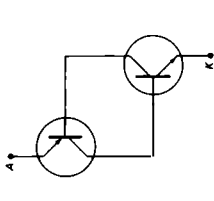
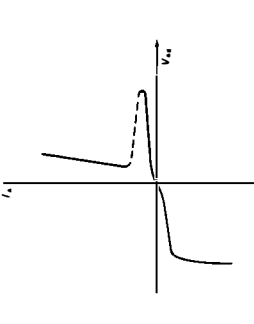

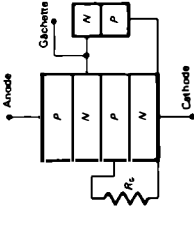
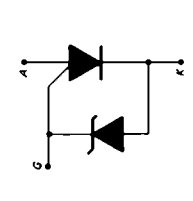
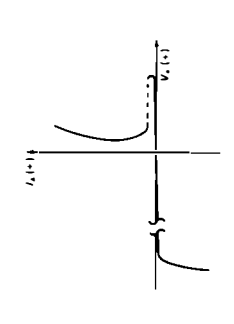
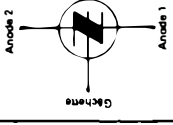
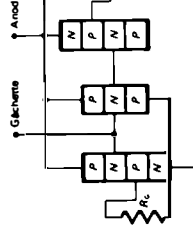
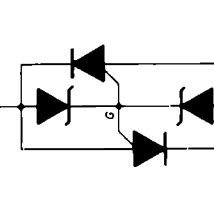
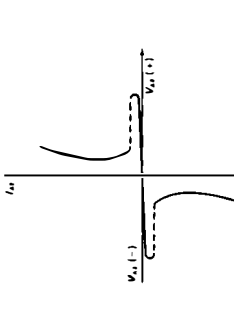
Thyristor à deux électrodes de commande (SCS)					1 A (moyen) 200 V	4	UNIDIRECTIONNEL	Signal à l'une ou l'autre gâchette	Compteur Circuit de délai Générateur d'impulsions Décteur de tension
Photothyristor à deux électrodes de commande (LASCS)					1 A 200 V	3	UNIDIRECTIONNEL	Signal aux gâchettes ou lumière	Circuit opto-électronique Relais statique
Diode Shockley					100 A (impulsion) 400 V	2	UNIDIRECTIONNEL	Tension supérieure à la tension de retournement	Circuit de déclenchement des thyristors Circuit temporisateur Générateur d'impulsions
Commutateur unilatéral au silicium (SUS)					0,2 A 15 V	3	UNIDIRECTIONNEL	Signal de gâchette	Circuit de déclenchement Temporisateur
Commutateur bilatéral au silicium (SBS)					0,2 A 10 V	3	BIDIRECTIONNEL	Signal de gâchette	Circuit de déclenchement de triacs Décteur de tension

Tableau 8.2 Composants de la famille des thyristors (suite).

Appellation usuelle	Symbole	Structure	Circuit équivalent	Caractéristique	Valeurs nominales	Nombre d'électrodes	Type	Procédés d'amorçage	Principales applications
Diode de déclenchement bidirectionnelle (Diac)					60 A (efficace) 400 V	2	BIDIRECTIONNEL	Tension supérieure à la tension de retournement	Circuit de déclenchement de triacs Circuit de protection contre les surtensions
Alternistor (Triac)					200 A 1200 V	3	BIDIRECTIONNEL	Signal de gâchette	Circuits de commutation et de réglage de phase en courant alternatif (moteur, chauffage et éclairage)
Transistor unijonction (UJT)					$I_{E, \max}$ 70 mA $V_{E, \text{inv}}$ 60 V	3	UNIDIRECTIONNEL	Tension d'émetteur supérieure à la tension de pic	Circuit de déclenchement de thyristors Oscillateur temporisateur
Transistor unijonction complémentaire (CUJT)					$I_{E, \max}$ 150 mA $V_{E, \text{inv}}$ 10 V	3	UNIDIRECTIONNEL	Tension négative d'émetteur supérieure à la tension de pic	Oscillateur Circuit de minuterie Détecteur de niveau
Transistor unijonction programmable (PUT)					$I_{E, \max}$ 150 mA V_{GA} 40 V V_{GK} 5 V	3	UNIDIRECTIONNEL	Signal de gâchette	Circuit de déclenchement de thyristors Circuit de minuterie Oscillateur Détecteur de niveau

Tableau 8.3 Relations entre les tensions et les courants pour différents redresseurs et variateurs à thyristors.

Type de montage à thyristors	Schéma de principe	Forme d'onde des tensions	Tension de charge en fonction de l'angle d'amorçage	Valeur maximale de la tension de charge pour α égal à 0°	T.I.C.		Plage de réglage de l'angle d'amorçage	Valeur maximale du courant moyen du thyristor		Fréquence fondamentale à l'induction	Remarque	
					Thyristor	Diode		$I_{T_{max}}$	ANGLE DE CONDUCTION			$I_{D_{max}}$
REDRESSEURS A TENSION DE SORTIE RÉGLABLE												
Simple alternance — charge résistive			$E_{T_{max}} = \frac{E_{m_{max}}}{2\pi} (1 - \cos \alpha)$ $E_{m_{T_{max}}} = \frac{E_{m_{max}}}{2} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi} \cdot \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$	$E_{m_{max}} = \frac{E_{m_{max}}}{\pi}$ $E_{T_{max}} = \frac{E_{m_{max}}}{2}$	$E_{m_{max}}$	$E_{m_{max}}$	180	$\frac{E_{m_{max}}}{\pi R}$	180	/	—	
Double alternance — charge résistive ou inductive — diode de roue libre			$E_{m_{max}} = \frac{E_{m_{max}}}{\pi} (1 - \cos \alpha)$	$E_{m_{max}} = \frac{2E_{m_{max}}}{\pi}$	$E_{m_{max}}$	$2E_{m_{max}}$	180	$\frac{E_{m_{max}}}{\pi R}$	180	2f	—	
Double alternance en pont avec deux diodes et un thyristor — charge résistive			$E_{m_{max}} = \frac{E_{m_{max}}}{\pi} (1 - \cos \alpha)$	$E_{m_{max}} = \frac{2E_{m_{max}}}{\pi}$	$E_{m_{max}}$	0	180	$\frac{2E_{m_{max}}}{\pi R}$	360	2f	D_1 est nécessaire lorsque la charge n'est pas purement résistive	
Double alternance en pont avec deux thyristors — charge résistive ou inductive — diode de roue libre			$E_{m_{max}} = \frac{E_{m_{max}}}{\pi} (1 - \cos \alpha)$	$E_{m_{max}} = \frac{2E_{m_{max}}}{\pi}$	$E_{m_{max}}$	$E_{m_{max}}$	180	$\frac{E_{m_{max}}}{\pi R}$	180	2f	Pour une charge inductive, D_1 permet le blocage du thyristor	
Double alternance en pont de quatre thyristors — charge résistive ou inductive			$E_{m_{max}} = \frac{E_{m_{max}}}{\pi} (1 - \cos \alpha)$	$E_{m_{max}} = \frac{2E_{m_{max}}}{\pi}$	$E_{m_{max}}$	$E_{m_{max}}$	180	$\frac{E_{m_{max}}}{\pi R}$	180	2f	—	

Tableau 8.3 Relations entre les tensions et les courants pour différents redresseurs et variateurs à thyristors (suite).

Type de montage à thyristors	Schéma de principe	Forme d'onde des tensions	Tension de charge en fonction de l'angle d'amorçage	Valeur maximale de la tension de charge pour "égal à 0°"	T.I.C.		Plage de réglage de l'angle d'amorçage	Valeur maximale du courant moyen du thyristor		Fréquence fondamentale à l'ondu-lation	Remarque
					Thyristor	Diode		$I_{T, max}$	ANGLE DE CONDUCTION		
Double alternance avec un seul thyristor — charge résistive ou inductive			$E_{T, max} = \frac{E_{m, max}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	$E_{m, max} = \frac{2E_{m, max}}{\pi}$	0	$E_{m, max}$	180	$\frac{2E_{m, max}}{\pi R}$	360	2f	D_1 est nécessaire lorsque la charge n'est pas purement résistive.
Triphase simple alternance — charge résis- tive ou inductive — diode de roue libre			$E_{T, max} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} (E_{m, max} \cos \alpha)$	$E_{m, max} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_{m, max}$	$\sqrt{3} E_{m, max}$	$\sqrt{3} E_{m, max}$	150	$\frac{\sqrt{3} E_{m, max}}{2\pi R}$	120	3f	Possibilité de récupération d'énergie
Triphase en pont mixte — charge résistive ou induc- tive — diode de roue libre			$E_{T, max} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} (E_{m, max} (1 + \cos \alpha))$	$E_{m, max} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{m, max}$	$\sqrt{3} E_{m, max}$	$\sqrt{3} E_{m, max}$	180	$\frac{\sqrt{3} E_{m, max}}{\pi R}$	120°	3f	Pour une charge inductive, D_1 permet le blocage du thyristor

Tableau 8.3 Relations entre les tensions et les courants pour différents redresseurs et variateurs à thyristors (suite).

Type de montage à thyristors	Schéma de principe	Forme d'onde des tensions	Tension de charge en fonction de l'angle d'amorçage	Valeur maximale de la tension de charge pour α égal à 0°	T.I.C.		Plage de réglage de l'angle d'amorçage	Valeur maximale du courant moyen du thyristor		Valeur maximale du courant moyen des diodes		Fréquence fondamentale à l'ondulation	Remarque
					Thyristor	Diode		$I_{T_{avg, max}}$	ANGLE DE CONDUCTION	$I_{D_{avg, max}}$	ANGLE DE CONDUCTION		
Triphase en pont complet — charge résistive et inductive			$E_{T_{max}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{m_{ph}} \cos(\alpha)$ (pour un courant de charge ininterrompu)	$E_{m_{ph, max}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{m_{ph}}$	—	$\sqrt{3} E_{m_{ph}}$	120°	$\frac{\sqrt{3} E_{m_{ph}}}{\pi R_c}$	120°	—	—	6f	Possibilité de récupération d'énergie
CONTRÔLE DE LA PUISSANCE EN COURANT ALTERNATIF													
Montage à deux thyristors en parallèle-inverse ou à un triac — charge résistive			$E_{T_{avg}} = \left(\frac{E_{m_{ph}}}{\sqrt{2}}\right) \sqrt{\frac{11}{\pi} \cdot \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$	$E_{T_{ph, max}} = \frac{E_{m_{ph}}}{\sqrt{2}}$	—	$E_{m_{ph}}$	180°	$\frac{E_{m_{ph}}}{\pi R_c}$	180°	—	—	f	Dans le cas d'une charge inductive, la tension de charge dépend de $\omega L/R_c$, R_c et α
Montage à pont de diodes et à un thyristor — charge résistive			$E_{T_{avg}} = \left(\frac{E_{m_{ph}}}{\sqrt{2}}\right) \sqrt{\frac{11}{\pi} \cdot \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$	$E_{T_{ph, max}} = \frac{E_{m_{ph}}}{\sqrt{2}}$	$E_{m_{ph}}$	0	180°	$\frac{2E_{m_{ph}}}{\pi R_c}$	360°	$\frac{E_{m_{ph}}}{\pi R_c}$	180°	f	—

Tableau 8.4 Convertisseurs d'énergie électrique.

TENSION ALTERNATIVE SINUSOÏDALE	Réseau à fréquence fixe et à tension fixe	CONVERTISSEURS C.A. - C.A.			
		Transformateur	Tension différente, fréquence fixe		
		Gradateur à triac ou à deux thyristors en parallèle-inverse	Tension réglable, fréquence fixe		
		Cycloconvertisseur	Tension réglable, fréquence variable		
		Redresseur et onduleur	Tension et fréquence réglables ou non		
		Groupe de machines tournantes MS-GS	Tension différente, fréquence différente		
		CONVERTISSEURS C.A. - C.C.			
		Redresseur non contrôlé (diodes)	Tension continue non réglable		
		Redresseur contrôlé (thyristors)	Tension continue réglable		
		Groupe de machines tournantes MS-GC	Tension continue réglable		
TENSION CONTINUE	Réseau ou batterie d'accumulateurs	CONVERTISSEURS C.C. - C.A.			
		Onduleur non autonome	Tension et fréquence du réseau		
		Onduleur autonome	Tension et fréquence réglables ou non		
		Groupe de machines tournantes MC-GS	Tension réglable, fréquence réglable		
				CONVERTISSEURS C.C. - C.C.	
				Hacheur	Tension continue réglable
		Onduleur — Transformateur — Redresseur	Tension continue réglable ou non		
		Groupe de machines tournantes MC-GC	Tension continue réglable		

MC: Moteur continu
GC: Générateur continu
(dynamo)

MS: Moteur synchrone
GS: Générateur synchrone
(alternateur)

Les valeurs nominales du courant principal des thyristors sont exprimées en valeur moyenne ($I_{T(AV)}$) ou en valeur efficace ($I_{T(RMS)}$); elles peuvent être déterminées pour différents angles d'amorçage et pour diverses températures du boîtier.

Les relations permettant de calculer, en fonction de l'angle d'amorçage, les valeurs moyenne et efficace du courant dans le thyristor pour différents montages redresseurs contrôlés et pour des circuits de contrôle en courant alternatif sont fournies au tableau 8.3.

Les thyristors sont très sensibles, de sorte qu'ils doivent être protégés efficacement contre les surtensions, les surintensités et les échauffements excessifs. Le refroidissement des thyristors se fait à l'aide des dissipateurs de chaleur et de divers procédés tels que la ventilation forcée et la circulation de liquides réfrigérants.

Lors de l'amorçage des thyristors, le taux rapide de croissance du courant principal produit des parasites élec-

triques perturbant les postes récepteurs de radio à modulation d'amplitude. Des *filtres LC* et la méthode de *commutation à zéro* de tension sont généralement employés pour éliminer ces inconvénients dans les variateurs de lumière et lors du contrôle de température par éléments chauffants.

Les nombreuses applications des divers types de thyristors couvrent une large gamme de puissances (du watt au mégawatt); les principaux domaines sont (tableau 8.4):

- les commutateurs statiques en courant continu et en courant alternatif;
- les redresseurs contrôlés à tension de sortie réglable;
- les contrôleurs de puissance en courant alternatif ou gradateurs;
- les onduleurs autonomes et non autonomes qui transforment une tension continue en une tension alternative de fréquence fixe ou variable;

- les hacheurs qui transforment une tension continue en une autre tension continue de valeur réglable;
- les cycloconvertisseurs qui transforment directement une tension alternative de fréquence f en une autre tension alternative de fréquence f' plus basse et variable.

La commande électronique de vitesse des moteurs électriques constitue l'application la plus importante de l'électronique de puissance. On distingue:

- les variateurs électroniques de vitesse pour moteurs à courant continu qui utilisent des redresseurs contrôlés ou des hacheurs;
- les variateurs électroniques de vitesse pour moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones, qui comprennent les dispositifs suivants: redresseurs contrôlés, onduleurs, hacheurs, cycloconvertisseurs et convertisseurs indirects de fréquence.

QUESTIONS

- 8.1 Qu'est-ce qu'un thyristor? Définissez-en brièvement la structure. Que signifient les termes état passant, état bloqué et dispositifs unidirectionnel et bidirectionnel?
- 8.2 À l'aide de l'analogie des deux transistors imbriqués, expliquez le fonctionnement du thyristor.
- 8.3 Quel est le rôle de la gâchette du thyristor? Définissez les termes angle d'amorçage et angle de conduction.
- 8.4 Que se passe-t-il si une impulsion positive est appliquée à la gâchette d'un thyristor alors que sa tension d'anode est négative par rapport à celle de la cathode?
- 8.5 Citez les modes possibles d'amorçage d'un thyristor. Quelles sont celles utilisées en pratique?
- 8.6 Expliquez ce qu'est l'amorçage par impulsions. Quels en sont les avantages?
- 8.7 Que signifient les termes courant d'accrochage (I_L) et courant de maintien (I_H)?
- 8.8 Quelles sont les méthodes de désamorçage (ou de blocage) des thyristors fonctionnant: *a*) en courant alternatif et *b*) en courant continu?
- 8.9 Définissez les symboles suivants:
 V_T (Quelle en est la valeur typique pour un thyristor de puissance moyenne?), V_{RRM} , V_{GT} , I_{GT} , $P_{G,max}$, $I_{T(AV)}$ et $I_{T(RMS)}$?
- 8.10 Expliquez le fonctionnement d'un thyristor utilisé comme commutateur statique. Quels en sont les avantages par rapport à un commutateur mécanique ou électromécanique?
- 8.11 Qu'appelle-t-on réglage (ou commande) de phase? Quelle en est l'utilité?
- 8.12 Dans un redresseur polyphasé contrôlé, qu'appelle-t-on commutation naturelle et commutation forcée lors de l'amorçage d'un thyristor?
- 8.13 Quels sont les principales causes et effets d'une surtension transitoire dans les circuits à thyristors? Énumérez des dispositifs de protection.
- 8.14 Quels sont les principales causes et effets d'une surintensité? Quels sont les dispositifs de protection utilisés?
- 8.15 Expliquez ce qu'est la résistance thermique jonction-boîtier d'un thyristor.
- 8.16 Quelle est la température maximale typique que ne doit pas dépasser la jonction d'un thyristor ordinaire?
- 8.17 Quels sont les procédés de refroidissement utilisés dans les montages industriels à thyristors? Expliquez-en brièvement le principe de fonctionnement.
- 8.18 Quelles précautions doit-on prendre lorsque l'on monte des circuits à thyristors: *a*) en série et *b*) en parallèle?
- 8.19 Qu'appelle-t-on parasite radio? Quelle est leur provenance dans un variateur de lumière et quels sont les moyens employés pour les éliminer?
- 8.20 Quel est le principe de fonctionnement de la commutation à zéro de tension? Quels en sont les avantages?
- 8.21 Qu'est-ce qu'un onduleur autonome? Quel en est le principe de fonctionnement? Quelles en sont les applications industrielles?
- 8.22 Quel est le principe de fonctionnement d'un hacheur à modulation de largeur d'impulsion (*PWM*)? Expliquez brièvement.
- 8.23 Qu'est-ce qu'un cycloconvertisseur monophasé à quatre thyristors? Analysez-en le fonctionnement.
- 8.24 Qu'est-ce que le fonctionnement dans les quatre quadrants dans le cas de la commande de vitesse d'un moteur à courant continu? Expliquez le principe du freinage par récupération.
- 8.25 Quels sont les principaux types de commande électronique de vitesse utilisés pour les moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones?

PROBLÈMES

- 8.1 Un thyristor possède les caractéristiques suivantes: $T_{j,max}$ de 125°C , $R_{\theta,j-b}$ de $2,4^\circ\text{C/W}$. Il doit pouvoir dissiper en chaleur une puissance de 10 W dans une ambiance dont la température est de 50°C . Calculez:
 - a*) la résistance thermique maximale entre le boîtier et l'ambiance ($R_{\theta,b-a}$);
 - b*) la température de jonction d'un thyristor muni d'un dissipateur présentant une résistance thermique de $3,2^\circ\text{C/W}$ (ne tenez pas compte de la résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur);
 - c*) la puissance maximale que peut dissiper le thyristor muni du même dissipateur sans dépasser la caractéristique $T_{j,max}$ (la température de l'ambiance est la même).
- 8.2 Un thyristor présente les caractéristiques suivantes: $I_{T(RMS)}$ de 1 A; P_D de 500 mW à 25°C ; $R_{\theta,j-b}$ de 30°C/W ; $R_{\theta,b-a}$ de 100°C/W . Calculez la température maximale de la jonction pour une température d'ambiance de 25°C .
- 8.3 Les caractéristiques du thyristor 2N3228 sont: $I_{T(AV)}$ de 5 A à T_b de 75°C ; V_T de 1,1 V; $R_{\theta,j-b}$ de 4°C/W . Calculez:
 - a*) la température de la jonction, si la température du boîtier est maintenue constante à 75°C ;
 - b*) la température maximale du boîtier pour que la température de la jonction ne dépasse pas 105°C .
- 8.4 En utilisant un thyristor 2N3873, on désire obtenir un courant direct moyen ($I_{T(AV)}$) de 15 A. En vous servant du réseau de courbes de la figure 8.15, déterminez:

- a) l'angle de conduction produisant la puissance dissipée moyenne minimale et la valeur de cette puissance;
 b) la puissance moyenne dissipée lorsque le thyristor est alimenté en courant continu.
- 8.5** La température de boîtier du thyristor 2N3873 est maintenue à 70°C.
- a) En utilisant le réseau de courbes de la figure 8.16, déterminez la valeur du courant direct moyen pouvant être toléré pour des angles de conduction de 60° et de 180°.
 b) Si l'on baisse la température du boîtier à 60°C, quelles seront alors les valeurs du courant direct moyen pour des angles de conduction de 60° et de 180°, dans le cas d'un fonctionnement en courant continu.
- 8.6** Le circuit de contrôle par réglage de phase de la figure 8.27 présente les caractéristiques suivantes: R_c de 10 Ω; V_{GT} de 1,4 V; I_{GT} de 10 mA; $I_{G,max}$ de 85 mA; V_F (diode) de 0,6 V. La tension d'entrée est donnée par la relation:
- $$e_s = (\sqrt{2} \times 120) \sin 377t$$
- a) la valeur de $R_{g,min}$;
 b) les valeurs de $R_{g,v}$ pour obtenir un amorçage à 30°, à 60° et à 120°;
 c) la valeur maximale de $R_{g,v}$;
 d) l'angle d'amorçage minimal, lorsque $R_{g,v}$ est égal à 0 Ω.
- 8.7** Le circuit déphaseur RC de la figure 8.29.a présente les caractéristiques suivantes: V_{AB} de 5 V efficace et 60 Hz; C de 5 μF; R_v de 8 kΩ.
- a) Tracez le diagramme vectoriel.
 b) Quelle est la valeur maximale de V_{OD} ?
 c) Quelle est la valeur de R_v lorsque α est égal à 60°?
 d) Quel est le déphasage maximal de ce circuit?
 e) Quel est la valeur de α lorsque R_v est égal à 530 Ω?
- 8.8** Déterminez les valeurs limites de la résistance variable d'un déphaseur RC, pour que l'angle de déphasage puisse varier de 10° à 170°. La capacité du condensateur est de 0,22 μF et la fréquence, de 60 Hz.
- 8.9** Dans le redresseur monophasé contrôlé simple alternance de la figure 8.40.a, la tension d'alimentation E_s est égale à 120 V et la résistance de charge R_c , à 10 Ω ($f = 60$ Hz).
- a) Pour un angle d'amorçage de 0°, quelles sont les valeurs suivantes pour la charge: E_{max} , E_{eff} , I_{eff} et puissance consommée?
 b) On désire obtenir une puissance de 317 W dans la charge, calculez:
 — l'angle d'amorçage et la tension anodique d'amorçage du thyristor;
 — E_{eff} , I_{eff} et I_{moy} de la charge.
 c) Le thyristor est remplacé par deux thyristors montés en parallèle-inverse. On désire alors obtenir une puissance de 1210 W dans la charge. Calculez:
 — l'angle d'amorçage et la tension anodique d'amorçage des thyristors;
 — E_{eff} et I_{eff} de la charge (note: $\alpha_1 = \alpha_2$).
 d) Tracez les formes d'onde des tensions aux bornes de la charge et des thyristors.
- 8.10** Refaites le problème 8.9, mais utilisez les données suivantes: tension d'alimentation E_s de 240 V; R_c de 5 Ω; puissance de 3840 W pour la partie b); puissance de 2016 W pour la partie c).
- 8.11** Dans le redresseur monophasé contrôlé simple alternance de la figure 8.40.a, la tension d'alimentation E_s est de 220 V. Si le courant moyen dans une charge de 5 Ω doit varier de 2 A à 18 A,

calculez la variation de l'angle de conduction du thyristor (angles de conduction minimal et maximal).

- 8.12** Dans le redresseur monophasé contrôlé double alternance de la figure 8.43.a, la tension d'alimentation E_s est de 18 V et 60 Hz. Le courant moyen dans la charge doit être maintenu à 5 A alors que la résistance de charge varie de 0,5 Ω à 3 Ω. Calculez les angles de conduction minimal et maximal.
- 8.13** Refaites le problème 8.12, mais utilisez les données suivantes: la tension d'alimentation est donnée par:

$$e_s = (\sqrt{2} \times 40) \sin \omega t$$

la résistance R_c varie de 1 Ω à 3 Ω; le courant I_{moy} de la charge est de 6 A.

- 8.14** Dans le montage gradateur monophasé de la figure 8.55.a, la tension d'alimentation E_s est de 240 V et 60 Hz; la résistance R_c est de 8 Ω.

- a) Calculez:
 — les valeurs de I_{eff} (courant efficace à travers la charge) et P_{R_c} (puissance dissipée dans la charge), lorsque α_1 et α_2 sont égaux à 60°;
 — les valeurs de I_{moy} , I_{eff} et P_{R_c} , lorsque α_1 est égal à 30° et que α_2 est égal à 150°.
 b) Tracez les formes d'onde des tensions aux bornes de la charge dans le cas des deux situations.

- 8.15** Dans le montage de la figure 8.143, la résistance R_c est de 55 Ω et la tension d'alimentation est:

$$e_s = (\sqrt{2} \times 110) \sin 377t$$

- a) Calculez la valeur efficace du courant de charge lorsque:
 — l'interrupteur K est fermé;
 — l'on amorce le thyristor deux fois par période, à $T/8$ et à $5T/8$ (T est la période);
 — l'on amorce le thyristor à $T/8$.
 b) Calculez la valeur moyenne du courant de charge dans le cas des trois situations précédentes.
 c) Tracez les formes d'onde des tensions aux bornes de la charge dans le cas des trois situations précédentes.

- 8.16** Refaites le problème 8.15, mais utilisez les données suivantes:

$$e_s = 297 \sin 377t$$

$$R_c = 70 \Omega$$

- 8.17** Dans le montage de la figure 8.143, la résistance de charge R_c de 55 Ω est placée entre les points A et B. La tension d'alimentation est:

$$e_s = 155,5 \sin 377t$$

- a) Calculez la valeur moyenne du courant de charge lorsque:
 — l'interrupteur K est fermé;
 — l'on amorce le thyristor deux fois par période, aux angles d'amorçage de 60° et de 240°;
 — l'on amorce le thyristor une fois par période, à l'angle d'amorçage de 60°.
 b) Calculez les valeurs efficaces du courant de charge dans le cas des trois situations précédentes.
 c) Tracez les formes d'onde des tensions aux bornes de la charge dans le cas des trois situations précédentes.

- 8.18** Le redresseur triphasé contrôlé simple alternance de la figure 8.47.a est alimenté par une tension en étoile E_{phase} de 480 V; il débite un courant dans une résistance R_c de 5 Ω. Calculez:

- a) la puissance fournie à la charge et le courant moyen circulant dans chaque thyristor lorsque:
- l'angle d'amorçage α est de 20° ;
 - l'angle d'amorçage α est de 90° ;
- b) la tension inverse de crête supportée par chaque thyristor;
- c) la fréquence de la tension d'ondulation. ($f_{\text{source}} = 60 \text{ Hz}$)

8.19 Le redresseur triphasé contrôlé en pont mixte illustré à la figure 8.49.a est alimenté par une tension en étoile E_{phase} de 600 V et 60 Hz; il débite un courant dans une charge résistive R_c de 12 Ω . Calculez:

- a) la puissance fournie à la charge lorsque l'angle d'amorçage des thyristors α est de 30° ;
- b) la valeur maximale du courant moyen pouvant circuler dans chaque thyristor et chaque diode (note: $\alpha = 0^\circ$);
- c) la tension inverse de crête pour chaque thyristor et chaque diode;
- d) la fréquence de la tension d'ondulation.

8.20 Le redresseur triphasé contrôlé en pont complet illustré à la figure 8.51.a est alimenté par une tension en étoile E_{phase} de 240 V et 60 Hz; il débite un courant ininterrompu dans une charge résistive de 10 Ω . On désire obtenir une puissance de 7,88 kW dans la charge. Calculez:

- a) l'angle d'amorçage requis;
- b) le courant moyen circulant dans chaque thyristor;
- c) la tension inverse supportée par chaque thyristor.

8.21 Un gradateur triphasé à six thyristors (voir la figure 8.58) est alimenté par un réseau dont la tension de ligne est de 480 V. Il débite un courant dans un récepteur comprenant trois résistances de 15 Ω montées en étoile. Calculez:

- a) La puissance maximale fournie au récepteur;
- b) la puissance fournie au récepteur pour un angle de retard à l'amorçage de 75° (à l'aide des relations mathématiques et de la courbe de la figure 8.64).

8.22 Refaites le problème 8.21 mais dans le cas d'un gradateur triphasé mixte (trois thyristors et trois diodes).

8.23 Un onduleur monophasé à quatre diodes (voir la figure 8.92) est alimenté par une batterie d'accumulateurs de 60 V. Calculez:

- a) la valeur efficace de la tension de sortie et la valeur maximale de la composante fondamentale dans le cas d'une commande symétrique;
- b) la valeur efficace de la tension de sortie et la valeur maximale de la composante fondamentale dans le cas d'une commande décalée. L'angle de décalage est de 30° .

Note: On ne tient pas compte des pertes de tension aux bornes des thyristors.

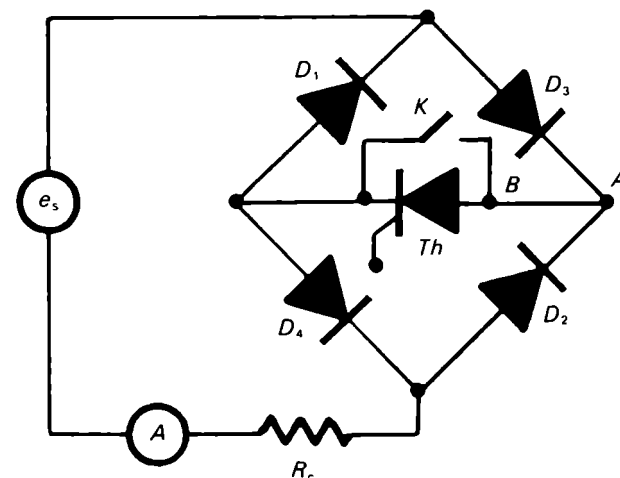


Figure 8.143 Problèmes 8.15, 8.16 et 8.17

8.24 L'hacheur dévolteur illustré à la figure 8.120 alimente une charge résistive de 12 Ω à partir d'un réseau continu de 650 V. La fréquence de hachage est de 400 Hz et le rapport cyclique $t_{\text{cond.}}/t_{\text{bloc.}}$ de 0,66. Calculez:

- a) le temps de conduction et le temps de blocage;
- b) la valeur moyenne de la tension de sortie;
- c) la valeur du courant d'entrée fourni par le réseau continu.

Note: Pour la résolution du problème, on ne tient pas compte des faibles chutes de tension aux bornes des thyristors et des diodes.

8.25 Le hacheur survolteur illustré à la figure 8.122 alimente une charge résistive de 6 Ω à partir d'une batterie d'accumulateurs de 60 V. La fréquence de hachage est de 200 Hz et le rapport $t_{\text{cond.}}/t_{\text{bloc.}}$ de 3. Calculez:

- a) le temps de conduction et le temps de blocage;
- b) la valeur moyenne de la tension de sortie;
- c) la valeur du courant d'entrée fourni par la batterie d'accumulateurs.

8.26 Le cycloconvertisseur monophasé à six thyristors de la figure 8.125 est alimenté par un réseau triphasé dont la tension par phase est de 347 V et la fréquence, de 60 Hz. Calculez:

- a) la fréquence de la tension de sortie pour cinq impulsions par alternance;
- b) la valeur maximale de la tension de sortie pour un fonctionnement avec cinq impulsions par alternance et un angle de retard de 40° .

9

Dispositifs de déclenchement

PRÉSENTATION

Le procédé le plus utilisé, en raison de ses nombreux avantages, pour amorcer des thyristors et des triacs consiste à envoyer une impulsion de commande appropriée sur leur gâchette. Ces impulsions d'amorçage sont produites par des générateurs d'impulsions dont l'élément principal est un composant semi-conducteur à seuil de tension. Ce dispositif a la particularité de laisser passer brusquement le courant et de présenter une résistance différentielle négative lorsqu'une certaine tension est appliquée à ses bornes. Les circuits de déclenchement à semi-conducteurs à seuil de tension ont l'avantage de fournir, à la gâchette des thyristors et des triacs, des impulsions de courant rapides dont l'énergie est facile à régler.

Au cours de ce chapitre, nous présenterons le principe de fonctionnement des circuits d'amorçage à semi-conducteurs pour les thyristors et les triacs. Nous examinerons ensuite les caractéristiques des principaux éléments de déclenchement et analyserons leurs montages pratiques. Nous déterminerons enfin les valeurs des composants requis par les circuits d'amorçage.

CONTENU

- 9.1 Utilisation des composants semi-conducteurs à seuil de tension
 - 9.2 Transistor unijonction (UJT)
 - 9.3 Transistor unijonction complémentaire (CUJT)
 - 9.4 Transistor unijonction programmable (PUT)
 - 9.5 Diode Shockley
 - 9.6 Commutateur unidirectionnel (SUS)
 - 9.7 Diac
 - 9.8 Diode asymétrique (ASBS)
 - 9.9 Commutateur bilatéral (SBS)
 - 9.10 Lampe au néon
-

OBJECTIFS

Expliquer le mode de fonctionnement des principaux éléments d'amorçage à seuil de tension.

Connaître les diverses caractéristiques d'après les fiches techniques fournies par les fabricants.

Analyser les montages de base utilisant des éléments de déclenchement à seuil de tension.

Calculer les valeurs des composants requis pour réaliser des circuits d'amorçage des thyristors, des oscillateurs relaxateurs et des circuits temporisateurs.

9.1 UTILISATION DES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS À SEUIL DE TENSION

La plupart des générateurs d'impulsions utilisés pour l'amorçage des thyristors sont constitués par un circuit RC et un composant semi-conducteur formant un *oscillateur relaxateur*. Dans le circuit illustré à la figure 9.1, le condensateur C se charge à travers la résistance variable R . Lorsque la différence de potentiel à ses bornes atteint une valeur spécifique (seuil de tension), le dispositif de déclenchement devient rapidement conducteur. Le condensateur C se décharge alors brusquement dans le circuit de gâchette, produisant ainsi une impulsion de courant qui amorce le thyristor. En faisant varier R , on peut modifier le temps de charge du condensateur, ce qui permet de contrôler l'intervalle de temps s'écoulant entre les impulsions. Parmi les composants semi-conducteurs à seuil de tension, on distingue :

- les *dispositifs unidirectionnels* : le transistor unijonction (UJT), le transistor unijonction complémentaire (CUJT), le transistor unijonction programmable (PUT), la diode Shockley et le commutateur unilatéral (SUS);
- les *dispositifs bidirectionnels* : la diode de déclenchement (diac), la diode asymétrique et le commutateur bilatéral (SBS).

9.2 TRANSISTOR UNIJONCTION

Le transistor unijonction (UJT, *Unijonction Transistor*) a été commercialisé en 1952. Il permet de construire un oscillateur relaxateur simple avec peu de composants. Cet oscillateur est très souvent utilisé pour amorcer les thyristors et, quelquefois, les triacs.

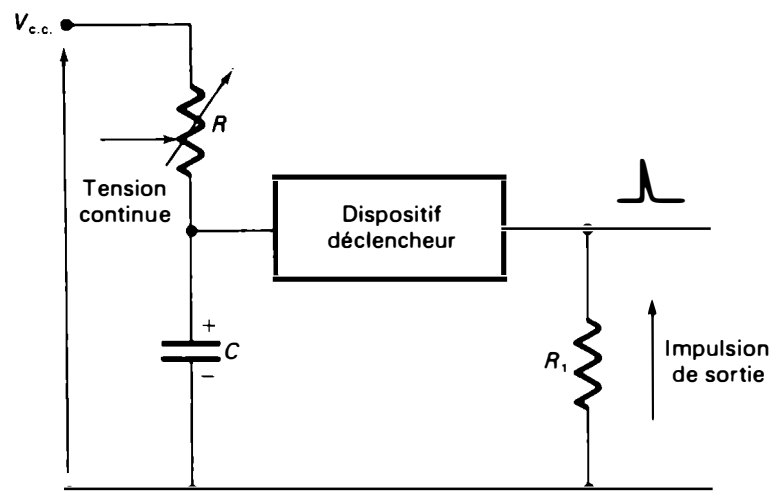


Figure 9.1 Schéma de principe du générateur d'impulsions pour le déclenchement des thyristors.

9.2.1 Structure et principe de fonctionnement

Le transistor unijonction est un dispositif semi-conducteur à trois électrodes et à une seule jonction. Il est composé d'un barreau de silicium de type N faiblement dopé, dont les deux extrémités portent des contacts ohmiques appelés *bases* (B_1 et B_2). Une jonction PN est réalisée près de la base B_2 ; la région P forme l'émetteur (E) du transistor unijonction (Figure 9.2.a). Le schéma équivalent est représenté par la figure 9.2.b : le barreau de silicium constitue un diviseur de tension par rapport à l'émetteur; la diode D est formée par la jonction PN .

Pour analyser le fonctionnement du UJT, nous utiliserons le circuit illustré à la figure 9.3. Lorsqu'une

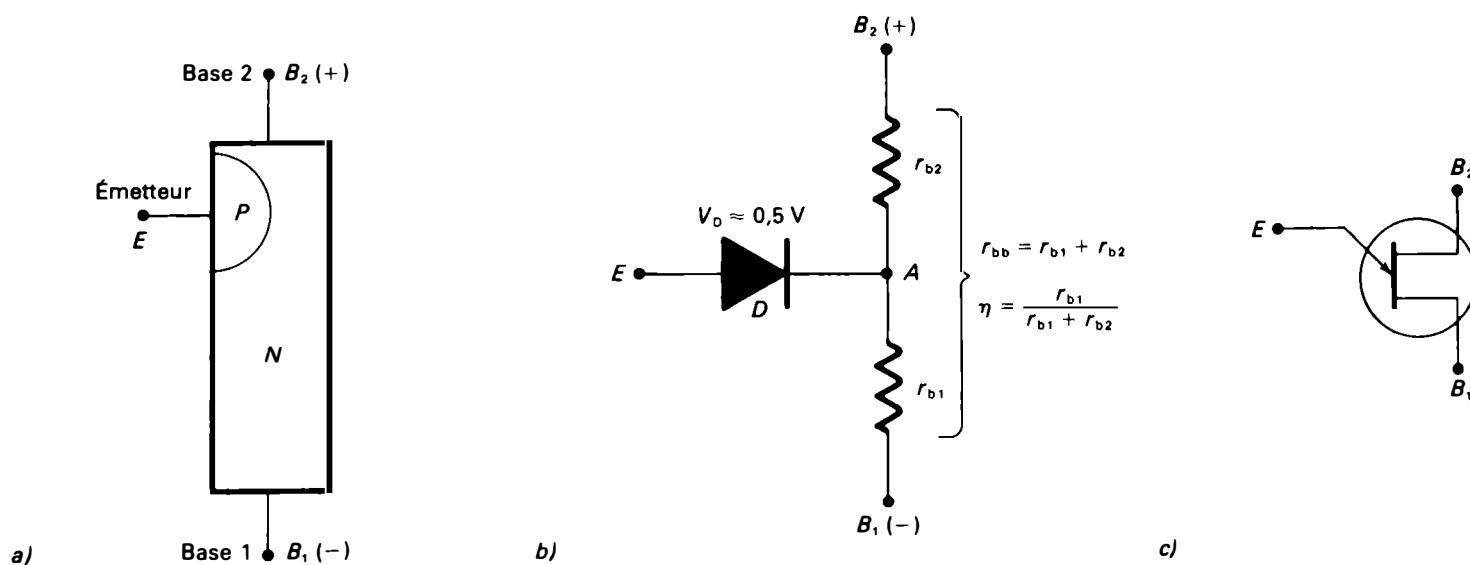


Figure 9.2 Le transistor unijonction: a) structure; b) schéma équivalent; c) représentation symbolique.

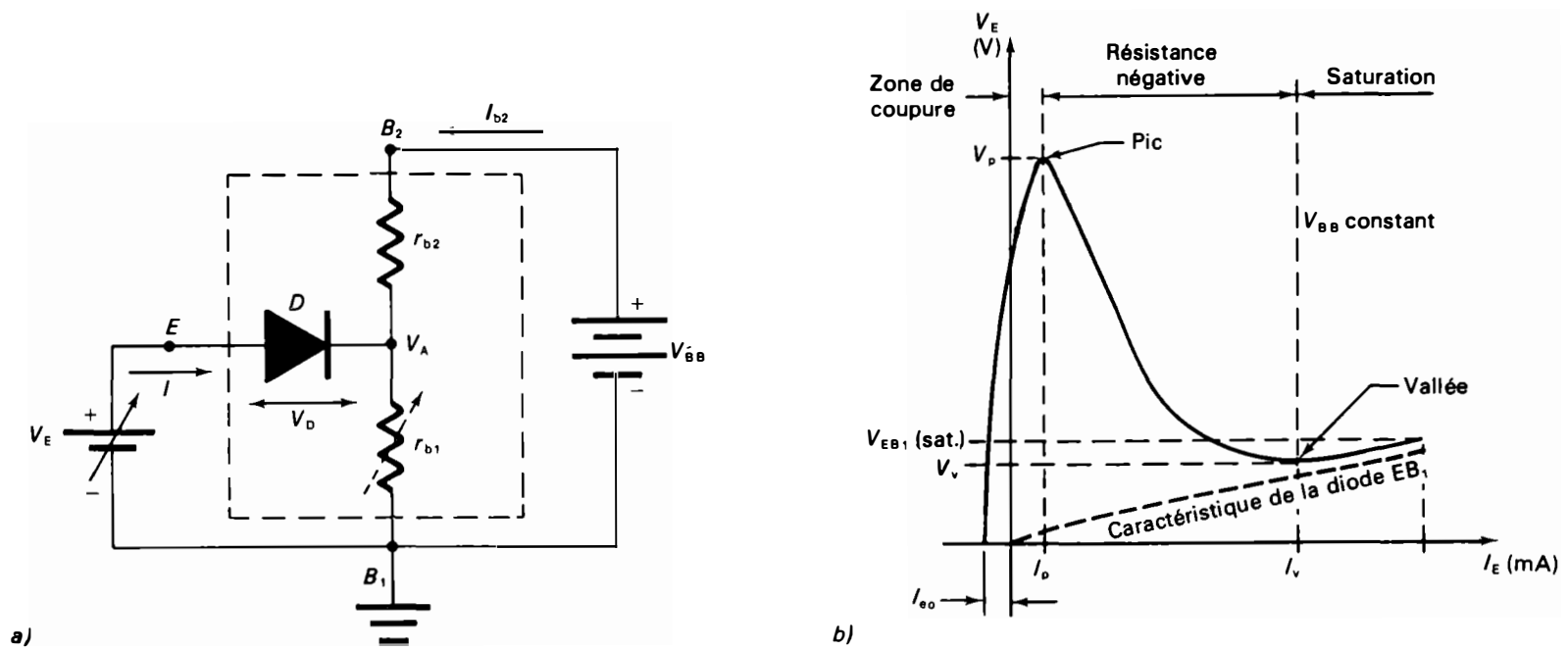


Figure 9.3 a) Circuit de base pour établir la caractéristique tension-courant d'émetteur. b) Caractéristique tension-courant d'émetteur.

tension V_{BB} est appliquée entre les bornes B_2 et B_1 , la tension au point A est égale à :

$$V_A = \left(\frac{r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}} \right) V_{BB}$$

Le rapport :

$$\eta = \frac{r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}} = \frac{r_{b1}}{r_{bb}} \quad (9.1)$$

est appelé *rapport intrinsèque* du transistor unijonction; la résistance interne totale r_{bb} , dont la valeur est comprise entre 3 k Ω et 10 k Ω , est appelée *résistance interbase*.

Tant que la tension V_E appliquée à l'émetteur est faible :

$$V_E < V_A$$

la jonction émetteur-base est en polarisation inverse et n'est parcourue que par un très petit courant de fuite I_{e0} . Le courant :

$$I_{b1} = I_{b2} = \frac{V_{BB}}{r_{b1} + r_{b2}}$$

circule dans le barreau.

Si V_E augmente progressivement, rien ne se produit tant que la jonction émetteur-base se trouve polarisée en sens inverse. Cependant, dès que V_E dépasse la valeur $V_A + V_D$, appelée *tension de pic* (V_p), la jonction commence à laisser passer le courant. L'émetteur injecte des porteurs positifs (trous) dans la région N . Il se produit alors un effet de résistance négative: I_E croît très rapidement et la tension

V_{EB1} décroît jusqu'à un minimum, appelé *tension de vallée* (V_v). La caractéristique tension-courant d'émetteur illustrée à la figure 9.3.b présente une zone à résistance dynamique négative entre le pic et la vallée.

La tension de pic est déterminée à partir de la relation :

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D \quad (9.2)$$

Dans cette relation, V_{BB} désigne la tension entre les bases, η est le rapport intrinsèque dont la valeur est comprise entre

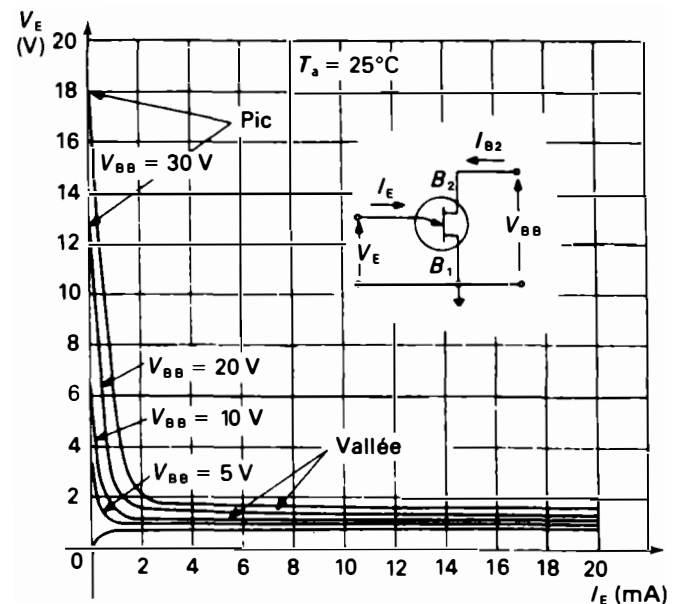


Figure 9.4 Caractéristiques tension-courant d'émetteur du transistor unijonction 2N2646.

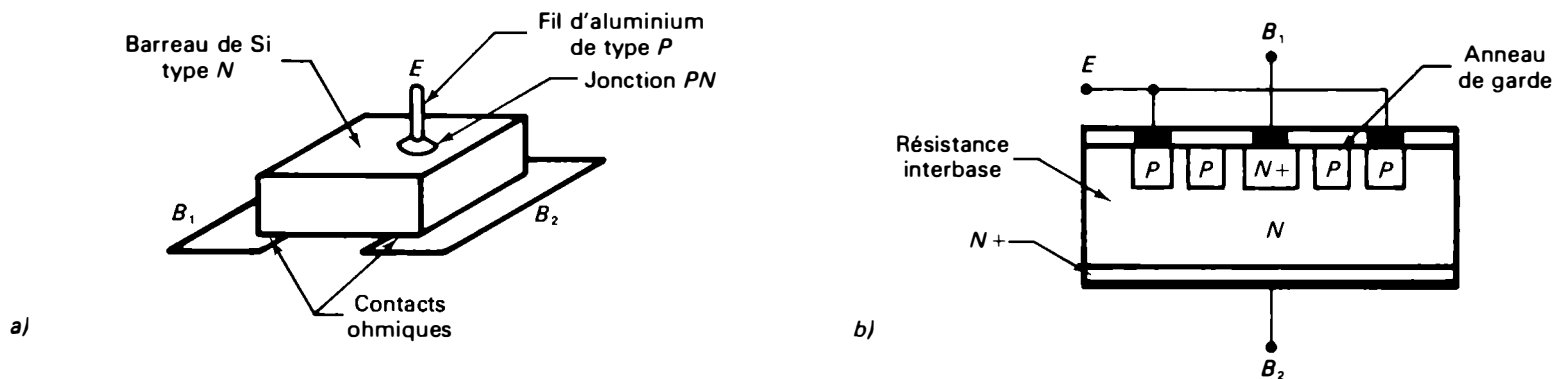


Figure 9.5 Structure d'un transistor unijonction: a) UJT à barreau; b) UJT Planar.

0,45 et 0,8 et, enfin, V_{10} est la tension de seuil de la jonction PN (sa valeur est de l'ordre de 0,5 V à 25°C).

À titre d'exemple, voici les principales caractéristiques du transistor unijonction 2N2646:

Limites absolues d'utilisation à 25°C

Puissance maximale dissipée (P_D): 300 mW

Courant d'émetteur efficace maximal (I_E): 50 mA

Courant d'émetteur instantané maximal ($I_{E, \max}$): 2 A

Tension inverse maximale d'émetteur: 30 V

Tension maximale interbase ($V_{BB, \max}$): 35 V

Caractéristiques électriques typiques à 25°C

Rapport intrinsèque η ($V_{BB} = 10$ V): 0,69

Résistance interbase r_{bb} ($V_{BB} = 10$ V; $I_E = 0$): 6,7 k Ω

Courant d'émetteur « pic » I_p ($V_{BB} = 20$ V): 0,8 μ A

Courant d'émetteur « vallée » I_v ($V_{BB} = 20$ V; $R_{B2} = 100$ Ω): 5 mA

Divers procédés sont utilisés dans la fabrication des transistors unijonction. En voici deux.

La *méthode par alliage* a été utilisée pour la fabrication des premiers UJT de type « barreau ». La partie principale de ce UJT est constituée par un barreau de silicium très légèrement dopé. Un matériau de type P fortement dopé (fil d'aluminium) forme une jonction PN par alliage avec le barreau de silicium (Figure 9.5.a).

Le *procédé Planar* (Figure 9.5.b) est employé également pour la fabrication des transistors et des thyristors (voir le paragraphe 8.2). Ce procédé permet d'améliorer les caractéristiques du composant de type « barreau ». Les principales améliorations sont:

- une impédance d'entrée plus élevée;
- une plus faible puissance requise pour le déclenchement;
- un courant de fuite d'émetteur plus faible, ce qui permet une meilleure précision dans les circuits temporisateurs;
- une tension supérieure à la base B_1 , ce qui facilite l'amorçage des thyristors.

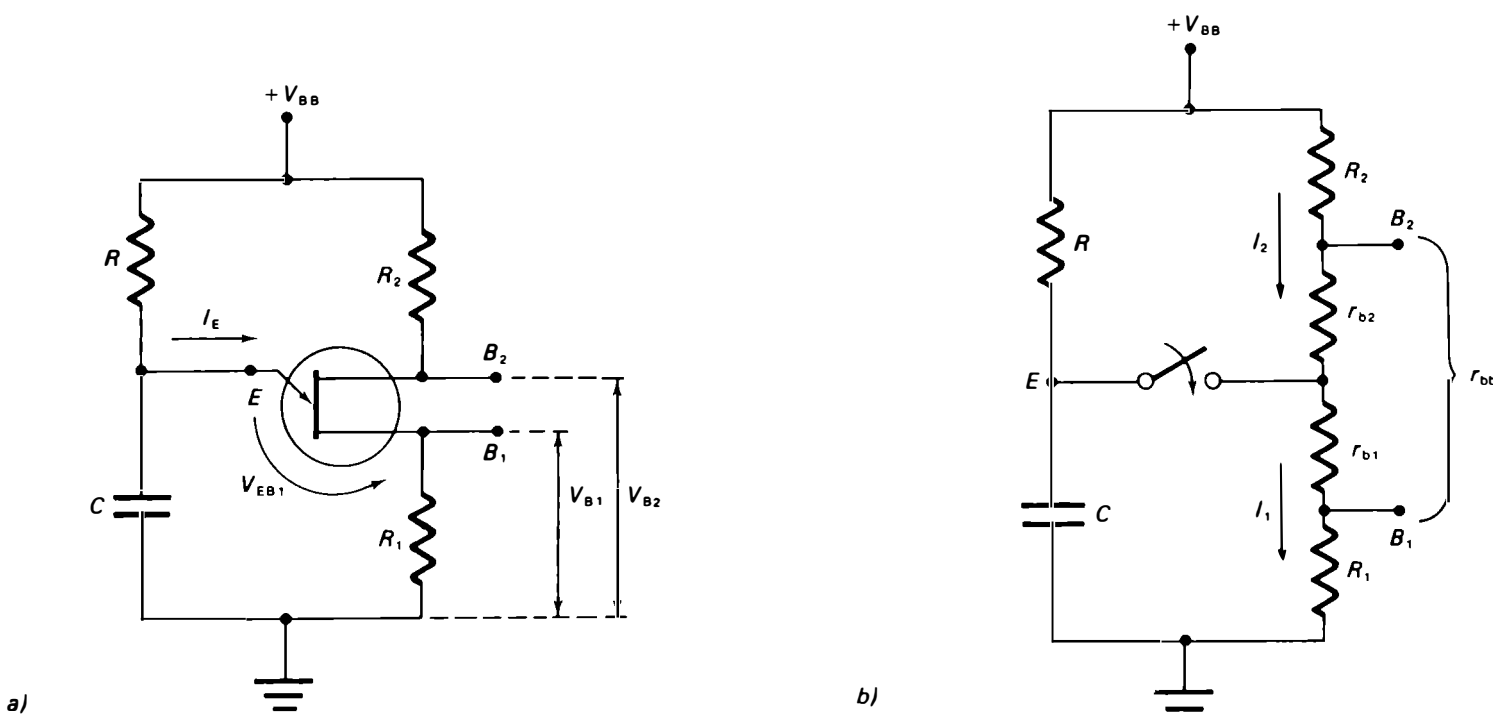


Figure 9.6 Oscillateur relaxateur à transistor unijonction: a) schéma de base; b) circuit équivalent simplifié.

Exemple 9.1

Le transistor unijonction illustré à la figure 9.3.a présente les caractéristiques suivantes: r_{b1} de 6,2 k Ω ; r_{b2} de 2,2 k Ω . Calculez:

- le rapport intrinsèque;
- la tension de pic, lorsqu'une tension de 20 V est appliquée aux bases.

Solution

a) Rapport intrinsèque

$$\eta = \frac{r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}}$$

$$\eta = \frac{6,2}{6,2 + 2,2} = 0,74$$

b) Tension de pic

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D$$

$$V_p = 0,74 \times 20 + 0,5 = 15,3 \text{ V}$$

Dans ce cas, la tension appliquée à l'émetteur devra être supérieure à 15,3 V, pour que le transistor unijonction soit déclenché.

Remarque: En pratique, la valeur de η est indiquée dans les fiches techniques préparées par le fabricant.

9.2.2 Oscillateur relaxateur à transistor unijonction

L'oscillateur relaxateur représenté à la figure 9.6.a est un circuit élémentaire fréquemment utilisé pour le déclenchement de thyristors, car il est simple et peu coûteux et qu'il ne comprend que quatre composants.

Lorsque la tension V_{BB} est appliquée au circuit, le condensateur C se charge à travers la résistance R selon la relation exponentielle:

$$V_c = V_{BB}(1 - e^{-t/RC})$$

Dès que la tension aux bornes de C atteint la valeur de pic, le UJT laisse passer le courant et le condensateur se décharge brusquement dans la résistance R_1 , produisant ainsi une impulsion positive à la borne B_1 . Une impulsion négative de plus faible amplitude est produite simultanément à la borne B_2 (Figure 9.7). Lorsque V_c atteint la valeur de la tension de vallée (environ 2 V), le UJT se bloque et le cycle recommence.

L'amplitude des impulsions dépend du diviseur de tension formé par la résistance interbase r_{bb} et les résistances externes R_1 et R_2 (Figure 9.6.b).

La période des impulsions T dépend des valeurs de R , C et η . Les valeurs des tensions de pic et de vallée sont déterminées à partir des relations:

$$V_p = V_{BB} (1 - e^{-t_p/RC})$$

$$V_v = V_{BB} (1 - e^{-t_v/RC})$$

Le temps séparant le passage de V_v à V_p correspond à la période d'oscillation. En ne tenant pas compte du temps de décharge, nous pouvons écrire:

$$T = (t_p - t_v) = RC \ln \left(\frac{V_{BB} - V_v}{V_{BB} - V_p} \right)$$

Puisque: $V_{BB} \gg V_v$

et: $V_p \approx \eta V_{BB}$

nous pouvons écrire:

$$T = RC \ln \left(\frac{V_{BB}}{V_{BB} - V_p} \right)$$

$$T = RC \ln \left(\frac{V_{BB}}{V_{BB} - \eta V_{BB}} \right)$$

de sorte que:

$$T = \frac{1}{f} = RC \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right) \quad (9.3)$$

Dans le cas d'une valeur typique du rapport intrinsèque ($\eta = 0,64$), la période de l'oscillation T est égale à RC , ce qui correspond à la constante de temps du circuit de charge.

À l'instant où le UJT se déclenche, le condensateur C se décharge brusquement à travers R_{b1} et R_1 , à un taux déterminé par la constante de temps du circuit de décharge:

$$\tau = (R_{b1} + R_1)C$$

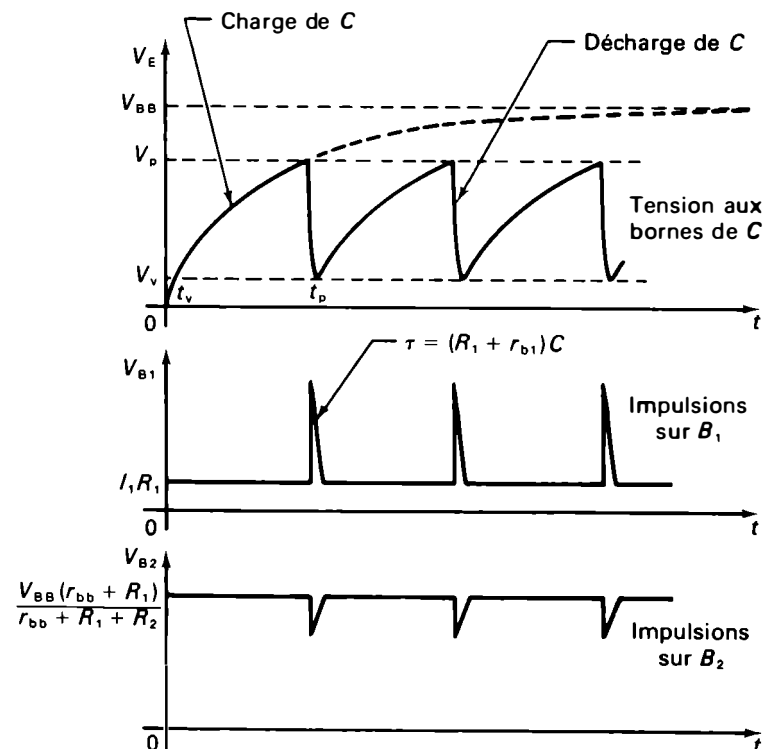


Figure 9.7 Oscillogrammes relatifs à l'oscillateur relaxateur à UJT de la figure 9.4.

Cette constante de temps est très courte, de l'ordre de quelques microsecondes (Figure 9.7). Lorsque le UJT est à l'état bloqué (c'est-à-dire entre deux impulsions), la tension à la borne B_1 est:

$$V_1 = R_1 I_1 = \frac{V_{BB} R_1}{r_{bb} + R_1 + R_2} \quad (9.4)$$

et la tension à la borne B_2 est:

$$V_2 = \frac{V_{BB}(r_{bb} + R_1)}{r_{bb} + R_1 + R_2} \quad (9.5)$$

Pour que le circuit illustré à la figure 9.6.a oscille, la droite de charge (V_{BB} à V_{BB}/R) doit couper la caractéristique du UJT dans la zone à résistance négative, soit entre le pic et la vallée (Figure 9.8). Si R est trop élevé, (droite de charge a), le courant d'émetteur I_E devient inférieur au courant de pic I_p et le UJT ne pourra se déclencher. Par conséquent:

$$R_{\max} \leq \frac{V_{BB} - V_p}{I_p}$$

Si R est trop faible (droite de charge b), le courant d'émetteur dépasse la valeur du courant de vallée I_v et la UJT ne peut se désamorcer. Par conséquent:

$$R_{\min} \geq \frac{V_{BB} - V_v}{I_v}$$

La valeur de la résistance R doit donc être comprise entre les limites suivantes:

$$\boxed{\frac{V_{BB} - V_p}{I_p} > R > \frac{V_{BB} - V_v}{I_v}} \quad (9.6)$$

La valeur de la résistance R est habituellement comprise entre 3 k Ω et 3 M Ω . La valeur typique de la résistance R_1 se situe entre 50 Ω et 100 Ω . Dans le cas des transistors UJT des séries 2N2646 et 2N2647, la valeur de la résistance extrême R_2 est déterminée par la relation:

$$R_2 \approx \frac{10\,000}{\eta V_{BB}}$$

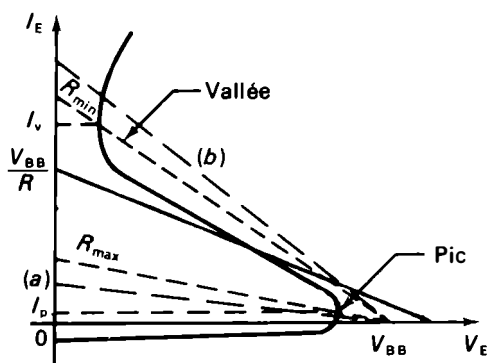


Figure 9.8 Caractéristique du UJT et droite de charge du circuit.

Pour ces transistors, la valeur typique de R_2 se situe généralement entre 400 Ω et 1200 Ω , selon la valeur de la tension interbase V_{BB} , qui varie entre 10 V et 35 V.

Exemple 9.2

L'oscillateur relaxateur illustré à la figure 9.6.a est constitué du UJT 2N2646 et d'un condensateur de 0,2 μ F. Calculez, lorsque V_{BB} est égal à 20 V:

- la valeur de la résistance R requise pour obtenir une fréquence d'oscillation de 500 Hz;
- les valeurs limites théoriques de R et de f .

Solution

- À partir de la relation 9.3, nous pouvons écrire:

$$R = \frac{1}{fC \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

$$R = \frac{1}{500 \times 0,2 \times 10^{-6} \times \ln\left(\frac{1}{1-0,69}\right)} = 8540 \Omega$$

- D'après les caractéristiques du UJT 2N2646, les valeurs typiques sont, lorsque V_{BB} est égal à 20 V:

$$V_p = 13 \text{ V} \quad V_v = 1,8 \text{ V}$$

$$I_p = 0,8 \mu\text{A} \quad I_v = 5 \text{ mA}$$

$$r_{bb} = 6,7 \text{ k}\Omega \quad \eta = 0,69$$

Alors:

$$R_{\max} = \frac{V_{BB} - V_p}{I_p}$$

$$R_{\max} = \frac{20 - 13}{0,8 \times 10^{-6}} = 8,75 \text{ M}\Omega$$

et:

$$R_{\min} = \frac{V_{BB} - V_v}{I_v}$$

$$R_{\min} = \frac{20 - 1,8}{5 \times 10^{-3}} = 3640 \Omega$$

À l'aide de l'équation 9.3, nous pouvons calculer les valeurs limites de la fréquence d'oscillation:

$$f_{\max} = \frac{1}{R_{\min} C \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{3640 \times 0,2 \times 10^{-6} \ln\left(\frac{1}{1-0,69}\right)}$$

$$f_{\max} = 1172 \text{ Hz}$$

$$f_{\min} = \frac{1}{R_{\max} C \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

$$f_{\min} = \frac{1}{8,75 \times 10^6 \times 0,2 \times 10^{-6} \times \ln\left(\frac{1}{1-0,69}\right)}$$

$$f_{\min} = 0,48 \text{ Hz}$$

9.2.3 Amorçage du thyristor par un transistor unijonction

Un circuit d'amorçage du thyristor par un transistor unijonction est représenté à la figure 9.9.a. Dans ce circuit de

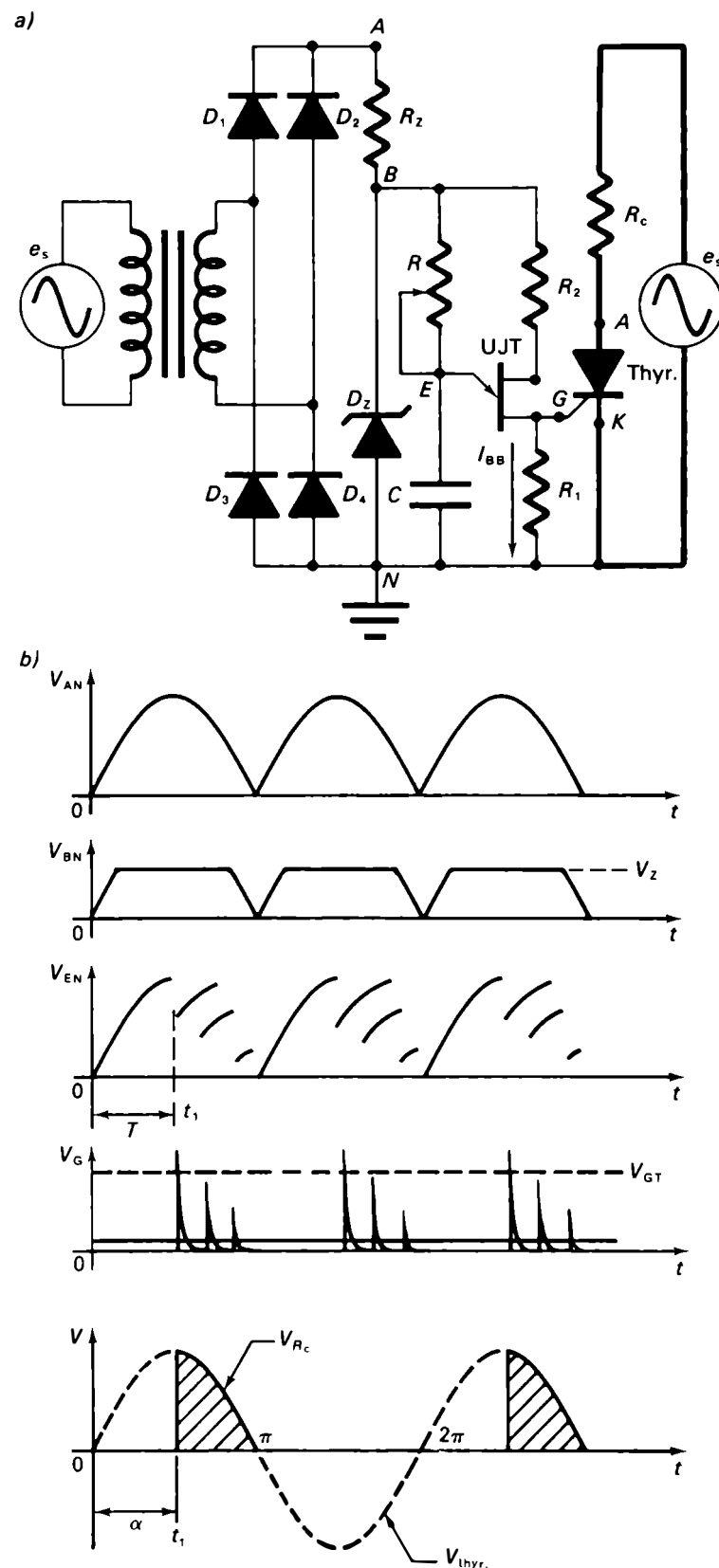


Figure 9.9 Amorçage d'un thyristor par un transistor unijonction: a) schéma de principe; b) formes d'onde du circuit d'amorçage.

base, l'impulsion positive produite par l'oscillateur relaxateur est appliquée directement à la gâchette du thyristor.

L'angle d'amorçage du thyristor, qui correspond à la période d'oscillation T , est contrôlé par la variation de la vitesse de charge du condensateur à l'aide du potentiomètre R . Si la valeur de R est augmentée, le condensateur se charge plus lentement, l'impulsion est produite de plus en plus tard dans l'alternance, l'angle augmente et la puissance fournie à la charge diminue. Ce circuit permet de faire varier l'angle d'amorçage de 0° à 180° . Le temps de retard à l'amorçage est déterminé par la relation:

$$t_r = RC \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)$$

de sorte que l'angle d'amorçage est:

$$\alpha = \frac{2\pi t_r}{T} = 2\pi f t_r \quad (9.7)$$

La résistance R_1 doit être suffisamment faible pour que le thyristor ne soit pas déclenché accidentellement par le courant I_{bb} circulant entre les bases et à travers R_1 , lorsque le UJT est à l'état bloqué. La tension aux bornes de R_1 , dans l'intervalle de temps entre les impulsions, doit avoir une valeur inférieure à la tension minimale d'amorçage $V_{GT, \min}$ du thyristor. La valeur maximale de R_1 est donc limitée à:

$$R_{1, \max} \leq \frac{V_{GT, \min}}{I_{bb}}$$

où:

$$I_{bb} = \frac{V_{BB}}{R_1 + R_2 + r_{BB}}$$

Puisque $r_{bb} \gg R_1 + R_2$, nous obtenons:

$$R_{1, \max} \leq \frac{V_{GT, \min} r_{bb}}{V_{BB}} \quad (9.8)$$

Remarque:

1. Lorsque l'on veut amorcer deux thyristors par le même circuit de déclenchement avec le UJT, la résistance R_1 (Figure 9.9.a) est remplacée par le primaire d'un transformateur d'impulsions à deux secondaires (Figure 8.34.b). Ce montage peut être aussi utilisé avec les redresseurs polyphasés contrôlés.

2. Afin d'obtenir un angle d'amorçage constant, l'oscillateur relaxateur est généralement synchronisé sur la source d'alimentation (réseau). Une des façons d'obtenir la synchronisation est illustrée à la figure 9.9.a. Le UJT est alimenté par une tension redressée à deux alternances fournie par le redresseur en pont constitué par les diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 . La diode Zener D_2 sert à limiter et à réguler les

crêtes de la tension redressée (Figure 9.9.b). La tension d'alimentation V_{BN} et, par conséquent, la tension inter-base V_{BB} s'annulent à la fin de chaque alternance. À cet instant, la tension de pic V_p , qui est égale à ηV_{BB} , est donc nulle. La tension V_{EN} appliquée à l'émetteur, qui n'est autre que la tension aux bornes de C , est alors supérieure à la tension de pic. Le UJT laisse passer le courant et le condensateur se décharge à travers R_1 . Ainsi, au début de chaque alternance, la charge du condensateur repart de zéro. Il y a donc synchronisation du début de la charge de C , deux fois par période du réseau d'alimentation.

Exemple 9.3

Le circuit d'amorçage de la figure 9.9.a comprend les éléments suivants:

- condensateur C de $0,1 \mu\text{F}$;
- diode Zener 1N5253B: V_z de 25 V ;
- UJT 2N2646: η de $0,69$; r_{bb} de $6,7 \text{ k}\Omega$; f de 60 Hz .

Calculez:

- a) le temps de retard à l'amorçage et l'angle d'amorçage du thyristor lorsque le potentiomètre R est ajusté à $10 \text{ k}\Omega$;
- b) la valeur maximale de R_1 , sachant que la tension d'amorçage V_{GT} du thyristor est de $0,7 \text{ V}$ (Note: Il faut prévoir une marge de sécurité de $0,4 \text{ V}$ pour la tension d'amorçage.)

Solution

a) Temps de retard à l'amorçage

$$t_r = RC \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)$$

$$t_r = 10^{-4} \times 0,1 \times 10^{-6} \ln \left(\frac{1}{1 - 0,69} \right)$$

$$t_r = 1,17 \text{ ms}$$

Angle d'amorçage

$$\alpha = \frac{2\pi t_r}{T}$$

$$\alpha = \frac{360 \times 1,17 \times 10^{-3}}{1/60} = 25,3^\circ$$

b) Valeur maximale de R_1

Puisque $R_1 + R_2 \ll r_{bb}$, nous pouvons écrire:

$$I_{R_1} = \frac{V_{BB}}{r_{bb} + R_1 + R_2} \approx \frac{V_{BB}}{r_{bb}}$$

$$I_{R_1} = \frac{25}{6,7 \times 10^3} = 3,73 \text{ mA}$$

Le thyristor s'amorce lorsqu'une tension V_{GT} de $0,7 \text{ V}$ est appliquée à la gâchette. Pour éviter tout amorçage intempestif du thyristor durant l'intervalle de temps entre les impulsions, nous limitons la tension V_{R_1} à une valeur inférieure à V_{GT} :

$$V_{R_1} = 0,7 - 0,4 = 0,3 \text{ V}$$

de sorte que:

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{R_1}}$$

$$R_1 = \frac{0,3}{3,73 \times 10^{-3}} = 80,4 \Omega$$

Nous choisirons une résistance de 82Ω (10%). La valeur de R_2 peut être de 100Ω .

9.2.4 Applications du transistor unijonction

Les transistors unijonction sont principalement utilisés dans les circuits d'amorçage des thyristors, les oscillateurs relaxateurs, les circuits temporisateurs et les circuits détecteurs de tension.

9.3 TRANSISTOR UNIJONCTION COMPLÉMENTAIRE

Le transistor unijonction complémentaire (CUJT, *Complementary Unijunction Transistor*) est un circuit intégré

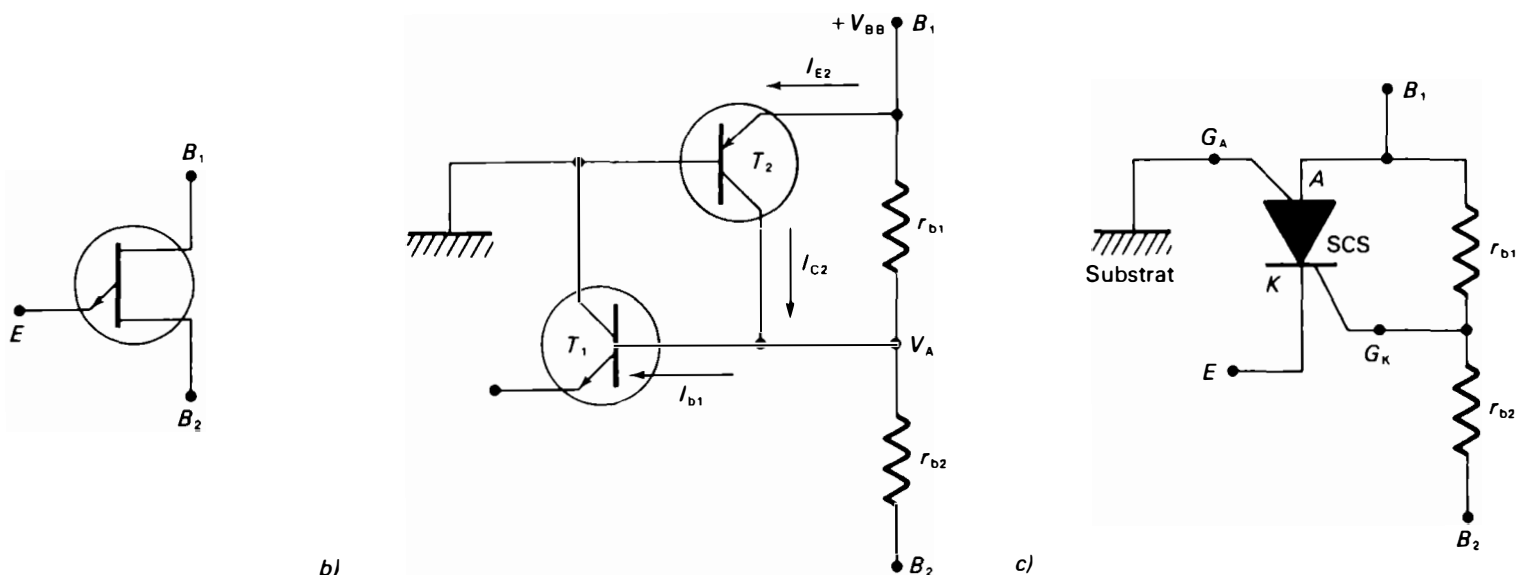


Figure 9.10 Transistor unijonction complémentaire: a) symbole; b) et c) circuits équivalents.

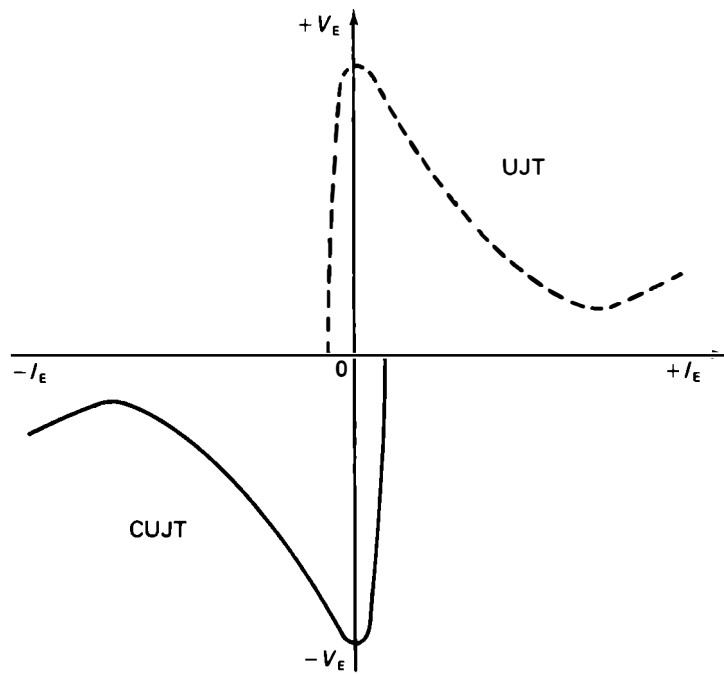


Figure 9.11 Caractéristiques tension-courant d'émetteur du CUJT et du UJT.

monolithique de type Planar comprenant trois électrodes de sortie (émetteur, base 1 et base 2). Il est constitué de deux transistors au Si et de deux résistances diffusées, r_{b1} et r_{b2} , présentant une tolérance inférieure à $\pm 5\%$. Les circuits équivalents sont représentés aux figures 9.10.b et 9.10.c. La partie active du CUJT, qui correspond à la diode de l'émetteur dans le UJT conventionnel, est comparable à un thyristor tétrade à deux gâchettes, SCS.

Dans le circuit équivalent de la figure 9.10.b, lorsque l'émetteur du CUJT devient plus négatif que la tension

V_A , le transistor T_1 commencera à laisser passer le courant, entraînant la conduction du transistor T_2 . L'effet régénérateur de la rétroaction positive conduit rapidement à la saturation des deux transistors imbriqués, ce qui correspond à l'amorçage du SCS de la figure 9.10.c. La résistance anode-cathode du SCS devient alors très faible et court-circuite la résistance interne r_{b1} . Ainsi, la résistance interbase r_{bb} décroît lorsque le courant d'émetteur augmente. La caractéristique tension-courant d'émetteur du CUJT représentée à la figure 9.11 est inversée par rapport à celle du UJT conventionnel.

Dans l'oscillateur à CUJT (Figure 9.11.a), les formes d'onde des tensions à l'émetteur et aux bases sont également inversées par rapport à celles obtenues avec le UJT. Le condensateur C se charge à travers la résistance R , l'électrode inférieure étant négative. Le déclenchement du dispositif est obtenu lorsque la tension d'émetteur atteint la valeur V_p (Figure 9.12.b).

Puisque l'impulsion à la base B_1 est négative, elle ne peut être utilisée pour amorcer un thyristor; de plus, l'impulsion positive à la base B_2 n'a pas une amplitude suffisante. Cependant, l'oscillateur à CUJT peut être modifié (Figure 9.13) pour produire une impulsion positive directement applicable à la gâchette d'un thyristor.

Le transistor unijonction complémentaire présente certains avantages par rapport au UJT conventionnel, dont les principaux sont:

- un rapport intrinsèque beaucoup plus constant. À titre d'exemples, η du CUJT 2N6114 est compris entre 0,58 et 0,62 alors que pour le UJT 2N2646, il peut varier de 0,56 à 0,75;

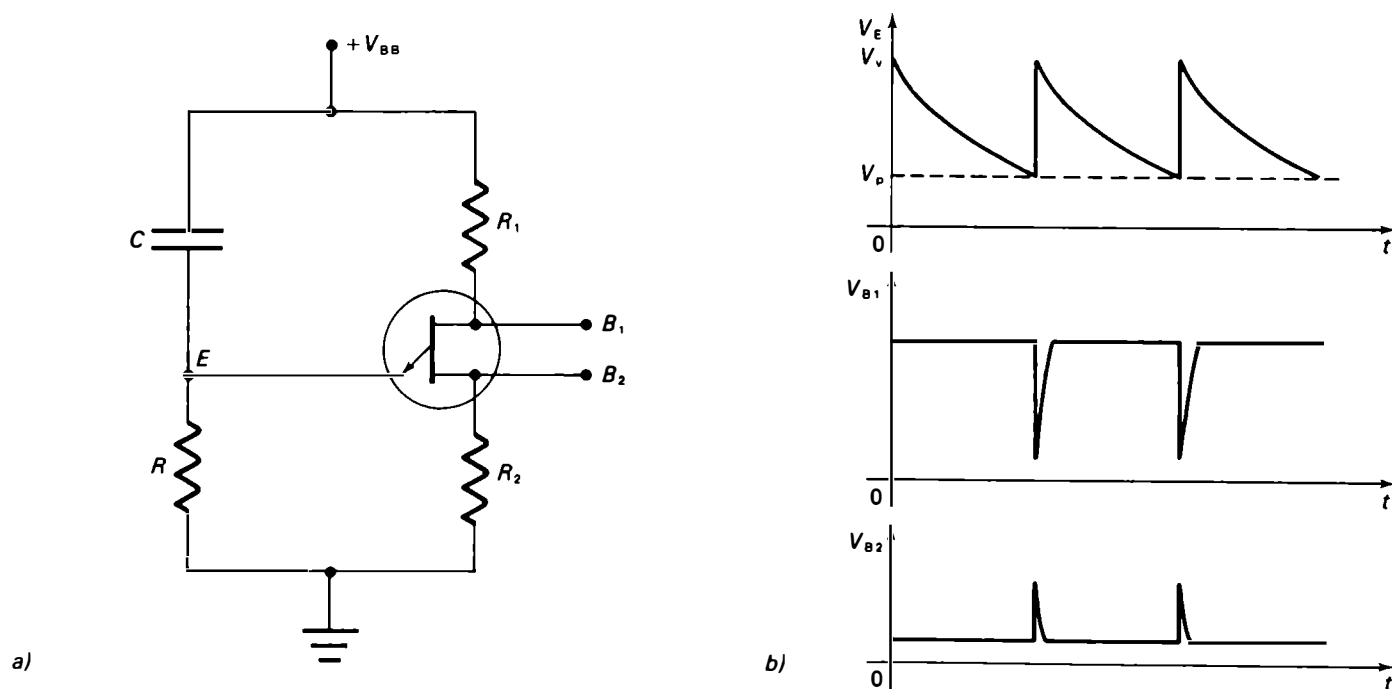


Figure 9.12 Oscillateur relaxateur à CUJT: a) schéma de base; b) formes d'onde du circuit.

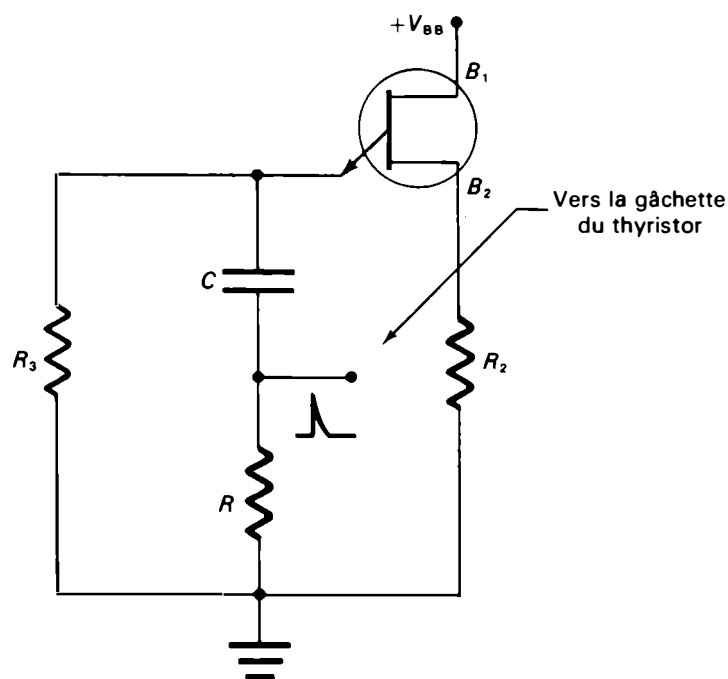


Figure 9.13 Circuit d'amorçage d'un thyristor à l'aide d'un CUJT.

- une plus faible tension de saturation à l'émetteur, ce qui augmente la tension de sortie à la base;
- une meilleure stabilité lors des variations de température;
- une gamme de fréquences de fonctionnement beaucoup plus large, jusqu'à 100 kHz;
- un courant inverse de fuite à l'émetteur beaucoup plus faible, de l'ordre de 0,1 nA à 10 nA pour le CUJT 2N6114;
- une tension d'alimentation interbase inférieure à celle requise par les UJT conventionnels.

Ces caractéristiques permettent d'utiliser le CUJT dans la réalisation d'oscillateurs de précision, de circuits temporisateurs, de capteurs de tension, etc.

9.4 TRANSISTOR UNIJONCTION PROGRAMMABLE

Le transistor unijonction programmable (PUT, *Programmable Unijonction Transistor*) présente des caractéristiques électriques comparables à celles du transistor unijonction conventionnel et peut le remplacer dans presque toutes ses applications. Cependant, sa structure est différente et son mode de fonctionnement, plus complexe. À l'aide de résistances externes, on peut contrôler — ou programmer — les valeurs du rapport intrinsèque (η), du courant de pic (I_p), du courant de vallée (I_v) et de la résistance interbase (r_{bb}).

9.4.1 Structure et principe de fonctionnement

Le transistor unijonction programmable est constitué par un dispositif semi-conducteur *PNPN* à trois jonctions et à trois électrodes de sortie (anode, cathode et gâchette d'anode). En fait, le PUT est semblable à un thyristor Planar de faible puissance; la seule différence repose sur le fait que la gâchette est connectée à la couche interne *N* qui est adjacente à la couche d'anode, au lieu de la couche *N* qui est voisine de la couche de cathode (Figure 9.14.a). Les deux résistances externes, R_1 et R_2 , montées en série servent de diviseur de tension; la gâchette est reliée à la jonction entre R_1 et R_2 et la cathode, à l'extrémité de R_1 (Figure 9.14.c).

Le montage du transistor unijonction programmable peut être représenté par un circuit équivalent tel que celui illustré à la figure 9.15.b, dans lequel:

$$R_G = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

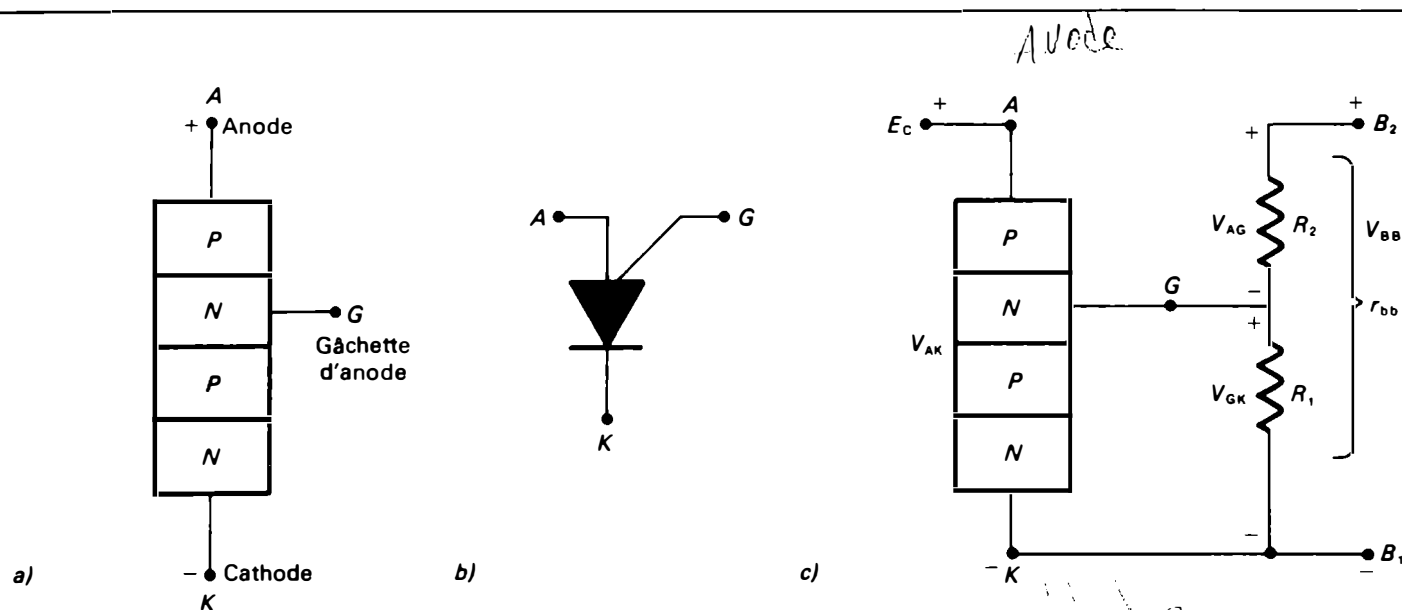


Figure 9.14 Transistor unijonction programmable: a) structure; b) symbole; c) circuit équivalent avec résistances externes.

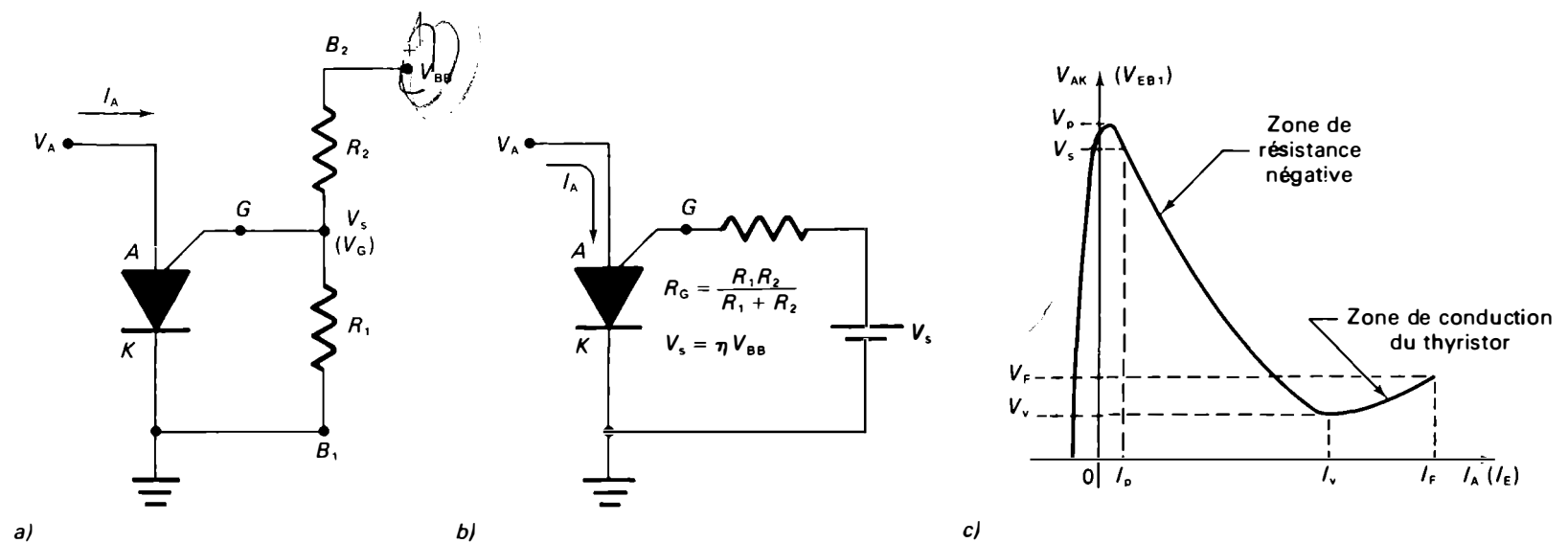


Figure 9.15 a) Montage du transistor unijonction programmable; b) circuit équivalent de Thévenin; c) caractéristique tension-courant.

Ce dispositif présente une caractéristique tension-courant semblable à celle du UJT conventionnel (Figure 9.15.c).

La gâchette d'anode est polarisée à la tension V_G par l'intermédiaire du pont de résistance constitué par R_1 et R_2 . Lorsque la tension V_A est inférieure à la tension V_G , la diode anode-gâchette d'anode est polarisée en sens inverse et le PUT n'est traversé que par un très faible courant de fuite (de l'ordre de 10 nA). Lorsque la tension d'anode V_A devient supérieure à la tension de gâchette V_G , d'une valeur égale à environ 0,5 V, un courant circule entre l'anode et la gâchette et déclenche brusquement le thyristor; cela a pour effet de réduire la résistance entre la gâchette et la cathode à une très faible valeur (de l'ordre de 10 Ω). Il se produit un effet de résistance négative, c'est-à-dire que le courant d'anode I_A augmente alors que la tension d'anode V_A diminue jusqu'à une valeur minimale appelée *tension de vallée*. Le courant d'anode nécessaire au déclenchement est le courant de pic I_p ; ce courant est d'autant plus faible que la résistance équivalente R_G est grande.

Lorsque le thyristor est à l'état passant, la tension de gâchette est d'environ 0,5 V. La source de tension V_s fournit, à travers R_G , un courant égal à :

$$I_{GA} = \frac{V_s - V_{GA}}{R_G}$$

Ce courant, qui circule en sens inverse du courant de déclenchement, est un courant de blocage du thyristor.

Si le courant principal du thyristor I_E est trop élevé, le courant I_{GA} n'est pas suffisant pour rebloquer le thyristor. Par contre, si I_E diminue, il passera par une valeur pour laquelle I_{GA} sera suffisant pour bloquer le thyristor. Cette valeur de I_E , appelée *courant de vallée*, est d'autant plus élevée que la résistance R_G est faible.

En résumé, le PUT laisse passer le courant, lorsque :

$$V_A = V_G + V_D \quad (9.9)$$

Dans cette relation, V_A désigne la tension appliquée à l'anode, V_G , la tension appliquée à la gâchette et V_D , la tension de seuil de la jonction anode-gâchette (environ 0,5 V à 25°C). La tension de pic du PUT est donnée par :

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D = \eta V_{BB} + V_{AG} \quad (9.10)$$

Le rapport intrinsèque du PUT est :

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_p - V_D}{V_{BB}} \quad (9.11)$$

Ainsi, en réglant les valeurs des résistances externes R_1 et R_2 , on peut contrôler les valeurs de η , I_p et I_v .

9.4.2 Oscillateur relaxateur à transistor unijonction programmable

Dans l'oscillateur relaxateur à transistor unijonction programmable de la figure 9.16.a, la tension de gâchette est fixée par l'intermédiaire du diviseur de tension constitué par R_1 et R_2 . Cette tension de gâchette détermine la tension de pic. Lorsque la tension aux bornes du condensateur C atteint la valeur de pic, le PUT laisse passer le courant, le condensateur se décharge brusquement et une impulsion apparaît aux bornes de R_K . Lorsque la tension V_C atteint la valeur de vallée, le PUT se bloque et le cycle recommence (Figure 9.16.b).

La période de l'oscillation dépend des valeurs de R , C , R_1 et R_2 ; elle est déterminée par la relation :

$$T = RC \ln \left(\frac{V_{BB} - V_v}{V_{BB} - V_p} \right)$$

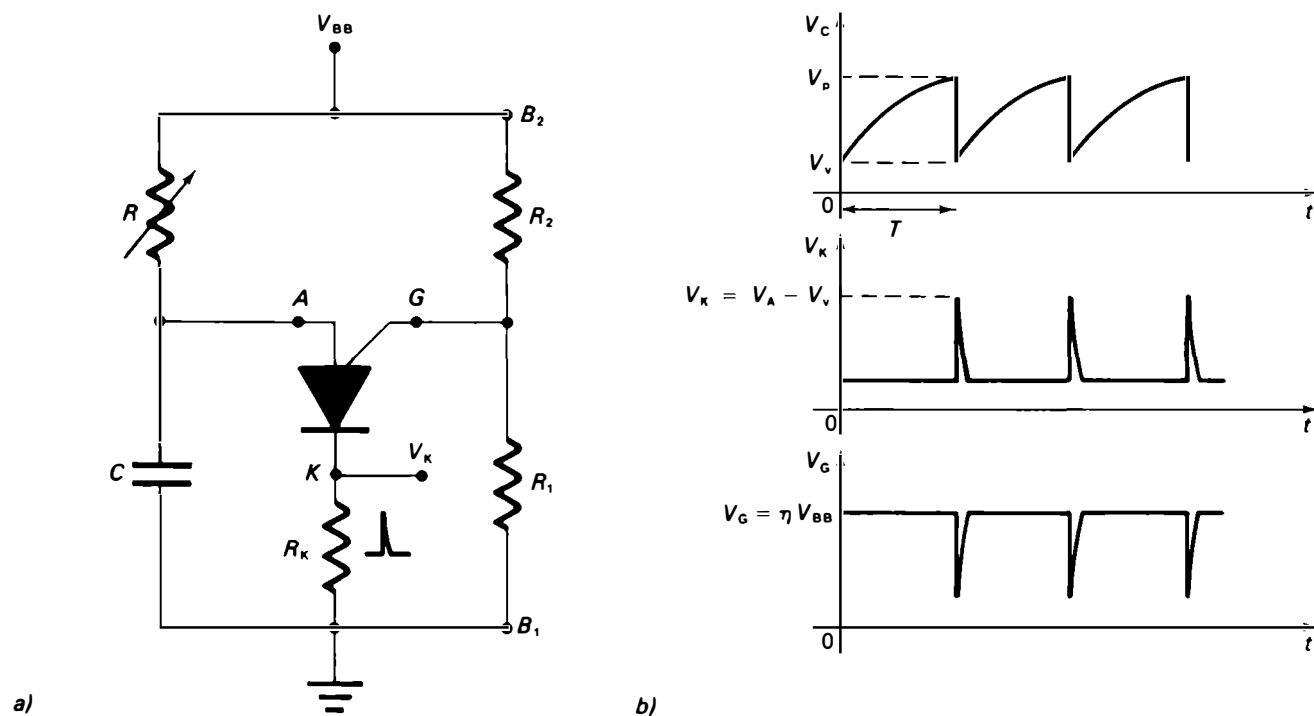


Figure 9.16 Oscillateur relaxateur à PUT: a) schéma de principe; b) formes d'onde du circuit.

$$T \approx RC \ln \left(\frac{V_{BB}}{V_{BB} - \eta V_{BB}} \right)$$

$$T \approx RC \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)$$

Puisque:

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

nous obtenons:

$$T \approx RC \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (9.12)$$

La valeur de la résistance R doit être comprise entre les limites suivantes:

$$\frac{V_{BB} - V_p}{I_v} > R > \frac{V_{BB} - V_v}{I_p}$$

Lorsque le PUT se déclenche, la valeur de crête de la tension aux bornes de la résistance R_k est:

$$V_k = V_A - V_v \quad (9.13)$$

Exemple 9.4

On désire construire, à l'aide du PUT 2N6027, un oscillateur relaxateur devant fournir une fréquence ajustable entre 5 et 50 impulsions par seconde pour amorcer le thyristor C20 d'un circuit clignoteur. On a les caractéristiques suivantes: V_{BB} de 12 V; R_k de 39 Ω . Calculez les valeurs de C , η , R , R_1 et R_2 (voir la figure 9.16.a).

téristiques suivantes: V_{BB} de 12 V; R_k de 39 Ω . Calculez les valeurs de C , η , R , R_1 et R_2 (voir la figure 9.16.a).

Solution

La fiche technique du thyristor C20 (caractéristique courant d'amorçage en fonction de la durée de l'impulsion) indique qu'une impulsion de courant de 80 mA et d'une durée de 8 μ s est suffisante pour l'amorcer.

Calcul de C

Lorsque le PUT se déclenche, le condensateur C se décharge à travers R_k . La constante de temps est:

$$\tau = R_k C$$

Puisque τ est égal à 8 μ s, nous pouvons déterminer la valeur du condensateur:

$$C = \frac{8 \times 10^{-6}}{39} = 0,2 \mu\text{F}$$

Calcul de η

La tension de pic aux bornes de la résistance R_k est déterminée par:

$$V_p = I_p R_k + V_f$$

Le symbole V_f désigne la tension directe aux bornes du PUT; sa valeur est approximativement de 1 V:

$$V_p = (80 \times 10^{-3} \times 39) + 1 = 4,12 \text{ V}$$

de sorte que:

$$\eta = \frac{V_p}{V_{BB}}$$

$$\eta = \frac{4,12}{12} \approx 0,34$$

Calcul des limites de R

La valeur maximale de R qui permet d'obtenir la fréquence minimale de l'oscillateur est déterminée par:

$$R_{\max} = \frac{1}{C \ln \left(\frac{V_{BH}}{V_{HH} - V_T} \right) f_{\min}}$$

$$R_{\max} = \frac{1}{0,2 \times 10^{-6} \times \ln \left(\frac{12}{12 - 4,12} \right) \times 5} = 2,378 \text{ M}\Omega$$

Nous utiliserons un potentiomètre de 2,5 MΩ.

La valeur minimale de R qui permet d'obtenir la fréquence maximale de l'oscillateur est:

$$R_{\min} = \frac{1}{0,2 \times 10^{-6} \times \ln \left(\frac{12}{12 - 4,12} \right) \times 50} = 237,8 \text{ k}\Omega$$

Le courant maximal d'anode est obtenu à la fréquence maximale, lorsque R a une valeur minimale, soit:

$$I_{v, \max} = \frac{V_{BB}}{R_{\min}}$$

$$I_{v, \max} = \frac{12}{237,8 \times 10^6} \approx 50 \mu\text{A}$$

La fiche technique du PUT 2N6027 indique que:

$$I_{v, \min} = 70 \mu\text{A}$$

lorsque I_G est égal à 1 mA, ce qui permet une marge de sécurité suffisante.

Calcul de R₁ et de R₂

Nous pouvons déterminer R_G à partir de la relation:

$$I_G = (1 - \eta) \left(\frac{V_{BB}}{R_G} \right)$$

Pour $\eta = 0,34$ et $I_G = 1 \text{ mA}$, nous pouvons écrire:

$$R_G = (1 - 0,34) \left(\frac{12}{1 \times 10^{-3}} \right) = 7920 \Omega$$

Nous pouvons donc calculer R_1 et R_2 en résolvant le système d'équations à deux inconnues:

$$R_G = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Nous obtenons: $R_1 = \frac{R_G}{1 - \eta}$

$$R_1 = \frac{7920}{1 - 0,34} = 12\,000 \Omega$$

$$R_2 = \frac{R_G}{\eta}$$

$$R_2 = \frac{7920}{0,34} = 23\,294 \Omega$$

Nous choisirons, en pratique, les valeurs suivantes:

$$R_1 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 24 \text{ k}\Omega$$

Si nous désirons une gamme de fréquences différente, nous pouvons changer la valeur du condensateur C ou celle de la résistance R_1 .

9.4.3 Applications du transistor unijonction programmable

Le transistor unijonction programmable présente les avantages spécifiques suivants:

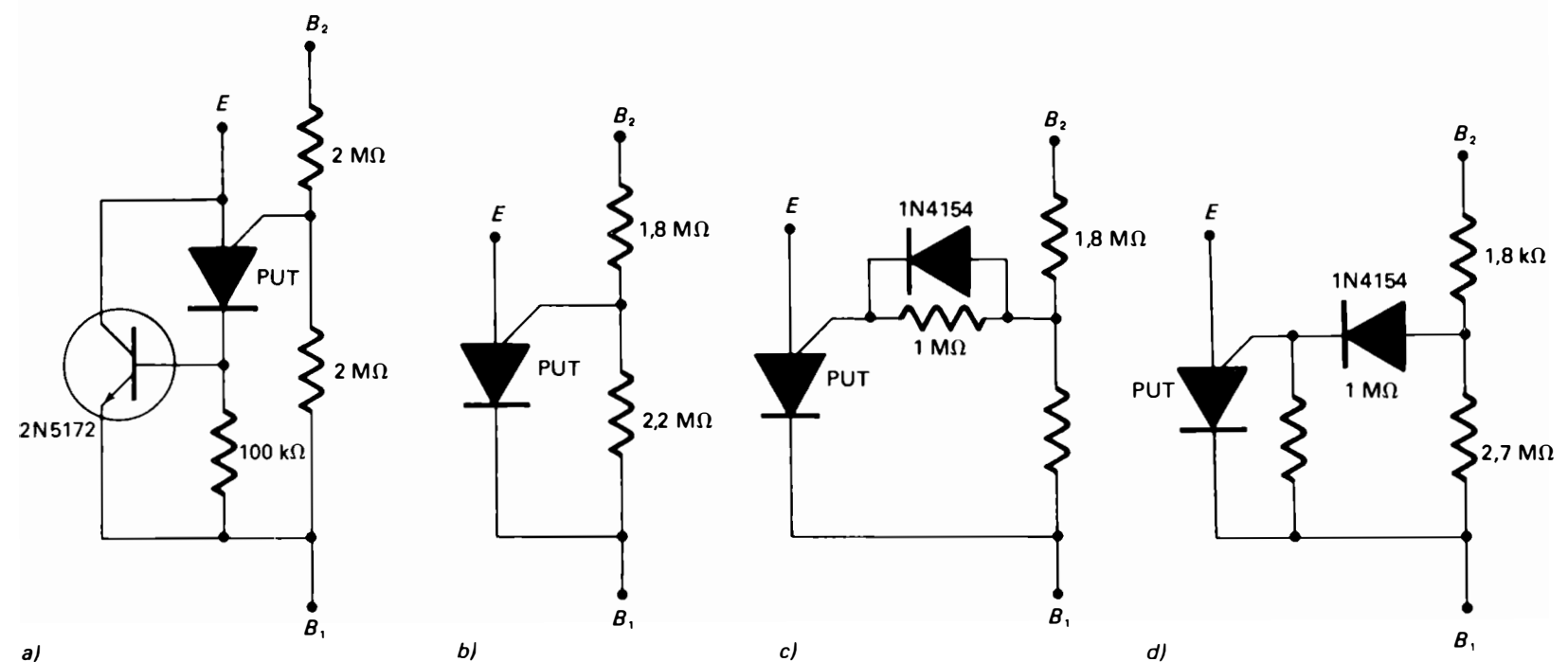


Figure 9.17 Montages typiques de programmation du PUT 2N6027.

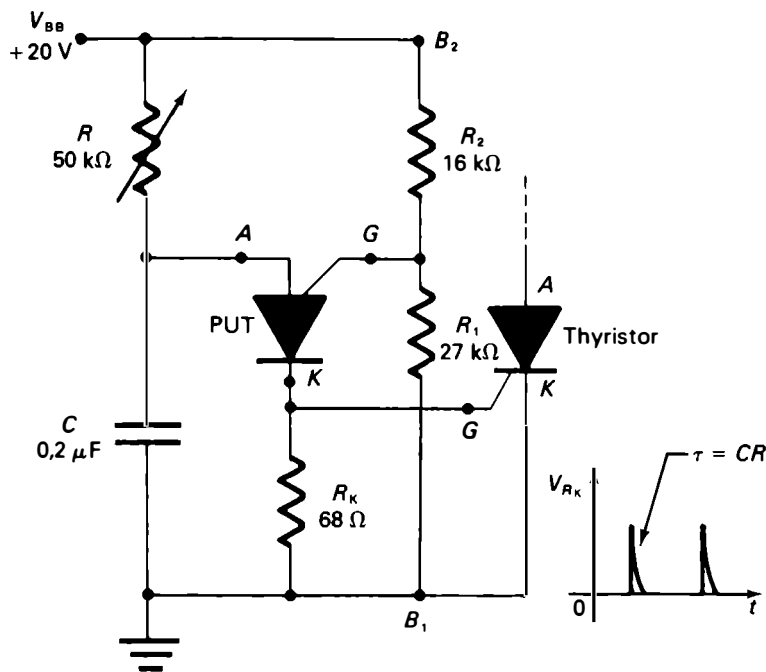


Figure 9.18 Amorçage d'un thyristor par PUT.

- un faible courant de fuite, de quelques nanosecondes;
- une tension de claquage élevée, de l'ordre de 40 V;
- la production d'impulsions rapides à haute énergie;
- la possibilité de programmer, le rapport intrinsèque, le courant de vallée, le courant de pic et la résistance inter-base.

Il est possible de régler les conditions de déclenchement du PUT. En effet, en agissant sur le circuit extérieur, on peut réaliser des circuits temporisateurs de longue durée et des oscillateurs relaxateurs présentant une large gamme de fréquences.

La figure 9.17 illustre quelques circuits typiques utilisant le PUT 2N6027 pour contrôler les courants de pic et de vallée. En a), le montage permet d'obtenir un courant de pic faible et un courant de vallée très élevé; en b), le montage fournit un courant de pic et un courant de vallée faibles; enfin, en c) et en d) les montages permettent d'obtenir un courant de pic faible et un courant de vallée d'amplitude moyenne.

Les principales applications des PUT sont:

- les circuits d'amorçage de thyristors (Figure 9.18) et de triacs, si un transformateur d'impulsions intermédiaire est ajouté entre la sortie du PUT et la gâchette du triac;
- les circuits temporisateurs à délai, de quelques secondes jusqu'à une heure;
- les oscillateurs relaxateurs.

Exemple 9.5

Dans le circuit d'amorçage à PUT de la figure 9.18, calculez:

- a) η , V_p , V_G et V_K , si V_v est éga à 1 V;
- b) R , pour que l'angle d'amorçage soit de 40° ;
- c) R_{\min} et R_{\max} , pour que l'angle d'amorçage puisse varier de 5° à 175° .

Solution

a)

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\eta = \frac{27 \times 10^3}{27 \times 10^3 + 16 \times 10^3} = 0,627$$

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D$$

$$V_p = 0,627 \times 20 + 0,5 = 13,04 \text{ V}$$

$$V_G = V_{BB} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$V_G = 20 \left(\frac{27 \times 10^3}{27 \times 10^3 + 16 \times 10^3} \right) = 12,54 \text{ V}$$

$$V_K = V_A - V_v$$

$$V_K = 13,04 - 1 = 12,04 \text{ V}$$

b) Pour que l'angle d'amorçage soit de 40° , le temps de retard de l'impulsion doit être:

$$t_r = \frac{\alpha}{2\pi f}$$

$$t_r = \frac{40}{360 \times 60} = 1,85 \text{ ms}$$

À l'aide de l'équation 9.12, nous pouvons déterminer R :

$$R = \frac{T}{C \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}$$

$$R = \frac{1,85 \times 10^{-3}}{0,2 \times 10^{-6} \times \ln \left(1 + \frac{27 \times 10^3}{16 \times 10^3} \right)}$$

$$R = 9357 \Omega$$

c) Lorsque α est éga à 5° , nous obtenons:

$$R_{\min} = \frac{5/(360 \times 60)}{0,2 \times 10^{-6} \times \ln \left(1 - \frac{27 \times 10^3}{16 \times 10^3} \right)}$$

$$R_{\min} = 1170 \Omega$$

Lorsque α est égal à 175° , nous obtenons:

$$R_{\max} = \frac{175/(360 \times 60)}{0,2 \times 10^{-6} \times \ln \left(1 + \frac{27 \times 10^3}{16 \times 10^3} \right)}$$

$$R_{\max} = 40\,980 \Omega$$

9.5 DIODE SHOCKLEY

La diode Shockley, appelée aussi *diode à quatre couches*, est un dispositif semi-conducteur à quatre couches PNPN et à deux électrodes de sortie: anode et cathode (Figure

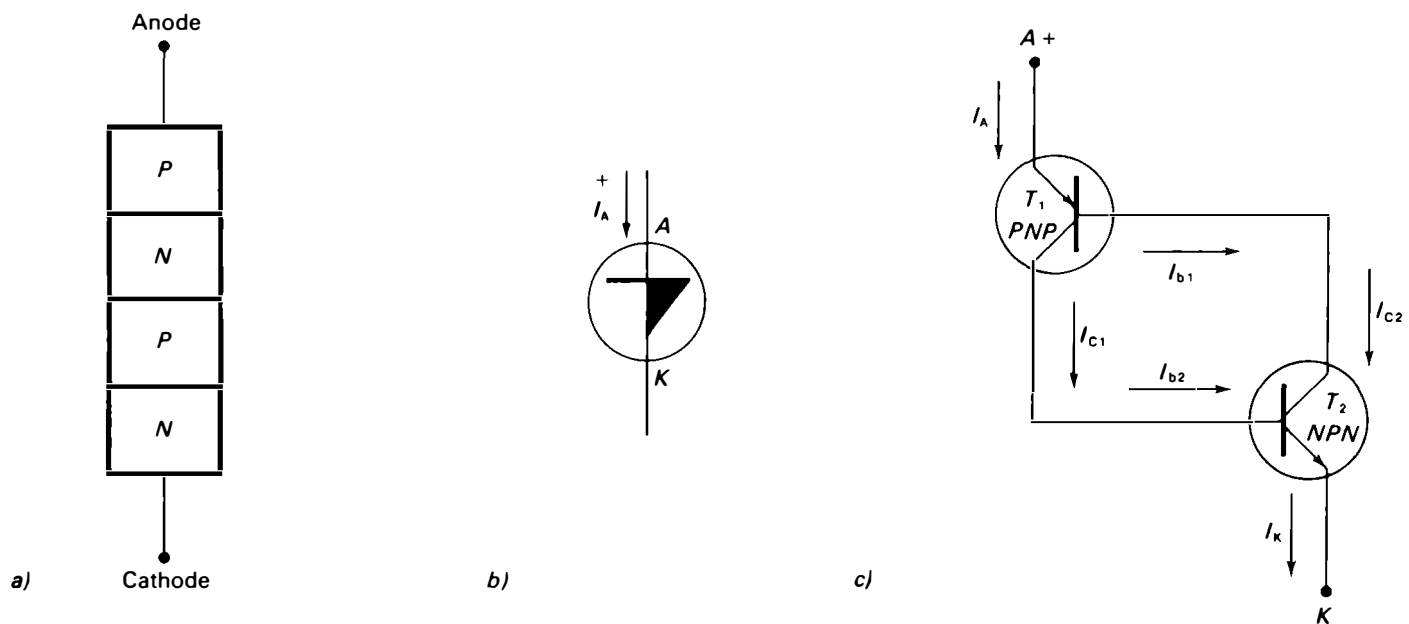


Figure 9.19 Diode Shockley: a) structure; b) symbole; c) circuit équivalent.

9.19.a). La diode Shockley est comparable à un thyristor qui n'aurait pas de gâchette; c'est un élément bipolaire unidirectionnel. Elle peut aussi se comparer à l'association de deux transistors (Figure 9.19.c).

La diode Shockley présente deux états stables: l'état bloqué et l'état passant. Lorsqu'on applique, entre ses bornes, une tension inférieure à un certain seuil, V_s , appelé aussi *tension de déclenchement* ou *tension de retournement* (V_{BR}), elle est à l'état bloqué et seul un faible courant de fuite de quelques microampères la traverse. Lorsque la tension anode-cathode atteint la valeur de la tension de déclenchement V_{BR} , la résistance de la diode s'effondre très rapidement et celle-ci laisse passer le courant. La chute de tension à ses bornes, à l'état passant, est alors de l'ordre de 1,2 V à 1,6 V (dans le cas des diodes Shockley au silicium).

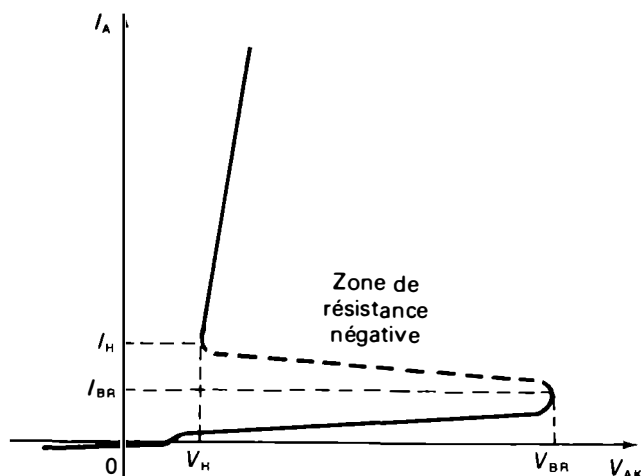


Figure 9.20 Caractéristique courant-tension de la diode Shockley.

Entre l'état bloqué et l'état passant, la diode Shockley présente une zone de résistance négative: le courant I_A n'est limité que par le circuit extérieur qui peut ainsi recevoir des impulsions de courant. Le reblochage de la diode s'effectue par la réduction soit du courant d'anode à une valeur inférieure au courant de maintien I_H , soit de la tension anode-cathode au-dessous de la valeur V_H . La caractéristique courant-tension de la diode Shockley est représentée à la figure 9.20. Les tensions de retournement sont habituellement comprises entre 10 V et 100 V et le courant de maintien I_H se situe entre 1 mA et 50 mA. Certaines diodes à quatre couches peuvent supporter des impulsions de courant de 100 A pendant un temps très court, et leur tension de retournement peut atteindre 400 V.

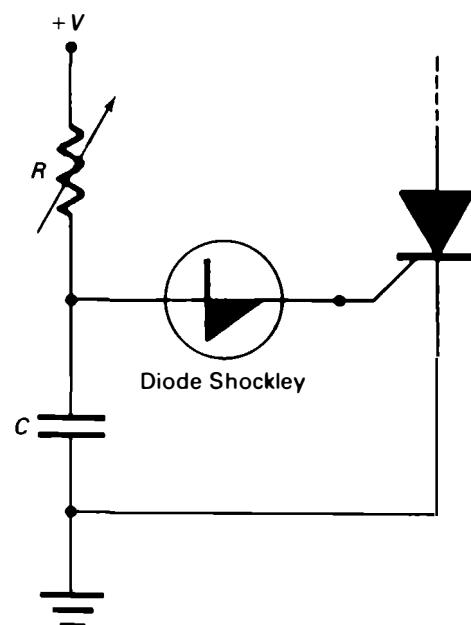


Figure 9.21 Circuit d'amorçage d'un thyristor avec diode Shockley.

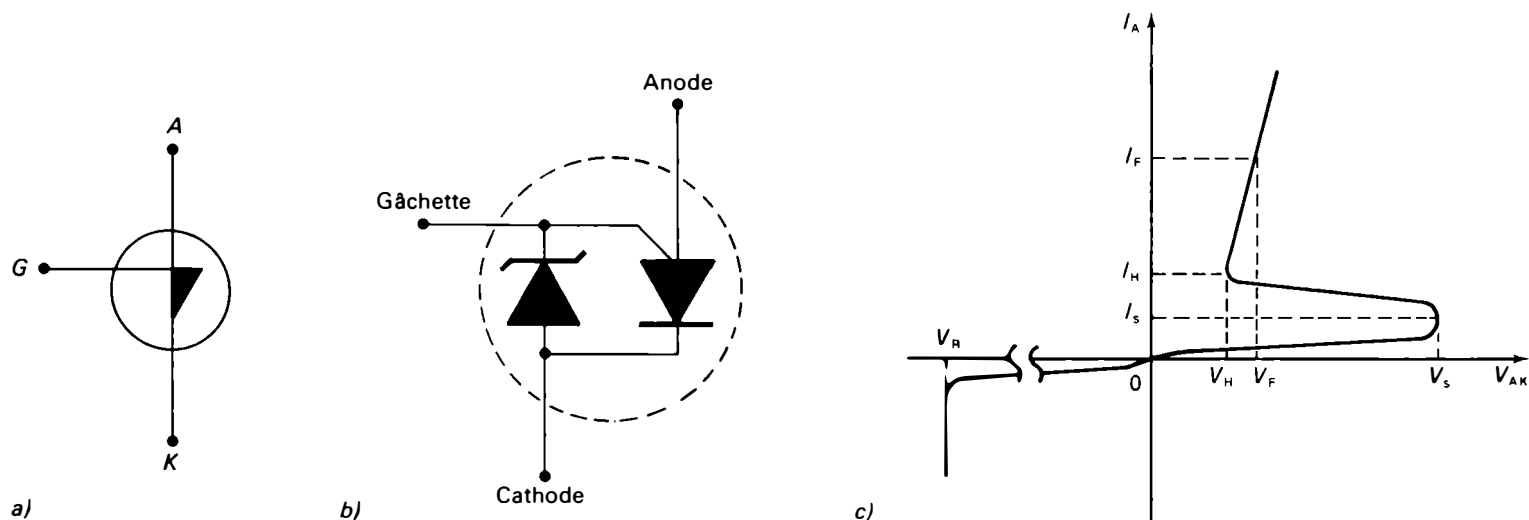


Figure 9.22 Le commutateur unilatéral (SUS): a) symbole; b) circuit équivalent; c) caractéristique courant-tension.

Les diodes Shockley sont utilisées dans les circuits d'amorçage de thyristors (Figure 9.21) et de triacs (Figure 10.20), dans les générateurs d'impulsions, dans les générateurs de tension en dents de scie, etc.

9.6 COMMUTATEUR UNILATÉRAL

Le commutateur unilatéral (SUS, *Silicon Unilateral Switch*) est un dispositif unidirectionnel constitué par un thyristor miniature à gâchette d'anode, auquel est associée une diode à avalanche à basse tension. Cette diode relie la gâchette à la cathode (Figure 9.22.b). Le symbole et la caractéristique courant-tension du SUS sont représentés aux figures 9.22.a et 9.22.c.

Le SUS est utilisé dans les oscillateurs relaxateurs (Figure 9.23.a) pouvant fournir des impulsions de sortie capables de déclencher la plupart des thyristors. Il se déclenche lorsque une tension fixe, déterminée par sa diode à avalanche, est appliquée entre l'anode et la cathode. La gâchette du SUS n'est utilisée que si l'on désire une synchronisation ou une commutation forcée; dans ce cas, on

applique à la gâchette des impulsions ou une tension qui déclencheront le dispositif.

Dans le schéma illustré à la figure 9.23.b, la gâchette du SUS est reliée à la branche supérieure de l'alimentation, ce qui permet de le déclencher à chaque alternance négative (la borne A étant négative par rapport à la borne B). Le condensateur se décharge durant l'alternance négative et se recharge à partir d'un niveau de tension fixe, lors des alternances positives; cela assure la synchronisation entre le secteur et les impulsions envoyées sur la gâchette du thyristor. À titre d'exemple, voici quelques caractéristiques typiques du SUS 2N4987:

- Tension de retournement V_S : 6 V à 10 V
- Courant au retournement I_S : 0,5 mA maximum
- Tension de maintien V_H : environ 0,7 V à 25°C
- Courant de maintien I_H : 1,5 mA maximum
- Chute de tension directe V_F : 1,5 V (pour $I_F = 175$ mA)
- Tension inverse nominale V_R : 30 V
- Tension de crête des impulsions V_0 : 3,5 V minimum

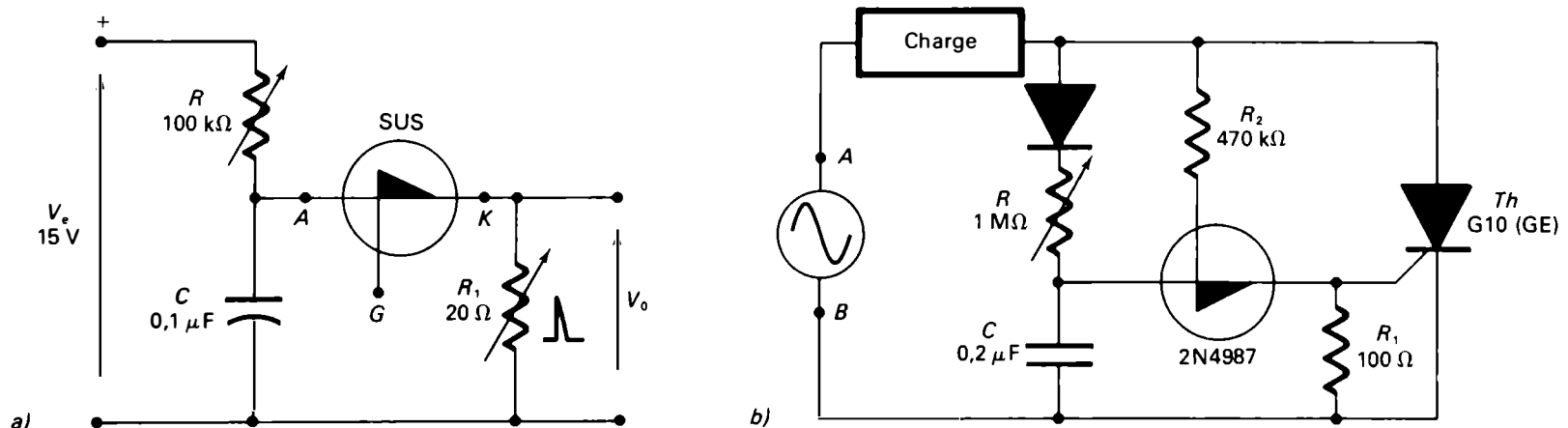


Figure 9.23 a) Montage de principe du SUS. b) Circuit d'amorçage d'un thyristor à SUS.

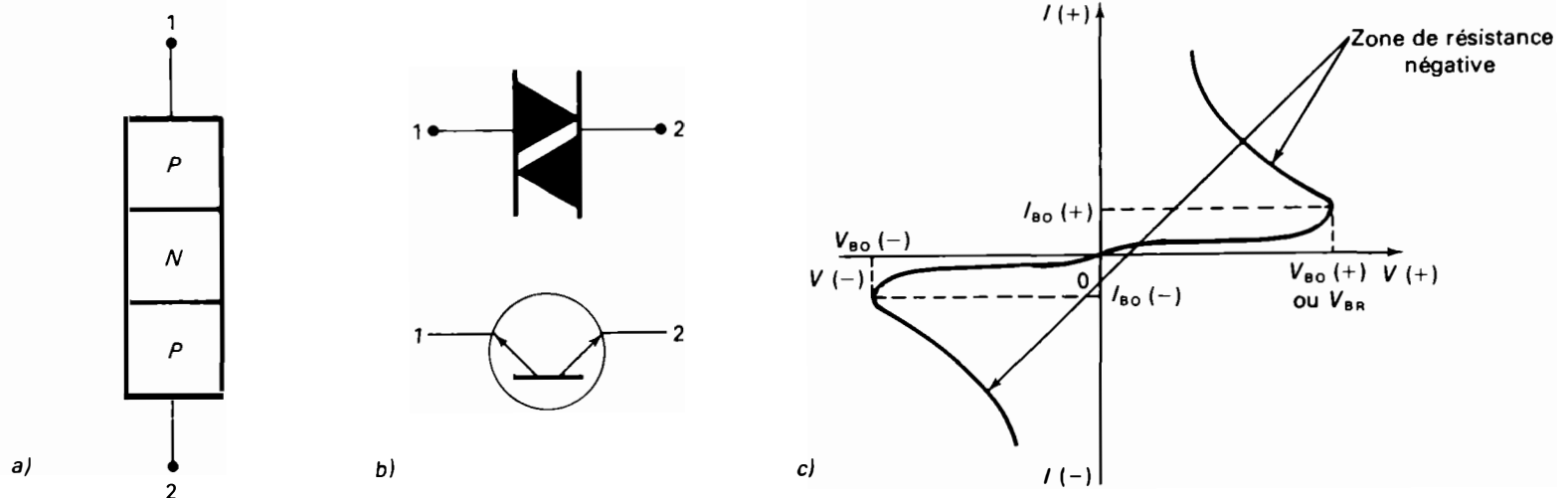


Figure 9.24 Diac: a) structure; b) symboles; c) caractéristique courant-tension.

La tension de crête des impulsions mesurée avec le SUS monté dans le circuit de la figure 9.23.a est très importante dans le cas des circuits d'amorçage de thyristors. Elle permet d'évaluer l'aptitude du SUS à convertir la charge emmagasinée dans le condensateur en impulsions qui sont appliquées à la gâchette du thyristor.

9.7 DIAC

Le diac (*Diode Alternative Current Switch*) est un dispositif bidirectionnel comprenant trois couches PNP et deux électrodes de sortie (Figure 9.24.a). Il se comporte comme un commutateur dont l'état (bloqué ou passant) dépend de la tension appliquée à ses bornes. En dessous d'une certaine tension de retournement V_{BO} (ou V_{BR}) positive ou négative, le diac est à l'état bloqué, et seul un faible courant de fuite le traverse. À une tension supérieure, il y a

claquage de la couche N centrale, et, brusquement, le dispositif laisse passer le courant. Au-delà du point de retournement, le diac présente, dans les deux sens, une zone de résistance dynamique négative (Figure 9.24.c).

Le diac est surtout utilisé dans les circuits d'amorçage de triacs. Alimenté en courant alternatif, il permet d'obtenir avec des condensateurs de faible valeur ($0,1 \mu\text{F}$ et 35 V , par exemple) deux impulsions par période, l'une positive et l'autre négative, décalées de 180° l'une par rapport à l'autre; on peut ainsi amorcer un triac ou deux thyristors. À titre d'exemple, la fiche technique du diac ST2 (General Electric) indique:

- Tension de retournement V_{BO} (ou V_{BR}): $\pm 28 \text{ V}$ à 36 V
- Courant de retournement I_{BO} : $200 \mu\text{A}$ maximum
- Tension de crête des impulsions V_0 : $\pm 3 \text{ V}$ minimum

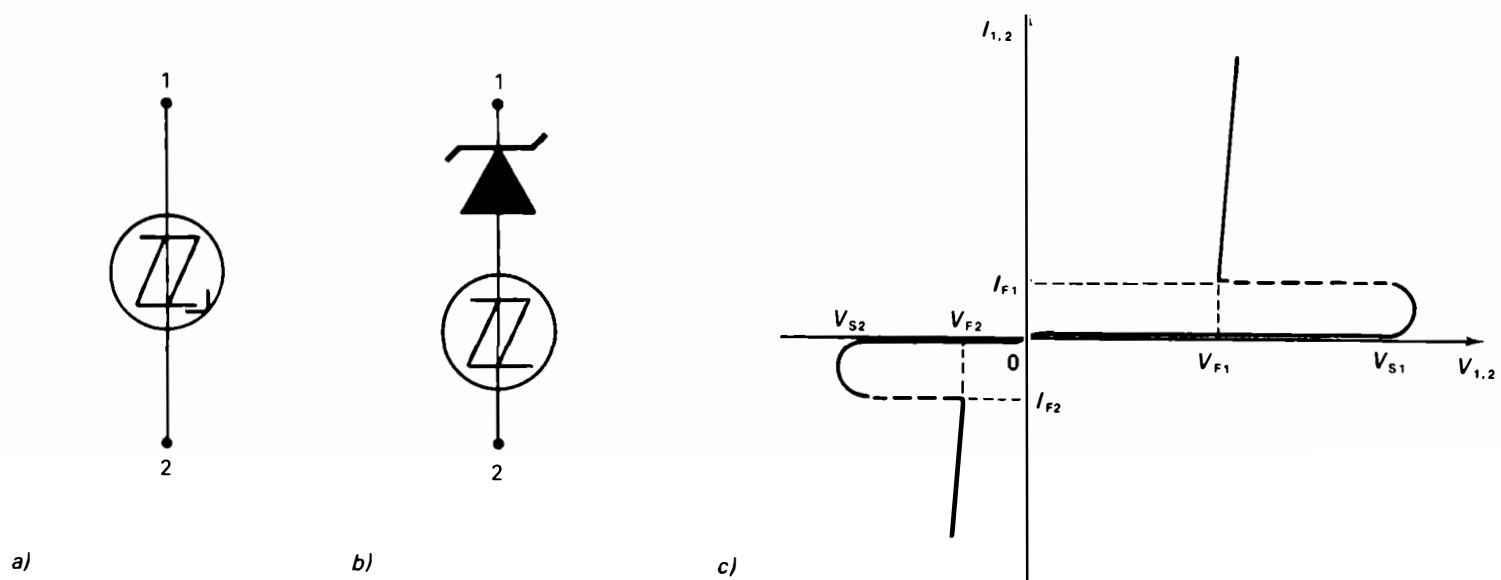


Figure 9.25 Diode asymétrique: a) symbole; b) circuit équivalent; c) caractéristique courant-tension.

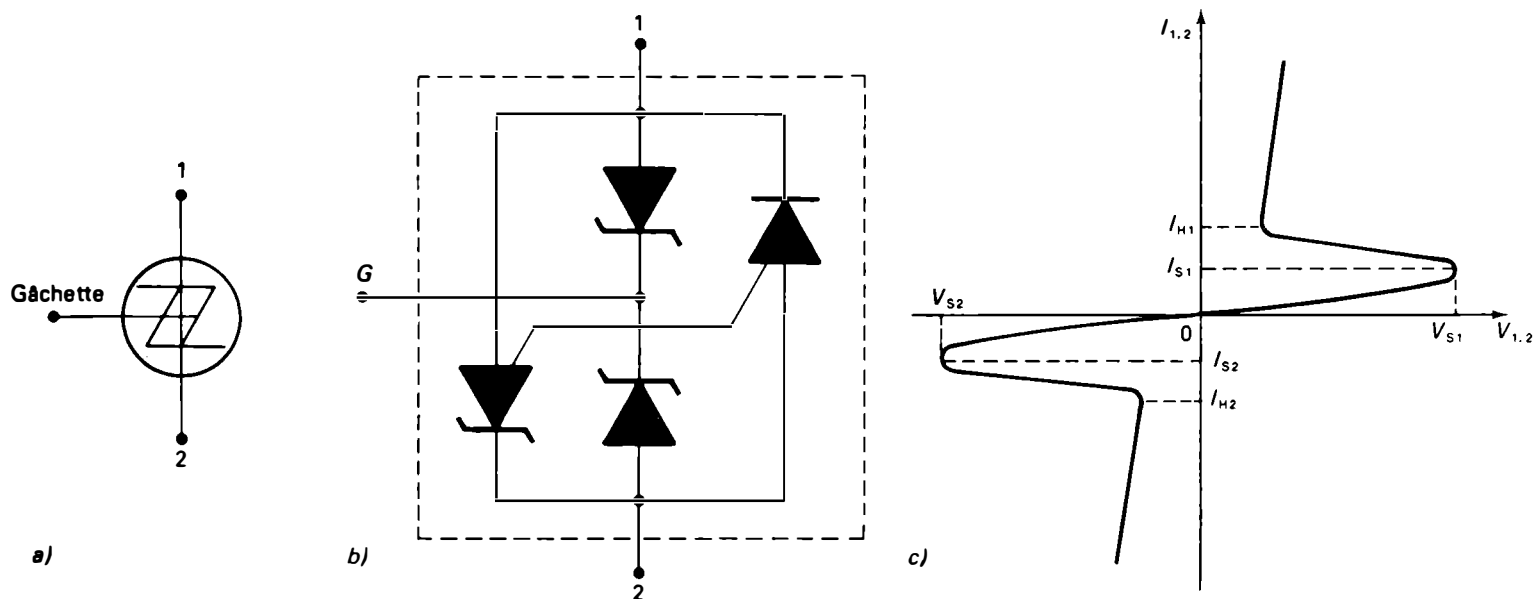


Figure 9.26 Commutateur bilatéral: a) symbole; b) circuit équivalent; c) caractéristique courant-tension.

9.8 DIODE ASYMÉTRIQUE

La diode asymétrique (ASBS, *Asymmetrical Silicon Bilateral Switch*) est un dispositif de déclenchement bidirectionnel à deux électrodes de sortie, semblable au diac. Toutefois sa courbe caractéristique n'est pas symétrique (Figure 9.25.c). Le circuit équivalent de la figure 9.25.b nous montre que la diode asymétrique se comporte comme une diode Zener montée en série avec un commutateur bilatéral (SBS). La tension d'avalanche de la diode Zener vient s'ajouter, dans une direction (de la borne 1 vers la borne 2), à la tension de retournement du SBS.

Les principales caractéristiques de la diode asymétrique ST4 (General Electric) sont les suivantes:

- Tension de retournement V_{S1} : 14 V à 18 V
- Tension de retournement V_{S2} : 7 V à 9 V
- Courants au retournement I_{S1} et I_{S2} : 80 A à 25°C
- Chute de tension directe V_{F1} : 7 V à 10 V

- Chute de tension directe V_{F2} : 1,6 V maximum
- Tension de crête des impulsions V_0 : 3,5 V minimum

La diode asymétrique est utilisée pour l'amorçage des triacs. Son avantage essentiel sur le diac est la simplification des circuits de déclenchement, ce qui a pour effet d'éliminer le phénomène d'hystérésis habituel au diac. Ce sujet sera étudié aux paragraphes 10.4.3 et 10.4.4.

9.9 COMMUTATEUR BILATÉRAL

Le commutateur bilatéral (SBS, *Silicon Bilateral Switch*) est un dispositif bidirectionnel à trois électrodes de sortie. Il est constitué de deux commutateurs unilatéraux (SUS) identiques montés en parallèle-inverse (Figures 9.26.a et 9.26.b). Sa courbe courant-tension est parfaitement symétrique et ses caractéristiques, lorsque la gâchette n'est pas utilisée, sont semblables à celles du SUS, sauf que la tension inverse V_R n'existe pas.

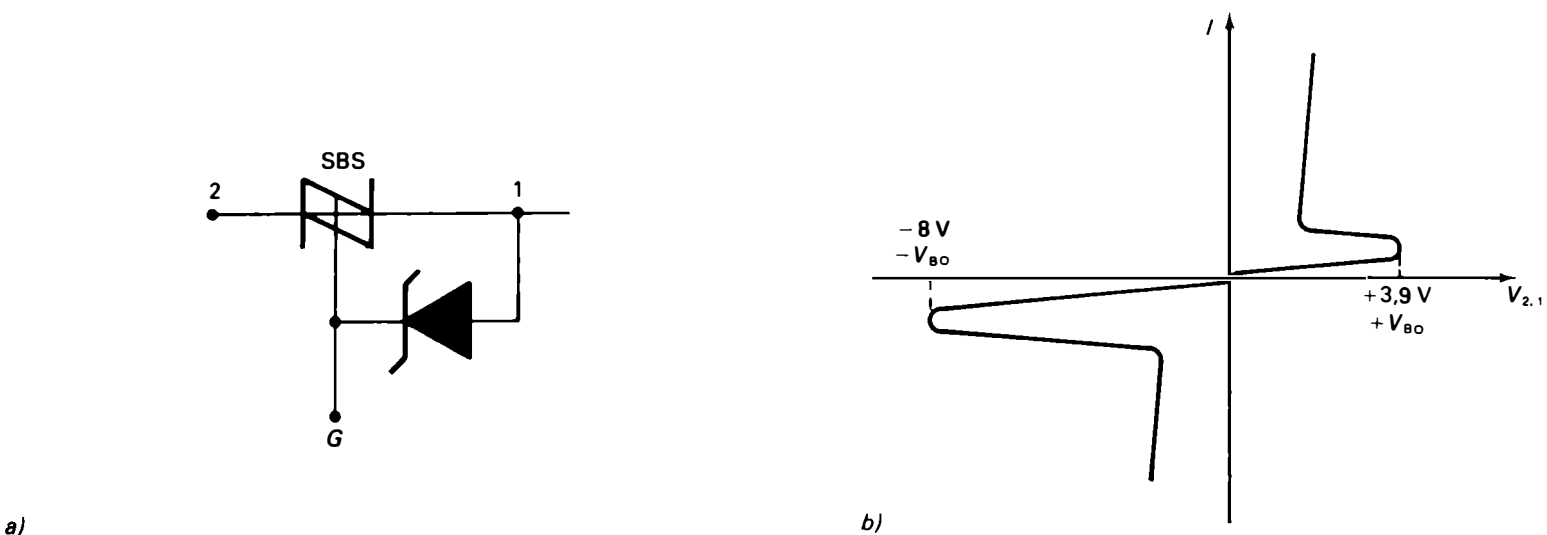


Figure 9.27 a) SBS associé à une diode Zener; b) caractéristique courant-tension du dispositif SBS-diode Zener.

La fiche technique du SBS 2N4991 indique les valeurs suivantes:

- Tensions de retournement V_{s1} et V_{s2} : 6 V à 10 V
- Courants au retournement I_{s1} et I_{s2} : 0,5 mA maximum
- Courants de maintien I_{H1} et I_{H2} : 1,5 mA
- Chutes de tension directe V_{F1} et V_{F2} : 1,5 V (pour $I_F = 200$ mA)
- Tension de crête des impulsions V_0 : 3,5 V minimum

Le commutateur bilatéral fonctionne dans les deux sens. Il est surtout utilisé pour amorcer des triacs. Ce sujet sera étudié au paragraphe 10.4.6.

Remarque: La gâchette du SBS peut être utilisée lorsque l'on désire modifier la caractéristique courant-tension. Si, par exemple, une diode Zener est branchée entre la gâchette et la borne 1 (Figure 9.27.a), la tension de retournement $+V_{B0}$ aura approximativement la valeur V_Z . En utilisant une diode Zener de 3,3 V, nous obtiendrons:

$$+V_{B0} = 3,3 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 3,9 \text{ V}$$

La tension de 0,6 V provient d'une jonction interne PN. La tension $-V_{B0}$ demeure inchangée à -8 V (Figure 9.27.b).

RÉSUMÉ

Le déclenchement des thyristors et des triacs par impulsions est le mode le plus couramment utilisé, car il permet de réduire la puissance dissipée dans le circuit de gâchette, d'utiliser des petits composants de faible puissance et peu coûteux et, enfin, d'obtenir un bon contrôle du moment d'amorçage des thyristors et des triacs.

Les *générateurs d'impulsions de déclenchement* sont constitués par un oscillateur relaxateur à fréquence ajustable, dont l'élément essentiel est un dispositif semi-conducteur à seuil de tension permettant la décharge rapide d'un condensateur dans la gâchette du thyristor ou du triac. Lorsqu'une tension croissante est appliquée aux bornes de ces dispositifs, ils demeurent à l'état bloqué jusqu'au moment où cette tension atteint une valeur spécifique appelée *tension de retournement*; ils laissent alors passer brusquement le courant. Entre l'état bloqué et l'état passant, ces dispositifs présentent, pendant un court instant, une zone de résistance négative, ce qui permet d'obtenir des impulsions de courant suffisantes pour amorcer les thyristors et les triacs. Pour obtenir un angle d'amorçage constant, les impulsions de déclenchement produites par l'oscillateur relaxateur doivent être synchronisées avec la tension d'alimentation du thyristor ou du triac.

Parmi les principaux éléments d'amorçage à seuil de tension, on distingue les dispositifs unidirectionnels et

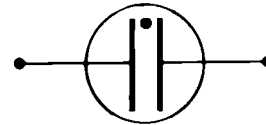


Figure 9.28 Représentation symbolique de la lampe au néon.

9.10 LAMPE AU NÉON

La lampe au néon miniature à deux électrodes de sortie peut être utilisée comme dispositif bidirectionnel (Figure 9.28). Lorsque la tension aux bornes de la lampe au néon atteint un certain seuil (tension de claquage), le gaz est ionisé et la lampe laisse passer le courant. La caractéristique courant-tension est semblable à celle du diac, mais la tension de retournement est de l'ordre de 90 V et le courant fourni est assez faible, ce qui a pour effet de limiter son emploi. À titre d'exemple la lampe au néon type 5AH (General Electric) présente les caractéristiques suivantes:

- Tension de retournement V_s : 60 V à 100 V
- Chute de tension directe V_F : environ 60 V à 5 mA
- Courant de crête I_p : 25 mA minimum

La lampe au néon est un dispositif peu coûteux qui peut être utilisé pour l'amorçage des triacs (voir le paragraphe 10.4.5) et des thyristors à faible courant de gâchette, lorsque de larges tolérances sont admissibles.

les dispositifs bidirectionnels. Lors du déclenchement à l'aide des dispositifs unidirectionnels, le courant ne peut circuler que dans un seul sens. Ces dispositifs sont:

- le transistor unijonction (UJT);
- le transistor unijonction complémentaire (CUJT);
- le transistor unijonction programmable (PUT);
- la diode Shockley;
- le commutateur unidirectionnel (SUS).

Ils sont utilisés dans les circuits d'amorçage des thyristors, dans les oscillateurs relaxateurs, dans les circuits temporisateurs, etc. Ils peuvent être également employés pour le déclenchement des triacs, à condition d'ajouter un transformateur d'impulsions intermédiaire entre le dispositif et la gâchette du triac.

Lors du déclenchement à l'aide des dispositifs bidirectionnels, le courant circule dans les deux sens. Ces dispositifs sont:

- le diac;
- la diode asymétrique (ASBS);
- le commutateur bilatéral (SBS);
- la lampe au néon.

Ils sont principalement utilisés dans les circuits d'amorçage des triacs. Les symboles et les caractéristiques essentielles des dispositifs de déclenchement à seuil de tension sont résumés au tableau 9.1.

Tableau 9.1 Dispositifs de déclenchement.

Composant	Symbole	Caractéristiques	Circuit de base	Principaux types (GE)	Tension de pic V_p	Courant de pic $I_{p,max}$	Courant de vallée $I_{v,min}$	Temps de déclenchement
UJT Transistor unijonction				TO5 2N489A 2N4717A 2N489B 2N4717B 2N1671A 5G515 2N1671B 5G516 2N1671C 2N2646 2N2647	$V_{BB} \left(\frac{r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}} \right) + V_D$	12 μ A 6 μ A 25 μ A 6 μ A 2 μ A 5 μ A 2 μ A	8 mA 8 mA 8 mA 8 mA 4 mA 8 mA	1,2 μ s (valeur typique)
CUJT Transistor unijonction complémentaire				2N6114 2N6115	$V_{BB} \left(\frac{-r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}} \right) + V_D$	5 μ A 15 μ A	1 mA - 2 mA 1 mA - 2 mA	1,2 μ s (valeur typique)
PUT Transistor unijonction programmable				2N6027 2N6028	$V_{BB} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + V_D$ 40 V maximum	2 μ A min 0,15 μ A min (Fonction de R_1 et R_2)	70 μ A 25 μ A (Fonction de R_1 et R_2)	80 ns max
Diode Shockley				—	Tension de retournement V_{Bo} 10 V — 400 V	Impulsion 100 A max	—	1,5 μ s (valeur typique)
SUS Commutateur unilatéral				TO18 2N4983 2N4987 2N4984 2N4988 2N4985 2N4989 2N4986 2N4990	6 V — 10 V 7,5 V — 9 V 7,5 V — 8,2 V 7 V — 9 V	500 μ A 150 μ A 300 μ A 200 μ A	1,5 mA 0,5 mA 1 mA 0,75 mA	1 μ s max

Dispositifs unidirectionnels

Tableau 9.1 Dispositifs de déclenchement (suite).

Composant	Symbole	Caractéristiques	Circuit de base	Principaux types (GE)	Tension de pic V_p	Courant de pic $I_{p,max}$	Courant de vallée $I_{v,min}$	Temps de déclenchement
DIAC				ST2	28 V — 36 V	200 μ A	Très élevé	1 μ s (valeur typique)
ASBS Diode asymétrique				ST4	14 V — 18 V 7 V — 9 V	80 μ A 80 μ A	—	1 μ s (valeur typique)
SBS Commutateur bilatéral				TO18 TO96 2N4993 2N4991 2N4992	6 V — 10 V 7,5 V — 9 V	500 μ A 120 μ A	1,5 mA 0,5 mA	1 μ s max
Lampe au néon				5 AH	60 V — 100 V	25 mA	—	—

Dispositifs bidirectionnels

QUESTIONS

- 9.1 Qu'est-ce qu'un transistor unijonction? Définissez-en brièvement la structure.
- 9.2 Expliquez le fonctionnement de l'UJT et présentez-en les caractéristiques essentielles.
- 9.3 Qu'appelle-t-on rapport intrinsèque? Quel est l'ordre de grandeur de ce rapport? Que signifie une résistance différentielle négative?
- 9.4 Analysez le fonctionnement d'un oscillateur relaxateur à UJT. Pourquoi la résistance d'émetteur doit-elle être comprise entre des valeurs limites (minimale et maximale)?
- 9.5 Dans le circuit d'amorçage de thyristor illustré à la figure 9.9.a, est-ce que le condensateur C recommence à se charger immédiatement après le déclenchement de l'UJT? Expliquez votre réponse.
- 9.6 Quelle est l'utilité de la synchronisation avec le secteur dans le circuit d'amorçage par oscillateur relaxateur illustré à la figure 9.9.a? Expliquez brièvement le procédé de synchronisation.
- 9.7 Quelles sont les principales applications des transistors unijonctions?
- 9.8 Qu'est-ce qu'un transistor unijonction complémentaire (structure et caractéristiques)?
- 9.9 Quelles différences existe-t-il entre le fonctionnement d'un CUJT et d'un UJT ordinaire?
- 9.10 Citez quatre avantages du CUJT par rapport à l'UJT ordinaire.
- 9.11 Qu'est-ce qu'un transistor unijonction programmable (structure et caractéristiques)?
- 9.12 Analysez brièvement le fonctionnement du PUT associé à deux résistances externes.
- 9.13 Que signifie le terme « programmable » dans le cas du PUT? Comment peut-on programmer un PUT?
- 9.14 Citez les principaux avantages du PUT sur les autres transistors unijonctions (UJT et CUJT).
- 9.15 Dans l'oscillateur relaxateur à PUT illustré à la figure 9.16, que se passe-t-il:
- lorsque la valeur R augmente (les valeurs des autres composants étant inchangées);
 - lorsque la valeur de C est réduite;
 - lorsque l'on augmente la valeur de R_2 par rapport à celle de R_1 ?
- 9.18 Quelles sont les principales applications des transistors unijonctions programmables?
- 9.19 Qu'est-ce qu'un diac (structure et caractéristiques)?
- 9.20 Quelles différences existe-t-il entre le thyristor et la diode Shockley (structure, caractéristiques et applications)?
- 9.21 Quelles différences existe-t-il entre le SUS, le SBS et le ASBS (caractéristiques et applications)?
- 9.22 Quelle est la caractéristique commune à tous les dispositifs de déclenchement à seuil de tension? Quelle en est la principale utilité?

PROBLÈMES

- 9.1 Un transistor unijonction présente les caractéristiques suivantes: V_{BB} de 20 V; η de 0,65; r_{b1} de 2 k Ω ; I_E de 0; V_D de 0,6 V. Calculez:
- r_{b2} ;
 - r_{bb} ;
 - $V_{r_{b1}}$;
 - V_D .
- 9.2 Dans l'oscillateur relaxateur à UJT illustré à la figure 9.6.a, nous utilisons un condensateur C de 0,1 μ F et le UJT 2N4947 dont les caractéristiques sont: η de 0,6; I_D de 1 μ A; I_V de 4 mA; V_V de 1,5 V. La tension interbase V_{BB} est de 12 V.
- Calculez les valeurs de la résistance R nécessaires pour obtenir des fréquences d'oscillation de 500 Hz, 1 kHz et 10 kHz.
 - Vérifiez si les valeurs calculées sont comprises dans les limites requises.
- 9.3 Dans l'oscillateur relaxateur illustré à la figure 9.29, le UJT présente les caractéristiques suivantes: η de 0,63; r_{bb} de 9,2 k Ω ; r_{b1} de 5,8 k Ω ; V_V de 1,5 V; I_D de 5 μ A; I_V de 3,5 mA.
- Calculez V_D et la fréquence de l'oscillation.
 - Vérifiez si la résistance R de 10 k Ω est comprise dans les limites requises.
 - Calculez l'amplitude du courant dans R_1 et la tension aux bornes de R_1 , lorsque le UJT est à l'état bloqué.
 - Tracez les formes d'onde obtenues à l'émetteur et aux bases B_1 et B_2 . Indiquez les valeurs des tensions.
- 9.4 Le circuit d'amorçage de thyristor par UJT illustré à la figure 9.9 est constitué d'une diode Zener, dont la tension V_Z est de 20 V, et d'un UJT possédant les caractéristiques suivantes: η de 0,5; r_{bb} de 6 k Ω ; R_2 de 100 Ω ; C de 0,1 μ F. La fréquence du secteur est de 60 Hz. Calculez:
- la valeur de l'angle d'amorçage du thyristor lorsque R est de 50 k Ω ;
 - la valeur de R pour que l'angle de conduction soit de 60°;
 - les valeurs limites de R pour que l'angle d'amorçage puisse varier de 5° à 175°;
 - la valeur maximale de R_1 si $V_{GT, \min}$ est égal à 0,3 V.
- 9.5 Refaites le problème 9.4 mais utilisez les données suivantes: V_Z de 15 V; η de 0,6; r_{bb} de 4,7 k Ω ; R_2 de 150 Ω ; C de 0,2 μ F. En a), la valeur de R est de 30 k Ω .

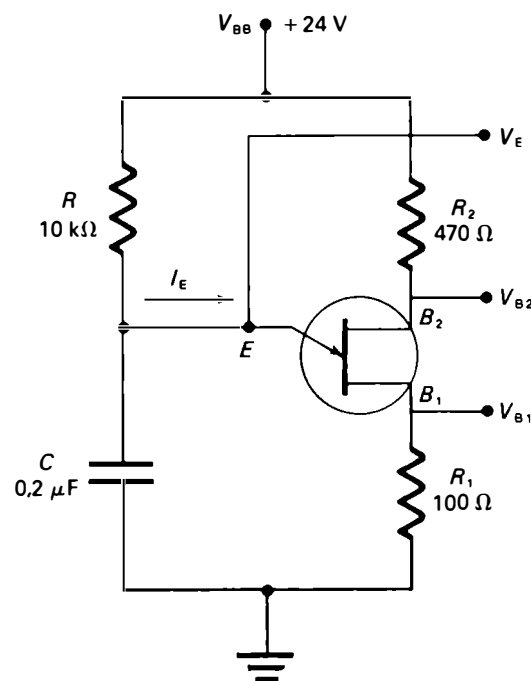


Figure 9.29 Problème 9.3.

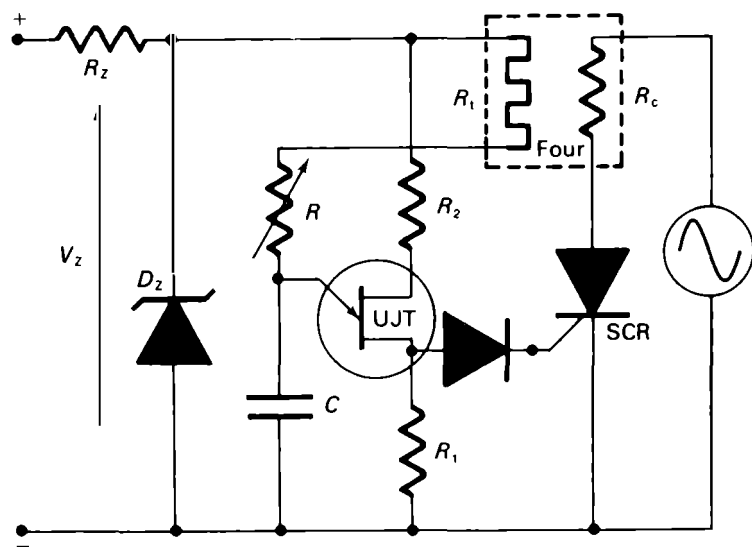


Figure 9.30 Problème 9.6.

9.6 Dans le cas du régulateur à thyristor de température de four illustré à la figure 9.30, tous les éléments ont une valeur constante, à l'exception de R_1 qui est fonction de la température. On suppose que la température du four s'abaisse au-dessous de la température de réglage.

- Comment varie l'angle d'amorçage du thyristor?
 - Le condensateur doit-il se charger plus vite ou moins vite? Pourquoi?
 - La résistance R_1 a-t-elle un coefficient de température positif ou négatif?
 - En pratique, quel élément doit-on modifier pour obtenir une température différente du four? Dans quel sens doit varier cet élément pour que la température du four augmente? Pourquoi?
- 9.7 Dans le montage du PUT illustré à la figure 9.15.a, calculez les valeurs de la résistance équivalente de gâchette R_G et de la tension de gâchette V_G . La résistance R_1 est de $1,2 \text{ k}\Omega$; R_2 , de $1 \text{ k}\Omega$ et V_{BB} , de 12 V .
- 9.8 Dans le cas de l'oscillateur à PUT illustré à la figure 9.16, calculez les valeurs de R_1 et de R_2 , pour que le rapport intrinsèque soit de $0,6$ et que la résistance interbase r_{bb} soit de $50 \text{ k}\Omega$.

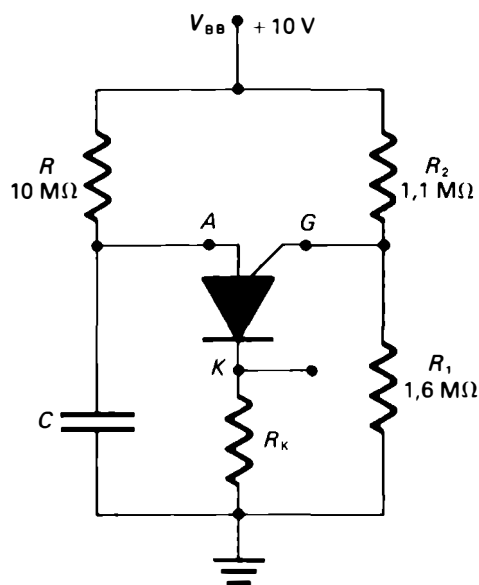


Figure 9.31 Problème 9.10.

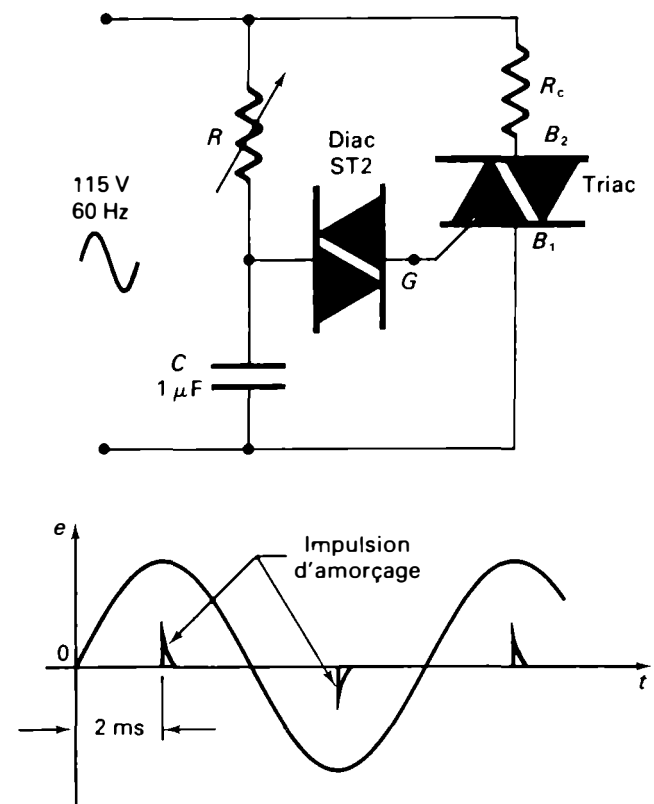


Figure 9.32 Problèmes 9.12 et 9.13.

- 9.9 Dans le cas du montage à PUT illustré à la figure 9.15.a, déterminez les valeurs de R_1 , de V_{BB} et de V_G . Le rapport intrinsèque η est de $0,75$, V_p , de $10,3 \text{ V}$ et R_2 , de $5 \text{ k}\Omega$.
- 9.10 Dans le circuit temporisateur illustré à la figure 9.31, calculez:
- η , V_p , V_G ;
 - C pour que l'intervalle de temps entre les impulsions soit de dix minutes.
- 9.11 Le circuit d'amorçage d'un thyristor à PUT présente les caractéristiques suivantes: R_1 de $10 \text{ k}\Omega$; R_2 de $15 \text{ k}\Omega$; R_k de 100Ω ; $C = 0,1 \mu\text{F}$; V_{BB} de 10 V . Calculez:
- η , V_p et V_G ;
 - R pour que l'angle d'amorçage soit de 30° ;
 - R_{\min} et R_{\max} pour que l'angle d'amorçage puisse varier de 5° à 175° ;
 - l'amplitude de l'impulsion de courant, I_{R_k} , si V_c est de $1,2 \text{ V}$.
- 9.12 La figure 9.32 illustre le circuit d'amorçage d'un triac.
- Calculez la valeur de réglage de R pour que le temps de retard des impulsions soit de 2 ms . La tension de retournement (V_{BO}) du ST2 est de 32 V .
 - Le diac ST2 est remplacé par un SBS 2N4992 dont la tension de retournement (V_{BO}) est de 8 V . Que se passe-t-il? Quelle doit être la valeur de R pour que les impulsions d'amorçage se produisent avec le même temps de retard (2 ms)?
- 9.13 Dans le circuit d'amorçage du triac (Figure 9.32), le diac ST2 est remplacé par une lampe au néon de type 5AH dont la tension de retournement V_c est de 80 V . Que se passe-t-il?
- Calculez les valeurs limites de R pour que l'angle d'amorçage (dans chacune des alternances) puisse varier de 30° à 100° .
 - Tout en conservant dans le circuit la même lampe au néon, on remplace le condensateur de $1 \mu\text{F}$ par un autre de $0,2 \mu\text{F}$. Que se passe-t-il? Calculez alors la valeur de R pour que l'angle d'amorçage soit de 30° .

10 Triacs

PRÉSENTATION

Les thyristors ne fonctionnent en courant alternatif que durant une seule alternance par période. Pour pallier cet inconvénient et obtenir un contrôle de la puissance en courant alternatif, on a alors utilisé un montage tête-bêche de deux thyristors (montage anti-parallèle). La venue sur le marché, à partir de 1963, d'un dispositif monolithique, appelé *triac*, pouvant laisser passer ou bloquer le courant dans les deux sens et adapté à la commande de charges de puissance sur les réseaux alternatifs, a rendu possible la simplification des circuits de déclenchement et la diminution du nombre de composants requis.

Dans ce chapitre, nous étudierons tout d'abord la structure et le principe de fonctionnement du triac. Nous examinerons ensuite les caractéristiques particulières de ce dispositif et les différents circuits d'amorçage pouvant être utilisés. Puis nous déterminerons les valeurs des puissances, des tensions et des courants alternatifs contrôlés en fonction des variations de l'angle d'amorçage. Enfin, nous présenterons brièvement les principaux domaines d'utilisation des triacs.

CONTENU

- 10.1 Structure du triac
- 10.2 Principe de fonctionnement
- 10.3 Caractéristiques du triac
- 10.4 Circuits et dispositifs de déclenchement des triacs
- 10.5 Modes d'utilisation des triacs
- 10.6 Applications des triacs

OBJECTIFS

Expliquer le principe de fonctionnement du triac et ses différents modes d'amorçage.

Identifier les diverses caractéristiques des triacs et choisir celles qui conviennent aux applications voulues.

Analyser les différents circuits d'amorçage des triacs et en calculer les principaux composants.

Expliquer le phénomène d'hystérésis dans les variateurs de lumière et les moyens de le limiter.

Identifier les méthodes de protection contre les parasites radios et les variations dv/dt à la commutation.

Déterminer les valeurs des tensions, des courants et des puissances contrôlées en fonction de l'angle d'amorçage des triacs.

Énumérer les principaux domaines d'application des triacs et analyser le fonctionnement des montages typiques qui utilisent des triacs.

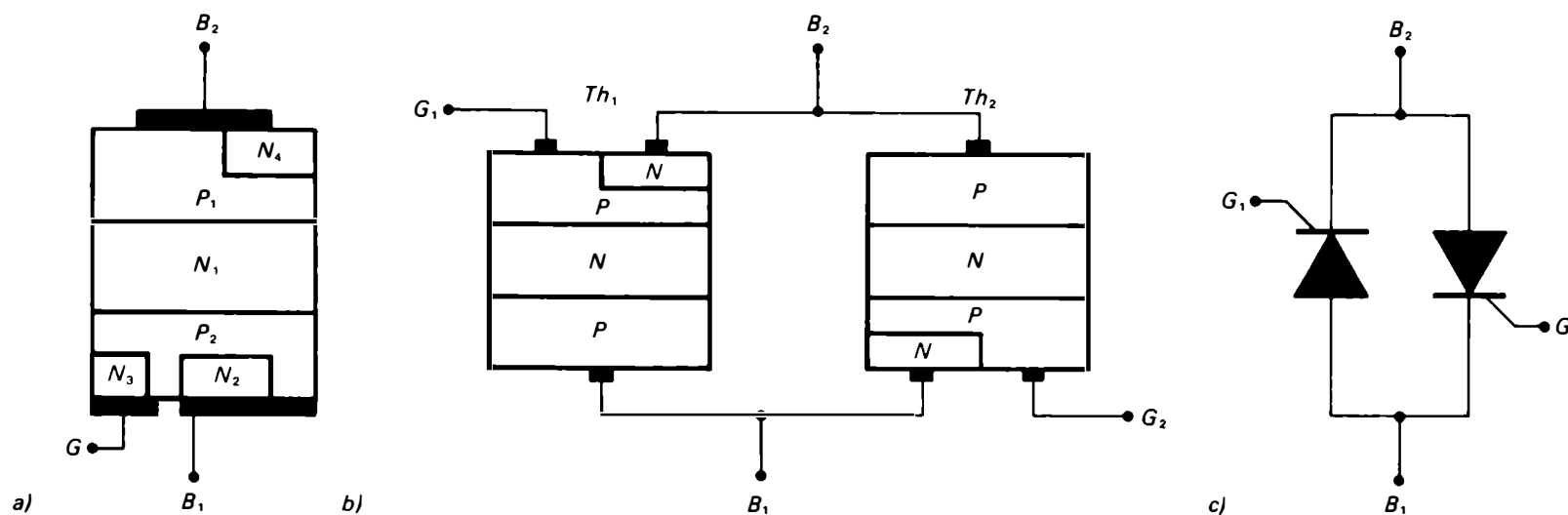


Figure 10.1 a) Structure du triac; b) et c) équivalent constitué des deux thyristors montés en parallèle-inverse.

10.1 STRUCTURE DU TRIAC

Le triac, terme formé à partir du mot triode et de l'abréviation a.c. (*Alternative Current*), est un élément semi-conducteur bidirectionnel de la famille des thyristors. Il est composé de deux régions de type *P* dopées et de quatre régions de type *N* dopées; il compte trois électrodes de sortie: une électrode de commande, la *gâchette*, et deux bornes principales (Figure 10.1.a). Le triac, appelé aussi *alternistor*, est l'équivalent de deux thyristors associés en parallèle-inverse et diffusés sur le même cristal (Figures 10.1.b et 10.1.c). Le thyristor Th_1 correspond aux couches P_1 , N_1 , P_2 et N_2 , alors que le thyristor Th_2 correspond aux couches P_2 , N_1 , P_1 et N_4 . La gâchette de l'ensemble est formée par deux couches de types opposés: la couche N_3 et une portion de la couche P_2 .

Puisque le thyristor fonctionne dans les deux sens de conduction, ses deux bornes principales ne portent plus les noms d'anode ou de cathode. Celles-ci sont plutôt appelées *borne directe*, ou *borne positive*, B_2 et *borne inverse*, ou *borne négative*, B_1 (en anglais, *Main Terminal MT₂* et *MT₁*). Ces deux bornes ne sont pas identiques et interchan-

geables. La borne B_1 , qui représente le point commun de référence des tensions, est située à la même extrémité que la gâchette (Figure 10.2.a).

Le procédé par diffusion est utilisé pour la fabrication des triacs. Le point de départ est une pastille de silicium dopée à l'aide d'impuretés de type *N*. Une diffusion profonde sur chaque face permet d'obtenir ensuite les couches des types P_1 et P_2 . À l'aide de masques de dioxyde de silicium, trois diffusions sélectives d'une impureté de type *N* créent les zones N_1 , N_2 et N_4 . Enfin, la sortie B_2 (reliée aux régions P_1 et N_4), la sortie B_1 (reliée aux régions P_2 et N_2) et la gâchette G (reliée à la fois aux régions P_2 et N_3) sont métallisées (Figure 10.3).

10.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le triac est un élément bidirectionnel, c'est-à-dire qu'il peut être traversé par un courant circulant dans les deux sens, après avoir été correctement amorcé. Le triac est à l'état bloqué dans les deux sens lorsqu'aucun signal n'est appliqué à la gâchette, soit lorsque I_G est égal à 0. Comme il n'existe qu'une électrode de commande, le déclenche-

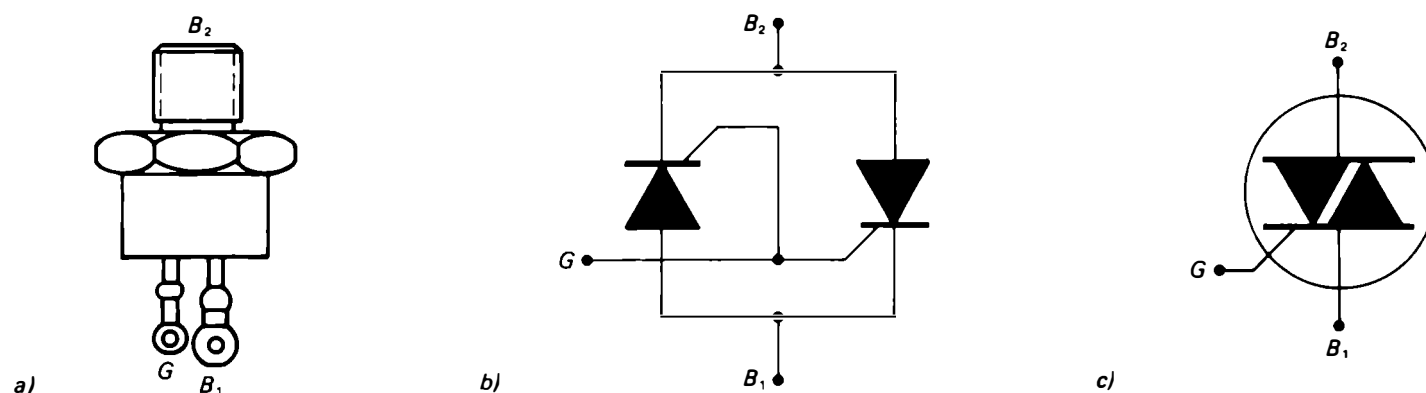


Figure 10.2 Triac: a) construction; b) circuit équivalent; c) représentation symbolique.

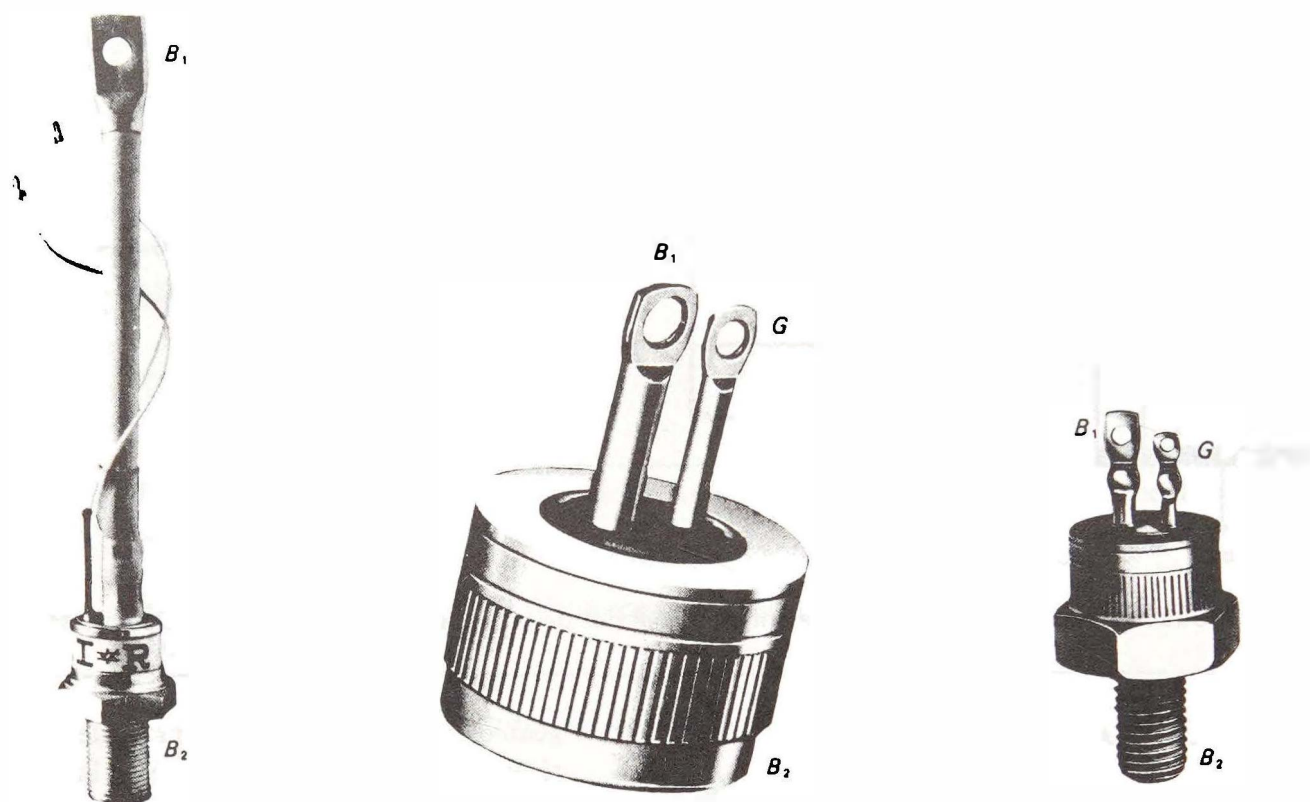


Photo 10.1 Triac.

ment est effectué par des impulsions de gâchette positives et négatives à faible énergie dans le quadrant I (B_2 étant positif par rapport à B_1) ou le quadrant II (B_1 étant positif par rapport à B_2).

10.2.1 Modes d'amorçage du triac

Les quatre modes de déclenchement possibles du triac sont énumérés au tableau 10.1 et illustrés aux figures 10.4.b et 10.4.c.

Dans un triac, la structure interne comprend plus d'éléments que celle du thyristor, le courant principal circule dans les deux sens (de B_2 vers B_1 et de B_1 vers B_2) et

l'amorçage s'effectue depuis seulement deux électrodes (G et B_1). Le processus de déclenchement est donc assez complexe.

Afin de faciliter la compréhension des phénomènes physiques se produisant à l'intérieur du triac, voici un rappel de quelques définitions.

- Un *courant d'électrons* porteurs de charges négatives se déplace du pôle négatif vers le pôle positif. Dans un matériau de type N , les électrons excédentaires, c'est-à-dire les *électrons libres*, sont les porteurs majoritaires alors que les trous sont les porteurs minoritaires. Un semi-conducteur de type N est dopé avec des atomes ayant cinq électrons, soit un de plus que le réseau du cristal de silicium pur.

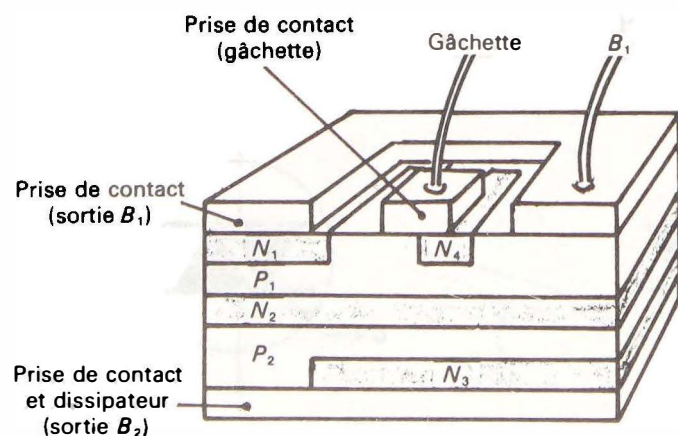


Figure 10.3 Procédé de fabrication d'un triac par diffusion.

Mode	Quadrant	Polarité de B_2 par rapport à B_1	Polarité de G par rapport à B_1
I+	I	Positive	Positive
I-	I	Positive	Négative
III+	III	Négative	Positive
III-	III	Négative	Négative

Tableau 10.1 Différents modes d'amorçage du triac.

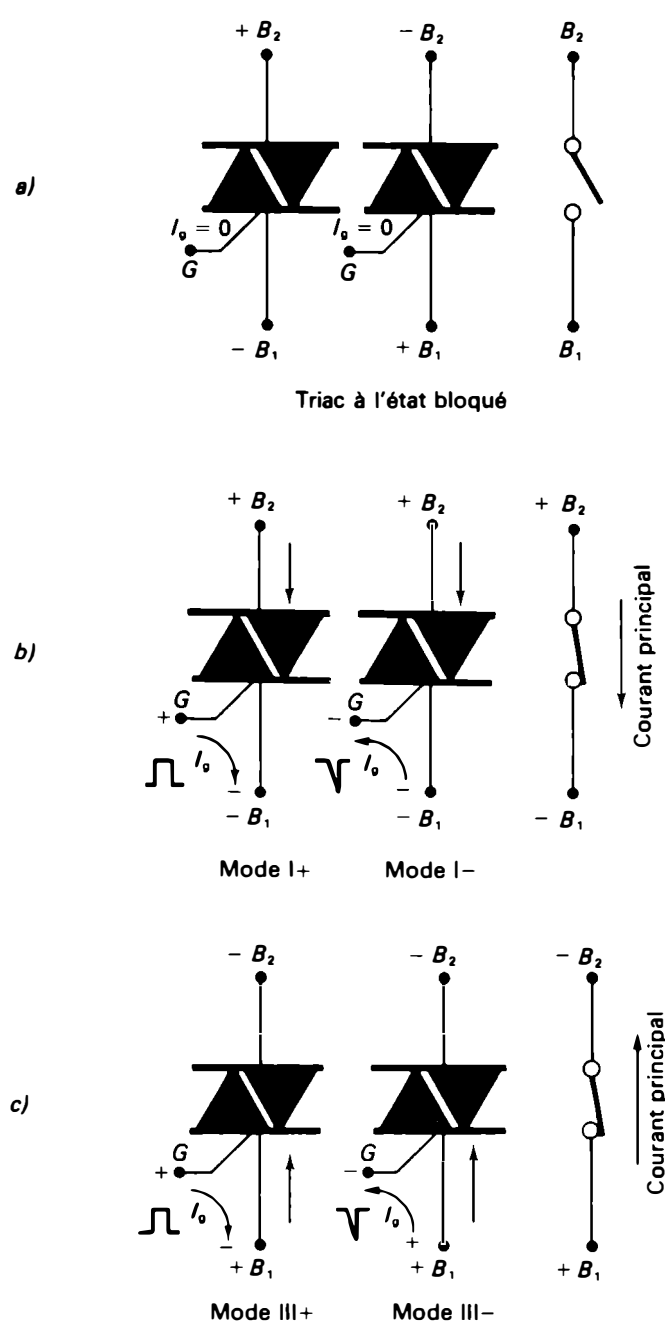


Figure 10.4 Fonctionnement du triac: a) triac à l'état bloqué lorsque I_G est égal à 0; b) amorçages dans le premier quadrant (modes I+ et I-); c) amorçages dans le troisième quadrant (modes III+ et III-).

- Un *courant de trous* porteurs de charges positives (correspondant à un manque d'électrons) permet la circulation d'un courant électrique dans le sens conventionnel (du pôle positif vers le pôle négatif). Dans un matériau de type P , les trous excédentaires libres (correspondant aux électrons manquants) sont les porteurs majoritaires alors que les électrons sont les porteurs minoritaires. Un semi-conducteur de type P est dopé avec des atomes ayant trois électrons, soit un de moins que le réseau du cristal de silicium pur.
- L'*équilibre électrique* d'un milieu est maintenu lorsque le courant de trous est égal au courant d'électrons; ces deux courants circulent en sens opposés.

- Il y a un *courant de conduction* lorsque le nombre des porteurs libres (représenté par la *conductivité du matériau*) permet la circulation d'un courant électrique sous l'influence d'un champ extérieur. Ce phénomène est dû aux porteurs majoritaires du matériau.
- Il y a un *courant de diffusion* lorsqu'un gradient de concentration de porteurs (variation de la concentration des porteurs) apparaît dans un matériau. Dans ce cas, les porteurs (trous ou électrons) ont tendance à se déplacer de la région la plus dopée vers la région où la concentration est plus faible. Ainsi, lorsqu'on injecte, dans un matériau de type P , un grand nombre d'électrons (porteurs minoritaires), ces derniers auront tendance à se déplacer par rapport au point d'injection.

Mode d'amorçage I+

Dans le mode d'amorçage I+, la borne B_2 est positive par rapport à la borne B_1 et une impulsion positive est appliquée à la gâchette G . Le triac fonctionne dans le premier quadrant et s'amorce comme un thyristor normal. La couche P_2 sert de gâchette et, lorsque le seuil de conduction de la jonction gâchette-cathode est atteint, le courant d'amorçage commence à circuler entre les couches P_2 et N_2 . La région de cathode (N_2) injecte, dans la couche P_2 , des électrons qui se diffuseront à travers celle-ci, ce qui provoquera le déclenchement du thyristor entre les couches P_1 et N_2 . Dans le premier quadrant, le triac se comporte donc comme le thyristor $P_1N_1P_2N_2$ (Figure 10.5.a).

Mode d'amorçage I-

Dans le mode d'amorçage I-, la borne B_2 est toujours positive par rapport à la borne B_1 , mais l'impulsion appliquée à la gâchette est négative. Le courant de déclenchement circule de la région P_2 vers la région N_3 et amorce le thyristor auxiliaire constitué des couches P_1, N_1, P_2 et N_3 . À cause de la structure du triac, le courant principal de $P_1N_1P_2N_3$ polarise les bases P_2N_1 et le thyristor principal $P_1N_1P_2N_2$ s'amorce à son tour, ce qui provoque le blocage du thyristor auxiliaire $P_1N_1P_2N_3$, sauf si le courant de gâchette est maintenu (Figure 10.5.b).

Mode d'amorçage III-

Dans le mode d'amorçage III-, la borne B_1 est positive par rapport à la borne B_2 et une impulsion négative est appliquée à la gâchette. Le triac fonctionne alors dans le troisième quadrant. La couche P_2 est l'anode, la couche N_1 correspond à la couche de blocage, la couche P_1 est la couche de commande et la couche N_3 est la cathode. Dans ce mode,

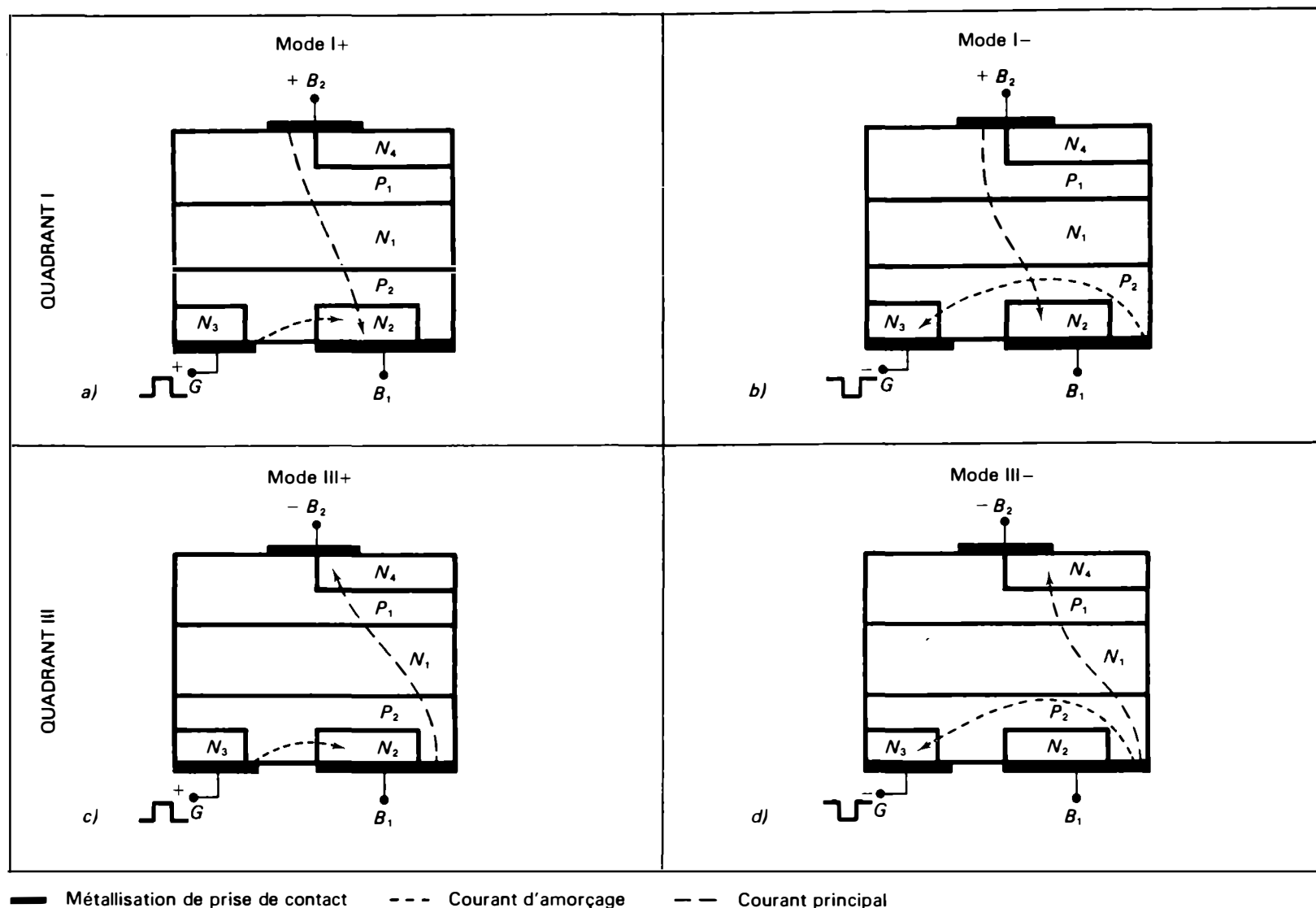


Figure 10.5 Sens du courant principal et du courant d'amorçage dans un triac pour les quatre modes d'amorçage.

le processus d'amorçage n'est pas comparable à celui d'un thyristor ordinaire, puisque la connexion de gâchette est séparée de la couche de commande P_1 par la couche N_1 . Le courant d'amorçage circule de la région P_2 vers la connexion de gâchette à travers la jonction P_2N_3 . La gâchette injecte des électrons qui se diffuseront vers la région N_1 à travers la région P_2 , ce qui permet à la jonction P_2N_1 de laisser passer le courant. Les trous (charges positives) injectés par P_2 se diffuseront vers la région P_1 à travers la région N_1 . Lorsque le seuil de conduction de la jonction P_1N_4 sera atteint, cette dernière laissera passer le courant. Or, cette jonction correspond à la gâchette du thyristor principal $P_2N_1P_1N_4$ qui s'amorcera alors (Figure 10.5.d).

Mode d'amorçage III+

Dans le mode d'amorçage III+, le triac fonctionne également dans le troisième quadrant. La borne B_1 est positive par rapport à la borne B_2 et le signal de gâchette est positif par rapport à la borne B_1 . Pendant l'application de l'impulsion d'amorçage, le potentiel de la gâchette étant

positif, la couche N_3 reste inactive. Le courant d'amorçage circule alors de la région P_2 vers la région N_2 . Le processus d'amorçage est comparable à celui du mode d'amorçage III-; la couche N_2 joue maintenant le rôle que tenait précédemment la couche N_3 . Cependant, puisque la zone $P_2N_1P_1N_4$ susceptible de s'amorcer est physiquement assez éloignée, la sensibilité de ce mode d'amorçage est faible (Figure 10.5.c).

En résumé, parmi les quatre modes d'amorçage:

- le mode I+ est le plus sensible;
- les modes I- et III- présentent une sensibilité un peu plus faible et requièrent des courants de gâchette plus élevés; ils sont cependant parfaitement utilisables;
- le mode III+ est le moins sensible et le plus lent; il devra donc être évité.

Les diverses possibilités d'amorçage d'un triac, pour les deux alternances, sont résumées au tableau 10.2.

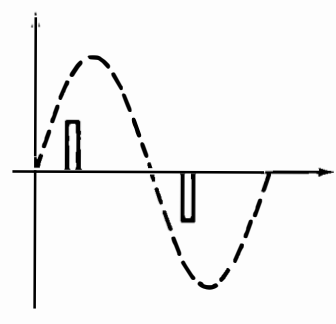
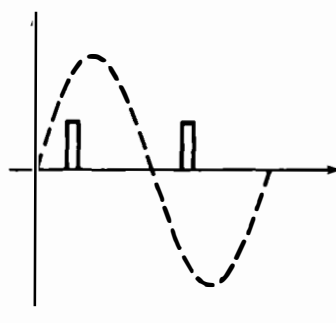
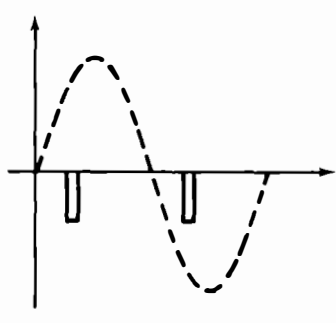
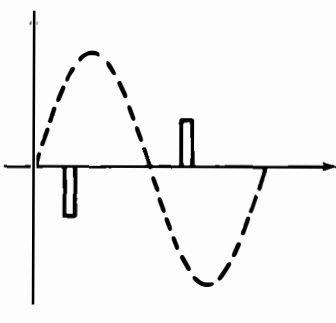
Modes d'amorçage	Sens du courant d'amorçage et du courant principal	Utilisation	Impulsions d'amorçage
Modes I+ et III-	Le sens du courant d'amorçage est identique à celui du courant principal	Déclencheurs économiques	
Modes I+ et III+	Le signal de déclenchement est unidirectionnel et positif par rapport à la borne B_1	Peu recommandée	
Modes I- et III-	Le signal de déclenchement est unidirectionnel et négatif par rapport à la borne B_1	Déclencheurs industriels Systèmes asservis	
Modes I- et III+	Le sens du courant d'amorçage est opposé à celui du courant principal	Déconseillée; elle doit être évitée	

Tableau 10.2 Possibilités d'amorçage d'un triac.

10.3 CARACTÉRISTIQUES DU TRIAC

Les définitions des caractéristiques, les abréviations et les symboles utilisés pour les thyristors (paragraphe 8.4.5) sont, pour la plupart, applicables aux triacs. Comme pour les thyristors, les fabricants fournissent des fiches techniques indiquant les valeurs limites absolues d'utilisation, les caractéristiques électriques et les courbes d'utilisation pour chaque type de triac.

10.3.1 Caractéristique courant-tension

La caractéristique typique courant-tension du triac, représentée à la figure 10.6, est symétrique. Le premier quadrant, où la borne B_2 est positive par rapport à la borne B_1 , correspond au fonctionnement du thyristor $P_1N_1P_2N_2$. Le troisième quadrant, où la borne B_2 est négative par rapport à la borne B_1 , correspond au fonctionnement du thyristor $P_2N_1P_1N_1$ disposé en parallèle-inverse avec le thyristor

précédent. On définit, comme dans le cas du thyristor, une *tension critique de claquage* dans les deux sens pour un courant de gâchette I_G nul. Cette tension, appelée aussi *tension de retournement* V_{BO} , doit être supérieure à la valeur maximale de la tension alternative d'alimentation appliquée entre les bornes B_2 et B_1 , pour que le triac puisse rester à l'état bloqué dans les deux sens et qu'il puisse garder son effet de contrôle par la gâchette.

Cependant, le triac est en fait autoprotégé contre les surtensions accidentelles directes ou inverses. En effet, lorsque la tension de retournement V_{BO} est atteinte, celui-ci s'amorce automatiquement dans les deux sens et laisse alors passer le courant jusqu'à la fin de l'alternance pendant laquelle s'est produite la surtension accidentelle. Cette caractéristique rend l'utilisation des triacs plus sûre que celle des thyristors dans de nombreuses applications. La tension aux bornes du triac en conduction (V_T) est de l'ordre de 1 V à 2 V. Les définitions des courants de maintien (I_H) et d'accrochage (I_L) sont identiques à celles déjà données pour les thyristors; il est cependant nécessaire d'en donner la valeur pour chaque quadrant d'amorçage.

10.3.2 Caractéristiques dynamiques

Les définitions des caractéristiques dynamiques des thyristors (paragraphe 8.4.2) sont aussi valables pour les triacs.

Vitesse de croissance du courant principal, di/dt

Comme dans le cas des thyristors, il faut veiller à ne pas atteindre la valeur limite indiquée par les fabricants, sinon la surchauffe locale de la jonction peut entraîner la destruction du dispositif. La valeur limite de di/dt est de l'ordre de 100 A/ μ s.

Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué, dv/dt

Le triac peut supporter d'importants dv/dt à l'état bloqué dans les deux sens; ceux-ci peuvent atteindre des valeurs de l'ordre de 200 V/ μ s à 300 V/ μ s. En fonctionnement normal, il est rare que les dv/dt atteignent la valeur critique spécifiée; cependant, aux moments de la mise sous tension et de la fermeture du circuit, d'importants dv/dt peuvent être appliqués et le triac risque d'être déclenché.

Vitesse de croissance de la tension à la commutation, $dv/dt_{(c)}$

La vitesse de croissance de la tension à la commutation, $dv/dt_{(c)}$, à ne pas confondre avec la vitesse critique de croissance à l'état bloqué, dv/dt , est spécifique au triac et bien inférieure à celle-ci. Elle est de l'ordre de 2 V/ μ s à

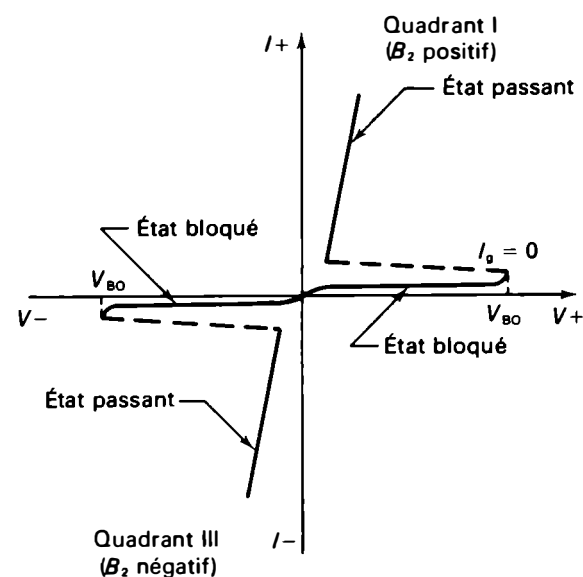


Figure 10.6 Caractéristique courant-tension d'un triac.

20 V/ μ s. Lorsque la charge est inductive, le courant est déphasé par rapport à la tension. La forme des signaux appliqués est illustrée à la figure 10.7. Lorsque le triac cesse de conduire le courant, il doit supporter une variation de tension correspondant à la différence entre la tension à l'état bloqué, V_T , et la tension d'alimentation à cet instant. La vitesse de croissance de la tension $dv/dt_{(c)}$ peut devenir excessive et provoquer l'amorçage intempestif du triac immédiatement après la coupure du courant principal, sans attendre l'impulsion de gâchette.

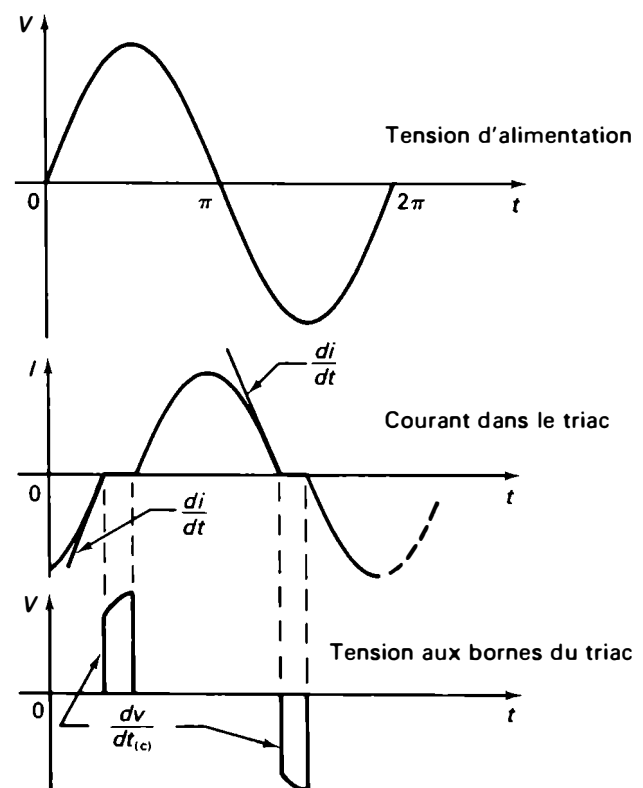


Figure 10.7 Courant et tension aux bornes d'un triac fonctionnant avec une charge inductive.

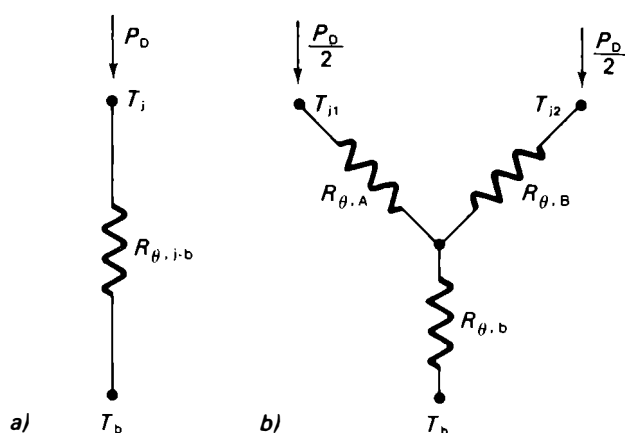


Figure 10.8 Résistances thermiques jonction-boîtier du triac: a) selon les normes JEDEC; b) selon le modèle GE.

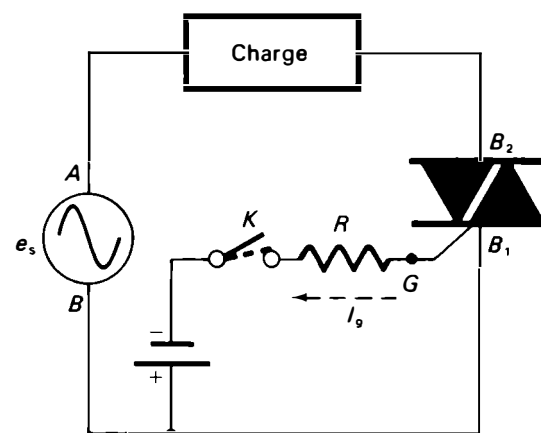


Figure 10.9 Amorçage d'un triac par courant continu.

Temps d'amorçage par la gâchette, t_{gt}

Le temps d'amorçage par la gâchette, t_{gt} , peut être exprimé soit en valeur typique soit en valeur maximale. Il varie selon les modes d'amorçage et peut atteindre dans le mode III+, qui est le plus lent, jusqu'à quatre fois la valeur atteinte dans le mode I+.

10.3.3 Caractéristiques de gâchette

Le triac peut donc être amorcé par un courant (ou par une impulsion) de gâchette positif ou négatif. La sensibilité varie selon les quadrants et les fabricants indiquent les valeurs du courant de gâchette pour chaque mode d'amorçage.

10.3.4 Caractéristiques thermiques

La définition et les relations mathématiques portant sur la résistance thermique des thyristors (paragraphe 8.4.4) s'appliquent également aux triacs. La résistance thermique jonction-boîtier du triac correspond à l'élévation de température de la jonction par rapport à la température du boîtier. Cette élévation de température est produite par le passage d'un courant continu unidirectionnel; elle est représentée à la figure 10.8.a. Comme pour le thyristor, nous pouvons écrire:

$$R_{\theta, j-b} \text{ (}^\circ\text{C/W)} = \frac{T_j - T_b}{P_D} \quad (10.1)$$

Cependant, comme le triac fonctionne en courant alternatif, certains fabricants ont introduit la notion de résistance thermique « effective ». Celle-ci est représentée par le modèle en Y de la figure 10.8.b. Chacune des deux branches ($R_{\theta, A}$ et $R_{\theta, B}$) représente la résistance thermique d'une moitié de l'élément de silicium et la branche commune ($R_{\theta, b}$) correspond à la résistance thermique du boîtier.

10.4 CIRCUITS ET DISPOSITIFS DE DÉCLENCHEMENT DES TRIACS

Du fait que le triac peut être déclenché, dans les quadrants I et III, par des courants de gâchette positifs et négatifs, il existe de nombreux circuits d'amorçage. Le déclenchement d'un triac peut être obtenu par un courant continu, par un courant alternatif, par un courant alternatif redressé ou par des impulsions produites par des éléments déclencheurs à seuil de tension tels que le diac, la diode asymétrique, la lampe au néon, le commutateur bilatéral (SBS), la diode Shockley, le transistor unijonction, etc. (voir le chapitre 9).

10.4.1 Amorçage par courant continu

Dans le montage de principe de la figure 10.9, une tension continue négative est appliquée à la gâchette par l'intermédiaire d'une résistance R et d'un interrupteur K . Lorsque K est ouvert, le triac est à l'état bloqué. Lorsque K est fermé, un courant de gâchette négatif circulant de B_1 vers G provoque l'amorçage du triac. Il s'agit des modes de déclenchement I- et III- (voir le tableau 10.2).

L'interrupteur K peut être remplacé par un transistor T_1 (Figure 10.10) pouvant être contrôlé soit par une ther-

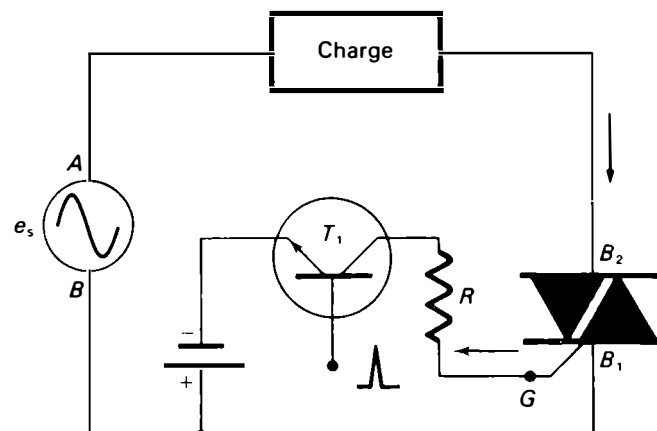


Figure 10.10 Amorçage d'un triac par circuit à transistor.

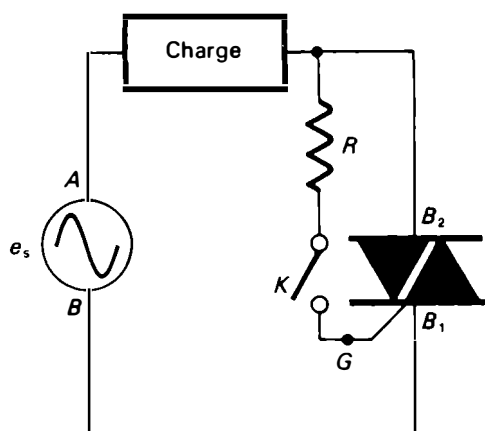


Figure 10.11 Amorçage d'un triac par courant alternatif.

mistance, soit par une cellule photo-électrique, soit par un signal électrique.

10.4.2 Amorçage par courant alternatif

Montage à résistance

Le montage à résistance le plus simple est représenté à la figure 10.11. Lorsque K est ouvert, le triac est à l'état bloqué. Lorsque K est fermé au début de chaque alternance, la tension d'alimentation s'élève assez rapidement pour permettre le passage d'un courant de gâchette suffisant pour amorcer le triac. Lorsque le triac laisse passer le courant, la tension entre B_2 et B_1 est de l'ordre du volt, ce qui a pour effet de supprimer le courant de gâchette devenu inutile. Le triac, une fois amorcé, reste en conduction jusqu'à la fin de l'alternance en cours. À ce moment, la tension d'alimentation devient nulle et le triac passe à l'état bloqué. Le même processus se produit lors de l'alternance suivante. Tant que K reste fermé, le triac s'amorce à chaque alternance. Les modes de déclenchement sont les modes

I+ et III- (voir le tableau 10.2); ceux-ci correspondent au maximum de sensibilité du triac.

Ce montage présente cependant l'inconvénient qu'un courant maximal de gâchette est appliqué lorsqu'il est mis sous tension au moment d'une crête de la tension d'alimentation. À cet instant, nous avons:

$$I_G = \frac{E_{s,\max}}{R} \quad (10.2)$$

Montage à circuit déphaseur RC

Dans le montage à circuit déphaseur de la figure 10.12.a, le condensateur C se charge à travers la résistance fixe de protection $R_{\text{prot.}}$ et la résistance variable R_v durant chaque alternance. Durant l'alternance positive (la borne A étant positive par rapport à la borne B), le condensateur se charge (l'armature supérieure étant positive). Lorsque la tension V_C aux bornes de C atteint la valeur nécessaire pour fournir, à travers R_g , un courant de gâchette, I_{gt} , suffisant, le triac s'amorce et le courant principal circule de B_2 vers B_1 .

Durant l'alternance négative (la borne B étant positive par rapport à la borne A), le condensateur C se charge (l'armature supérieure étant négative). Lorsque la tension aux bornes de C atteint la valeur suffisante, un courant de gâchette circule en sens inverse à travers R_g et amorce le triac; alors, le courant principal circule de B_1 vers B_2 . Le potentiomètre R_v permet de régler la constante de temps RC et l'angle d'amorçage du triac. Lorsque R_v a une faible valeur, C se charge rapidement, le triac s'amorce en début d'alternance et le courant principal est important. Lorsque R_v a une forte valeur, C se charge lentement, le triac s'amorce en fin d'alternance et le courant principal est faible. Dans le cas du montage à simple constante de temps illustré à la figure 10.12.a, l'angle d'amorçage maximal ne dépasse guère 90° . Pour obtenir une plus grande variation

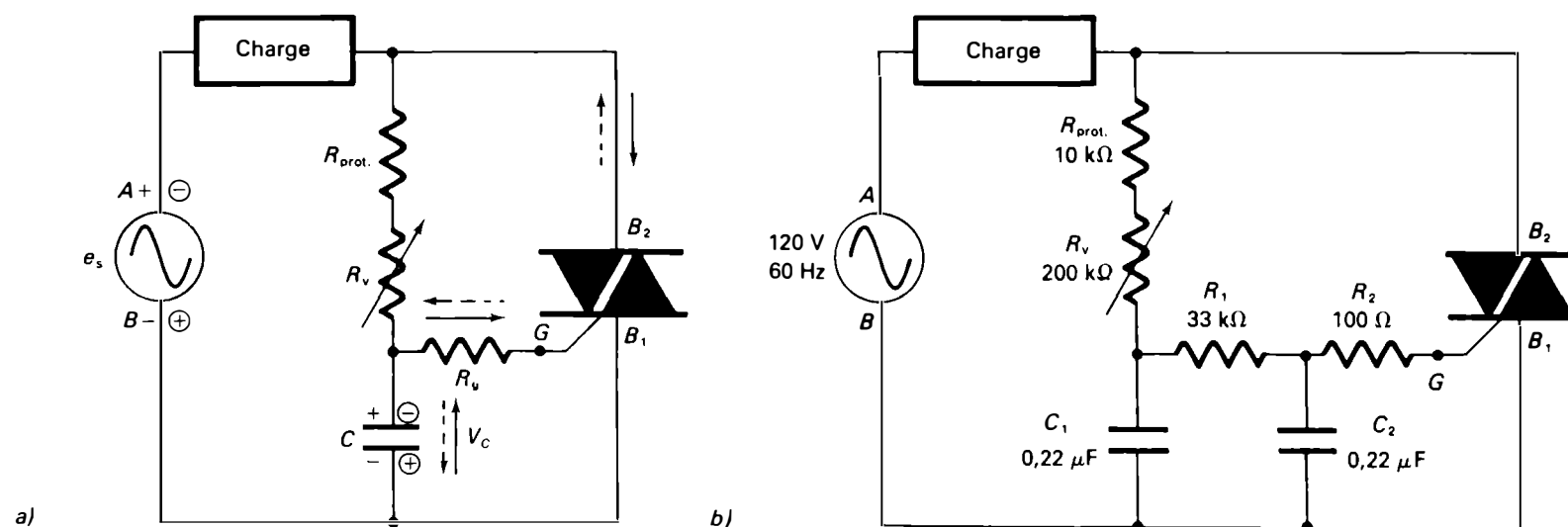


Figure 10.12 Amorçage d'un triac par circuit déphaseur RC: a) à simple constante de temps et b) à double constante de temps.

de l'angle d'amorçage, on utilise souvent un circuit d'amorçage à double constante de temps tel que celui représenté à la figure 10.12.b. Les valeurs des composants indiquées correspondent à l'utilisation d'un triac de moyenne puissance.

10.4.3 Amorçage par diac

Un circuit d'amorçage constitué par un circuit déphaseur RC et par une diode de déclenchement diac est illustré à la figure 10.13.a. C'est le montage le plus simple et le plus connu. Il est utilisé dans les variateurs (ou gradateurs) de lumière. Au départ, la tension entre la gâchette et la borne B_1 est nulle. Dès que la tension est appliquée, le condensateur C commence à se charger à travers la résistance fixe $R_{prot.}$ et le potentiomètre R_v . Lorsque la tension à ses bornes atteint la valeur de la tension de retournement du diac, positive ou négative, le diac laisse passer brusquement le courant, ce qui provoque la décharge partielle de C dans le circuit de gâchette du triac qui est alors amorcé. L'impulsion d'amorçage a la même polarité que la sinusoïde du secteur et les modes de déclenchement sont les modes I+ et III- (voir le tableau 10.2).

Lorsque la borne A du secteur est positive par rapport à la borne B durant l'alternance positive, des impulsions positives sont envoyées sur la gâchette, c'est-à-dire que le courant d'amorçage circule de G vers B_1 . Lorsque la borne B est positive par rapport à la borne A durant l'alternance négative, la gâchette reçoit une impulsion négative et le courant d'amorçage circule de B_1 vers G . Le temps de charge du condensateur C , qui détermine la valeur de l'angle d'amorçage, est contrôlé à l'aide du potentiomètre R_v . Si R_v est augmenté, le temps de charge de C augmentera également, la tension de retournement du diac sera atteinte après un délai plus long, le triac s'amorcera plus tard et son courant principal diminuera.

Dans ce montage fondamental, le contrôle de l'angle d'amorçage dépend des variations de phase et de niveau de la tension appliquée au diac. Cependant, l'angle d'amorçage ne peut pas varier de 0° à 180° par alternance; il ne peut devenir nul et ne dépasse guère, en pratique, 90° à 100° . Cela dépend d'une part, du délai (ϕ_1) causé par le déphasage arrière de la tension V_C aux bornes du condensateur par rapport à la tension de la source, V_{source} , appliquée aux bornes du triac et, d'autre part, du délai supplémentaire (ϕ_2) provenant du temps de charge du condensateur C .

L'angle d'amorçage du triac (Figure 10.13.b) est:

$$\alpha = \phi_1 + \phi_2 \quad (10.3)$$

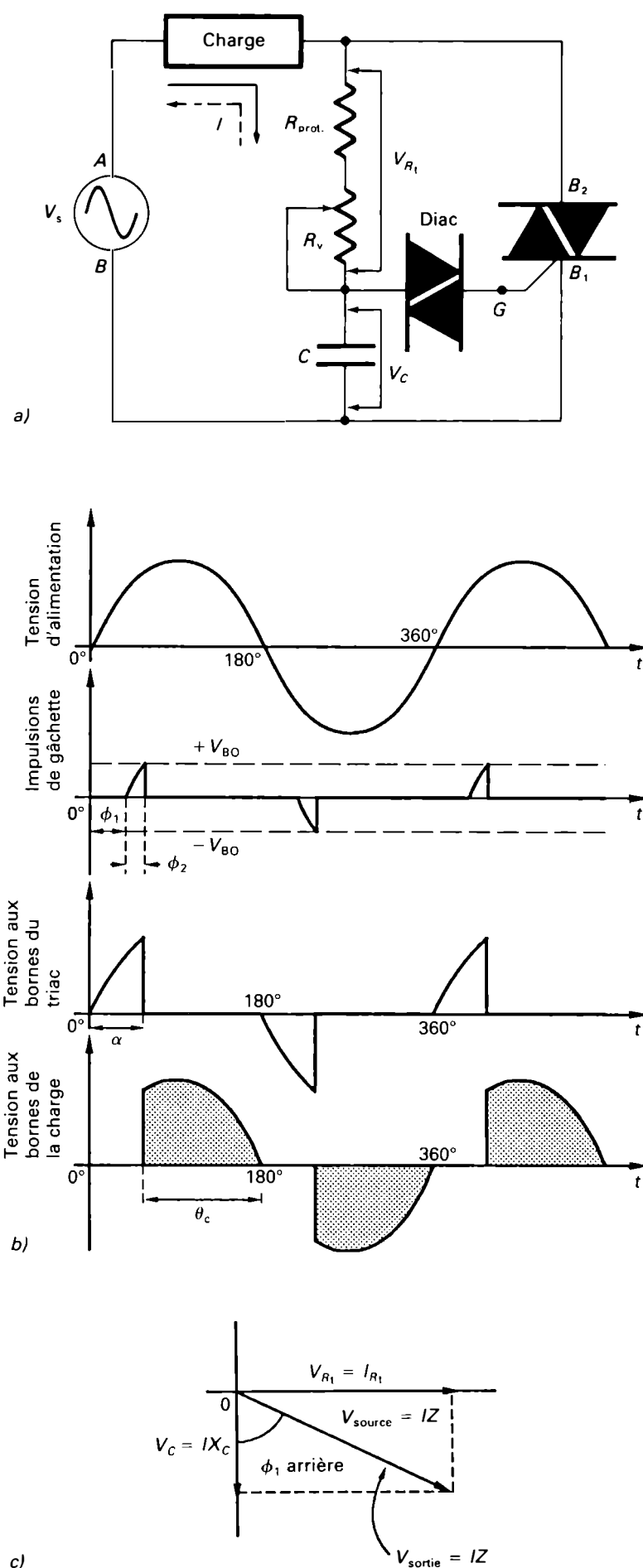


Figure 10.13 Amorceur d'un triac par diac: a) schéma de principe; b) formes d'onde des tensions; c) diagramme vectoriel des tensions.

L'angle ϕ_1 correspond au déphasage arrière de la tension V_C par rapport à la tension V_{source} , comme l'illustre le diagramme vectoriel (Figure 10.13.c). Ainsi, nous avons:

$$\phi_1 = \arctan\left(\frac{IR_t}{IX_C}\right) = \arctan\left(\frac{R_t}{X_C}\right) \quad (10.4)$$

où:

$$R_t = R_v + R_{prot.}$$

et:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

L'angle ϕ_2 correspond au temps de charge nécessaire pour que la tension V_C aux bornes du condensateur atteigne la valeur de la tension de retournement V_{BO} du diac:

$$\phi_2 = \arcsin\left(\frac{V_C}{V_{source, max}}\right) \quad (10.5)$$

où:

$$V_C = V_{BO}$$

$$V_{source, max} = \sqrt{2}V_{source, eff}$$

Au moment de l'amorçage du triac, par déclenchement du diac, l'amplitude du courant I qui circule dans le circuit R_tC est:

$$I = \frac{V_{R_t}}{R_t} = \frac{V_C}{X_C} \quad (10.6)$$

de sorte que:

$$R_t \approx \frac{V_{R_t}X_C}{V_C} \quad (R_c \text{ est négligeable})$$

Pour un angle maximal d'amorçage α de 90° , nous avons:

$$V_{R_t} = \sqrt{V_{source, max}^2 - V_C^2} \quad (10.7)$$

et:

$$V_C = V_{BO}$$

Finalement:

$$R_v = R_t - R_{prot.}$$

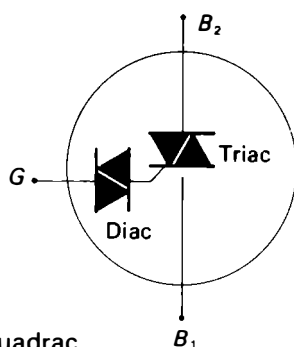


Figure 10.14 Quadrac.

Remarque: Comme le diac est fréquemment utilisé pour amorcer le triac, les fabricants ont associés ces deux composants dans le même boîtier: c'est le *quadrac* (Figure 10.14). Citons, à titre d'exemple, les quadracs construits par la firme RCA: N° 40431 ($I_{T(RMS)}$ de 6 A et V_{DRM} de 200 V); N° 40432 ($I_{T(RMS)}$ de 6 A et V_{DRM} de 400 V).

Exemple 10.1

Les composantes du circuit illustré à la figure 10.13.a sont: $R_{prot.}$ de 3,3 k Ω ; C de 0,1 μ F; diac ST2 (V_{BO} de 32 V); $R_c = 10 \Omega$. La tension d'alimentation est de 120 V et 60 Hz. Calculez:

- le temps de retard à l'amorçage et l'angle de conduction du triac lorsque le potentiomètre R_v est réglé à 10 k Ω ;
- la valeur du potentiomètre requise pour obtenir un contrôle de l'angle d'amorçage entre 0° et 90° .

Solution

a) Temps de retard à l'amorçage

L'angle d'amorçage est:

$$\alpha = \phi_1 + \phi_2$$

avec:

$$\phi_1 = \arctan\left(\frac{R_t}{X_C}\right)$$

$$\text{où: } R_t = R_v + R_{prot.} = 10 \times 10^3 + 3,3 \times 10^3$$

$$R_t = 13,3 \text{ k}\Omega$$

Il est à noter que la résistance de charge R_c (10 Ω) est négligeable par rapport à R_t (13,3 k Ω).

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 60 \times 0,1 \times 10^{-6}}$$

$$X_C = 26\,525 \Omega$$

Ainsi:

$$\phi_1 = \arctan\left(\frac{13\,300}{26\,525}\right)$$

$$\phi_1 = 26,6^\circ$$

Nous avons:

$$\phi_2 = \arcsin\left(\frac{V_C}{V_{sortie, max}}\right) = \arcsin\left(\frac{32}{\sqrt{2} \times 120}\right)$$

$$\phi_2 = 10,9^\circ$$

Alors:

$$\alpha = 26,6^\circ + 10,9^\circ = 37,5^\circ$$

Le temps de retard à l'amorçage (t_d) est donc:

$$t_d = \frac{(1/60) \times 37,5^\circ}{360^\circ} = 1,73 \text{ ms}$$

Angle de conduction

L'angle de conduction pour chaque alternance est:

$$\theta = 180^\circ - \alpha$$

$$\theta = 180^\circ - 37,5^\circ = 142,5^\circ$$

b) Potentiomètre R_v pour $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

Nous avons:

$$R_t \approx \frac{V_{R_t} X_C}{V_C} \quad (R_c \text{ est négligeable})$$

avec:

$$V_{R_t} = \sqrt{V_{\text{sortie, max}}^2 - V_C^2} = \sqrt{(\sqrt{2} \times 120)^2 - 32^2}$$

$$V_{R_t} = 166,6 \text{ V}$$

Alors:

$$R_t = \frac{166,6 \times 26\,525}{32} = 138\,100 \, \Omega$$

$$R_v = R_t - R_{\text{prot.}}$$

$$R_v = 138\,100 - 3\,300 = 134\,800 \, \Omega$$

Nous pouvons donc utiliser un potentiomètre de 200 k Ω .

Phénomène d'hystérésis

Le montage fondamental de la figure 10.13 présente un inconvénient: l'impossibilité d'obtenir une augmentation progressive de la puissance dans la charge. De plus, à puissance égale, le réglage du potentiomètre R_v est différent selon que l'on désire un accroissement ou une réduction de la puissance fournie à la charge. En effet, lorsque la valeur de R_v est diminuée progressivement à partir d'une puissance nulle dans la charge, l'angle de conduction prend immédiatement une valeur importante (Figure 10.15.b). La puissance appliquée à la charge augmente brusquement alors qu'elle devrait se maintenir à une faible valeur. Ce phénomène est causé par la charge résiduelle dans le condensateur C après le déclenchement du triac. Pour bien le comprendre, examinons les formes d'onde illustrées à la figure 10.15.a. La première impulsion d'amorçage est obtenue lorsque la tension V_C aux bornes du condensateur atteint la valeur $+V_{BO}$ de déclenchement du diac à la fin de l'alternance positive (point M). La brusque décharge partielle du condensateur permet à la charge suivante, lors de l'alternance négative, de commencer à un niveau différent, car le condensateur possède, au départ, une certaine charge résiduelle qui s'ajoute à la charge inverseuse. La tension V_C atteindra donc plus rapidement la valeur de déclenchement $-V_{BO}$ et la deuxième impulsion sera obtenue plus tôt au cours de l'alternance négative (point N). Normalement, cette deuxième impulsion aurait dû se produire en fin d'alternance (point O). La différence de position entre le point d'amorçage désiré O et le point d'amorçage réel N constitue le *phénomène d'hystérésis*. Ainsi, le simple montage de la figure 10.13 ne permet pas une mise en route progressive; pour l'obtenir, il faudrait que la charge de départ du condensateur C soit constante pour chaque alternance. Par contre, une fois que le triac est amorcé, l'augmentation de R_v permet de réduire progressivement l'intensité dans la charge jusqu'à l'arrêt total.

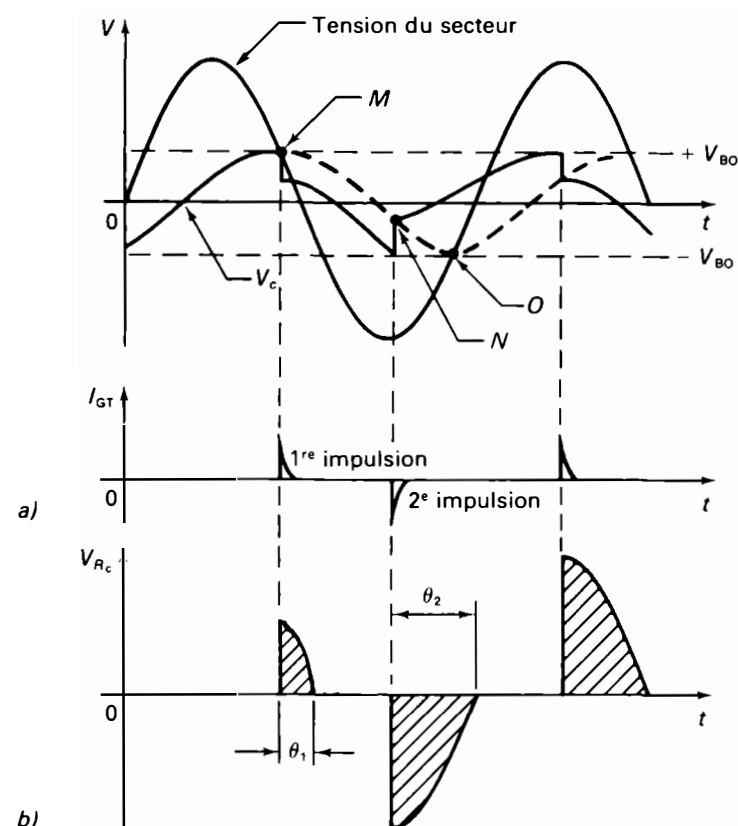


Figure 10.15 a) Formes d'onde des tensions pour un déclenchement par triac; b) puissance appliquée à la charge.

Il existe plusieurs méthodes pour réduire l'hystérésis, telles que l'utilisation d'un double circuit déphaseur ou le déclenchement par diode asymétrique.

Montage à double circuit déphaseur

Le montage à double circuit déphaseur, appelé aussi *montage à double constante de temps*, est illustré à la figure 10.16.a. Lorsque la valeur du potentiomètre R_v est suffisamment faible, le diac se déclenche et seul le condensateur principal C se décharge partiellement pour fournir l'impulsion d'amorçage. La tension aux bornes de C_1 est alors supérieure à celle aux bornes de C . Le condensateur C_1 rechargera donc partiellement C , à travers R , après chaque déclenchement et lui fournira un appoint de tension permettant de réduire l'écart entre les points d'amorçage réel et théorique à environ 30° (Figure 10.16.b). Ce montage est souvent utilisé dans les variateurs de lumière.

10.4.4 Amorçage par diode asymétrique

Pour réduire le phénomène d'hystérésis jusqu'à le rendre négligeable, on peut utiliser une diode asymétrique ST4 de GE (voir le paragraphe 9.8) comme élément déclencheur (Figure 10.17). La différence de tension de retournement selon la polarisation de la diode asymétrique compense pour la différence de niveau de charge du condensateur.

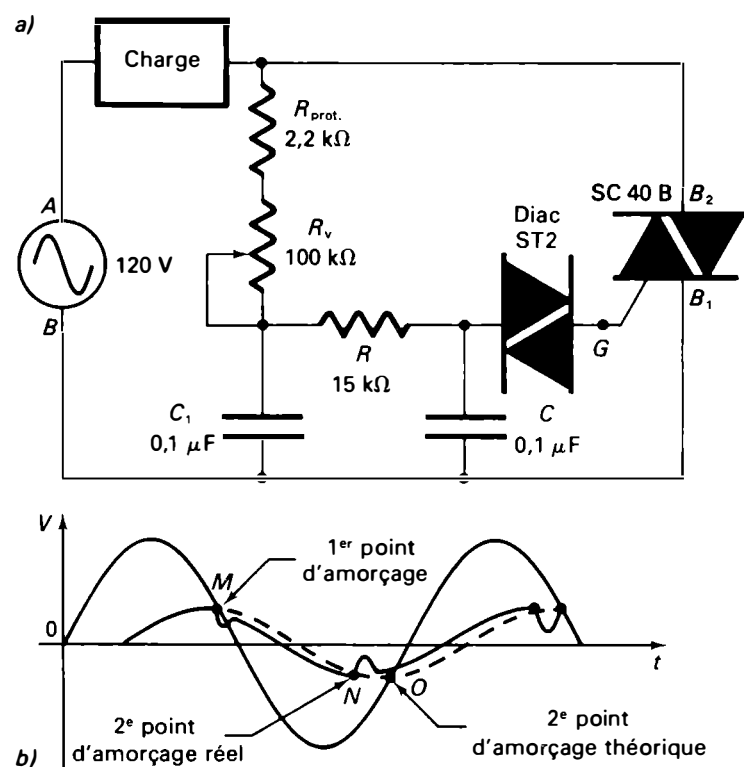


Figure 10.16 a) Amorçage par diac et double circuit déphaseur. b) Formes d'onde montrant la réduction de l'hystérésis.

Dans ce montage, un circuit déphaseur à simple constante de temps est suffisant, ce qui réduit le nombre de composants par rapport au montage à diac.

10.4.5 Amorçage par lampe au néon

Le triac peut être déclenché par circuit déphaseur et lampe au néon (Figure 10.18). La lampe au néon présente des caractéristiques générales comparables à celles du diac, mais sa tension de retournement est plus élevée et le courant fourni, plus faible. L'amorçage par lampe au néon peut

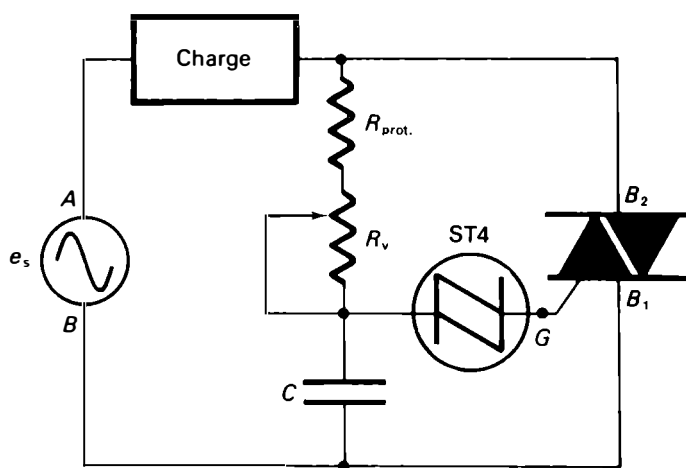


Figure 10.17 Amorçage d'un triac par diode asymétrique.

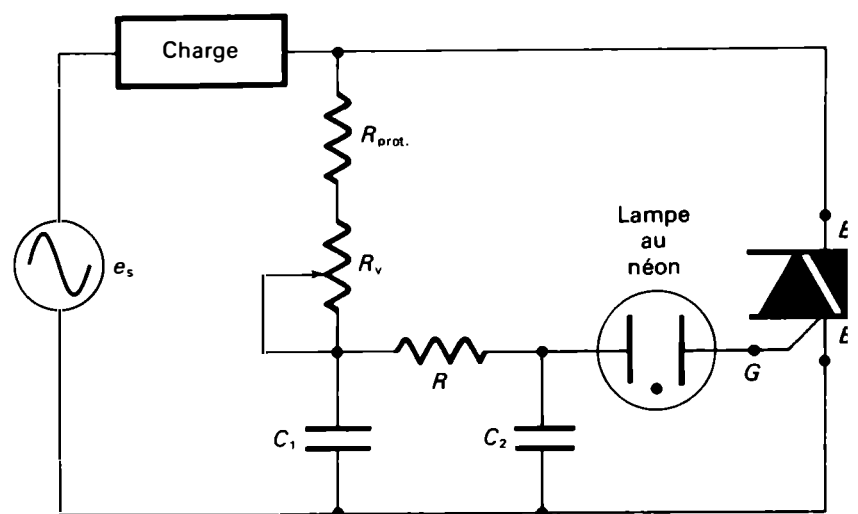


Figure 10.18 Amorçage d'un triac par lampe au néon.

être utilisé dans le cas de triacs à faible courant de gâchette, lorsque de grandes tolérances sont possibles, ou pour diminuer le coût du dispositif.

10.4.6 Amorçage par commutateur bilatéral (SBS)

La figure 10.19 représente le montage de principe du circuit d'amorçage par circuit déphaseur et commutateur bilatéral (SBS). Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint la valeur de la tension de retournement du SBS, celui-ci se déclenche et le condensateur se décharge en envoyant une impulsion d'amorçage à la gâchette du triac. Les modes de déclenchement du triac sont les modes I+ et III-. La gâchette est laissée libre pour une éventuelle synchronisation. Un circuit auxiliaire peut être ajouté pour éliminer le phénomène d'hystérésis. Le montage comprend un filtre LC antiparasite.

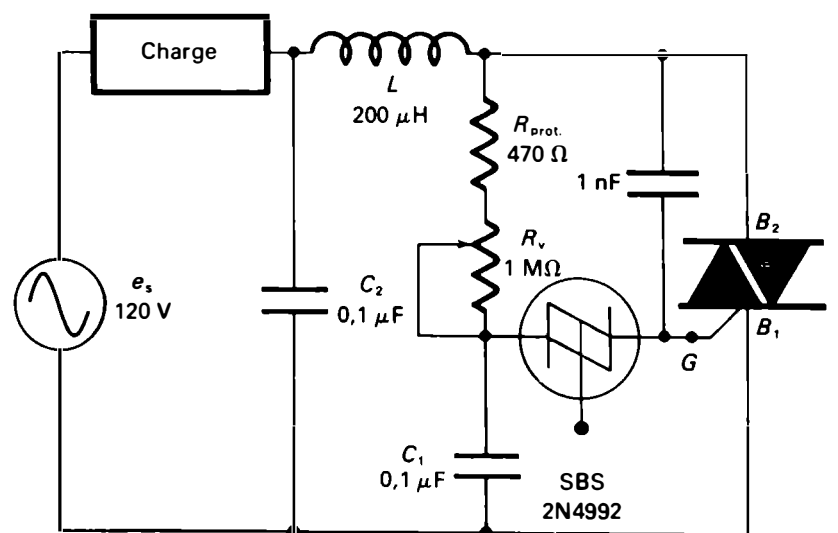


Figure 10.19 Amorçage d'un triac par commutateur bilatéral (SBS).

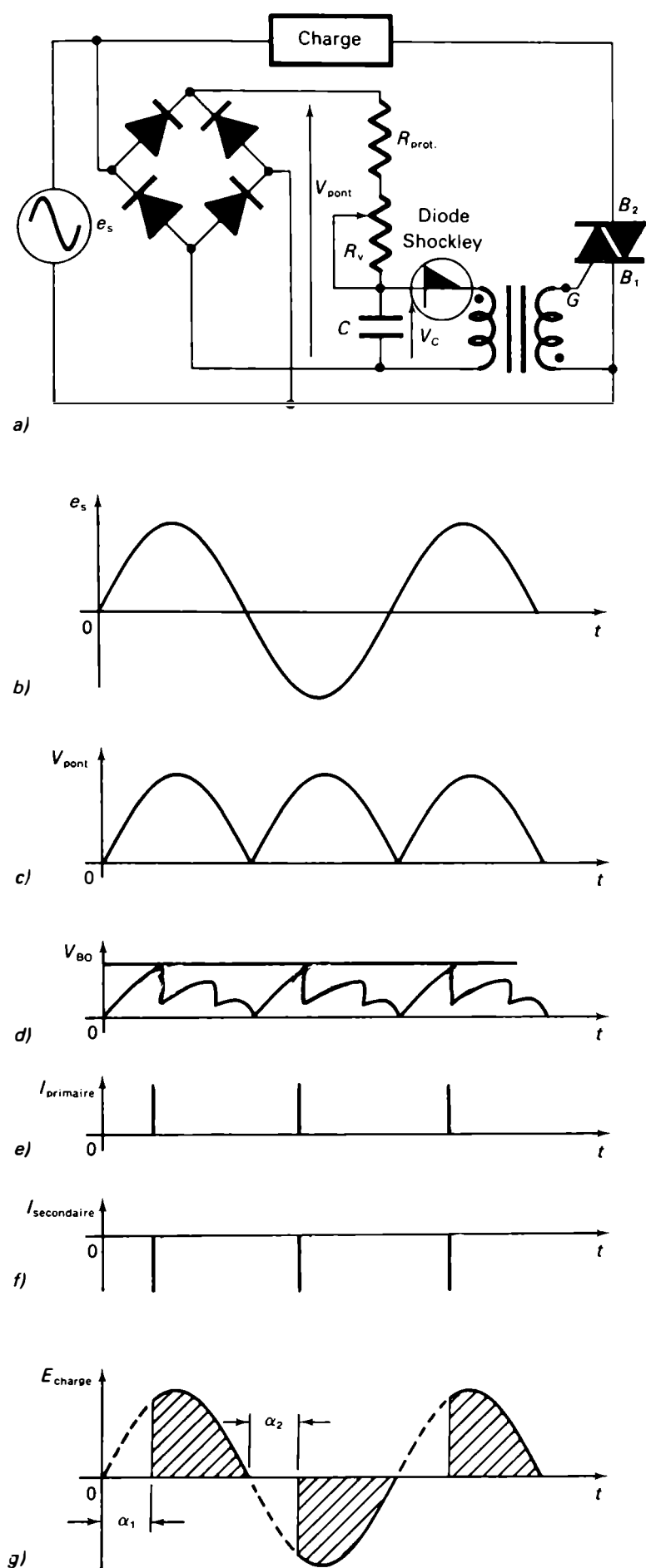


Figure 10.20 Amorçage d'un triac par diode Shockley: a) schéma de principe; b), c), d), e), f) et g) formes d'onde des tensions.

10.4.7 Amorçage par diode Shockley

Dans le circuit de déclenchement du triac par diode Shockley (Figure 10.20.a), le redresseur en pont fournit une tension redressée au circuit déphaseur. Lorsque la tension V_C aux bornes du condensateur atteint la valeur de retournement V_{BO} de la diode Shockley, celle-ci se déclenche. Le condensateur se décharge brusquement et une impulsion est envoyée dans le primaire du transformateur d'impulsions (Figures 10.20.d et 10.20.e). Comme il s'agit d'un élément déclencheur unidirectionnel, le courant dans le primaire circule toujours dans le même sens. Le secondaire du transformateur doit être connecté de telle façon qu'une impulsion négative par rapport à la borne B_1 soit appliquée à la gâchette lors de chaque alternance. Les modes de déclenchement du triac sont les modes I- et III- (voir le tableau 10.2). Le contrôle de l'angle d'amorçage est effectué à l'aide de la résistance variable R_v . Le transformateur d'impulsions est nécessaire pour isoler électriquement le circuit déphaseur alimenté par le pont et le circuit de gâchette $G-B_1$.

Remarque: Les points de repère du transformateur d'impulsions indiquent le sens de circulation du courant dans les enroulements. Lorsque le courant au primaire entre par la borne supérieure, le courant au secondaire sort, au même instant, par la borne inférieure.

10.4.8 Amorçage par transistor unijonction

Dans le montage de la figure 10.21, le déclenchement du triac est obtenu par un oscillateur relaxateur à transistor unijonction. Le principe de fonctionnement est identique à celui utilisé pour l'amorçage d'un thyristor par transistor unijonction (voir le paragraphe 9.2.4). Le couplage avec le triac s'effectue par l'intermédiaire d'un transformateur d'impulsions afin qu'une impulsion négative soit appliquée à la gâchette lors de chaque alternance. Les modes de

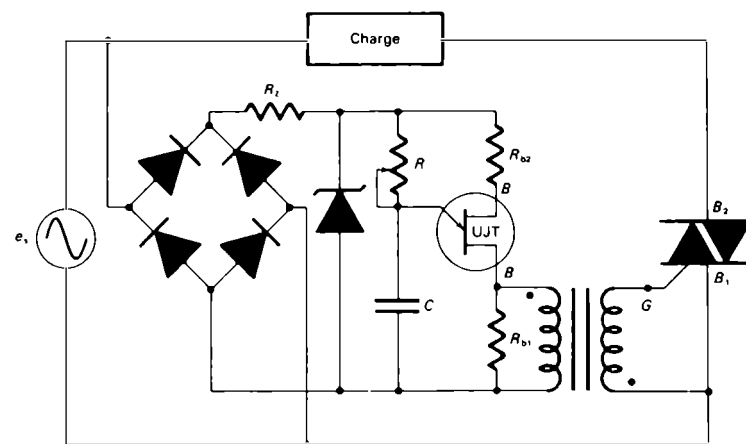


Figure 10.21 Amorçage d'un triac par transistor unijonction.

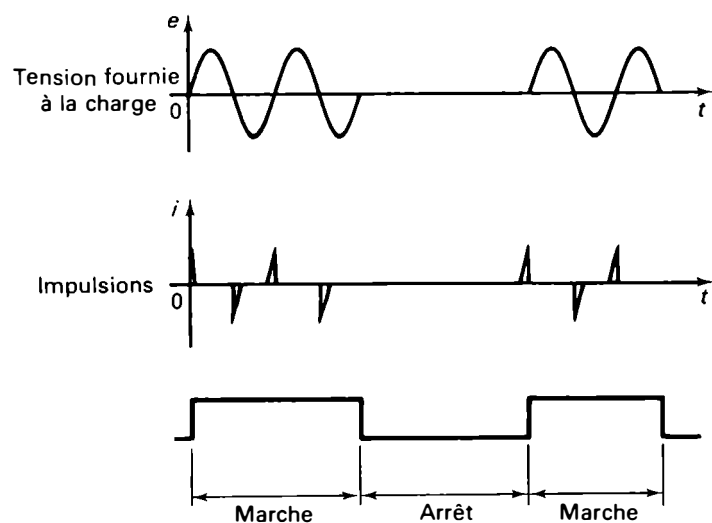


Figure 10.22 Fonctionnement d'un triac en « tout ou rien » (commutateur statique synchrone).

déclenchement du triac sont les modes I– et III–. La synchronisation des impulsions est obtenue à partir du secteur par l'intermédiaire du pont redresseur. Le temps de retard des impulsions, qui correspond à l'angle d'amorçage, est déterminé par la période d'oscillation:

$$T = RC \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right) \quad (10.3)$$

Le symbole η désigne le rapport intrinsèque du transistor unijonction:

$$\eta = \frac{V_{pic}}{V_{BB}} \quad (10.4)$$

où V_{BB} est la tension appliquée aux bornes B_1 et B_2 .

La valeur maximale de R dépend du courant de pic,

$$I_p: \quad R_{max} \leq \frac{V_{BB} - V_p}{I_p} \quad (10.5)$$

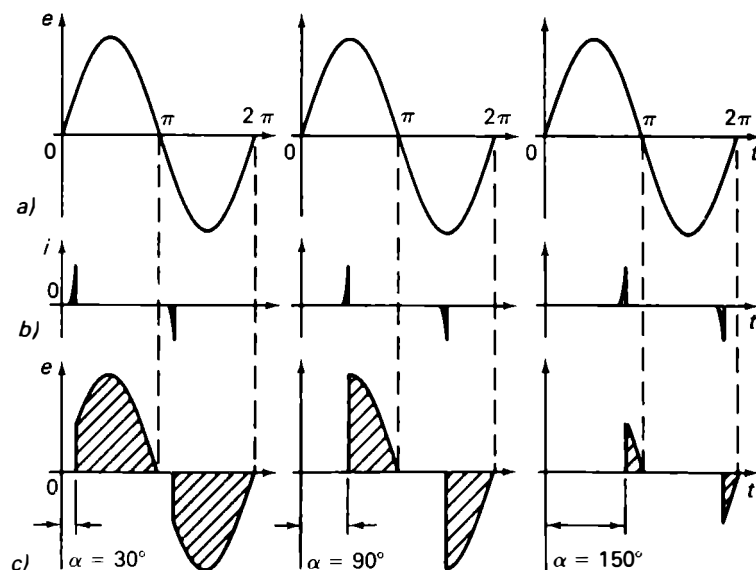


Figure 10.23 Contrôle de puissance par réglage de phase: a) tension d'alimentation; b) impulsions; c) tensions appliquées à la charge.

alors que la valeur minimale dépend du courant de vallée, I_v :

$$R_{min} \geq \frac{V_{BB} - V_v}{I_v} \quad (10.6)$$

La valeur de C doit être supérieure à 10 nF pour que l'impulsion soit suffisante, les valeurs typiques étant de l'ordre de 0,05 μ F à 0,1 μ F.

10.5 MODES D'UTILISATION DES TRIACS

Le triac est un commutateur bistable et bidirectionnel construit pour commander des puissances alternatives. Il se comporte comme deux thyristors montés en parallèle-inverse; il peut être utilisé comme interrupteur en commutation statique et comme élément de réglage de phase pour contrôler progressivement des puissances alternatives fournies à une charge.

10.5.1 Commutation statique

En commutation statique, le triac est utilisé comme un interrupteur statique, c'est-à-dire en fonctionnement « tout ou rien ». Lorsque la gâchette reçoit une impulsion suffisante pour chaque alternance, le triac laisse passer le courant dans les deux sens. Dès que l'impulsion d'amorçage est interrompue, le triac se bloque à la fin de l'alternance (Figure 10.22).

En commutation statique, le triac remplace les relais et contacteurs électromagnétiques. Ses principaux avantages sont:

- une durée de vie supérieure à celle des relais; le triac ne possède pas de pièces mobiles ni de contacts métalliques;
- une vitesse de réponse élevée; le triac peut interrompre et établir des courants alternatifs pour des intervalles de temps très courts de l'ordre d'une alternance;
- un volume réduit par rapport aux contacteurs de même puissance et un fonctionnement totalement silencieux.

10.5.2 Réglage de phase

Le réglage de phase consiste à faire varier l'angle d'amorçage entre 0° et 180° par l'application d'impulsions à la gâchette avec des temps de retard différents, ce qui permet un contrôle progressif de la puissance dans la charge. Ce mode de fonctionnement est utilisé pour l'alimentation de charges fonctionnant sur un réseau alternatif. La tension efficace appliquée à la charge et la puissance fournie à la charge décroissent lorsque l'angle d'amorçage augmente (Figure 10.23). Lorsque la charge est résistive, la valeur efficace de cette tension est obtenue à l'aide de la relation:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)} \quad (10.7)$$

Lorsque α est égal à 0° , nous obtenons:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = 0,707E_{\text{max}} \quad (10.8)$$

Lorsque α est égal à 90° , nous obtenons:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{2} \quad (10.9)$$

Ces deux résultats sont prévisibles. La valeur moyenne de la tension est évidemment nulle.

La puissance fournie à une charge résistive est obtenue à partir de la relation:

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right) \quad (10.10)$$

Lorsque α est égal à 90° , nous obtenons une demi-puissance. Les valeurs de la tension efficace et de la puissance fournies à une charge résistive en fonction de l'angle d'amorçage peuvent être déterminées directement à l'aide des courbes (5) et (6) de la figure 8.44.

Exemple 10.2

Dans le montage variateur de puissance illustré à la figure 10.13, la tension d'alimentation e_s est de 220 V (60 Hz) et la résistance de charge R_c , de 20 Ω .

- a) Si le temps de retard des impulsions est de 1,85 ms, calculez:
- la tension efficace appliquée à la charge;
 - la puissance fournie à la charge;
 - la tension instantanée appliquée aux bornes B_1 et B_2 au moment de l'amorçage.
- b) Calculez l'angle d'amorçage pour que la puissance dans la charge soit de 790 W.

Solution

a) *Tension efficace*

L'angle d'amorçage est:

$$\alpha = \left(\frac{360^\circ}{1/f}\right) t$$

$$\alpha = \left(\frac{360^\circ}{1/60}\right) \times 1,85 \times 10^{-3} = 40^\circ$$

La tension efficace est:

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

$$E_{\text{eff}} = (220) \sqrt{1 - \frac{40^\circ}{180^\circ} + \frac{\sin 80^\circ}{6,28}} = 212,6 \text{ V}$$

Nous pouvons aussi utiliser la courbe (5) de la figure 8.44:

$$E_{\text{eff}} = E_{\text{max}} \left[\text{rapport} \frac{E_{\text{eff}}}{E_{\text{max}}} \text{ pour } \alpha = 40^\circ\right]$$

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{2} \times 220 \times 0,68 = 211,5 \text{ V}$$

Puissance fournie

La puissance totale est déterminée par la relation:

$$P_{\text{total}} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$$

$$P_{\text{total}} = 220 \times \frac{220}{20} = 2420 \text{ W}$$

La puissance fournie à la charge est donc:

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)$$

$$P_{\text{contrôlé}} = 2420 \left(1 - \frac{40^\circ}{180^\circ} + \frac{\sin 80^\circ}{6,28}\right) = 2261,7 \text{ W}$$

La courbe (6) de la figure 8.44 permet aussi de déterminer la puissance fournie à la charge:

$$P_{\text{contrôlé}} = P_{\text{total}} \left[\text{rapport} \frac{P_{\text{contrôlé}}}{P_{\text{total}}} \text{ pour } \alpha = 40^\circ\right]$$

$$P_{\text{contrôlé}} = 2420 \times 0,93 = 2250,6 \text{ W}$$

Nous pouvons vérifier cette valeur de la façon suivante:

$$P_{\text{contrôlé}} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$$

Lorsque α est égal à 40° , nous obtenons:

$$P_{\text{contrôlé}} = 212,6 \times \frac{212,6}{20} = 2260 \text{ W}$$

Tension instantanée

$$E_{\text{instantané}} = E_{\text{max}} \sin \alpha$$

$$E_{\text{instantané}} = (\sqrt{2} \times 220) \sin 40^\circ = 200 \text{ V}$$

b) *Angle d'amorçage*

Nous avons:

$$\frac{P_{\text{contrôlé}}}{P_{\text{total}}} = \frac{790}{2420} = 0,326$$

À l'aide de la courbe (6) de la figure 8.44, nous obtenons:

$$\alpha = 105^\circ \text{ à } 106^\circ$$

Nous pouvons vérifier ce résultat de la façon suivante:

$$P_{\text{contrôlé}} = 2420 \left(1 - \frac{106^\circ}{180^\circ} + \frac{\sin 212^\circ}{6,28}\right)$$

$$P_{\text{contrôlé}} \approx 791 \text{ W}$$

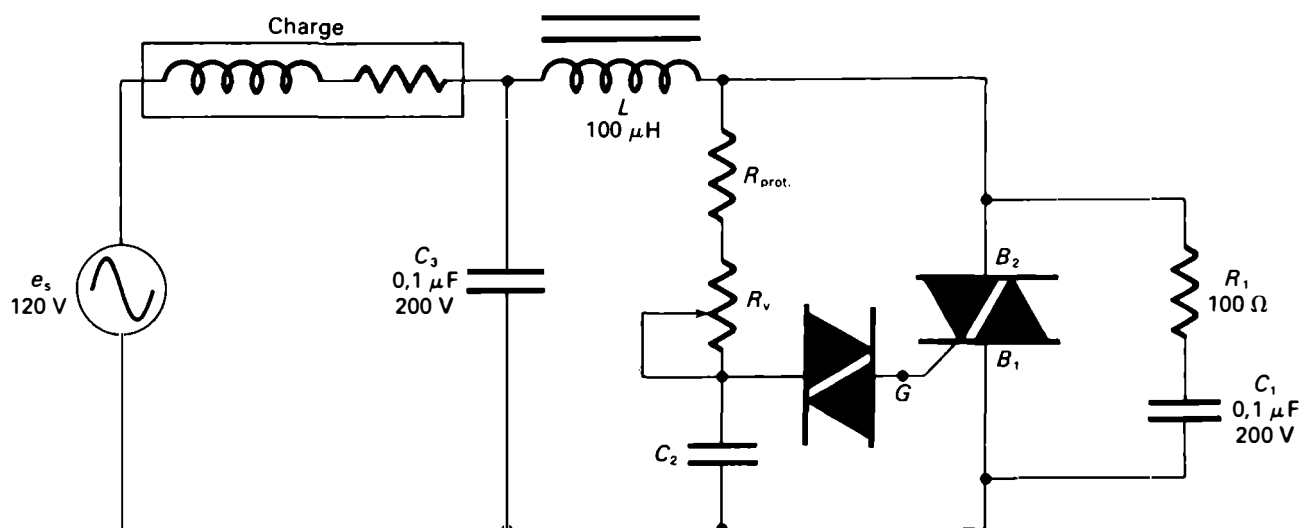


Figure 10.24 Variateur de puissance muni d'un circuit de protection contre les taux de croissance dv/dt excessifs et d'un filtre anti-parasite.

10.5.3 Protection des triacs

Les méthodes de protection contre les surtensions, les surintensités et les échauffements excessifs utilisées dans le cas des thyristors s'appliquent également aux triacs. Le triac est cependant autoprotégé contre les surtensions éventuelles directes ou inverses, car, si la tension d'alimentation appliquée à ses bornes dépasse la valeur de la tension de retournement, il se déclenche dans les deux sens. Il laisse alors passer le courant jusqu'à la fin de l'alternance pendant laquelle s'est produite la surtension.

Pour éviter les déclenchements intempestifs pouvant être provoqués par un taux de croissance dv/dt excessif (en particulier, dans le cas d'une charge inductive), un circuit de protection RC est monté en parallèle avec le triac (Figure 10.24).

La commutation très rapide des triacs (de l'ordre de la micro-seconde) produit des parasites radios. Pour éliminer ces parasites et éviter qu'ils soient transmis par la ligne du secteur, on utilise un filtre comprenant une inductance placée en série et un condensateur branché en parallèle (Figure 10.24). Dans certaines applications, telles que le contrôle de température par éléments de chauffage, la méthode de commutation à zéro de tension est utilisée pour éliminer les parasites radios. Cette méthode consiste à amorcer le triac exactement au début d'une alternance, à l'instant où la tension d'alimentation est nulle. Ainsi, elle élimine toute production de parasites radios.

10.6 APPLICATIONS DES TRIACS

Les applications des triacs sont nombreuses et très variées. Elles peuvent être regroupées en deux principales catégories:

- commutation statique;
- commande de puissance par réglage de phase.

10.6.1 Triacs utilisés en commutation statique

En commutation statique, les triacs permettent d'établir et d'interrompre un courant alternatif à l'aide d'un courant d'amorçage très faible dans le circuit de gâchette.

Triac utilisé comme interrupteur de puissance

Le montage illustré à la figure 10.25 permet de contrôler la puissance dans l'élément chauffant. Il est muni d'un interrupteur à trois positions:

- En position 1, la puissance est nulle.
- En position 2, la puissance est à sa demi-valeur. La diode D placée dans le circuit de gâchette ne permet l'amorçage du triac qu'une alternance sur deux (mode de déclenchement I+);
- En position 3, la puissance est maximale. Le triac est alors amorcé à chaque alternance par l'intermédiaire de R_g (modes de déclenchement I+ et III-).

L'utilisation de triacs pour le contrôle d'éléments chauffants dans la régulation de température a permis de réduire considérablement les périodes du cycle de régulation. L'inertie des contacteurs électromagnétiques et la

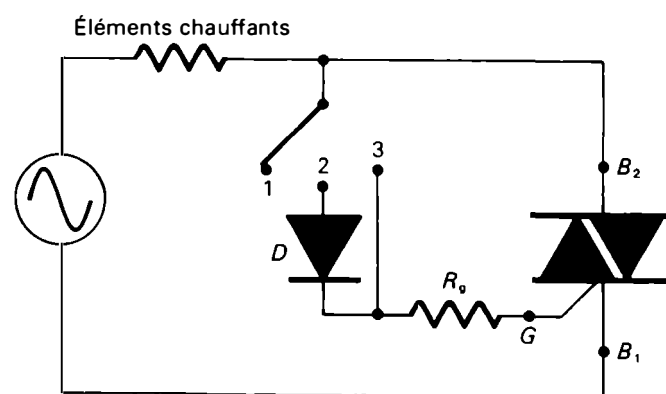


Figure 10.25 Utilisation du triac en commutation statique.

durée de vie limitée de leurs contacts ne permettaient pas des périodes de fonctionnement « chauffage — arrêt du chauffage » inférieures à plusieurs secondes. La vitesse de commutation des triacs permet d'obtenir des périodes de fonctionnement, entre deux arrêts, d'une durée égale à une alternance.

Les triacs sont souvent utilisés comme interrupteurs statiques dans les systèmes asservis pour commander l'alimentation d'équipements de puissance. En effet, la plupart des capteurs (thermostats, détecteurs de niveau, etc.) possèdent des contacts de faibles dimensions, peu robustes et mal adaptés à la commutation de puissance. On se sert alors des capteurs pour déclencher des triacs qui agissent comme commutateurs de puissance.

Triac utilisé comme interrupteur statique pour le démarrage des moteurs d'induction

Les moteurs d'induction monophasés à phase auxiliaire possèdent deux enroulements statoriques distincts: *l'enroulement principal de marche* (ou de travail) et *l'enroulement auxiliaire de démarrage*. Ce dernier est décalé par rapport à l'enroulement principal. Les deux enroulements créent un champ tournant, comparable à celui produit par un courant diphasé, faible mais suffisant pour assurer le démarrage. Lorsque le rotor atteint 75% à 80% de sa vitesse de régime, l'enroulement de démarrage est automatiquement débranché et le moteur fonctionne ensuite avec seulement l'enroulement de marche. La mise hors-circuit de l'enroulement de démarrage est effectuée par l'intermédiaire d'un dispositif électromécanique tel que l'interrupteur centrifuge. Ce dernier s'ouvre lorsque le moteur atteint une certaine vitesse. Le triac peut maintenant être utilisé

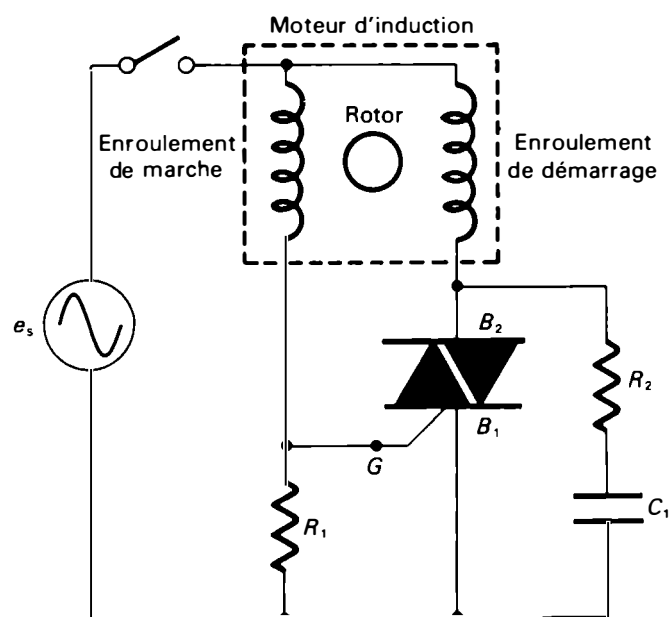


Figure 10.26 Triac utilisé comme interrupteur centrifuge pour moteur d'induction.

pour remplacer l'interrupteur centrifuge. Le circuit illustré à la figure 10.26 en est un exemple. Lors de la mise sous tension, l'impulsion de courant à travers l'enroulement de marche peut atteindre plusieurs fois la valeur du courant normal de fonctionnement. La chute de tension aux bornes de R_1 dépasse alors la valeur de la tension d'amorçage V_{GT} , le triac s'amorce et l'enroulement de démarrage est alimenté. Le triac se bloque lorsque la valeur du courant circulant dans l'enroulement de marche approche de la valeur normale de fonctionnement pour la vitesse de régime. La tension aux bornes de R_1 devient alors inférieure à V_{GT} et le signal envoyé à la gâchette est insuffisant pour l'amorçage.

Relais statiques à triacs

Les triacs associés à des circuits d'amorçage et de commutation à zéro de tension sont installés dans des boîtiers pour constituer des relais statiques à courant alternatif (*AC Solid State Relay* ou *SSR*). Les relais statiques à triacs, qui remplacent avantageusement les relais électromécaniques, ne possèdent aucune pièce mobile et ils sont mécaniquement très robustes. Ils présentent également une isolation électrique, entre l'entrée et la sortie, très élevée, de l'ordre de $10^9 \Omega$ et un temps de réponse très court (quelques millisecondes).

Le relais statique à triac représenté par la figure 10.27 comprend trois éléments essentiels: un coupleur optique, un détecteur de tension nulle et un circuit de commutation à triac.

Le *coupleur optique*, qui comprend une diode électroluminescente¹ (*Light Emitting Diode* ou *LED*) couplée à un phototransistor², isole électriquement la sortie du relais de son entrée. Le *détecteur de tension nulle* est utilisé pour amorcer le triac au début d'une alternance, à l'instant exact où la tension alternative du réseau est nulle. Le *circuit de commutation à triac* contrôle la puissance fournie à la charge. Un circuit de protection *RC* (circuit *Snubber*) est placé en parallèle avec le triac pour éviter les déclenchements intempestifs causés par des taux de croissance dv/dt excessifs.

Lorsqu'un signal de commande logique est injecté aux bornes d'entrée, la diode électroluminescente produit de la lumière qui éclaire la base du phototransistor T_1 . Celui-ci laisse alors passer le courant. L'enclenchement du triac à zéro de tension est réalisé par l'intermédiaire du diviseur de tension R_1R_2 . À l'instant où le signal de commande est

¹ Diode électroluminescente: diode à jonction *PN* constituée de matériaux tels que GaAs, GaP, GaAsP, SiC, etc., qui émet une lumière visible ou une radiation infrarouge lors de l'application de la tension directe appropriée.

² Phototransistor: transistor photosensible dans lequel le courant de base est fourni par effet photo-électrique à partir de la lumière reçue. Une étude de ces composants est présentée au chapitre 11.

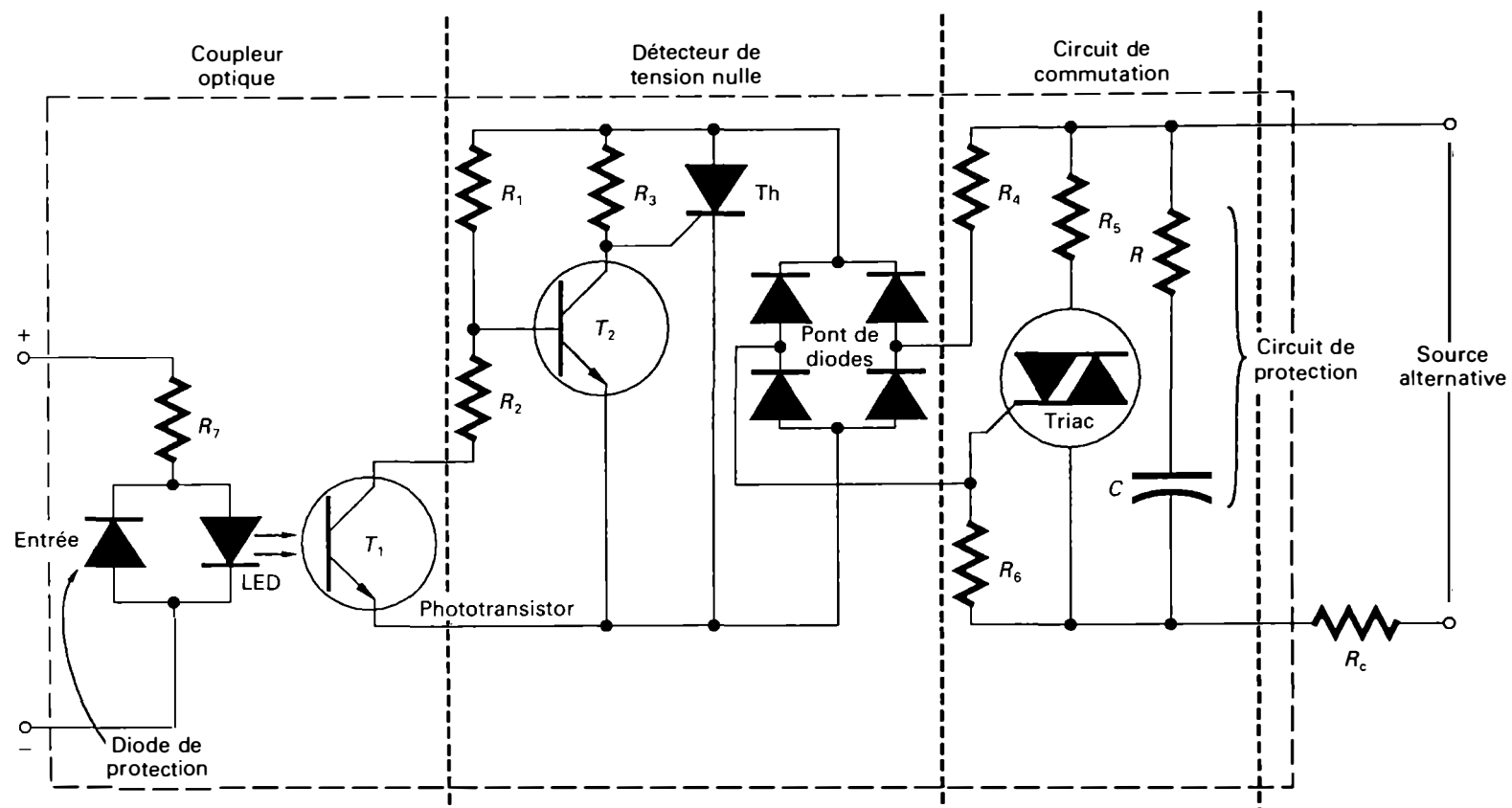


Figure 10.27 Relais statique c.a. à triac avec enclenchement à tension nulle.

appliqué à l'entrée et si la tension instantanée de la source alternative est élevée, le diviseur de tension fournit une tension de base suffisante au transistor T_2 pour qu'il laisse passer le courant. Le thyristor reste bloqué jusqu'à la fin de l'alternance de la source alternative. Au début de l'alternance suivante, la tension de la source est pratiquement nulle. La somme de la tension aux bornes de R_2 et de la tension de saturation V_{CE} du phototransistor T_1 est inférieure à la tension de seuil V_{BE} de T_2 qui reste à l'état bloqué. Le thyristor Th s'amorce, par l'intermédiaire de R_3 , au début de l'alternance. Le pont de diodes est court-circuité, et une impulsion est appliquée à la gâchette du triac qui s'amorce au tout début de l'alternance lorsque la tension est pratiquement nulle. Un courant traverse alors la charge, tant que le signal d'entrée est appliqué. Si ce signal est supprimé, le thyristor ne peut se réamorcer, le triac se bloque et le courant de charge est interrompu.

Les applications des relais statiques à courant alternatif sont nombreuses et variées, citons la commande de machines-outils, le contrôle des feux de circulation, les contrôles de procédés industriels, la commande d'appareils de chauffage, etc.

10.6.2 Triacs utilisés pour la commande de puissance par réglage de phase

Les principales applications des triacs fonctionnant en réglage de phase sont les variateurs de lumière, les gradateurs

de puissance et les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones monophasés.

Variateurs de lumière

Les variateurs de lumière permettent de régler à volonté la lumière des lampes à incandescence ou des lampes fluorescentes. La consommation d'énergie reste toujours proportionnelle à l'éclairage choisi. Le montage fondamental de la figure 10.28 procure un contrôle progressif des deux alternances du courant circulant dans la lampe à incandescence. Le triac est amorcé par l'intermédiaire du diac et du double circuit déphaseur R_2C_2 et R_3C_3 . Si la résistance R_2

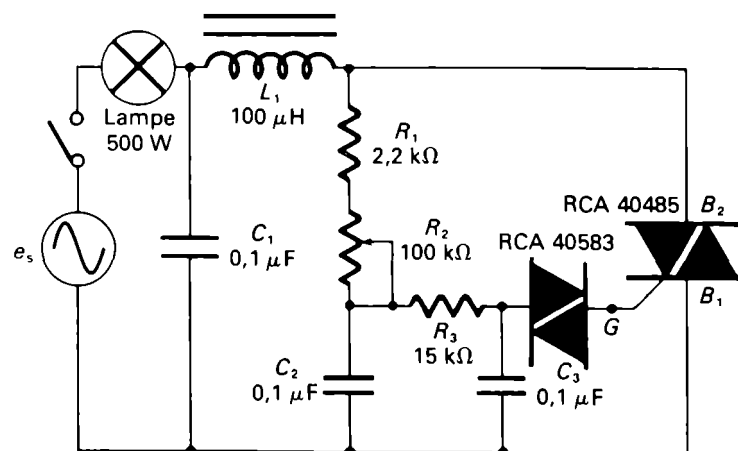


Figure 10.28 Variateur de lumière à double constante de temps.

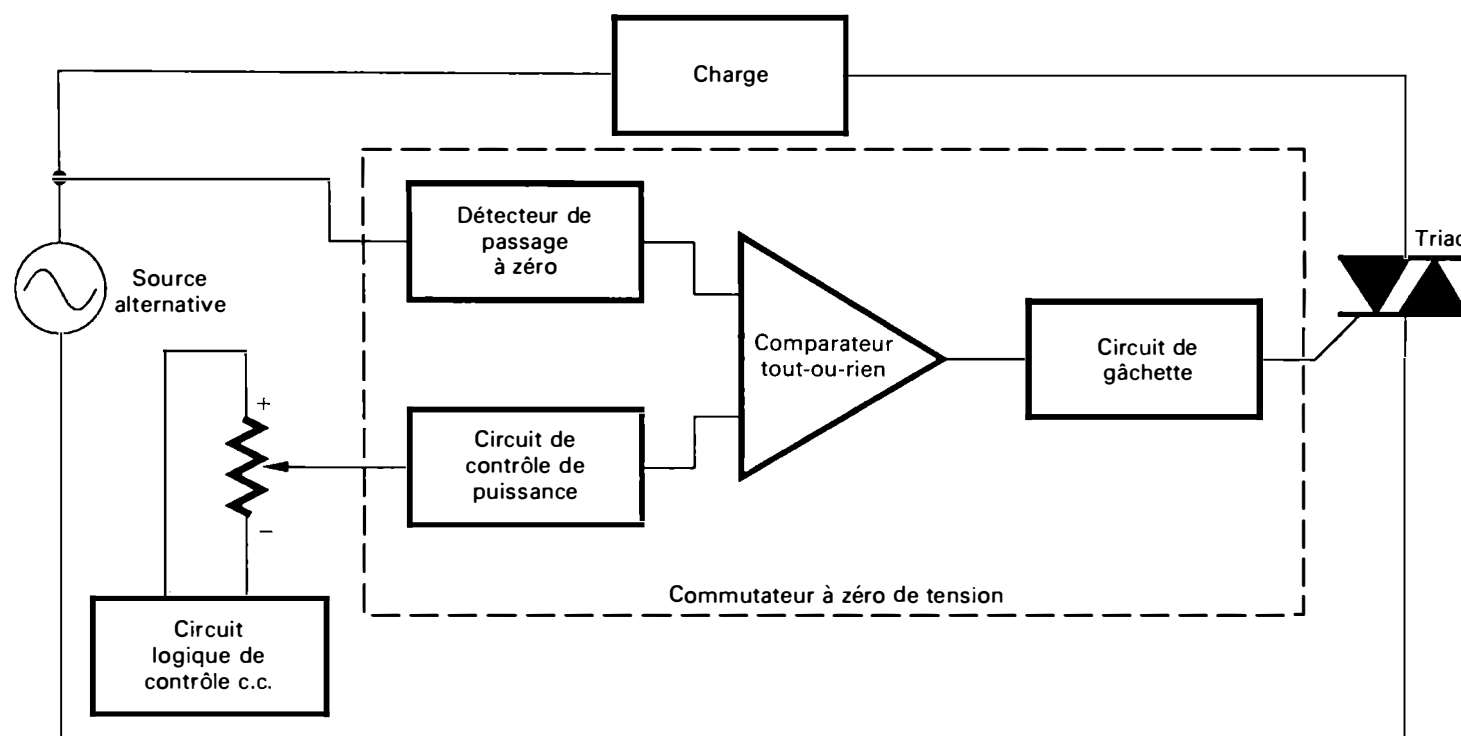


Figure 10.29 Schéma synoptique d'un gradateur à triac avec commutation à zéro de tension.

est faible, la tension de déclenchement du diac est atteinte rapidement, le triac s'amorce en début d'alternance et l'intensité lumineuse est élevée. Inversement, si la résistance R_2 est grande, la durée de la charge est plus longue et le triac ne s'amorce qu'en fin d'alternance, ce qui réduit l'éclairage. La résistance R_1 protège le potentiomètre en limitant le courant de charge du condensateur lorsque le curseur s'approche de la borne P . Le circuit de contrôle à double constante de temps augmente la variation de l'angle d'amorçage et réduit le phénomène d'hystérésis. Le triac doit être surdimensionné pour pouvoir supporter le courant important provoqué par l'allumage d'une lampe à incandescence froide, et un dissipateur de chaleur adéquat doit être installé. Le condensateur C_1 et l'inductance L_1 constituent un filtre antiparasite.

Gradateurs de puissance avec triac

Les gradateurs de puissance avec triac permettent de contrôler la puissance alternative fournie à une charge, telle qu'une résistance chauffante de four électrique. Les circuits de déclenchement des triacs sont soit des *circuits intégrés* conçus à cet effet, soit des *optocoupleurs* appropriés. La figure 10.29 représente le schéma synoptique simplifié d'un gradateur avec circuit de déclenchement intégré et commutation à zéro de tension. Le circuit de déclenchement du triac comprend essentiellement un amplificateur différentiel fonctionnant selon le mode « tout-ou-rien ». Une de ses entrées est alimentée par le détecteur de passage à zéro, qui indique le moment exact où la tension de la source alter-

native passe par la valeur nulle. L'autre entrée est reliée au circuit logique de contrôle de puissance.

Lorsque les deux signaux d'entrée sont au niveau bas (niveau 0), la sortie de l'amplificateur différentiel permet d'amorcer le triac et un courant alternatif circule dans la charge. Lorsque l'un des deux signaux d'entrée n'est pas au niveau bas, l'amplificateur détecte cette condition, et aucune impulsion n'est appliquée sur la gâchette du triac qui passe à l'état bloqué. Le courant alternatif dans la charge est alors interrompu. La puissance fournie à la charge dépend du temps de conduction du triac, comme l'illustre la figure 10.30. Les circuits de déclenchement pour triac avec commutation à tension nulle sont construits à l'aide de circuits intégrés.

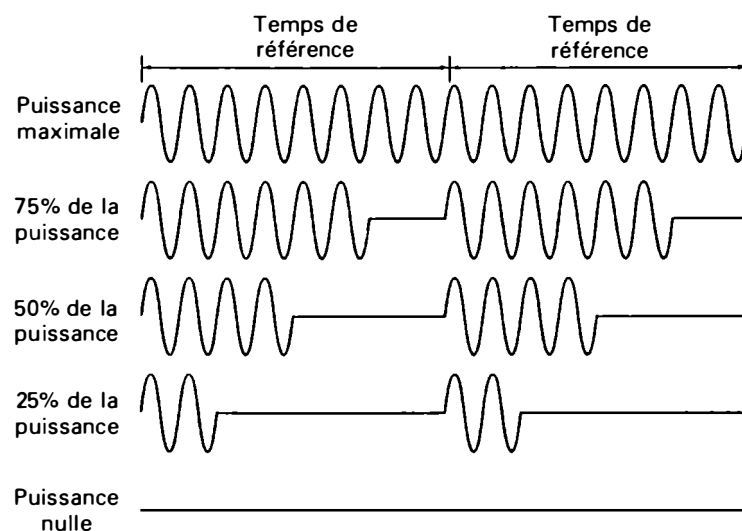


Figure 10.30 Formes d'onde obtenues avec une commutation à tension nulle.

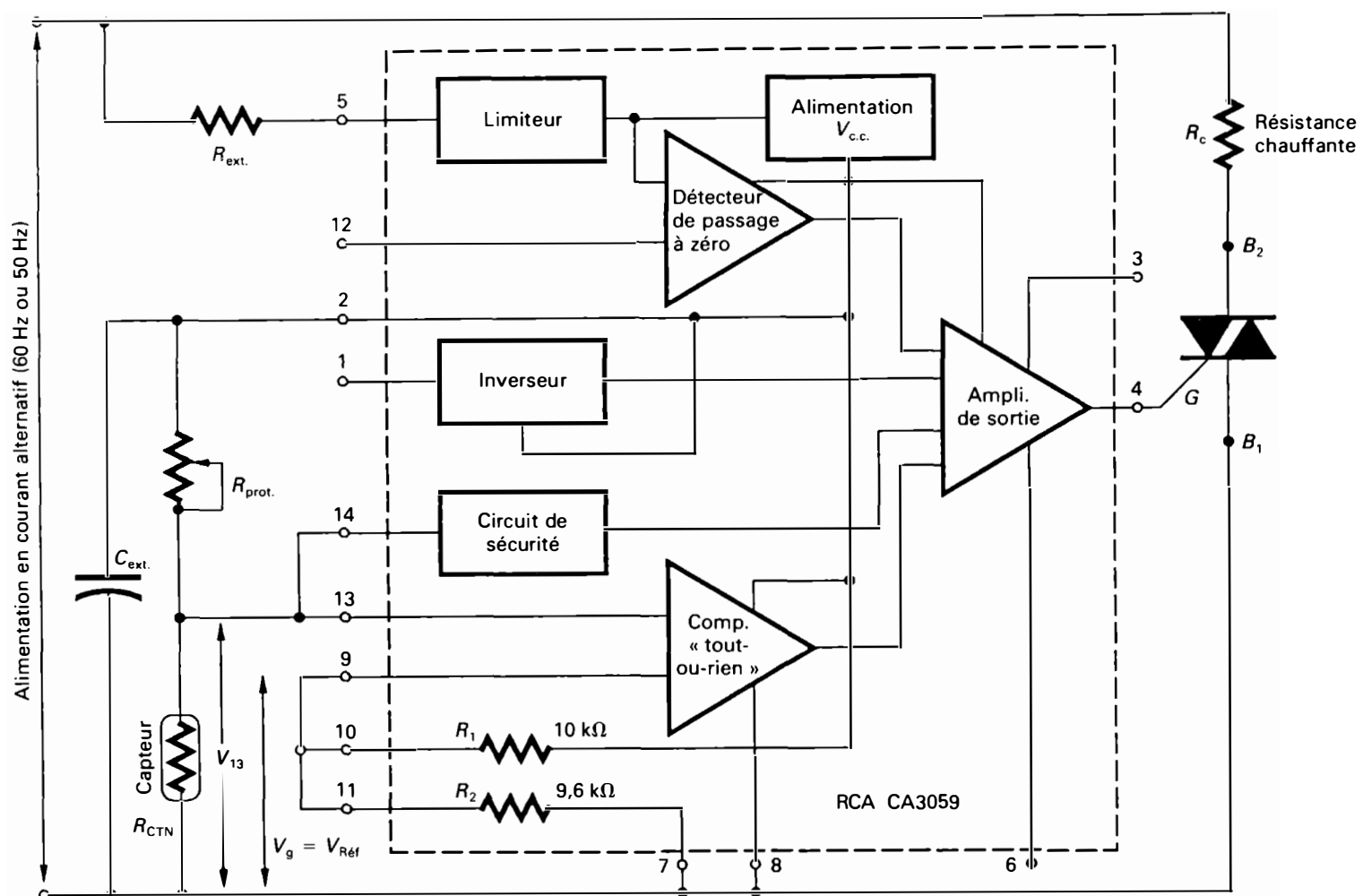


Figure 10.31 Schéma de principe d'un gradateur avec le C.I. CA3059 de RCA.

Circuit intégré CA3059 de RCA

La figure 10.31 représente le schéma de principe d'un gradateur de puissance à triac utilisant le circuit intégré CA3059 de RCA. Il s'agit d'un montage fondamental en tant que régulateur par « tout-ou-rien ». Celui-ci contrôle et régule la température d'un four électrique à chauffage par résistances à l'aide d'une thermistance à coefficient de température négatif (CTN)³.

Le circuit intégré CA3059 est présenté sous forme de boîtier à double rangée de connexions à 14 sorties (DIP: *Dual-In Line Package*); il comporte les éléments suivants:

- un bloc d'alimentation et un limiteur de tension;
- un détecteur de passage à zéro;
- un amplificateur différentiel;
- un amplificateur de sortie;
- un circuit de sécurité.

■ Bloc d'alimentation et limiteur de courant

Le bloc d'alimentation et le limiteur de courant comprennent des diodes redresseuses et Zener qui permettent le fonc-

tionnement du circuit à partir du secteur alternatif (120 V ou 240 V). Une résistance externe, $R_{ext.}$, assure la chute de tension nécessaire et un condensateur discret externe, $C_{ext.}$, permet le filtrage après le redressement. Les valeurs recommandées dans le cas d'une tension alternative d'entrée de 120 V (60 Hz ou 50 Hz) sont: 10 k Ω et 2 W pour $R_{ext.}$ et 100 μ F pour $C_{ext.}$. La tension d'alimentation $V_{c.c.}$ des étages du circuit intégré se situe entre 6 V et 6,5 V.

■ Détecteur de passage à zéro

Le détecteur de passage à zéro synchronise les impulsions d'amorçage avec les passages à zéro de la sinusoïde du secteur alternatif. La figure 10.32.a représente le schéma de principe d'un détecteur de passage à zéro — inverseur. Celui-ci utilise un amplificateur opérationnel monté en comparateur. Les diodes de verrouillage limitent la tension différentielle d'entrée à 0,7 V ou à -0,7 V. La résistance R_1 limite le courant qui circule à travers les diodes et la résistance $R_2 = R_1$ réduit les problèmes de décalage de tension (*Offset Voltage*). La tension de référence, $V_{Réf.}$ est nulle. La borne inverseuse (-) de l'amplificateur opérationnel compare la tension d'entrée, $V_{entrée}$, avec la tension de référence, $V_{Réf.}$ de valeur nulle ($V_{Réf.} = 0$ V).

³ Thermistance (CTN): capteur thermosensible, généralement constitué d'oxydes métalliques, dont la résistance décroît rapidement lorsque sa température augmente.

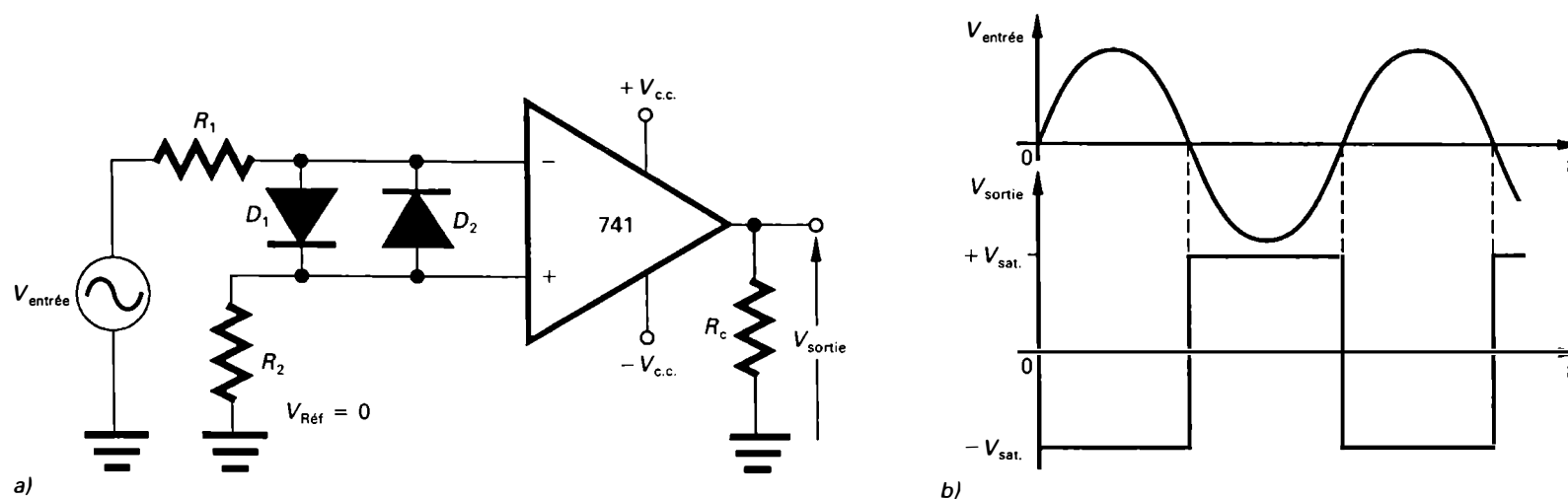


Figure 10.32 Détecteur de passage à zéro — inverseur: a) schéma de principe; b) formes d'onde à l'entrée et à la sortie.

D'après la figure 10.32.b, nous constatons que la tension de sortie, V_{sortie} , atteint immédiatement la valeur de la tension négative de saturation $-V_{\text{sat}}$ lorsque la tension sinusoïdale d'entrée passe par zéro en se dirigeant vers l'alternance positive. Réciproquement, la tension de sortie atteint la valeur $+V_{\text{sat}}$ lorsque la tension d'entrée passe par zéro en se dirigeant vers l'alternance positive. Les temps très rapides de montée et de descente de la forme d'onde carrée à la sortie du comparateur peuvent instantanément déclencher un circuit numérique. En résumé, ce dispositif indique l'instant précis où la tension sinusoïdale d'entrée, $V_{\text{entrée}}$, passe par la valeur 0 V, ainsi que la direction de la tension à ce moment-là.

■ Amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel fonctionne en « tout-ou-rien »; il est fondamentalement un comparateur. Il évalue les conditions des capteurs externes et compare les signaux de commande appliqués de l'extérieur. Ainsi, lorsque la tension appliquée à la borne 13 est supérieure à celle appliquée à la borne 9, la sortie du comparateur est au niveau logique 1. Le comparateur différentiel pilote l'amplificateur de sortie qui commande la gâchette du triac — ou du thyristor.

■ Amplificateur de sortie

L'amplificateur de sortie fournit des impulsions d'amorçage (valeur typique de 125 mA crête) au passage à zéro, à des fréquences de 60 Hz, 50 Hz ou 400 Hz. Cet amplificateur de sortie ne fonctionne que lorsque toutes ses entrées sont au niveau 1 (niveau haut).

■ Circuit de sécurité

Le circuit de sécurité bloque les impulsions d'amorçage dans le cas de court-circuit ou de coupure du capteur externe. Il peut s'agir d'une thermistance, par exemple.

En résumé, pour que le CA3059 fournisse une impulsion d'amorçage, il faut que:

- la tension alternative du secteur passe par zéro;
- l'amplificateur différentiel présente une tension de sortie haute (niveau logique 1);
- la tension de sortie du circuit de sécurité soit au niveau haut;
- la tension appliquée à la borne 1 (inhibition) soit au niveau haut.

Analysons brièvement le fonctionnement du montage régulateur de température de la figure 10.31. La borne d'entrée 9 du comparateur différentiel est reliée aux bornes 10 et 11 pour former un diviseur de tension interne (R_1 de 10 k Ω ; R_2 de 9,6 k Ω). La tension de référence, $V_{\text{Réf}}$, de la borne 9 est obtenue à l'aide de la relation:

$$V_{\text{Réf}} = V_9 = \frac{V_{\text{c.c.}} R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{\text{Réf}} = V_9 = \frac{V_{\text{c.c.}} (9,6 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 9,6 \times 10^3}$$

Le potentiomètre R_{pot} et la thermistance R_{CTN} forment un diviseur de tension externe qui est relié à la borne d'entrée 13 du comparateur différentiel. La tension appliquée à la borne 13 est:

$$V_{13} = \frac{V_{\text{c.c.}} R_{\text{CTN}}}{R_{\text{pot}} + R_{\text{CTN}}}$$

Le potentiomètre R_{pot} permet de fixer la température désirée dans le four. Le capteur thermique R_{CTN} (dont la résistance varie en fonction de la température du milieu ambiant) placé à l'intérieur du four détecte la température réelle du four. Si la température du four est inférieure à la température désirée, la résistance du capteur R_{CTN} est augmentée. La tension V_{13} devient alors supérieure à la tension de référence

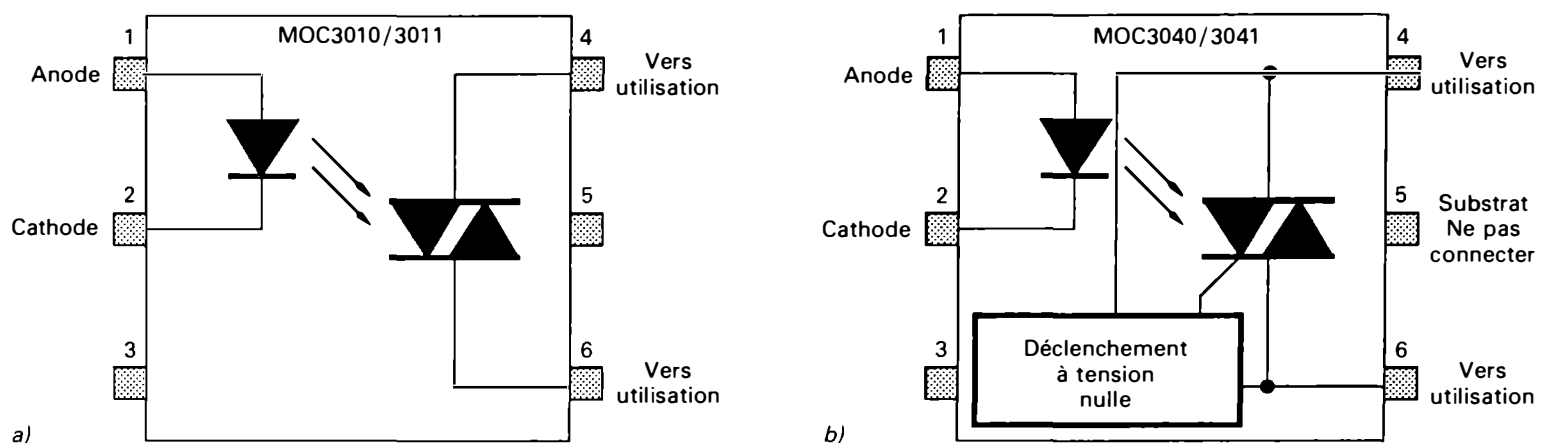


Figure 10.33 Coupleurs optiques pour le déclenchement des triacs.

V_9 , la sortie du comparateur est au niveau logique 1 et la gâchette du triac reçoit une impulsion à chaque passage à zéro du secteur. Un courant alternatif traverse la résistance chauffante et la température du four s'élève. Alors, la résistance du capteur R_{CTN} diminue progressivement, ce qui entraîne une baisse de la tension V_{13} . Lorsque la température désirée du four est atteinte, la tension V_{13} devient inférieure à la tension de référence V_9 , de sorte que les impulsions d'amorçage s'arrêtent. Étant donné qu'aucun courant ne traverse la résistance chauffante, la température du four cesse de s'élever. Le chauffage du four ne recommence que lorsque sa température baisse suffisamment pour que la tension V_{13} redevienne supérieure à la tension V_9 .

Le CA3059 présente diverses fonctions secondaires (voir sa fiche technique) qui permettent de réaliser différents modes d'opération tels que: la commande proportionnelle, la commande coup par coup, la commutation séquentielle, la suppression de la commande à zéro de tension, la conception de comparateurs industriels pour appareils de tri, etc.

Coupleurs optiques MOC3011, MOC3021, MOC3031 et MOC3041 de Motorola

Les signaux logiques de commande provenant des microprocesseurs ou des circuits logiques TTL ont de faibles courants et, par conséquent, ils sont insuffisants pour commander directement des équipements de forte puissance. Il faut donc intercaler des circuits d'interface entre les circuits à bas niveau et les circuits de puissance qui isolent électriquement les dispositifs logiques de commande des circuits de puissance comprenant des triacs (ou des thyristors montés en parallèle-inverse).

À cet effet, le manufacturier Motorola a réalisé, à partir de 1977, des dispositifs appelés optocoupleurs — ou opto-isolateurs — qui permettent d'enclencher des triacs de puissance à l'aide de signaux logiques de commande. Ces optocoupleurs comprennent, dans un boîtier hermétique en plastique à six broches, un émetteur de lumière qui est une

diode électroluminescente (LED) et un récepteur qui est un phototriac. Pour le MOC3010/3011 (Figure 10.33.a), la LED doit être attaquée par 10 mA ou 15 mA, l'optotriac supporte 250 V (ou 400 V), ce qui permet son montage sur le secteur alternatif. Il fournit à la sortie 100 mA max en courant continu, et il peut supporter une surcharge instantanée de 1,2 A. La tension d'isolation électrique entre l'entrée et la sortie (entre la LED et le phototriac) est de 7500 V, ce qui est très intéressant. Certains optocoupleurs, tels que les MOC3030/3031 et les MOC3040/3041 possèdent en plus un circuit de déclenchement à tension nulle (Figure 10.33.b).

Dans les schémas de principe des figures 10.34.a (gradateur avec charge résistive) et 10.34.b (gradateur avec charge inductive), les optocoupleurs assurent une liaison simple et sans interaction entre les circuits de commande logique et les circuits de puissance. Ils servent de module d'attaque pour les triacs externes de puissance. L'amorçage du triac par l'intermédiaire du coupleur optique MOC3030 s'effectue lors du passage à zéro de la tension d'alimentation. La coupure a lieu lorsque le courant de charge descend en dessous du courant de maintien du triac. Le signal logique de commande est appliqué à la LED du coupleur optique dont la lumière enclenche l'optotriac qui, à son tour, amorce le triac externe contrôlant la puissance fournie à la charge. Les circuits RC de protection (*circuit Snubber*) montés en parallèle avec le triac externe limitent le taux de variation dv/dt qui pourrait causer des amorçages intempestifs particulièrement dans le cas de charges inductives. La valeur des composants R et C dépendent de l'inductance et de la résistance des charges.

La figure 10.35 représente le schéma de principe d'un circuit de commande de triacs qui contrôle des charges résistive et inductive à partir d'instructions fournies par un mini-ordinateur. Le signal de sortie TTL provenant de la plupart des circuits adaptateurs périphériques (*In/Out Port*) peut attaquer plusieurs portes TTL. Cependant il est insuffisant pour attaquer un coupleur optique (MOC3031 ou MOC3041) et

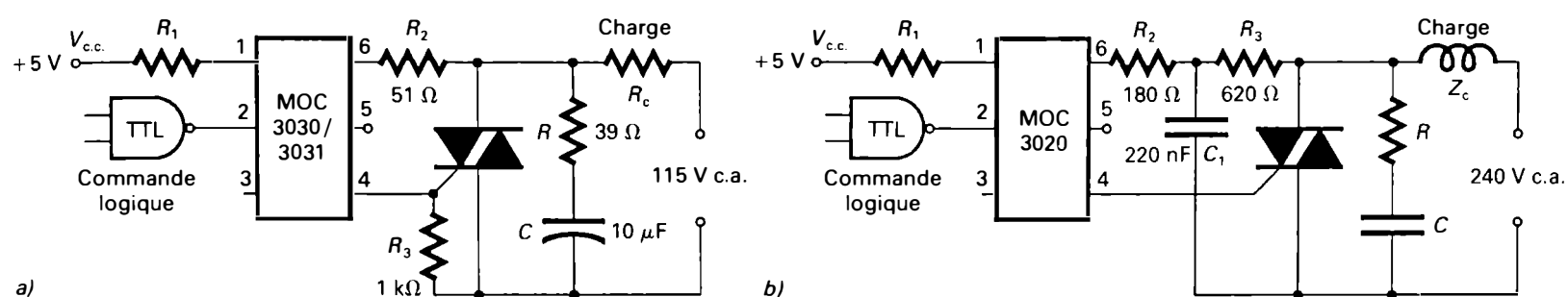


Figure 10.34 Gradateurs de puissance commandés par coupleurs optiques.

il ne peut être utilisé pour amorcer directement un triac ou un thyristor. Les portes NAND 7400 sont alors employées comme étage tampon pour assurer la liaison entre l'interface de sortie du mini-ordinateur et les coupleurs optiques. Ces derniers reliés aux gâchettes des triacs fournissent les impulsions d'amorçage. On peut ajouter un dispositif de commutation à tension nulle qui prolonge la durée de vie des lampes, diminue le courant initial de surcharge dans les triacs et réduit les parasites radios produits lors de la commutation des charges.

Variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones monophasés

Les triacs, tout comme les thyristors, sont utilisés pour varier la vitesse et le couple des moteurs asynchrones monophasés tels que le moteur série universel et certains types de moteurs d'induction.

Contrôle de la vitesse d'un moteur série universel

La plupart des machines outils-portatives (perceuses, scies à découper, meules, etc.) et des appareils électroménagers

(malaxeurs, machines à coudre, aspirateurs, etc.) sont munis de moteurs monophasés série universels qui peuvent fonctionner directement à partir d'une source d'alimentation continue ou alternative. Pour changer la vitesse de rotation de ce type de moteur, il suffit de varier la tension appliquée à ses bornes. Pour cela, on peut placer un thyristor en série avec le moteur, mais une seule alternance est contrôlée, ce qui limite la plage de variation de la vitesse.

La figure 10.36 représente un circuit de contrôle de vitesse utilisant un triac amorcé à l'aide d'un triac et d'un double circuit déphaseur; les deux alternances sont alors utilisées.

L'ensemble triac-diac fonctionne sur le même principe que celui utilisé dans les variateurs de lumière. Le double circuit déphaseur permet de réduire l'effet d'hystérésis et d'augmenter la plage de réglage. Dans ce montage, le moteur constitue une charge essentiellement inductive; il existe donc un déphasage entre la tension appliquée au triac et le courant qui le traverse. Lorsque le courant devient nul, le triac se bloque alors que la tension d'alimentation appliquée à ses bornes est différente de zéro. À l'instant du blocage, la tension de commutation peut avoir un

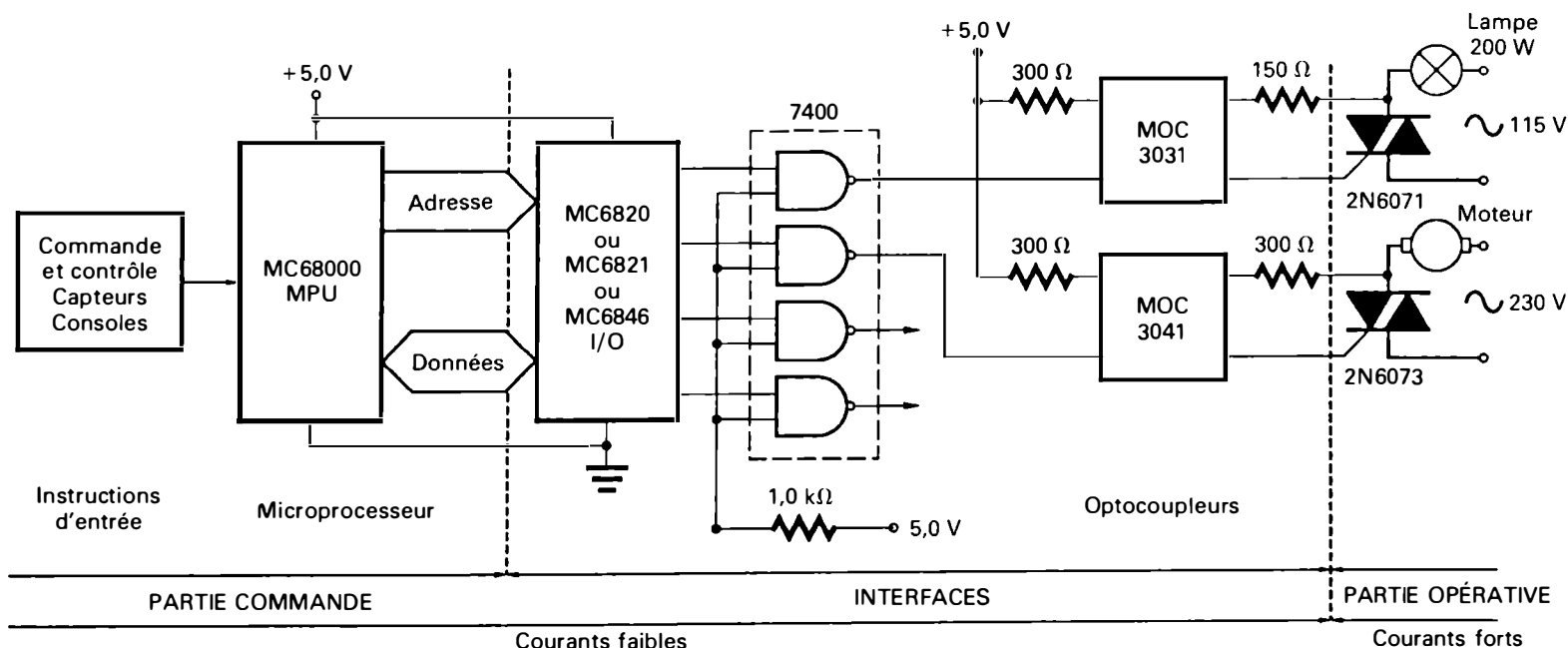


Figure 10.35 Circuit de commande de triacs avec microordinateur.

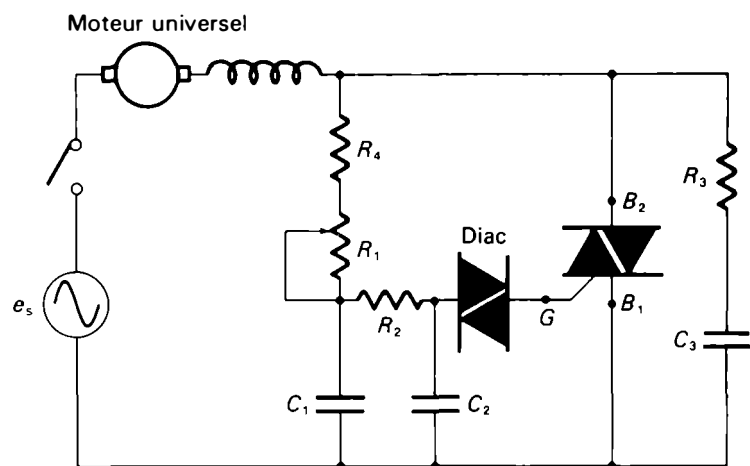


Figure 10.36 Contrôle de la vitesse d'un moteur universel par triac.

taux de croissance dv/dt qui risque d'amorcer le triac sans qu'aucun signal ne soit appliqué à la gâchette. Lors de la commutation, la variation dv/dt peut être limitée à une valeur acceptable pour le triac à l'aide du circuit de protection R_3C_3 (valeurs typiques: 100Ω et $0,1 \mu F$) branché en parallèle avec le triac.

Dans le montage illustré à la figure 10.37.a, le triac alimente le moteur série par l'intermédiaire d'un pont de diodes. Une tension redressée (double alternance) pouvant être contrôlée est alors appliquée aux bornes du moteur. La variation de vitesse s'effectue progressivement jusqu'à la valeur maximale (Figure 10.37.b) et le couple du moteur varie proportionnellement au courant consommé.

Contrôle de la vitesse d'un moteur d'induction

La vitesse de rotation de certains types de moteurs d'induction monophasés, tels que les moteurs à phase auxiliaire, les moteurs à condensateur de démarrage et les moteurs à bobines écrans, peut être contrôlée par la variation de la tension appliquée à leurs bornes (Figure 10.38). Le triac placé en série avec l'enroulement principal de marche commande la puissance fournie à cet enroulement et la vitesse du moteur seulement pour une plage de réglage limitée.

Le schéma de principe de la figure 10.39 représente le circuit de contrôle d'un moteur de ventilateur dans un système de chauffage à air chaud. Le potentiomètre permet de fixer la vitesse minimale du moteur nécessaire pour assurer la circulation de l'air. La thermistance R_3 réagit en fonction de la température de l'air ambiant et contrôle la vitesse du moteur par l'intermédiaire du triac.

Contrôle du sens de rotation d'un moteur d'induction

Dans de nombreuses applications industrielles, il est indispensable de pouvoir inverser le sens de rotation d'un moteur soit directement, soit par l'intermédiaire d'un circuit auxiliaire. Pour changer le sens de rotation d'un moteur, il suffit d'inverser le sens du courant dans l'un des enroulements. Dans le montage de la figure 10.40, les triacs sont utilisés dans chacun des enroulements de marche (avant et arrière). Les deux triacs peuvent être amorcés par l'intermédiaire de relais ou par l'un des dispositifs d'enclenchement présentés au paragraphe 10.4.

Les valeurs nominales des tensions de crête à l'état bloqué des triacs doivent être suffisantes pour pouvoir

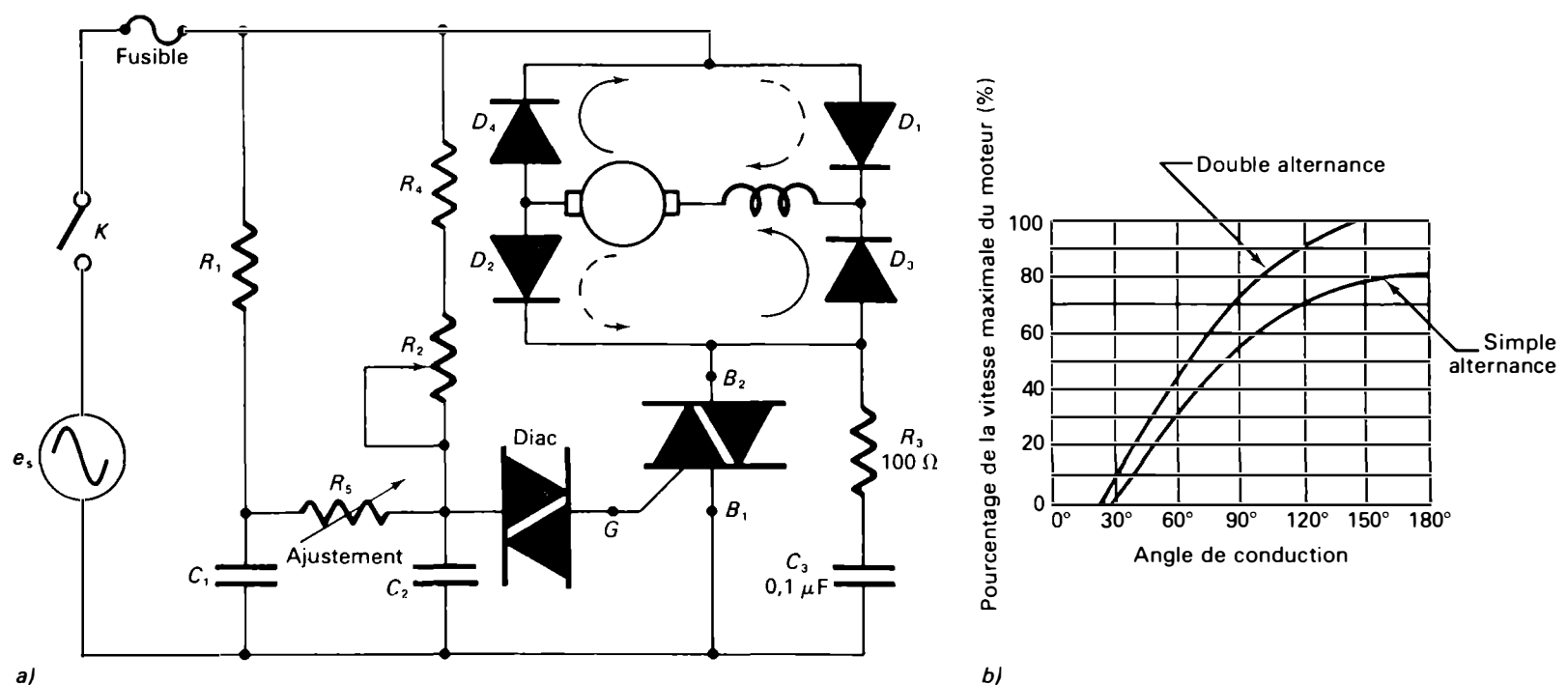


Figure 10.37 a) Variateur de vitesse pour moteur série universel avec triac et pont de diodes; b) variation de la vitesse en fonction de l'angle de conduction.

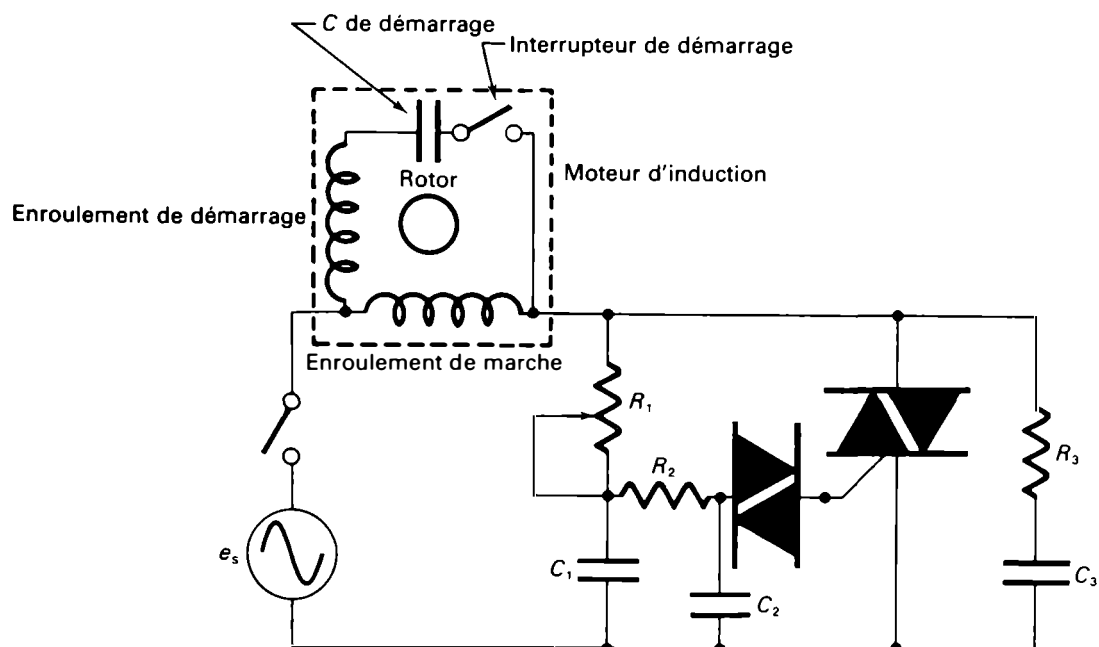


Figure 10.38 Variateur de vitesse pour moteur d'induction.

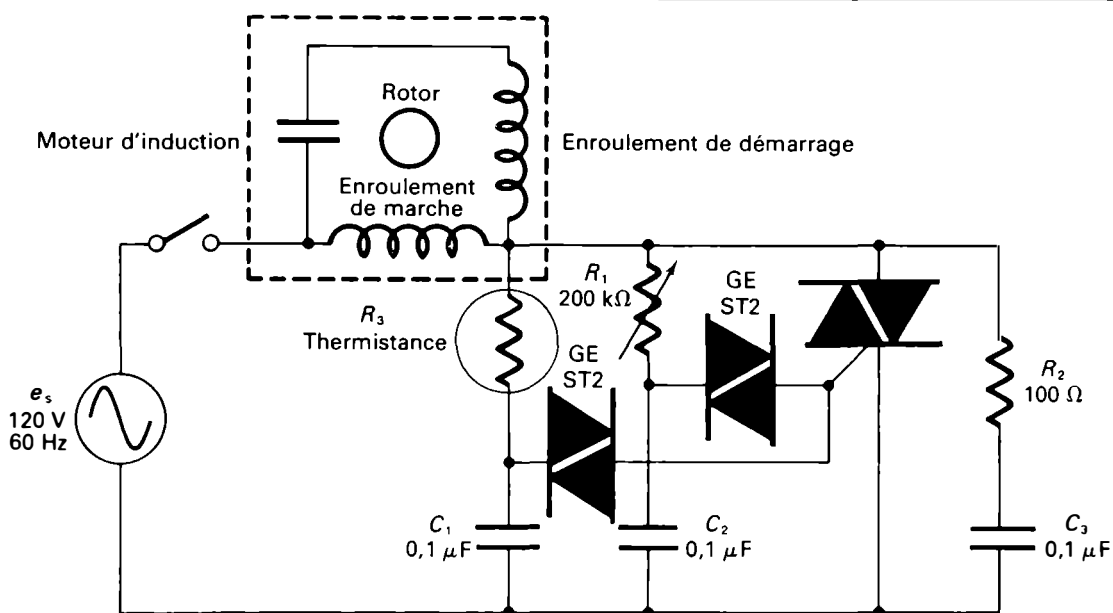


Figure 10.39 Contrôle de la vitesse d'un moteur de ventilateur dans un système de chauffage à air chaud.

supporter les pointes de tensions produites par la boucle LC constituée par le condensateur de démarrage et par les enroulements statoriques du moteur. En pratique, la valeur de la tension de crête répétitive à l'état bloqué (V_{DRM}) des triacs doit être 1,5 fois supérieure à la valeur de la tension de travail du condensateur. La résistance R_1 limite le courant de décharge du condensateur à une valeur admissible par le triac dans le cas où un triac s'amorcerait pendant que l'autre laisserait passer le courant. Le courant de crête dans la boucle constituée par le triac 1, par le condensateur C et par le triac 2 pourrait alors endommager les triacs. Ce type de circuit peut être utilisé, par exemple, pour commander l'ouverture et la fermeture automatique de portes de garage.

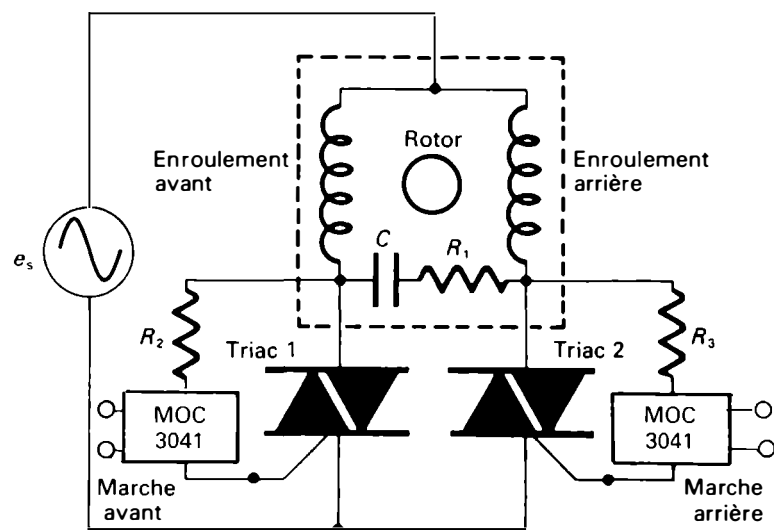


Figure 10.40 Contrôle du sens de rotation d'un moteur d'induction.

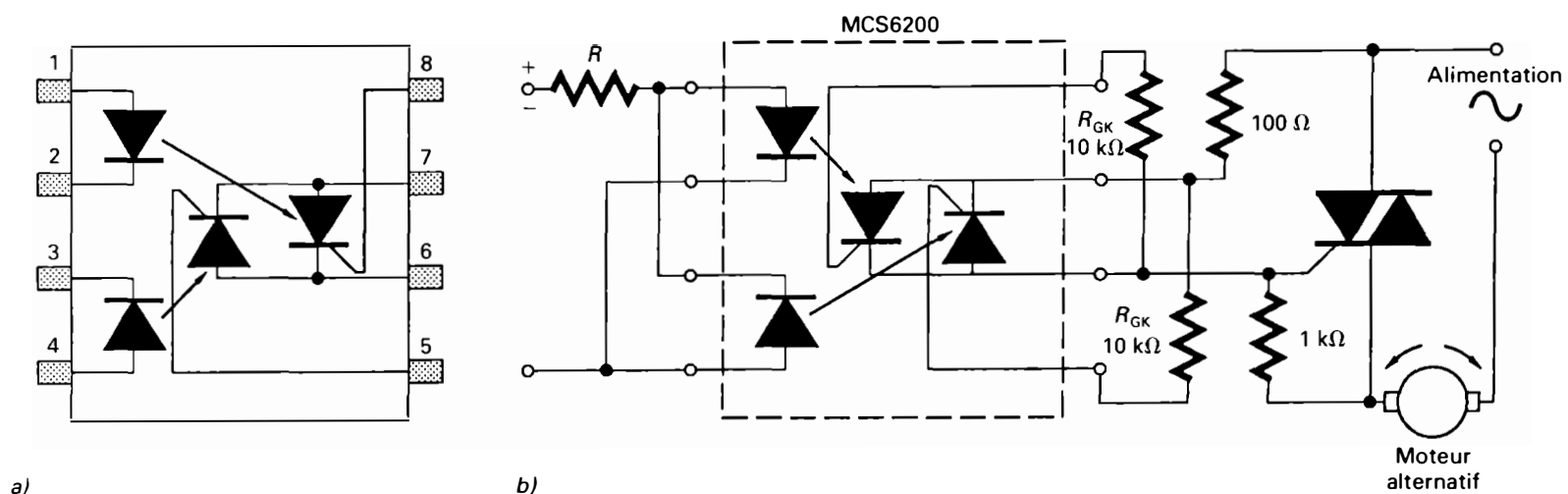


Figure 10.41 Optocoupleur bilatéral à double photothyristor: a) schéma équivalent; b) commande bidirectionnelle de moteur alternatif.

Commande bidirectionnelle d'un moteur alternatif avec optocoupleur bilatéral

L'optocoupleur MCS6200-6201, présenté dans un boîtier à 8 broches, comprend deux diodes électroluminescentes (LED) qui commandent deux photothyristors montés en parallèle-inverse, ce qui correspond à un phototriac (Figure 10.41.a). Un courant de 5 mA à 15 mA appliqué aux LED est suffisant pour déclencher les photothyristors, ce qui permet la commande logique à partir de signaux logiques TTL. La tension d'isolation entre l'entrée et la sortie est de

2500 V c.c. Chaque gâchette des photothyristors peut être polarisée par l'intermédiaire d'une résistance R_{GK} qui détermine la valeur du courant de déclenchement. Le déclenchement de l'un ou de l'autre des photothyristors commande le passage du courant dans un sens ou dans l'autre à partir d'une source alternative. On peut ainsi contrôler le sens de rotation d'un moteur alternatif monophasé.

Si la puissance contrôlée à la sortie par l'optocoupleur de type MCS6200 est insuffisante, on peut l'utiliser pour déclencher un triac externe de puissance supérieure (Figure 10.41.b).

RÉSUMÉ

Le triac, ou *alternistor*, est un dispositif à semi-conducteur bidirectionnel à trois électrodes: deux électrodes principales, les bornes B_2 et B_1 , et une électrode de commande, la gâchette G . Il est équivalent à deux thyristors associés en parallèle-inverse. Le triac est à l'état bloqué dans les deux sens lorsqu'aucun signal n'est appliqué à la gâchette. Par contre, il laisse passer le courant dans les deux sens tant qu'un signal est appliqué à la gâchette. Cependant, un courant minimal de maintien I_H est nécessaire pour maintenir le triac en conduction.

Le triac a quatre modes d'amorçage possibles: le mode I+ où B_2 et G sont positifs par rapport à B_1 ; le mode I- où B_2 est positif et G négatif par rapport à B_1 ; le mode III+ où B_2 est négatif et G positif par rapport à B_1 ; le mode III- où B_2 et G sont négatifs par rapport à B_1 . Les modes d'amorçage I+ et III- sont les plus utilisés.

De nombreux dispositifs d'amorçage sont utilisés pour déclencher les triacs (circuits déphaseurs, transistor unijonction et transformateur d'impulsions, commutateurs

unilatéral et bilatéral, diode Shockley, etc.). La diode de déclenchement bilatérale (diac) est la plus couramment utilisée. Le phénomène d'hystérésis, qui empêche l'augmentation progressive de la puissance fournie à la charge, est causé par l'amorçage avec diac; il peut être limité par l'utilisation d'un circuit déphaseur à double constante de temps ou d'une diode asymétrique.

Les triacs peuvent être employés comme commutateurs statiques à haute vitesse, pour établir ou interrompre des courants alternatifs. Ils sont également utilisés pour la commande de puissance par réglage de phase. Ils peuvent ainsi contrôler la puissance alternative fournie à une charge (d'une valeur nulle à une valeur maximale). On réalise cela en faisant varier l'angle d'amorçage du triac entre 0° et 180° .

La commutation rapide des triacs crée des impulsions parasites pouvant perturber la réception radiophonique en modulation d'amplitude. Pour limiter ces parasites et les ramener à un niveau acceptable, il faut placer un filtre

LC entre le triac et la charge. Dans le cas d'une charge inductive, telle qu'un moteur, la rapide variation $dv/dt_{(c)}$ de commutation risque de provoquer le réamorçage du triac

à un mauvais moment. Pour éliminer cet inconvénient, un circuit de protection RC est connecté entre les bornes du triac.

Il existe actuellement une grande variété de triacs; leurs courants efficaces s'échelonnent d'une fraction d'ampère à 200 A et plus et leurs tensions inverses dépassent

1000 V. Les triacs sont utilisés dans de nombreuses et diverses applications dont les plus courantes sont:

- les variateurs ou gradateurs de lumière;
- les variateurs de puissance pour la commande de température de four et pour la régulation du chauffage électrique des habitations;
- les variateurs de vitesse pour moteurs universels et pour moteurs d'induction;
- l'alimentation de machines à souder;
- les circuits temporisateurs, clignoteurs, etc.

QUESTIONS

- 10.1** Qu'est-ce qu'un triac? Définissez brièvement sa structure et identifiez ses couches et ses électrodes.
- 10.2** Quelles différences existe-t-il entre le fonctionnement d'un thyristor et le fonctionnement d'un triac?
- 10.3** Présentez les différents modes d'amorçage du triac. Identifiez ceux qui sont les plus utilisés en pratique et dites pourquoi.
- 10.4** Expliquez ce qu'est la vitesse de croissance de la tension à la commutation $dv/dt_{(c)}$. Comment fait-on pour éliminer ces inconvénients?
- 10.5** Quels sont les dispositifs de déclenchement (bidirectionnels et unidirectionnels) à seuil de tension pouvant être utilisés pour amorcer les triacs?
- 10.6** Analysez le fonctionnement d'un circuit d'amorçage de triac par diac.
- 10.7** Qu'appelle-t-on phénomène d'hystérésis dans l'amorçage du triac par diac? Quels en sont les effets? Comment peut-on les réduire?
- 10.8** Qu'est-ce qu'un quadrac?
- 10.9** Peut-on amorcer un triac à l'aide d'un dispositif de déclenchement unidirectionnel? Expliquez comment.
- 10.10** Expliquez brièvement le principe du réglage de phase, ou commande de phase, dans l'utilisation d'un triac.
- 10.11** À partir des fiches techniques fournies par les fabricants, donnez les valeurs typiques de V_{GT} , I_{GT} , I_H , $dv/dt_{(c)}$ pour un triac de puissance moyenne ayant un courant efficace ($I_{T(RMS)}$) de 10 A.
- 10.12** Citez quatre applications industrielles des triacs et expliquez brièvement leur principe de fonctionnement:
- a) en commutation statique;
 - b) en réglage de phase.
- 10.13** Analysez le fonctionnement d'un gradateur à triac commandé par un circuit intégré de déclenchement CA3059.
- 10.14** Qu'est-ce qu'un coupleur optique utilisé pour la commande d'un triac? Définissez-en la structure, le principe de fonctionnement et les caractéristiques essentielles.

PROBLÈMES

- 10.1** Le montage de la figure 10.13 comprend les composants suivants: R_{prot} de 1 k Ω ; C de 1 μ F; diac ST2 (V_{BO} de 32 V). source d'alimentation est de 240 V et 60 Hz. Calculez:
- a) le temps de retard à l'amorçage et l'angle de conduction du triac, lorsque le potentiomètre R_v est réglé à 5 k Ω ;
 - b) la valeur du potentiomètre requis pour obtenir un contrôle de l'angle d'amorçage jusqu'à 90°.
- 10.2** Le montage de la figure 10.13 comprend les composants suivants: R_{prot} de 2,2 k Ω ; C de 0,1 μ F; diac ST2 (V_{BO} de 32 V). La source d'alimentation est de 115 V et 60 Hz. Calculez la valeur de réglage du potentiomètre R_v pour obtenir un angle d'amorçage de 30°.
- 10.3** Dans le circuit d'amorçage du triac par transistor unijonction de la figure 10.21, calculez:
- a) l'angle d'amorçage du triac lorsque R est égal à 23 k Ω et C , à 0,1 μ F. Le rapport intrinsèque du transistor unijonction est de 0,6 et la fréquence de la source d'alimentation, de 60 Hz;
 - b) les valeurs limites de R pour que l'angle d'amorçage puisse varier de 5° à 175°.

- 10.4** Dans le cas du variateur de puissance illustré à la figure 10.42:
- Calculez le courant efficace circulant dans la charge, lorsque l'angle d'amorçage est de 45° , et la tension instantanée appliquée aux bornes B_2 et B_1 au moment de l'amorçage.
 - Calculez l'angle de conduction du triac pour que la puissance dans la charge soit de 720 W.
 - En vous servant des fiches techniques fournies par les fabricants, choisissez le triac approprié. La marge de sécurité pour le courant est de 50% et celle pour la tension, de 100%.

10.5 Refaites le problème 10.4, mais utilisez les données suivantes:

$$e_s = (\sqrt{2} \times 240) \sin 377t$$

$$R_c = 6 \Omega$$

- L'angle d'amorçage est de 55° .
- La puissance dans la charge est de 960 W.

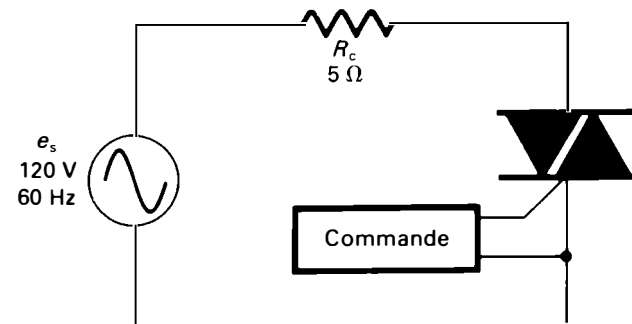


Figure 10.42 Problèmes 10.4 et 10.5.

11

Optoélectronique

PRÉSENTATION

L'électronique industrielle utilise de plus en plus des systèmes optoélectroniques. Ces systèmes sont constitués de divers composants combinant les techniques de l'optique et de l'électronique. Les dispositifs optoélectroniques, nombreux et variés, sont employés dans de multiples applications telles que la détection et le comptage, d'objets, la commande optique de machines diverses, l'acquisition et la transmission de données, l'affichage alphanumérique, etc.

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord la notion d'optoélectronique et nous rappellerons brièvement la nature de la lumière, ses caractéristiques essentielles et ses principales unités de mesure. Puis nous étudierons les principaux composants optoélectroniques — détecteurs, émetteurs, coupleurs — en analysant leur principe de fonctionnement, leurs caractéristiques essentielles et leurs applications typiques. Enfin, nous examinerons le fonctionnement de quelques montages optoélectroniques de base utilisés en électronique industrielle.

CONTENU

- 11.1 Introduction à l'optoélectronique
- 11.2 Physique de la lumière
- 11.3 Photodétecteurs: cellules photo-émissives, photoconductrices et photovoltaïques
- 11.4 Photoémetteurs: diodes électroluminescentes, diodes à infrarouge et diodes lasers
- 11.5 Cristaux liquides
- 11.6 Photocoupleurs
- 11.7 Fibres optiques

OBJECTIFS

Connaître les caractéristiques essentielles et les unités de mesure de la lumière.

Comprendre le mode de fonctionnement des différents types de composants opto-électroniques.

Dégager les principales caractéristiques des composants optoélectroniques dans les fiches techniques des manufacturiers.

Choisir les composants nécessaires en fonction des exigences techniques requises par les applications industrielles.

Analyser le fonctionnement des montages de base et déterminer les valeurs des courants, tensions et fréquences d'utilisation des composants optoélectroniques employés.

Connaître les principaux champs d'application des systèmes optoélectroniques.

11.1 INTRODUCTION À L'OPTOÉLECTRONIQUE

L'optoélectronique — appelée aussi *photo-électricité* — est une technique qui combine l'optique et l'électronique. Elle comprend l'ensemble des dispositifs permettant de détecter les radiations lumineuses (visibles et invisibles) et de les convertir en signaux électriques ou en énergie renouvelable. L'optoélectronique comprend aussi les composants utilisés pour transmettre des informations analogiques ou numériques par l'intermédiaire de faisceaux lumineux.

Un système optoélectronique comporte essentiellement une source d'énergie lumineuse, un milieu de transmission, un dispositif de contrôle et d'affichage et une charge contrôlée. La figure 11.1 représente les éléments de base qui constituent un système optoélectronique.

La source d'énergie fournit les radiations lumineuses visibles ou invisibles. Le milieu de transmission est soit l'air, soit une fibre optique ou un optocoupleur. Le dispositif de contrôle est habituellement constitué de photodétecteurs qui captent les variations d'intensité des radiations lumineuses. Le module d'affichage indique, dans certaines applications, les données et les informations requises. La charge est commandée par les variations des radiations lumineuses.

11.1.1 Classification des dispositifs optoélectroniques

L'ensemble des dispositifs optoélectroniques — ou photo-électriques — se divise en trois grands groupes principaux: les photodétecteurs, les photo-émetteurs et les photocoupleurs (ou optocoupleurs). La figure 11.2 représente l'ensemble des dispositifs optoélectroniques.

Photodétecteurs

Les photodétecteurs convertissent l'énergie des radiations lumineuses en énergie électrique. Ce sont: les cellules photo-émisives, les cellules photovoltaïques et les cellules photoconductrices.

Cellules photo-émisives

Dans les cellules photo-émisives, des électrons sont éjectés sous l'effet des radiations lumineuses qui frappent les matériaux photosensibles. Elles comprennent essentiellement les phototubes à vide et à gaz, et les photomultiplicateurs.

Cellules photovoltaïques

Dans les cellules photovoltaïques, l'énergie lumineuse se transforme en énergie électrique à travers des jonctions semi-conductrices exposées à la lumière. Les cellules photovoltaïques sont communément appelées *piles solaires* ou *photopiles*, parce qu'elles fournissent une force électromotrice à partir de la lumière.

Cellules photoconductrices

Dans les cellules photoconductrices, la résistance électrique de certains matériaux photoconducteurs (surtout des semi-conducteurs) varie lorsque ceux-ci sont frappés par la lumière. Leur résistance diminue lorsque l'intensité lumineuse diminue. Les *photodiodes*, les *phototransistors*, les *photothyristors* et les *photorésistances* font partie de la catégorie des cellules photoconductrices.

Photo-émetteurs

Les photo-émetteurs transforment les signaux électriques en radiations lumineuses visibles ou invisibles. Ce sont essentiellement les afficheurs (ou indicateurs) numériques et alphanumériques à diodes électroluminescentes (LED: *Light Emitting Diode*). Les photo-émetteurs comprennent aussi les diodes à infrarouge et les diodes lasers.

Remarque: Les cristaux liquides, bien qu'ils soient utilisés comme afficheurs, ne font pas partie des photo-émetteurs. En effet, lorsqu'une tension électrique est appliquée à leurs bornes, ils n'émettent pas de lumière. Les cristaux liquides réfléchissent — ou transmettent — les radiations lumineuses qui viennent les frapper.

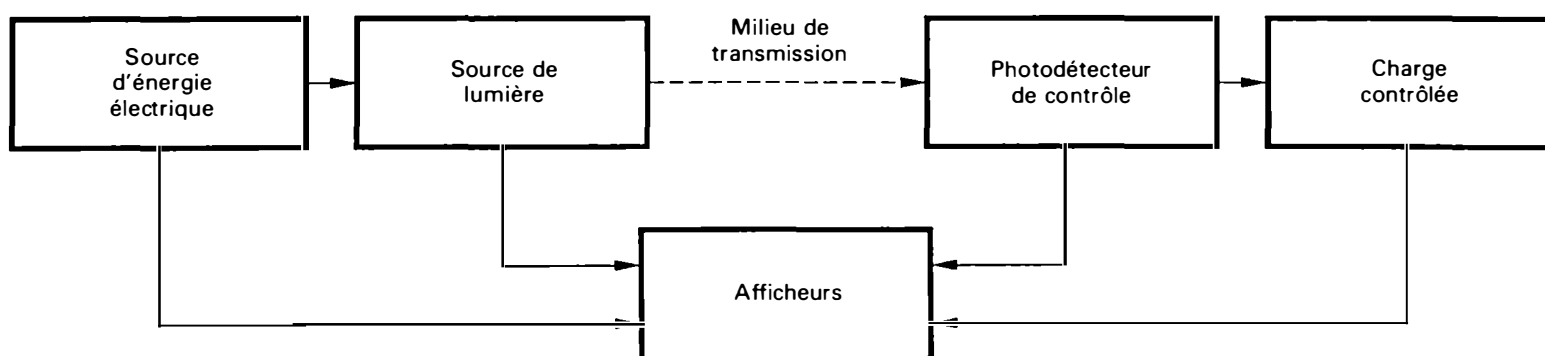


Figure 11.1 Principaux éléments d'un système optoélectronique.

Photocoupleurs

Les photocoupleurs sont des dispositifs qui assurent la liaison, dans un sens, entre deux circuits par l'intermédiaire de radiations lumineuses modulées. Nous distinguons principalement les coupleurs optiques et la fibre optique.

Coupleurs optiques

Les coupleurs optiques, appelés aussi *opto-isolateurs*, sont constitués d'un émetteur de lumière associé à un photo-détecteur. Ils servent à transmettre des informations analogiques et/ou numériques avec un isolement électrique excellent entre l'entrée et la sortie.

Fibre optique

La fibre optique permet la transmission de signaux, sur une certaine distance, sous forme de radiations lumineuses modulées dans un milieu transparent.

11.1.2 Évolution de l'optoélectronique

L'effet photo-électrique se définit d'une manière simple: les photons, ou particules élémentaires d'énergie électrique, en frappant certains matériaux, leur arrachent des électrons. L'énergie de ces électrons peut être soit amplifiée et modulée pour fournir des signaux électriques utiles (photo-émission ou photoconduction), soit convertie directement par effet photovoltaïque en une source d'énergie électrique.

Le phénomène photo-électrique découvert au cours de la décennie 1870 a été observé scientifiquement pour la première fois par Heinrich Rudolph Hertz en 1887. Les hypothèses sur la lumière ont été refaites par le physicien Max Planck (1858-1947) dans sa *théorie des quanta*¹ formulée en 1900. Une explication théorique satisfaisante a été donnée par Albert Einstein (1879-1955) en 1905. La véri-

¹ Quantum: La plus petite quantité d'énergie émise ou absorbée.

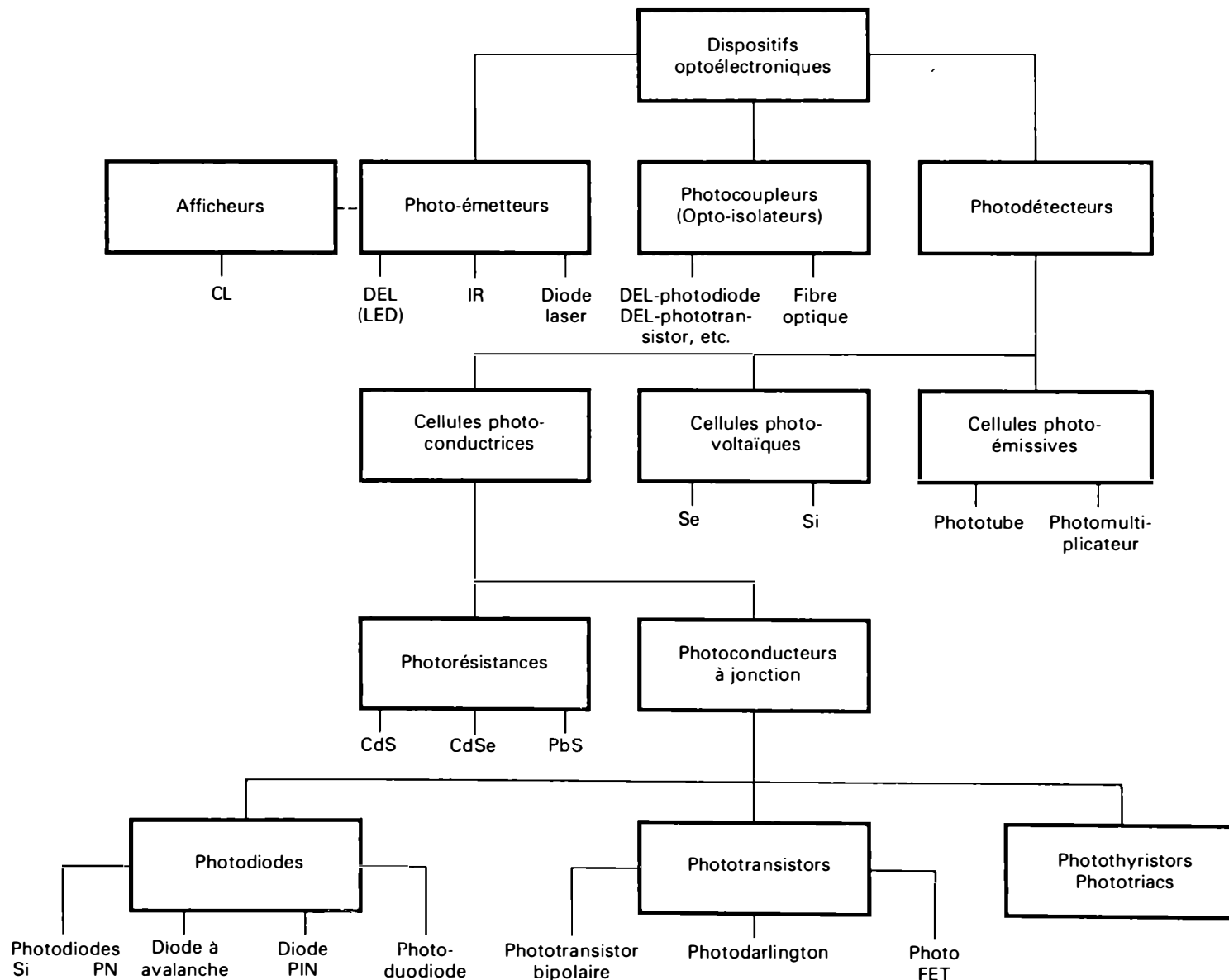


Figure 11.2 Tableau synoptique des dispositifs optoélectroniques.

fication expérimentale a été réalisée par R.A. Millikan (1868-1953) en 1916.

Les premières applications pratiques, les *phototubes*, remontent aux années 1920. À partir des années 1940, les *photorésistances* prennent de l'importance et, en 1947, les premières *cellules photoconductrices au sulfure de cadmium* (CdS) sont expérimentées. Puis vers 1950, ce sont les premières *photodiodes* et, ensuite, les premiers *phototransistors*. En 1955, les premières *piles solaires* au silicium sont construites par Bell Telephone Laboratoires (États-Unis). En 1960, Theodore Maiman des laboratoires de recherche Hughes Aircraft Corp. en Californie met au point le *laser au rubis*; vinrent ensuite les différents types de *lasers à gaz*, à *liquides* et, enfin, à *semi-conducteurs* avec la diode laser à l'arséniure de gallium (GaAs). Au début des années 1960, apparaissent les premières applications commerciales des *fibres optiques*. Vers le milieu de la même décennie, les *diodes électroluminescentes* (LED) commencent à être utilisées pour l'affichage, suivies à la fin des années 1960 par les afficheurs à cristaux liquides. Les photo-émetteurs associés à des photodétecteurs (*photodiodes*, *phototransistors*, etc.) permettent la réalisation des coupleurs optiques. Dès 1960, grâce au laser, on développe la technique de l'*hologramme*², découverte en 1948 par le professeur Dennis Gabor (1900-1979). En 1968, une équipe de chercheurs japonais obtient le premier holographe électronique. Et en 1974, une équipe du Ann Arbor University (États-Unis) prend un cliché holographique à l'intérieur d'un atome.

Les dispositifs optoélectroniques occupent une place de plus en plus importante dans les circuits de mesure, de contrôle, de transmission et d'affichage d'informations. Ils sont utilisés dans presque tous les types d'industries et dans de nombreuses techniques de pointe pour:

- détecter et mesurer des radiations lumineuses;
- compter, peser, inspecter, trier et convoier des objets manufacturés;
- lire, imprimer, enregistrer et afficher des données;
- contrôler des machines automatiques complexes (*robotique*);
- prévenir contre certains événements, etc. (systèmes d'alarme et de prévention);
- transmettre des signaux lumineux et électriques (télécommunications, télématique, etc.);
- etc.

11.2 PHYSIQUE DE LA LUMIÈRE

La lumière constitue un des éléments fondamentaux de l'optoélectronique. Elle est à la base des phénomènes photo-

émissif, photoconductif, et photovoltaïque. Elle sert de support à la transmission des signaux et des informations dans les photocoupleurs et les fibres optiques. Enfin, la production de certaines radiations lumineuses est le but recherché dans les afficheurs et les lasers.

11.2.1 Nature de la lumière

Qu'est-ce que la lumière? Les théories sur la lumière ont changé plusieurs fois au cours des trois derniers siècles et plusieurs hypothèses ont tenté d'expliquer et d'interpréter les observations expérimentales.

Sir Isaac Newton (1642-1727) a développé la *théorie de l'émission*. La lumière serait composée de corpuscules très légers et très rapides émis par la source lumineuse. Augustin Fresnel (1788-1827) imagine la *théorie vibratoire* selon laquelle la lumière se propagerait par ondes à la manière des rides à la surface de l'eau. Cette théorie des ondulations lumineuses avait d'ailleurs déjà été exprimée, au XVII^e siècle, par Christian Huygens (1629-1695). James Clerk Maxwell (1831-1879) a élargi le concept de Fresnel et a établi l'égalité entre la vitesse de la lumière et la vitesse de propagation des champs électriques et magnétiques. Il a identifié la lumière à un phénomène vibratoire électromagnétique et a considéré les ondes lumineuses comme des ondes électromagnétiques identiques, sauf pour leur fréquence, à toutes les autres ondes obtenues avec des circuits oscillants. Pour Maxwell, la lumière est un *rayonnement électromagnétique*. En 1887, la découverte de la photo-électricité par Hertz a obligé les physiciens à reconsidérer le problème. On a reconnu que, dans certains cas, la lumière était un *phénomène corpusculaire*, c'est-à-dire qu'elle était composée de particules ou de « grains » de lumière appelés *photons*. Les deux théories, celle des ondes électromagnétiques et celle des photons, étaient utilisées selon le phénomène étudié. Une synthèse a été réalisée par Louis de Broglie en 1922; il a émis l'hypothèse que tout corpuscule est accompagné d'une onde et vice versa: ce fut la naissance de la *mécanique ondulatoire*. Désormais, on considérerait la lumière non seulement comme une onde, mais aussi comme une substance discrète, c'est-à-dire segmentée en particules distinctes. L'onde électromagnétique est l'onde porteuse, en chaque point de laquelle existe une probabilité non nulle de trouver une particule (un photon).

En résumé, la lumière a une nature double:

- La lumière est une radiation électromagnétique (visible ou non visible) qui possède les propriétés des ondes (réflexion, réfraction, diffraction, interférence et polarisation): *c'est l'aspect ondulatoire*.
- La lumière est constituée de particules élémentaires d'énergie appelées photons: *c'est l'aspect corpusculaire*.

² Holographie: Technique de photographie en relief utilisant les interférences produites par deux faisceaux lasers, l'un provenant directement de la source laser, et l'autre étant réfléchi par l'objet à photographier.

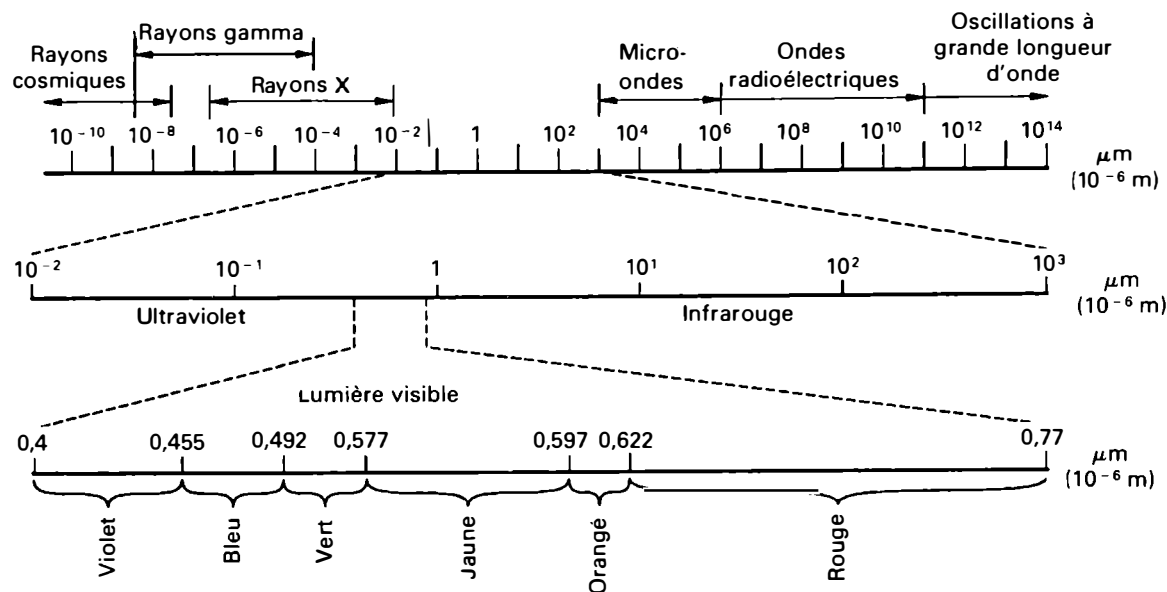


Figure 11.3 Spectre des radiations.

11.2.2 Caractéristiques et propriétés de la lumière

Vitesse

La lumière voyage dans le vide (et dans l'air) à la vitesse de 300 000 km/s ($c = 3 \times 10^8$ m/s).³ Elle se propage dans l'eau à 225 000 km/s et dans le verre, à 200 000 km/s.

Spectre électromagnétique

La lumière est une partie du spectre électromagnétique, qui comprend les ondes radioélectriques (radio, télévision, radar et satellite), les rayons infrarouges, la lumière visible, les rayons ultraviolets, les rayons X, les rayons gamma et les

³ Les mesures les plus précises donnent:

$$c = 299\,792,5 \text{ km/s} \pm 0,5 \text{ km/s}$$

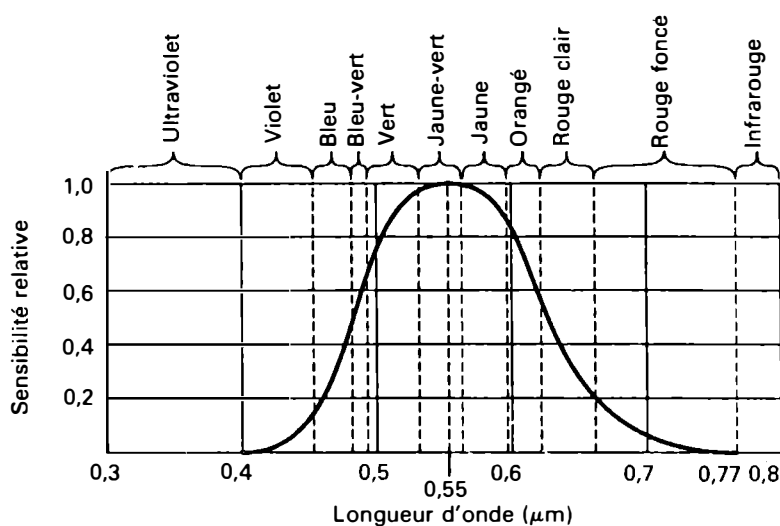


Figure 11.4 Courbe de sensibilité de l'œil aux diverses radiations lumineuses.

rayons cosmiques (voir la figure 11.3). L'optoélectronique est intéressée par la partie optique du spectre électromagnétique:

- rayons ultraviolets;
- lumière visible;
- rayons infrarouges.

L'œil humain est sensible aux radiations lumineuses qui sont comprises entre les rayons ultraviolets et les rayons infrarouges, comme l'illustre la figure 11.4. La lumière solaire, appelée aussi *lumière blanche*, est décomposée par le prisme en un ensemble de *radiations monochromatiques*⁴. On obtient un spectre visible de six teintes principales: violet, bleu, vert, jaune, orangé et rouge. Les longueurs d'onde de ces radiations sont indiquées au tableau 11.1. L'œil a un maximum de sensibilité pour la radiation jaune-verte correspondant à une longueur d'onde de $0,55 \times 10^{-6}$ m, soit $0,55 \mu\text{m}$.

Tableau 11.1 Longueurs d'onde correspondant aux différentes couleurs de radiations lumineuses:

Couleur	Longueur d'onde (nm)
Violet	400 à 450
Bleu	450 à 500
Vert	500 à 570
Jaune	570 à 590
Orangé	590 à 620
Rouge	620 à 770

⁴ Radiations monochromatiques: Radiations de même fréquence ou de même longueur d'onde.

Fréquence et longueur d'onde

Une radiation lumineuse est caractérisée par sa fréquence f ou, plus communément, par sa *longueur d'onde* dans le vide λ (lambda). La longueur d'onde d'une radiation monochromatique correspond à la distance que celle-ci parcourt, dans le vide, pendant une période:

$$\lambda = cT \quad (11.1)$$

Dans cette relation, λ désigne la longueur d'onde exprimée en mètres, c désigne la vitesse de la lumière exprimée en mètres par seconde et T , la période exprimée en secondes. Puisque:

$$T = \frac{1}{f}$$

Alors:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \text{et} \quad f = \frac{c}{\lambda}$$

Les principales unités de longueur d'onde utilisées pour les radiations lumineuses sont le nanomètre (nm) et le micromètre (μm) ou, anciennement, le micron (μ). Une autre unité, dont l'usage n'est plus recommandé, est l'angström⁵ (Å):

$$\begin{aligned} 1 \text{ nm} &= 1 \times 10^{-9} \text{ m} \\ 1 \mu\text{m} &= 1 \times 10^{-6} \text{ m} \\ 1 \text{ Å} &= 1 \times 10^{-10} \text{ m} \end{aligned}$$

Dans le spectre des fréquences qui s'étend depuis les très basses fréquences (environ 10 Hz) jusqu'aux rayons cosmiques (10^{24} Hz), seule une étroite bande de fréquences est visible à l'œil nu. Les longueurs d'onde des radiations lumineuses visibles sont comprises entre 0,4 μm (violet) et 0,77 μm (rouge).

Il existe des rayons du spectre optique auxquels l'œil n'est pas sensible. Ce sont les rayons infrarouges et les rayons ultraviolets.

Rayons infrarouges

Les rayons infrarouges (IR), situés au-delà de la lumière rouge dans le spectre, occupent une large partie du spectre optique et leur longueur d'onde s'étend de 0,77 μm à 1000 μm (soit de 770 nm à 1 000 000 nm). Ils sont utilisés pour le chauffage des espaces découverts, pour le séchage des peintures, pour la cuisson d'aliments, pour les systèmes d'alarme, pour la vision et la photographie de nuit, etc.

Rayons ultraviolets

Les rayons ultraviolets (UV) sont situés en deçà de la lumière violette dans le spectre optique. Leur longueur d'onde s'étend de 0,01 μm à 0,4 μm (soit de 10 nm à 400 nm). Ils sont employés pour détruire les germes et les bactéries, pour stériliser les instruments chirurgicaux, etc. Ils provoquent la fluorescence de certains corps; ils sont utilisés dans certains types d'éclairage théâtral, dans la publicité et dans la détection de faux tableaux. Ils peuvent causer des troubles de la vue et sont la cause principale des coups de soleil.

Exemple 11.1

Calculez les fréquences limites aux extrémités du spectre visible.

Solution

Selon la figure 11.4, la longueur d'onde maximale de la lumière rouge est de 0,77 μm , alors que la longueur d'onde minimale de la lumière violette est de 0,4 μm . À partir de l'équation 11.1, nous obtenons:

$$f_{\min} = \frac{3 \times 10^8}{0,77 \times 10^{-6}} = 3,9 \times 10^{14} \text{ Hz}$$

$$f_{\max} = \frac{3 \times 10^8}{0,4 \times 10^{-6}} = 7,5 \times 10^{14} \text{ Hz}$$

Ainsi:

$$3,9 \times 10^{14} \text{ Hz} < \text{Spectre visible} < 7,5 \times 10^{14} \text{ Hz}$$

Énergie d'un rayon lumineux

D'après la théorie corpusculaire, la lumière est composée de particules élémentaires d'énergie, appelées photons, qui se propagent à la vitesse de 3×10^8 m/s. Chaque photon possède une énergie (quantum) proportionnelle à la fréquence de l'onde porteuse. L'énergie d'un photon est donnée par l'équation de Planck:⁶

$$W = hf \quad (11.2)$$

Dans cette relation, le symbole W désigne l'énergie du photon exprimée en joules, alors que le symbole h désigne la *constante de Planck*, dont la valeur est $6,63 \times 10^{-34}$ J·s. La fréquence f est exprimée en hertz.

Le joule (J) est l'unité SI du travail, de l'énergie et de la chaleur. Un joule correspond au travail produit par une force d'un newton (N) dont le point d'application se déplace sur une distance d'un mètre dans la direction de la force. En électricité, le joule correspond à l'énergie nécessaire pour déplacer une charge d'un coulomb (C) entre deux points qui présentent une différence de potentiel d'un volt

⁵ Unité nommée en l'honneur du physicien suédois Anders Jonas Ångström (1814-1874) connu pour ses travaux sur l'analyse spectrale.

⁶ Max Planck, physicien allemand, est l'auteur de la théorie des quanta (théorie quantique).

(V). L'électron-volt est l'énergie cinétique acquise par un électron dans le champ électrique produit par une différence de potentiel de 1 V:

$$1 \text{ eV} = 1,6 \times 10^{-19} \text{ J}$$

À partir de l'équation 11.2 nous pouvons écrire:

$$W_{\text{eV}} = \frac{hf}{1,6 \times 10^{-19} \text{ J/eV}} = \frac{hc}{\lambda(1,6 \times 10^{-19} \text{ J/eV})}$$

Le symbole W_{eV} désigne l'énergie du photon exprimée en électrons-volts (eV). La fréquence f , la longueur d'onde λ et la vitesse de la lumière c sont exprimées respectivement en hertz, en mètres et en mètres par seconde.

Exemple 11.2

- Quelle est l'énergie des photons aux extrémités du spectre visible, en joules et en électrons-volts?
- Calculez l'énergie en électrons-volts des rayons X possédant une longueur d'onde de 0,5 nm et comparez-la à celle de la lumière calculée en a).

Solution

- Selon la figure 11.4, les longueurs d'onde maximale et minimale dans le spectre visible sont respectivement de 0,77 μm et de 0,4 μm .

$$\lambda = 0,77 \mu\text{m}$$

$$W = \frac{hc}{\lambda} = \frac{(6,63 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s})(3 \times 10^8 \text{ m/s})}{0,77 \times 10^{-6} \text{ m}}$$

$$W = 2,58 \times 10^{-19} \text{ J}$$

$$W_{\text{eV}} = \frac{hc}{\lambda(1,6 \times 10^{-19} \text{ J/eV})} = \frac{(6,63 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s})(3 \times 10^8 \text{ m/s})}{(0,77 \times 10^{-6} \text{ m})(1,6 \times 10^{-19} \text{ J/eV})}$$

$$W_{\text{eV}} = 1,61 \text{ eV}$$

$$\lambda = 0,4 \mu\text{m}$$

$$W = \frac{(6,63 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s})(3 \times 10^8 \text{ m/s})}{0,4 \times 10^{-6} \text{ m}}$$

$$W = 4,97 \times 10^{-19} \text{ J}$$

$$W_{\text{eV}} = \frac{(6,63 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s})(3 \times 10^8 \text{ m/s})}{(0,4 \times 10^{-6} \text{ m})(1,6 \times 10^{-19} \text{ J/eV})}$$

$$W_{\text{eV}} = 3,11 \text{ eV}$$

- Rayons X

$$W_{\text{eV}} = \frac{(6,63 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s})(3 \times 10^8 \text{ m/s})}{(0,5 \times 10^{-9} \text{ m})(1,6 \times 10^{-19} \text{ J/eV})}$$

$$W_{\text{eV}} = 2486,25 \text{ eV}$$

Comme les résultats l'indiquent, l'énergie des rayons X est beaucoup plus grande que celle des rayons lumineux, car leur fréquence est plus élevée. L'énergie importante des rayons X leur donne un pouvoir pénétrant qui leur permet de traverser des corps opaques à la lumière (radioscopie, détection des défauts dans une pièce coulée, inspection des soudures, etc.).

Température de couleur

Les radiations émises par les diverses sources de lumière sont aussi caractérisées par leur température de couleur. La température de couleur d'une source lumineuse est la température à laquelle un radiateur corps noir standard doit être chauffé pour qu'il produise le même effet visuel que la source en question.

Le *radiateur corps noir standard* est un petit four entièrement fermé, sauf pour une petite ouverture sur un côté. Lorsque le radiateur corps noir est chauffé de l'extérieur, il émettra, par l'ouverture, de la lumière en provenance de l'intérieur de la cavité. Ce rayonnement, appelé *rayonnement du corps noir*, ne dépend que de la température à laquelle le radiateur a été chauffé.

Lord Kelvin, physicien anglais (1824-1907), a conçu un système de comparaison entre la couleur de la lumière et la couleur d'un radiateur corps noir. Lorsque la lumière émise par le radiateur chauffé correspond à la lumière à mesurer, la température du radiateur est évaluée et exprimée en kelvins.⁷ Ainsi, nous obtenons la température de couleur de différentes sources de lumière, comme l'indique le tableau 11.2.

Lois sur les radiations lumineuses

Les ondes lumineuses possèdent les propriétés des ondes électromagnétiques et obéissent aux lois de la réflexion, de la réfraction, de la diffraction et de la polarisation.

Réflexion

La réflexion est le changement de direction des ondes lumineuses lorsque celles-ci rencontrent une surface réfléchissante. Lorsqu'un objet éclairé renvoie la lumière qu'il reçoit dans toutes les directions, il s'agit du phénomène de la *diffusion* de la lumière (Figure 11.5.a). Par contre, une surface bien polie ou un miroir renvoie les rayons lumineux

Tableau 11.2 Température de couleur de quelques rayonnements usuels.

Rayonnements lumineux	Température de couleur (K)
Flamme de bougie de paraffine	1800 à 1900
Ampoule électrique ordinaire de 100 W	2850
Lampe photo au tungstène	3200
Lampe photo flood	3400
Lumière de la Lune à travers l'atmosphère	4125
Lumière du jour, en été, vers midi	5300 à 5600
Flash électronique	6000 à 7000
Ciel bleu clair, en direction du Nord	8000 à 12000

⁷ L'échelle kelvin mesure la température à partir du zéro absolu, qui correspond à $-273,15^\circ\text{C}$.

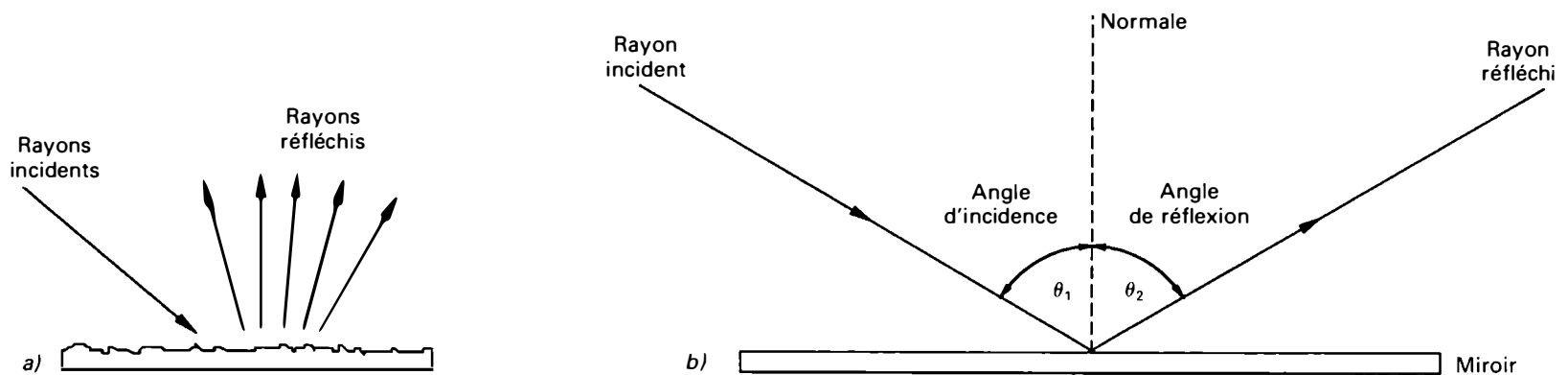


Figure 11.5 a) Diffusion de la lumière; b) réflexion de la lumière.

dans une direction bien déterminée; c'est la *réflexion* de la lumière (Figure 11.5.b).

L'*angle d'incidence* θ_1 est l'angle formé par le rayon incident et la normale (perpendiculaire) à la surface plane. L'*angle de réflexion* θ_2 est l'angle formé par la normale et le rayon réfléchi. Les angles d'incidence et de réflexion sont dans le même plan. Nous avons la relation:

$$\begin{array}{l} \text{Angle d'incidence} = \text{Angle de réflexion} \\ \theta_1 = \theta_2 \end{array} \quad (11.3)$$

Réfraction

La réfraction est le brusque changement de direction subi par un rayon lumineux lorsque celui-ci traverse la surface de séparation entre deux milieux transparents différents, dans lesquels il se propage avec des vitesses différentes (Figure 11.6.a). L'*angle de réfraction* θ_2 est l'angle formé par le rayon réfracté et la normale à la surface de séparation des deux milieux transparents. Les rayons incident et réfracté sont situés dans le même plan, le *plan d'incidence*.

La réfraction est régie par la *loi de Snell*, astronome et mathématicien flamand (1580 ou 1581-1626). Dans le cas d'un rayon lumineux traversant deux milieux transparents (milieu A et milieu B), il existe un rapport constant entre le sinus de l'angle d'incidence (θ_1) et le sinus de l'angle de réfraction (θ_2) et entre la vitesse de la lumière dans le milieu A et la vitesse de la lumière dans le milieu B. Ce rapport n est appelé *indice de réfraction*. Nous pouvons donc écrire:

$$n = \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2} = \frac{\text{Vitesse de la lumière dans le milieu A}}{\text{Vitesse de la lumière dans le milieu B}} \quad (11.4)$$

L'indice de réfraction d'un milieu transparent particulier (du verre, par exemple) est donné par le quotient de la vitesse de la lumière dans le vide par la vitesse de la lumière dans le milieu transparent, soit:

$$n_1 = \frac{\text{Vitesse de la lumière dans le vide}}{\text{Vitesse de la lumière dans le verre}} \quad (11.5)$$

L'indice de réfraction du verre est donc:

$$n_1 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 \times 10^8 \text{ m/s}} = 1,5$$

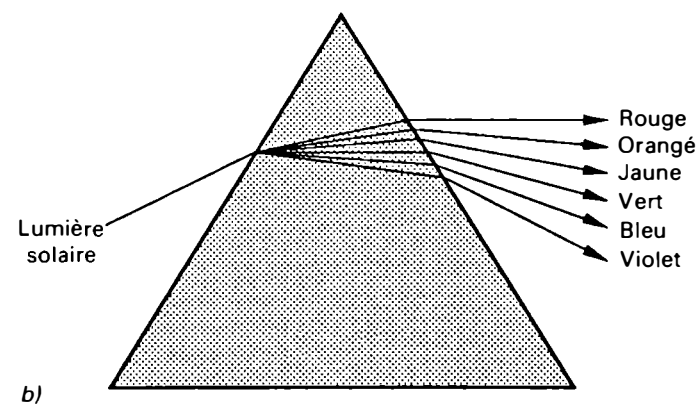
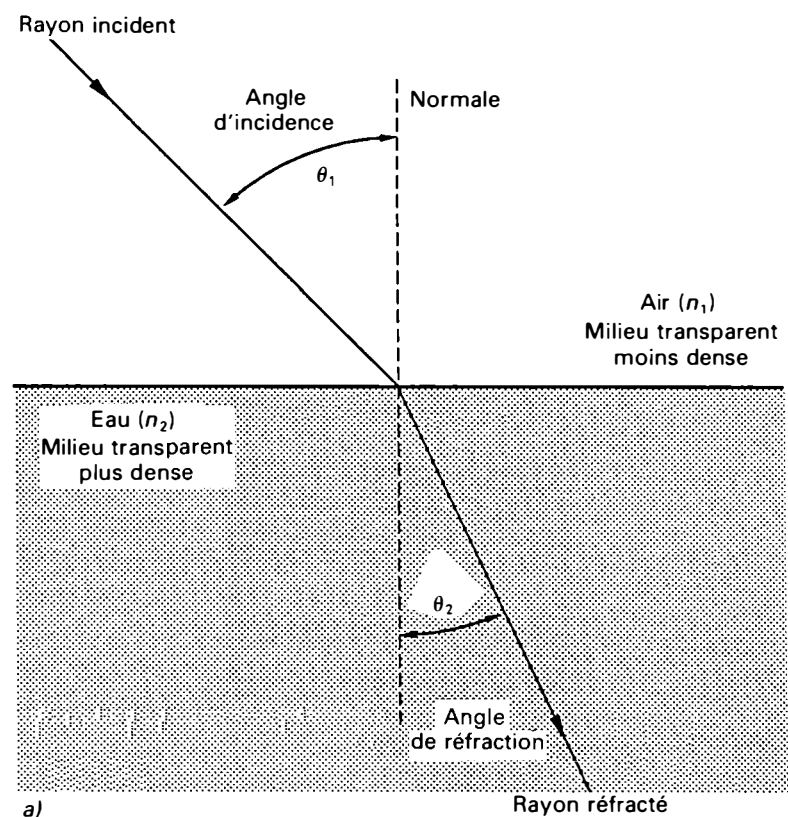


Figure 11.6 Réfraction de la lumière: a) réfraction d'une lumière monochromatique; b) réfraction de la lumière solaire à l'aide d'un prisme.

Le tableau 11.3 donne l'indice de réfraction de quelques milieux. Dans le cas de deux milieux transparents différents dont les indices de réfraction sont respectivement n_1 et n_2 , la loi de Snell nous permet d'écrire:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (11.6)$$

Ainsi, l'angle de réfraction est donné par:

$$\sin \theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1$$

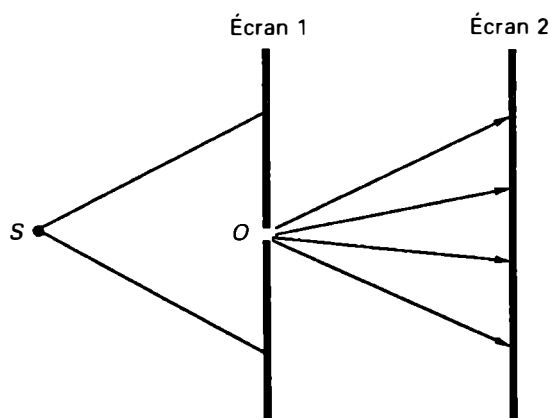


Figure 11.7 Diffraction de la lumière.

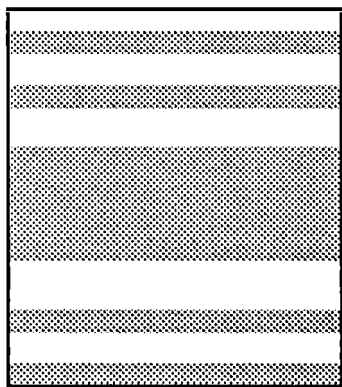


Figure 11.8 Franges d'interférences.

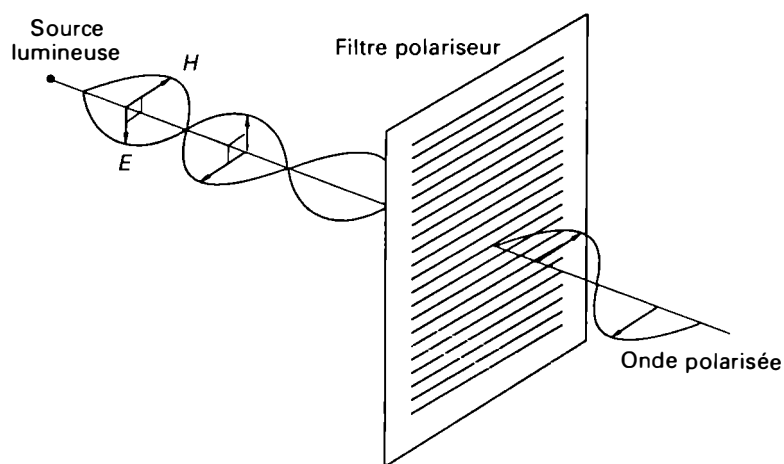


Figure 11.9 Principe de la polarisation de la lumière.

Remarque: L'angle de réfraction dépend également de la longueur d'onde de la lumière incidente. Il est donc possible de décomposer la lumière solaire à l'aide d'un prisme en différents rayons (Figure 11.6.b).

Tableau 11.3 Indices de réfraction de divers milieux.

Milieu	Indice de réfraction
Vide	1
Air	1,003
Eau	1,33
Verre	1,5
Silicium	3,4

Diffraction

La diffraction est un phénomène optique qui se produit lorsqu'un faisceau lumineux passe près du rebord d'un corps opaque ou par une ouverture très petite. Si nous éclairons un écran percé d'un trou très petit, le trou se comporte comme une source lumineuse qui enverrait des rayons dans des directions non alignées avec la source de lumière (Figure 11.7). Nous disons que la lumière est *diffractée* (c'est-à-dire déviée) par le trou O .

Interférence

L'interférence est un phénomène optique provoquée par la rencontre de deux ou plusieurs ondes lumineuses de même direction. Lorsque plusieurs ondes lumineuses atteignent le même point, les champs électriques et magnétiques qui les caractérisent se superposent. Nous disons qu'il y a *interférence* entre les diverses ondes. À certains endroits, les ondes se renforcent mutuellement (interférence constructive) et à d'autres, elles s'opposent (interférence destructive). Si nous observons le phénomène sur un écran, nous voyons des franges alternativement claires ou obscures (Figure 11.8).

Polarisation

Une onde lumineuse monochromatique est formée d'un champ électrique et d'un champ magnétique orthogonaux, perpendiculaires à la direction de propagation et variant en phase de façon sinusoïdale. Les sources lumineuses, sauf les lasers, émettent des ondes dont les phases et les directions des champs sont indépendants et varient aléatoirement au cours du temps. L'utilisation d'un filtre polariseur composé de fentes très minces et parallèles permet d'obtenir des ondes dont les champs électrique et magnétique ont une direction constante dans l'espace. Ainsi, de l'autre côté du filtre polariseur, il n'y a que des ondes qui présentent une orientation transversale particulière: nous disons que les ondes sont polarisées rectilignement (Figure 11.9).

11.2.3 Unités de mesure photométriques et radiométriques

En optoélectronique, pour mesurer les radiations lumineuses, nous utilisons soit des unités photométriques (visuelles), soit des unités radiométriques (énergétiques).

La *photométrie* est employée pour évaluer les radiations lumineuses visibles en tenant compte de l'impression visuelle produite. La *radiométrie* sert à mesurer le contenu énergétique des radiations de l'ensemble du spectre électromagnétique (radiations visibles et non visibles) à l'aide des unités ordinaires de la physique (joule et watt), abstraction faite de toute impression sensorielle.

Unités photométriques

Les principales grandeurs photométriques visuelles sont l'intensité lumineuse, le flux lumineux, l'éclairement et la luminance.

Intensité lumineuse

L'intensité lumineuse (I_v) est la densité du flux lumineux produit par une source lumineuse ponctuelle dans une direction donnée. Dans le SI et dans le système britannique, l'unité est la candela (cd). La *candela* correspond à l'intensité lumineuse, dans une direction donnée, d'une source qui émet un rayonnement monochromatique dont la fréquence est de 540×10^{12} Hz et dont l'intensité énergétique est de $1/683$ W/sr. (Le symbole sr est l'abréviation du stéradian qui sera expliqué plus tard.) La candela est aussi définie comme l'intensité lumineuse, dans une direction donnée par une ouverture de $1/60$ de centimètre carré d'un radiateur corps noir standard porté à la température de fusion du platine (1773°C).

Flux lumineux

Le flux lumineux (Φ_v) est la quantité de lumière (radiations visibles) émise par une source lumineuse en un temps déterminé. Le flux lumineux représente la fraction d'énergie rayonnée par les radiations visibles, l'autre fraction de l'énergie est dissipée en chaleur (rayons infrarouges). L'unité SI de flux lumineux est le lumen (lm). Le *lumen* correspond au flux lumineux émis dans un stéradian par une source lumineuse ponctuelle uniforme dont l'intensité est de 1 cd.

Ainsi, une source de lumière ponctuelle, dont l'intensité lumineuse est de 1 cd, émet un flux lumineux de 1 lm sur une aire sphérique de 1 m^2 située à une distance de 1 m de la source (Figure 11.10). La surface d'une sphère est égale à $4\pi R^2$. Il y a donc $4\pi R^2/R^2 = 4\pi$ stéradians autour du centre d'une sphère. Le flux lumineux total émis par une source ponctuelle est obtenue à l'aide de la relation:

$$\Phi_v = 4\pi I_v \quad (11.7)$$

Dans cette relation, Φ_v est exprimé en lumens et I_v en candelas.

Le flux lumineux total émis par une source idéale ponctuelle et uniforme de 1 cd qui rayonne également dans toutes les directions est:

$$\Phi_v = 4\pi \times 1 = 12,57 \text{ lm}$$

Remarque: Le stéradian (sr) est l'angle solide qui, ayant son sommet au centre d'une sphère, découpe sur la surface de cette sphère une aire égale au carré du rayon de la sphère. Une sphère contient 4π sr.

Éclairement

L'éclairement (E_v) est la mesure du flux lumineux uniforme reçu par unité de surface:

$$E_v = \frac{\Phi_v}{A} \quad (11.8)$$

L'unité SI d'éclairement est le lux (lx). Le lux est l'éclairement d'une surface de 1 m^2 par un flux lumineux uniforme de 1 lm.

Dans le système britannique, l'unité d'éclairement est le pied-bougie (*foot-candle*), qui correspond à un éclairage de $1 \text{ lm}/\pi^2$. Puisque 1 m est égal à $3,28 \pi$ et que 1 m^2 est égal à $10,76 \pi^2$, nous avons:

$$1 \text{ pied-bougie} = 10,76 \text{ lx}$$

$$1 \text{ lx} = 0,0929 \text{ pied-bougie}$$

La loi du carré de la distance s'applique à l'éclairement. L'éclairement sur un plan perpendiculaire à la direction du flux lumineux varie d'une façon inversement proportionnelle au carré de la distance entre la source lumineuse et ce plan (Figure 11.11). Nous avons la relation:

$$E_v = \frac{I_v}{d^2} \quad (11.9)$$

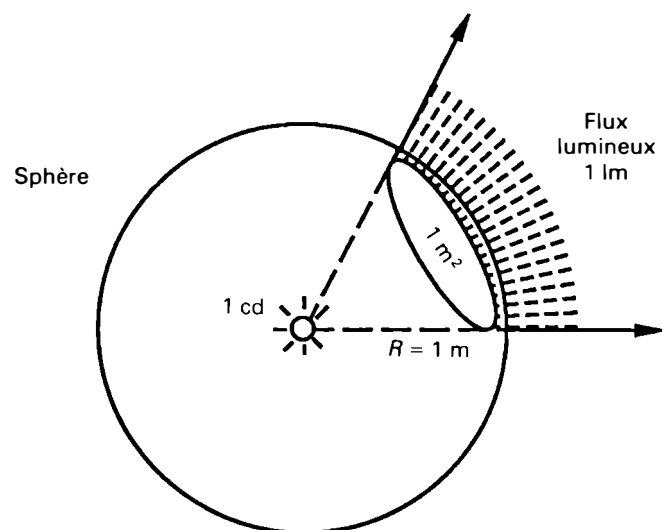


Figure 11.10 Le stéradian.

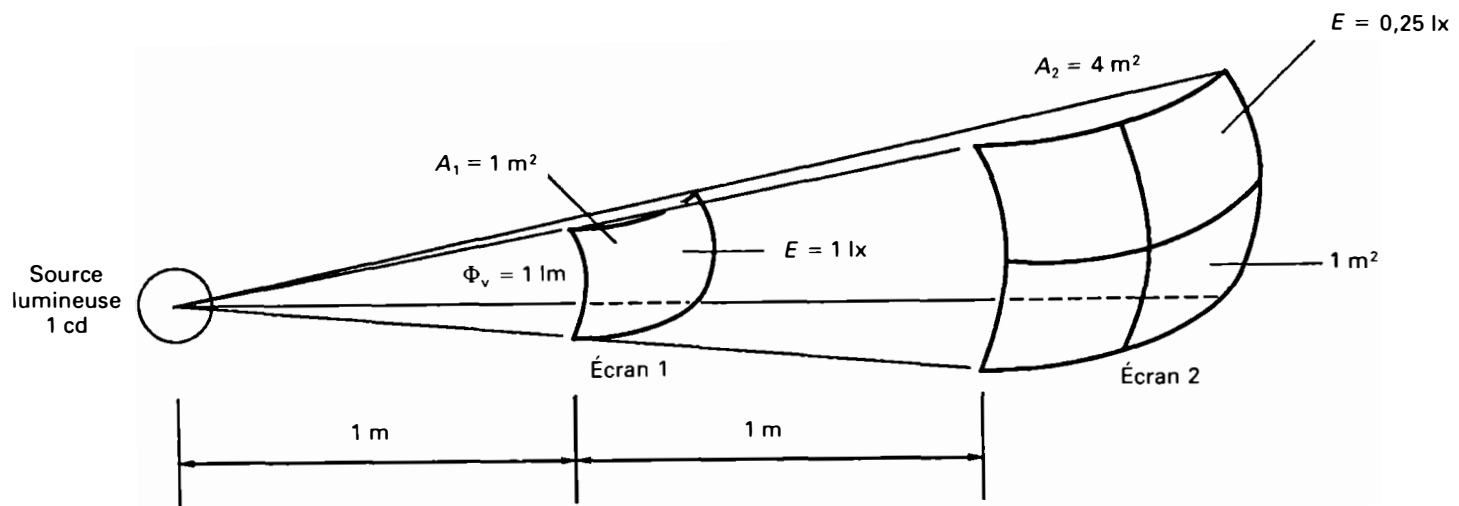


Figure 11.11 Relations entre les unités photométriques visuelles.

Le symbole d désigne la distance entre la source lumineuse et le plan éclairé. À la figure 11.11, l'aire de l'écran 1 placé à 1 m de la source est de 1 m^2 . La source lumineuse de 1 cd y produit un éclairement de:

$$E_v = \frac{1}{1^2} = 1 \text{ lx}$$

L'aire de l'écran 2 placé à 2 m de la source est de 4 m^2 ; cet écran reçoit un éclairement de:

$$E_v = \frac{1}{2^2} = 0,25 \text{ lx}$$

Le tableau 11.4 fournit diverses valeurs d'éclairement.

Luminance

La luminance L_v est le quotient de l'intensité lumineuse émise par une source, dont l'aire est A_e , dans une direction donnée par l'aire de la projection orthogonale A_p de cette

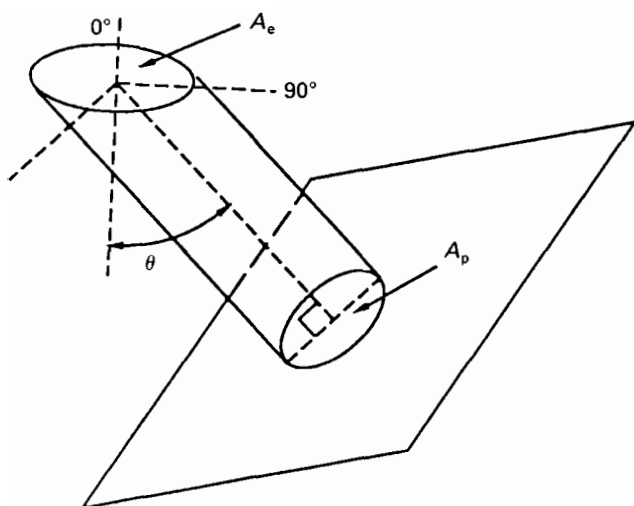


Figure 11.12 Projection orthogonale.

source lumineuse sur un plan perpendiculaire à cette direction (Figure 11.12). Nous avons la relation:

$$L_v = \frac{I_v}{A_p} = \frac{I_v}{A_e \cos \theta} \quad (11.10)$$

Le symbole A_e désigne l'aire de la surface émissive et $A_p = A_e \cos \theta$, l'aire de la surface qui reçoit la lumière, sur un plan perpendiculaire à la direction donnée.

Selon le SI, la luminance visuelle s'exprime en candela par mètre carré (cd/m^2). D'autres unités sont le *nit* (cd/m^2) et le *stilb* ($1 \text{ cd}/\text{cm}^2$).

Exemple 11.3

Une lampe à incandescence de 60 W a une intensité lumineuse de 70 cd. Calculez:

- a) le flux lumineux total émis par la lampe;
- b) le nombre de lumens émis pour chaque watt, c'est-à-dire l'efficacité lumineuse K de la lampe;
- c) l'éclairement reçu par une surface placée perpendiculairement à 1 m de la lampe.

Tableau 11.4 Diverses valeurs d'éclairement.

Type d'éclairage	Éclairement (lx)
Plein soleil à midi, en été	80 000 à 100 000
À l'ombre, vers midi, en été	5000 à 7000
Temps nuageux, en toutes saisons	Environ 2000
Pleine lune et ciel dégagé	Environ 0,2
Nuit sans lune	Environ $3,3 \times 10^{-4}$
Sur une table d'opération chirurgicale	25 000
Sur une table à dessin	1500 à 2000
Salle de classe bien éclairée	700 à 1000
Salle d'attente, couloir	200 à 300
Salle de cinéma durant la projection	Environ 1
Éclairement minimal pour la lecture	Environ 25

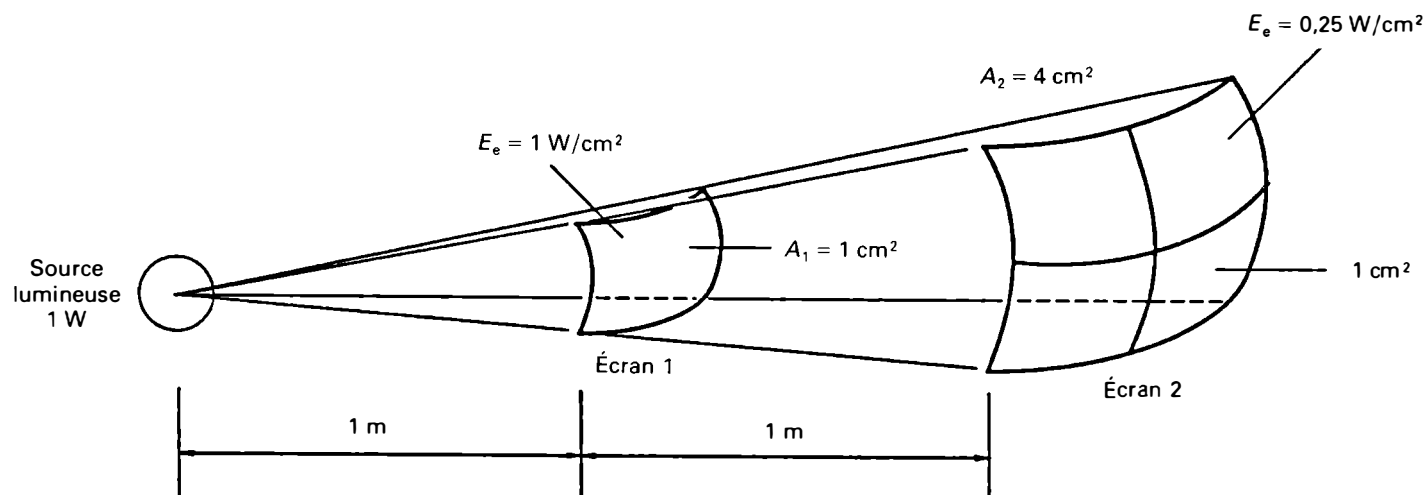


Figure 11.13 Relations entre les unités radiométriques.

Solution

a) Flux lumineux total

$$\Phi_v = 4\pi I_v = 4\pi \times 70$$

$$\Phi = 879,65 \text{ lm}$$

b) Efficacité de la lampe

$$K = \frac{\Phi_v}{P} = \frac{879,65}{60}$$

$$K = 14,66 \text{ lm/W}$$

c) Éclairement

$$E_v = \frac{I_v}{d^2} = \frac{70}{1^2}$$

$$E_v = 70 \text{ lx}$$

Unités radiométriques

Les principales grandeurs radiométriques sont l'intensité énergétique, le flux énergétique, l'éclairement énergétique, la radiance (luminance énergétique) et l'énergie rayonnante (voir la figure 11.13).

Intensité énergétique

L'intensité énergétique (I_e) désigne le flux énergétique par unité d'angle solide émis dans une direction donnée. L'unité de l'intensité énergétique est le *watt par stéradian* (W/sr).

Flux énergétique

Le flux énergétique Φ_e correspond à la puissance émise, propagée ou reçue sous forme de rayonnement. L'unité de mesure du flux énergétique est le *watt* (W):

$$\Phi_e = \frac{dQ}{dt} \quad (11.11)$$

Le symbole Q désigne l'énergie rayonnante en joules et t , le temps en secondes.

Entre les systèmes de mesure radiométrique et photométrique, nous avons la relation de conversion suivante: un flux énergétique de 1 W correspond à un flux lumineux de 680 lm pour un rayonnement monochromatique dont la longueur d'onde est de 555,0 nm (sensibilité maximale de l'œil humain).

Ainsi, une source idéale de lumière, qui convertirait en flux lumineux toute l'énergie qu'elle consomme, fournirait 680 lm pour chaque watt.

Éclairement énergétique

L'éclairement énergétique (E_e) est le quotient du flux énergétique reçu par une surface par l'aire de cette surface:

$$E_e = \frac{d\Phi_e}{dA} \quad (11.12)$$

L'unité de l'éclairement énergétique est le *watt par mètre carré* (W/m²).

Luminance énergétique

La luminance énergétique (L_e) ou *radiance* est le quotient de l'intensité énergétique émise par une source dont l'aire est A_e dans une direction donnée par l'aire de la projection orthogonale A_p de cette source sur un plan perpendiculaire à cette direction:

$$L_e = \frac{dI_e}{dA_p} \quad (11.13)$$

L'unité de luminance énergétique (ou de radiance) est le *watt par stéradian-mètre carré* (W/sr·m²).

Énergie rayonnante

L'énergie rayonnante (Q) est l'énergie émise, propagée ou reçue sous forme de rayonnement, mesurée en *joules* (unité énergétique) ou en *lumens-secondes* (unité visuelle).

11.2.4 Sources de lumière

Un matériau dont une partie de l'énergie peut être convertie en radiations lumineuses est considéré comme une source de lumière. Nous distinguons les sources naturelles et les sources artificielles de lumière.

Sources naturelles de lumière

Les principales sources naturelles de lumière dans le système solaire sont le Soleil, la Lune, les étoiles et le firmament. Le Soleil est la source la plus importante de lumière naturelle. Il convertit l'énergie atomique en radiations électromagnétiques qui couvrent un large spectre de fréquences, y compris la lumière visible. La valeur moyenne de la luminance du Soleil est de l'ordre de $2,4 \times 10^9$ cd/m². La Lune est une source indirecte de lumière naturelle, car sa surface réfléchit la lumière qui provient du Soleil.

Sources de lumière artificielle

Au cours des âges, les hommes ont développé de nombreuses sources de lumière artificielle qui leur permettent de poursuivre leurs activités lorsque la lumière solaire est absente. Ce fut d'abord le feu (feu de camp, torches, etc.); puis vinrent les bougies, les lampes à huile et les lampes à gaz.

Les principales sources de lumière artificielle utilisées actuellement se regroupent de la façon suivante: les lampes à incandescence (lampes à filament de tungstène, à ampoule de quartz et à rayons infrarouges), les lampes à gaz à décharge électrique (lampes fluorescentes et lampes à vapeur de mercure ou de sodium), les lampes à arc, les diodes électroluminescentes, les lasers et les tubes cathodiques.

Dans le cas des lampes à incandescence à filament de tungstène, la lumière est produite au moyen d'un filament métallique placé dans une ampoule contenant un gaz neutre (azote, argon ou krypton) et chauffé jusqu'à l'incandescence par le passage du courant électrique approprié.

Les lampes à incandescence à ampoule de quartz possèdent une enveloppe en quartz, un filament de tungstène et contiennent une certaine quantité d'iode mélangée au gaz inerte. Les principaux avantages de ce type de lampe sont un rendement lumineux élevé et une durée de vie prolongée.

Les lampes à rayons infrarouges ne sont pas utilisées pour l'éclairage, car la plus grande partie de l'énergie produite par le passage du courant électrique dans le filament est transformée en rayons infrarouges, c'est-à-dire en chaleur. Ces lampes sont employées pour le chauffage des espaces découverts, le séchage de la peinture, la photographie aérienne, des traitements médicaux, etc. Dans les lampes à gaz à décharge électrique, telles que les tubes

fluorescents, la lumière est produite par l'excitation d'une substance fluorescente, le phosphore, déposée sur la paroi interne du tube. Cette excitation est effectuée par l'énergie des rayons ultraviolets produits dans un gaz (vapeur de mercure et argon) ionisé par un arc électrique. Il existe différents types de lampes à gaz à décharge électrique: les lampes au néon, les lampes à vapeur de sodium, les lampes à haute tension, les lampes à haute pression.

Dans le cas de la lampe à arc, la source lumineuse apparaît entre deux électrodes de charbon voisines; les électrodes sont portées à très haute température par court-circuit et soumises à une grande différence de potentiel. Cette lampe est surtout employée dans les projecteurs de grande puissance.

Les diodes électroluminescentes sont des diodes à semi-conducteurs qui émettent des radiations lumineuses visibles (ou invisibles) provenant de la recombinaison des trous et des électrons, lorsqu'elles sont parcourues par le courant direct approprié. Elles sont très utilisées dans la construction des afficheurs et des optocoupleurs.

Le laser est un procédé d'amplification de la lumière par émission simultanée des radiations. C'est une source de lumière qui émet des ondes lumineuses monochromatiques et *cohérentes*, ce qui signifie que tous les photons du rayon laser ont la même fréquence et la même phase. Les applications du laser sont nombreuses et variées: les télécommunications, les procédés de fabrication pour outillage de précision, la biologie (micro-chirurgie cellulaire), les instruments de mesure de distance, l'holographie, etc.

Dans le tube cathodique, la lumière est émise par un écran de phosphore balayé par un faisceau d'électrons provenant d'un canon électronique situé à l'autre extrémité du tube. Des très hautes tensions, de l'ordre de 10 kV à 30 kV, sont nécessaires pour guider et accélérer le faisceau d'électrons. Le tube cathodique est principalement utilisé dans les téléviseurs, les oscilloscopes et les terminaux d'ordinateurs.

Les sources de lumière utilisées pour l'éclairage sont caractérisées par leur efficacité lumineuse. Dans le système d'unités photométriques, l'efficacité lumineuse K d'une lampe est définie comme le quotient du flux lumineux total (en lumens) de la source par l'énergie consommée (en watts) par la source:

$$K = \frac{\Phi_v}{P} \quad (11.14)$$

Le tableau 11.5 fournit l'efficacité lumineuse de quelques types de lampes.

11.3 PHOTODÉTECTEURS

Les photodétecteurs captent les radiations lumineuses, visibles ou invisibles, et les transforment en signaux ou en

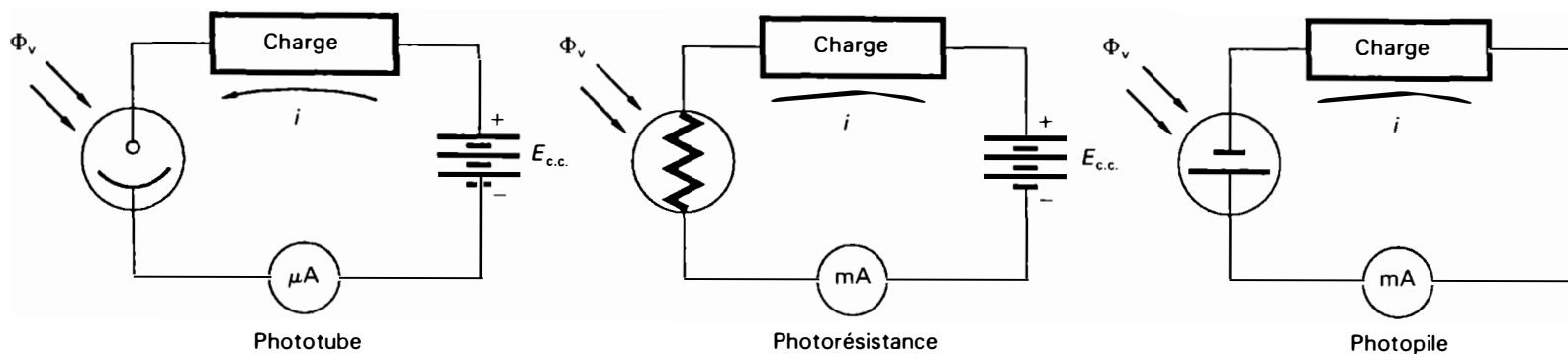


Figure 11.14 Les trois types de photodétecteurs.

Tableau 11.5 Efficacité lumineuse des sources de lumière.

Source lumineuse	K (lm/W)
Lampe au carbone de Thomas Edison (1878)	1,8
Lampe au tungstène (1907)	7,8
Lampe à incandescence de 100 W	17
Lampe à incandescence de 1000 W	26
Lampe à vapeur de mercure de 400 W	60
Lampe à vapeurs métalliques de 400 W	80
Tube fluorescent de 40 W	80
Lampe au sodium	125

énergie électriques. Il y a trois groupes principaux de photodétecteurs:

- les *photo-émetteurs* (phototubes et photomultiplicateurs) qui fournissent un courant proportionnel à l'éclairement reçu;
- les *photoconducteurs* (photorésistances, photodiodes, phototransistors et photothyristors) dont la résistance varie en fonction de leur éclairement;
- les *cellules photovoltaïques* (photopiles ou piles solaires); celles-ci produisent directement une énergie électrique à partir de l'énergie lumineuse reçue.

Les photo-émetteurs et les photoconducteurs sont des composants passifs qui nécessitent une source auxiliaire d'alimentation pour fonctionner. Les cellules photovoltaïques sont des générateurs d'énergie qui n'ont donc pas besoin de source d'alimentation. Les trois types de photodétecteurs sont représentés schématiquement à la figure 11.14.

11.3.1 Cellules photo-émissives

Les cellules photo-émissives, telles que les phototubes et les photomultiplicateurs, fonctionnent selon le principe de la photo-émission. Certains matériaux photosensibles (césium, lithium, cadmium, etc.) émettent des électrons lorsqu'ils sont éclairés. Alors, nous disons qu'ils sont photo-émissifs. Lorsque des photons incidents, qui possèdent une énergie égale à $W = hf$, viennent frapper un matériau photo-

émissif, ils arrachent des électrons à ce matériau et leur cèdent de l'énergie. La partie de l'énergie nécessaire à l'extraction des électrons est le *travail de sortie* du métal (W_s). L'autre partie de l'énergie des photons est cédée aux électrons libérés, qui acquièrent ainsi une certaine énergie cinétique (Figure 11.15). En 1905, Albert Einstein établit la relation suivante:

$$hf = W_s + \frac{1}{2}mv^2 \quad (11.15)$$

Énergie des photons incidents Travail de sortie Énergie cinétique des électrons libérés

Les symboles m et v désignent respectivement la masse et la vitesse de déplacement de l'électron.

Pour qu'il y ait émission photo-électrique, il faut que l'énergie du photon incident soit supérieure au travail de sortie du métal, soit: $hf > W_s$. Il existe donc, pour un métal photosensible, une fréquence critique de la radiation lumineuse en dessous de laquelle l'émission photo-électrique n'est plus possible. La longueur d'onde correspondant à cette fréquence est le *seuil de sensibilité* du métal.

La fréquence du seuil de sensibilité, f_0 , (*Threshold Frequency*) est la fréquence de l'énergie radiante incidente au-dessous de laquelle l'effet photo-émissif est nul. La longueur d'onde du seuil de sensibilité, λ_0 , est la longueur d'onde de l'énergie radiante incidente au-dessus de laquelle l'effet photo-émissif est nul.

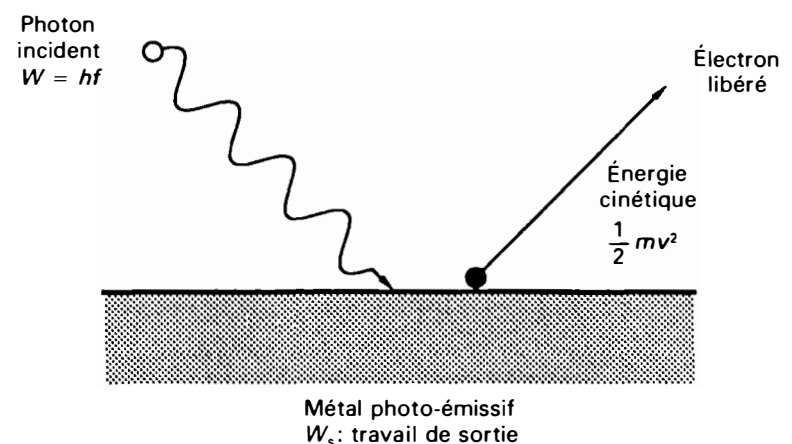


Figure 11.15 Effet photo-émissif.

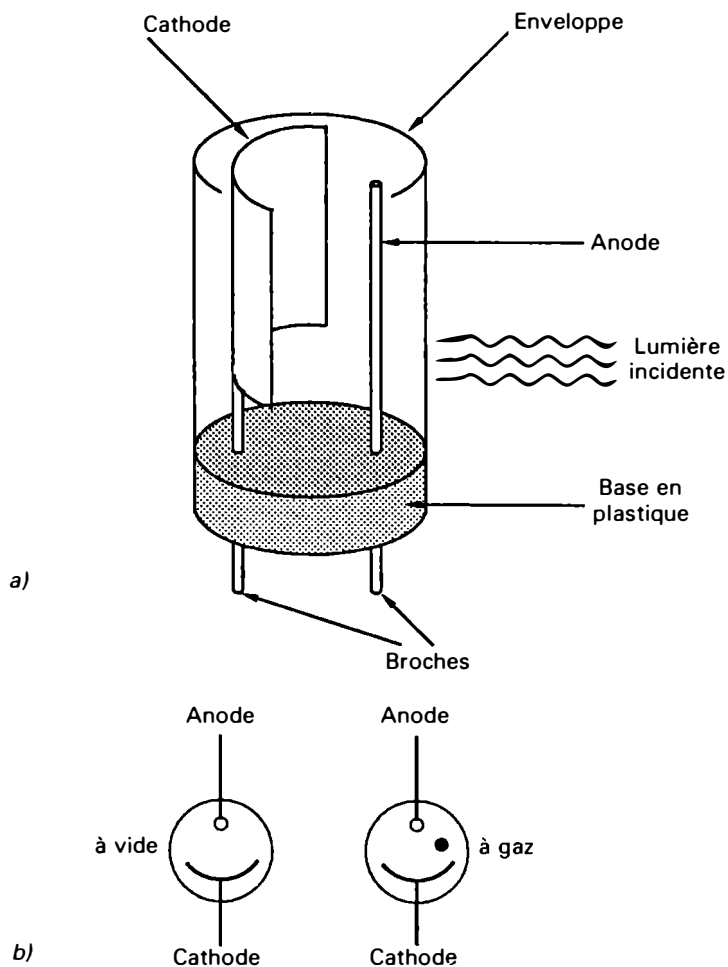


Figure 11.16 Phototube à vide: a) structure; b) représentations symboliques.

Le seuil de sensibilité dépend de la nature du métal. Pour certains matériaux, le seuil de sensibilité est situé dans le spectre des radiations visibles; par exemple, le seuil de sensibilité du césium est d'environ 700,0 nm, ce qui correspond à la couleur rouge. Les métaux alcalins photo-émissifs (césium, potassium, lithium, cadmium, etc.) qui présentent un faible travail de sortie et dont le seuil de sensibilité est situé dans le spectre des radiations lumineuses visibles, infrarouges ou ultraviolettes, émettent des électrons lorsqu'ils sont frappés par des photons de la longueur d'onde appropriée. Ces matériaux sont utilisés dans la construction de la surface émissive des cathodes des phototubes. En conclusion, les deux principales lois de la photo-émission sont les suivantes:

1. Le nombre des électrons éjectés, chaque seconde, d'une surface photo-émissive est directement proportionnel à l'intensité lumineuse des radiations qui frappent cette surface.
2. L'énergie cinétique des électrons éjectés d'une surface par l'effet photo-émissif dépend de la fréquence des radiations et non pas de l'intensité lumineuse de ces radiations.

Exemple 11.4

Quelle est l'énergie cinétique (en électrons-volts) des électrons émis par une surface de cadmium, lorsque les rayons ultraviolets de 180,0 nm viennent la frapper? Le seuil de sensibilité du cadmium est de 230,0 nm.

Solution

Énergie des rayons ultraviolets

$$W_{uv} = \frac{hc}{\lambda (1,6 \times 10^{-19} \text{ J/eV})} = \frac{6,63 \times 10^{-34} \times 3 \times 10^8}{180,0 \times 10^{-9} \times 1,6 \times 10^{-19}}$$

$$W_{uv} = 6,90 \text{ eV}$$

Travail de sortie du cadmium

$$W_s = hf = \frac{hc}{\lambda (1,6 \times 10^{-19} \text{ J/eV})} \quad (\text{en eV})$$

$$W_s = \frac{6,63 \times 10^{-34} \times 3 \times 10^8}{1,6 \times 10^{-19} \times 230,0 \times 10^{-9}} = 5,40 \text{ eV}$$

Énergie cinétique des électrons émis

$$W_c = \frac{1}{2} mv^2 = W_{uv} - W_s$$

$$W_c = 6,9 - 5,4$$

$$W_c = 1,5 \text{ eV}$$

Phototubes à vide

Un phototube à vide (Figure 11.16) comprend une ampoule de verre dans laquelle on a réalisé un vide aussi poussé que possible. Cette ampoule contient:

- une cathode de forme demi-cylindrique constituée par un matériau photo-émissif (métal alcalin);
- une anode constituée par une tige métallique.

Le phototube est utilisé pour contrôler le courant circulant dans une charge (Figure 11.17.a). Lorsque les radiations lumineuses viennent frapper la cathode photo-émissive, les électrons libérés se dirigent vers l'anode qui est à un potentiel positif. Un courant proportionnel au flux lumineux circule à travers le phototube et la charge. La figure 11.17.b représente les caractéristiques d'anode d'un phototube à vide. En traçant la droite de charge du circuit, nous obtenons les points de fonctionnement, *M*, *N*, *O*, *P* et *Q*, pour différentes valeurs du flux lumineux. Le point de fonctionnement permet de déterminer graphiquement le courant qui circule dans le circuit et les tensions aux bornes de la charge et du phototube.

Les principales caractéristiques d'un phototube sont la sensibilité lumineuse et la sensibilité spectrale.

Sensibilité lumineuse

La sensibilité lumineuse se définit comme le quotient du courant d'anode par le flux lumineux, pour une température de couleur donnée, qui est utilisée comme référence. Elle

est exprimée en micro-ampères par lumen. Nous avons la relation:

$$\sigma_L = \frac{\Delta I}{\Delta \Phi_v} \quad (11.16)$$

La sensibilité lumineuse de la plupart des phototubes à vide se situe entre $15 \mu\text{A/lm}$ et $50 \mu\text{A/lm}$.

Sensibilité spectrale

Les phototubes possèdent une sensibilité variable aux différentes longueurs d'onde (couleurs) des radiations lumineuses. Les fabricants fournissent des courbes de réponse spectrale qui indiquent, en pour cent, la sensibilité des phototubes pour différentes longueurs d'onde des radiations lumineuses, dont le flux lumineux est constant (Figure 11.18). La réponse spectrale dépend du type de matériau photo-émissif utilisé.

Les phototubes à vide qui ont été utilisés dans la plupart des dispositifs de contrôle industriels par la lumière sont maintenant remplacés par des photodétecteurs à semi-conducteurs: photodiodes, phototransistors, photothyristors, etc.

Phototubes à gaz

La construction des phototubes à gaz est identique à celle des phototubes à vide, sauf que l'ampoule renferme un gaz inerte (argon ou néon) sous faible pression.

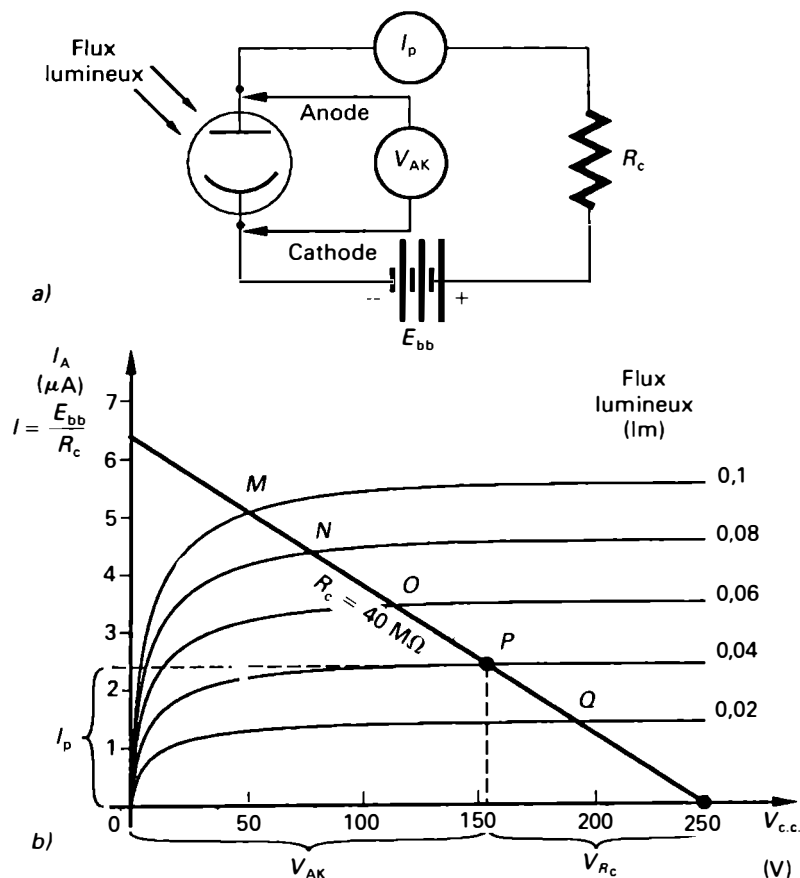


Figure 11.17 Phototube: a) circuit; b) caractéristiques d'anode.

L'ionisation du gaz lors du fonctionnement du phototube produit une augmentation de la sensibilité lumineuse qui atteint des valeurs 5 à 10 fois supérieures à celles des phototubes à vide. L'augmentation de sensibilité, causée par la présence du gaz inerte, est à l'origine de certains inconvénients. Le courant anodique n'est plus exactement proportionnel au flux lumineux incident (Figure 11.19) et il existe une certaine inertie causée par les temps d'ionisation et de désionisation, ce qui se traduit par des délais entre les variations de courant anodique et les variations du flux lumineux.

Tube photomultiplicateur

Lorsque le flux lumineux incident est trop faible pour la sensibilité d'un phototube conventionnel, nous devons utiliser des tubes photomultiplicateurs pour obtenir des courants plus importants. Le photomultiplicateur comprend une

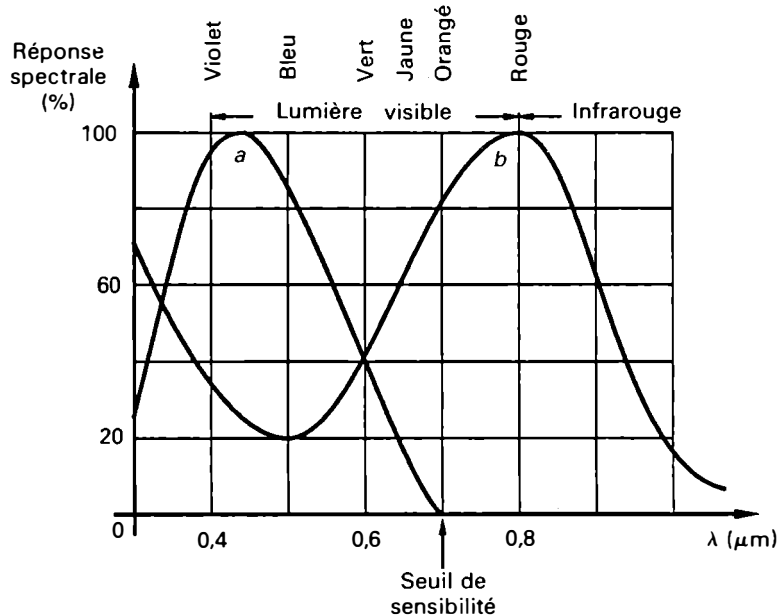


Figure 11.18 Sensibilité spectrale de deux phototubes à vide: a) cathode en césium et antimoine; b) cathode en césium et argent.

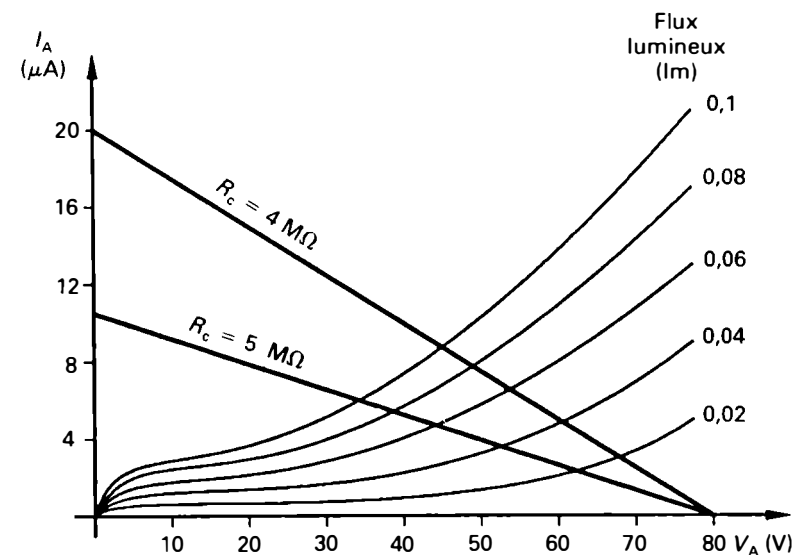


Figure 11.19 Caractéristiques d'anode d'un phototube à gaz.

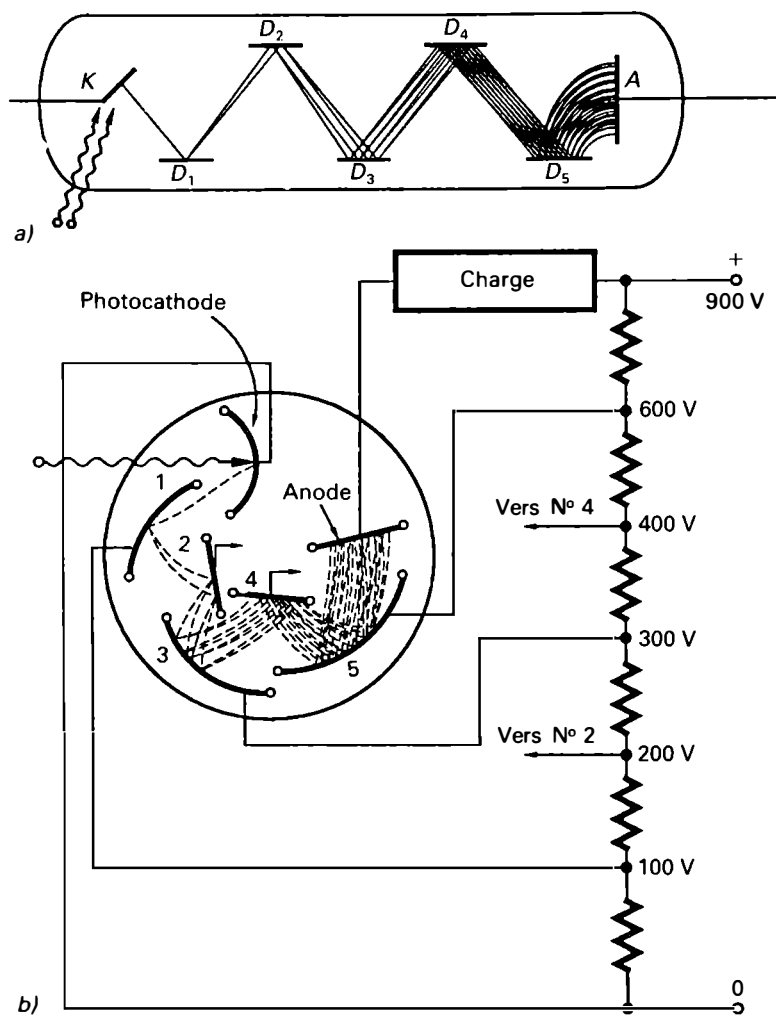


Figure 11.20 Photomultiplicateur: a) linéaire; b) circulaire.

cathode émissive, une anode et une série d'électrodes accélératrices, appelées *dynodes*, placées selon une orientation précise (Figure 11.20). Le potentiel d'une dynode est plus élevé que celui de la précédente. Un photomultiplicateur comprend entre 9 et 14 dynodes.

Lorsque les photons frappent la cathode, des électrons sont émis et ceux-ci se dirigent vers la plus proche dynode, soit D_1 . En frappant cette dynode avec force, ils arrachent d'autres électrons qui sont alors attirés par la deuxième dynode, D_2 . Ce phénomène est appelé *émission secondaire*. Le processus se répète pour chaque dynode jusqu'à ce que le faisceau d'électrons atteigne l'anode. Ainsi, le très faible photocourant produit par la cathode est amplifié par chaque dynode pour fournir un courant anodique de l'ordre des milliampères. Les photomultiplicateurs sont caractérisés par leur facteur d'amplification A :

$$A = \frac{\text{Nombre d'électrons reçus par l'anode}}{\text{Nombre d'électrons émis par la cathode}}$$

Le facteur d'amplification est déterminé à l'aide de la relation suivante:

$$A = \alpha^n \quad (11.17)$$

Dans cette relation, n désigne le nombre de dynodes et α , le taux d'émission secondaire qui est égal à:

$$\alpha = \frac{\text{Nombre d'électrons quittant une dynode}}{\text{Nombre d'électrons arrivant sur la même dynode}}$$

Le taux d'émission secondaire des dynodes varie entre 5 et 10 et le facteur d'amplification atteint la valeur de 10^6 . La sensibilité lumineuse est de l'ordre de l'ampère par lumen. Le courant d'obscurité (*Dark Current*), circulant lorsque aucune radiation lumineuse n'atteint la cathode, est de l'ordre de $1 \mu\text{A}$. Les photomultiplicateurs détectent des radiations lumineuses dont le flux lumineux est de l'ordre des millilumens et des microlumens. Les photomultiplicateurs sont surtout utilisés pour détecter les très faibles radiations lumineuses: en photométrie, ils entrent dans la construction d'instruments tels que les spectrophotomètres; en physique nucléaire, ils permettent de détecter les particules atomiques (compteurs à scintillation); en radiothérapie, ils facilitent le contrôle et le dosage des rayons X; etc.

Remarque: Les cellules photo-émissives sont également caractérisées par leur rendement quantique. C'est le quotient du nombre moyen d'électrons émis par le nombre de photons incidents absorbés:

$$\text{Rendement quantique en \%} = \frac{\text{Nombre d'électrons émis}}{\text{Nombre de photons incidents}} \times 100$$

Dans les phototubes à vide le rendement quantique ne dépasse guère 10%, c'est-à-dire qu'il faut au moins dix photons incidents pour arracher un électron de la photocathode.

Exemple 11.5

Calculez le taux d'émission secondaire d'un tube photomultiplicateur qui possède neuf dynodes et dont le facteur d'amplification est de 1×10^5 .

Solution

$$A = \alpha^n$$

$$\log A = \log \alpha^n = n \log \alpha$$

$$\log \alpha = \frac{\log A}{n} = \frac{\log (1 \times 10^5)}{9}$$

$$\log \alpha = \frac{5 \log 10}{9} = \frac{5}{9}$$

$$\alpha = \text{antilog} \left(\frac{5}{9} \right)$$

$$\alpha = 3,6$$

Le taux d'émission secondaire de chaque dynode est de 3,6. En d'autres mots, 36 électrons sont libérés par une dynode lorsque celle-ci est frappée par 10 électrons.

11.3.2 Cellules photoconductrices (ou photorésistives)

La photoconduction est le phénomène à la base du fonctionnement des cellules photoconductrices. Elle se manifeste par une variation de la conductivité électrique des semi-conducteurs soumis à des radiations lumineuses. Pour comprendre le principe de fonctionnement des cellules photoconductrices, nous devons rappeler brièvement la théorie des bandes d'énergie. Le diagramme énergétique de la figure 11.21 représente les trois zones d'énergie: la *bande de valence*, la *bande interdite* et la *bande de conduction*. Dans un matériau semi-conducteur, les électrons sont solidement maintenus dans la bande de valence. Ils ne peuvent occuper aucun niveau énergétique entre le niveau W_H , énergie la plus haute de la bande de valence, et le niveau W_B , énergie la plus basse de la bande de conduction: les énergies comprises entre W_H et W_B constituent la bande interdite.

Lorsque des photons incidents viennent frapper la surface d'un semi-conducteur, deux choses peuvent se produire. Premièrement, si l'énergie du photon incident, $W_1 = hf_1$, est plus grande que la différence d'énergie E entre la bande de conduction et la bande de valence, une liaison covalente sera brisée et un électron de la bande de valence recevra suffisamment d'énergie pour passer dans la bande de conduction, en laissant un trou dans la bande de valence.

Secondement, si l'énergie du photon incident, soit $W_2 = hf_2$, est inférieure à la différence d'énergie E , l'électron ne peut traverser la bande interdite; il retombe alors dans la bande de valence où il se recombine avec un trou.

Les paires électrons-trous libérées par l'énergie des photons incidents servent de porteurs de courant lorsqu'une tension est appliquée aux bornes du semi-conducteur. Ainsi, la conductivité d'un semi-conducteur augmente (et sa résistivité diminue) lorsqu'il est éclairé. Cette augmentation de

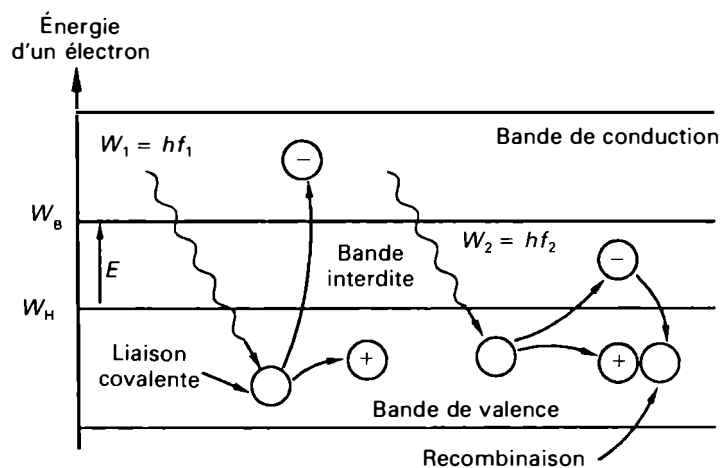


Figure 11.21 Photoconduction dans un semi-conducteur.

la conductivité dépend de la valeur de l'éclairement, de la longueur d'onde des radiations lumineuses incidentes et de la surface active du semi-conducteur qui est éclairée.

Les cellules photoconductrices comprennent les *photorésistances*, constituées d'un seul bloc de semi-conducteur sans aucune jonction, et les *photoconducteurs à jonction*, constitués de semi-conducteurs de type *P* et de type *N*: photodiodes (avec une jonction), phototransistors (avec deux jonctions).

Photorésistances

Une photorésistance est une résistance constituée d'un matériau semi-conducteur, dont la valeur dépend de l'éclairement. Le semi-conducteur est déposé sur une plaquette isolante en céramique, en verre ou en mica; il forme un mince ruban en forme de créneau (Figure 11.22). L'ensemble est placé dans une ampoule de verre-métal ou dans une enveloppe plastique transparente.

Les photorésistances sont réalisées à l'aide de matériaux semi-conducteurs intrinsèques (purs) ou extrinsèques (dopés) tels que le sulfure de cadmium (CdS), le sélénure de cadmium (CdSe), le tellure de cadmium (CdTe), le

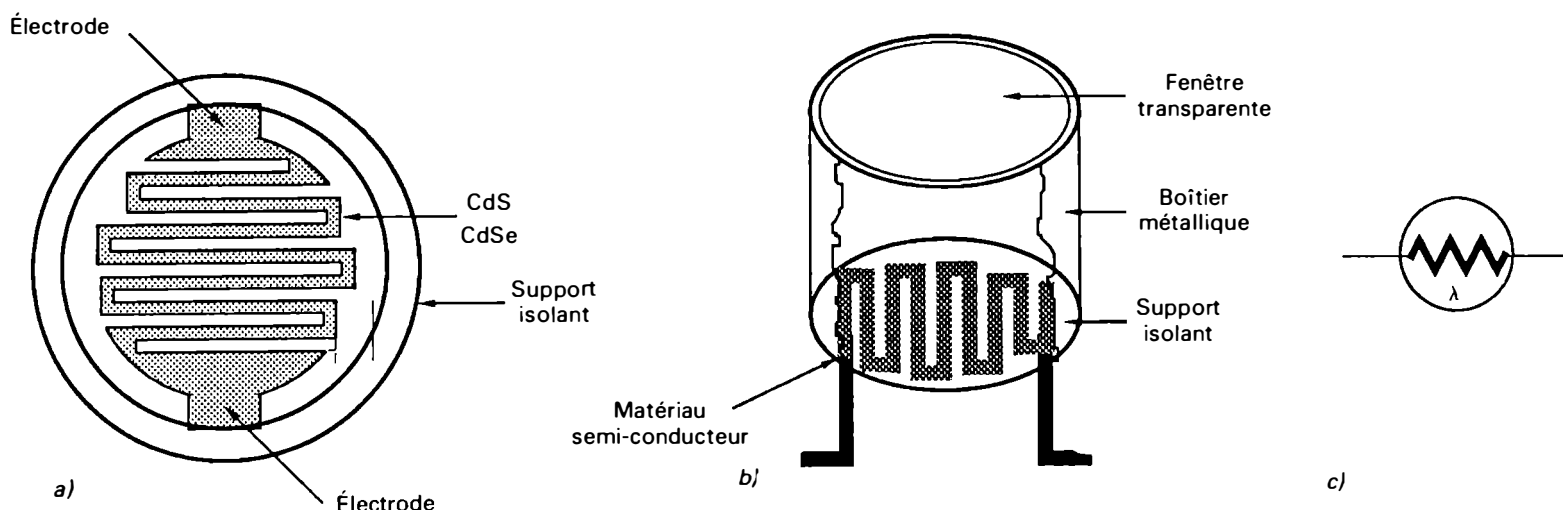


Figure 11.22 Photorésistance: a) vue de dessus; b) vue en coupe; c) représentation graphique.

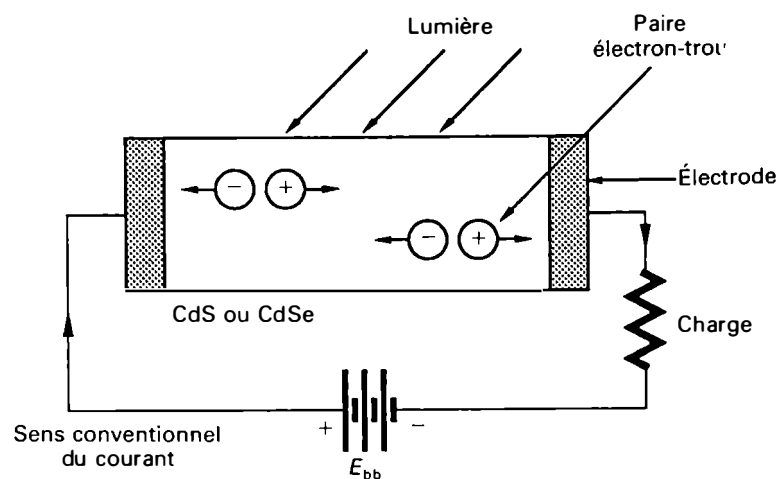


Figure 11.23 Principe de fonctionnement d'une photorésistance.

sulfure de plomb (PbS), le sélénure de plomb (PbSe), le tellure de plomb (PbTe), le germanium (Ge) et le silicium (Si) purs ou dopés, l'antimoniure d'indium (InSb) et l'arséniure d'indium (InAs).

Ces semi-conducteurs ont un faible pourcentage d'électrons libres lorsqu'ils ne sont pas éclairés, ce qui correspond à une résistance électrique très élevée ($10^4 \Omega$ à $10^8 \Omega$ à 25°C pour le CdS, le CdSe et le PbS) appelée *résistance d'obscurité*. En présence de la lumière, l'énergie des photons incidents libèrent des paires électrons-trous, ce qui a pour effet de produire une diminution de la résistance électrique du semi-conducteur proportionnelle à l'éclairement reçu (Figure 11.23). Les principales caractéristiques d'une photorésistance sont la sensibilité, la réponse spectrale et le temps de réponse.

Sensibilité

La sensibilité est déterminée, pour une tension donnée, par le quotient:

$$\frac{\text{Courant traversant la photorésistance}}{\text{Flux lumineux éclairant la photorésistance}}$$

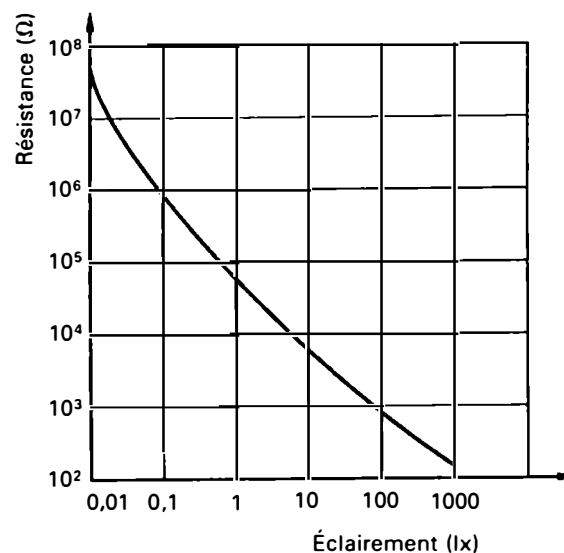


Figure 11.24 Variation de la résistance d'une photorésistance en fonction de son éclairement.

La sensibilité des photorésistances usuelles est comprise entre 0,1 A/lm et 10 A/lm. La figure 11.24 illustre la courbe caractéristique d'une photorésistance. Elle montre que la résistance du dispositif décroît très rapidement lorsque celui-ci est soumis à un éclairement croissant. Le quotient:

$$\frac{\text{Résistance d'obscurité}}{\text{Résistance en présence de la lumière}}$$

varie entre 100 et 10 000 selon le type de semi-conducteur utilisé.

Réponse spectrale

Les photorésistances possèdent une sensibilité variable pour différentes longueurs d'onde des radiations lumineuses incidentes. La figure 11.25.a représente les réponses spectrales des photorésistances au CdS et au CdSe comparées à celles de l'œil humain. Par un choix approprié des impuretés (activateurs) introduites dans le semi-conducteur, il est possible de modifier la caractéristique spectrale, en particulier la

Tableau 11.6 Sensibilité spectrale de quelques matériaux photorésistifs usuels.

Matériau	Symbole	Gamme (μm)	Longueur d'onde λ_m correspondant à la sensibilité maximale (μm)
Sulfure de cadmium	CdS	0,40 à 0,80	0,60 – 0,65
Sélénure de cadmium	CdSe	0,50 à 0,85	0,67 – 0,73
Sulfure de plomb	PbS	0,30 à 3,50	2,50
Tellure de plomb	PbTe	0,60 à 6,00	4,20
Sélénure de plomb	PbSe	0,80 à 5,80	3,50
Silicium	Si	0,50 à 1,00	0,85
Germanium	Ge	0,50 à 2,00	1,55
Antimoniure d'indium	InSb	0,60 à 8,00	0,55 – 6,00
Arséniure d'indium	InAs	1,00 à 4,00	3,50

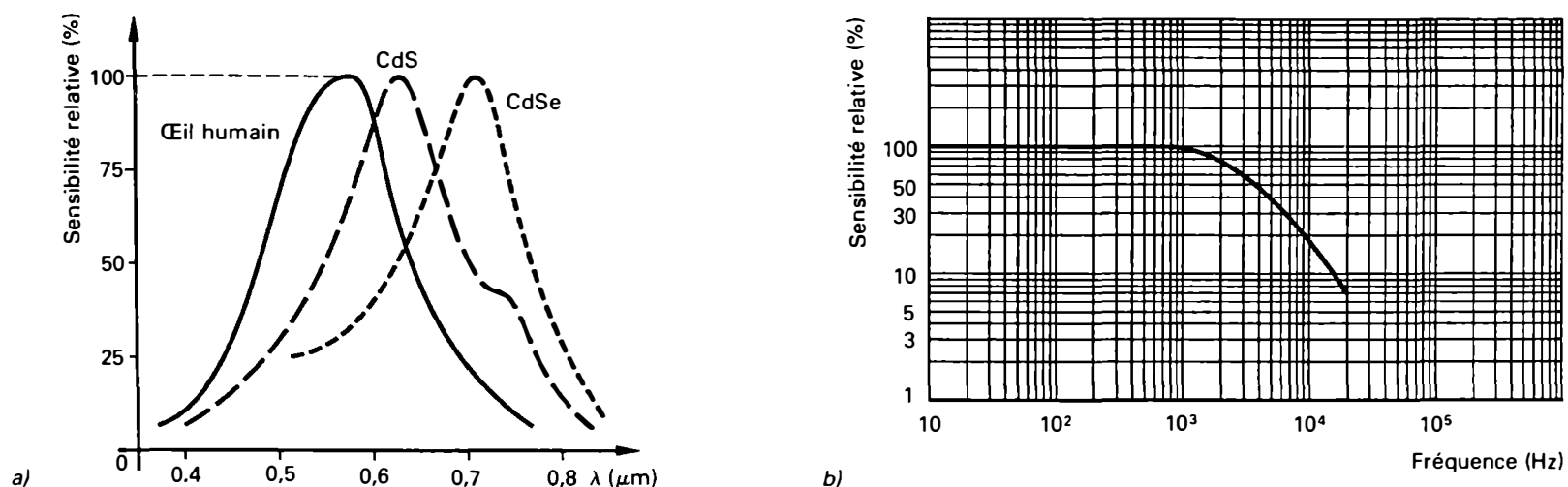


Figure 11.25 a) Réponses spectrales des photorésistances au CdS et au CdSe, et de l'œil humain; b) réponse en fréquence d'une photorésistance au PbS.

longueur d'onde correspondant au maximum de sensibilité. Parmi les activateurs les plus utilisés se trouvent l'argent et le cuivre. Les caractéristiques spectrales des matériaux photorésistifs les plus utilisés sont fournies au tableau 11.6. Nous constatons que les photorésistances sont sensibles aux radiations visibles (de 0,4 μm à 0,75 μm) et aux radiations infrarouges (de 0,75 μm à environ 10 μm).

Pour obtenir une utilisation efficace des photorésistances, il faudra donc bien adapter leur caractéristique spectrale à la longueur d'onde des radiations de la source lumineuse.

Constante de temps

La constante de temps permet de déterminer la rapidité avec laquelle la résistance de la cellule photorésistive prend sa nouvelle valeur lorsqu'elle est soumise à un brusque changement de flux lumineux. Le temps de réponse aux variations du flux lumineux dépend du matériau semi-conducteur utilisé. Les constantes de temps sont de l'ordre de 1 ms à 10 ms pour le CdSe, de 30 ms à 100 ms pour le CdS, de 1 μs à 10 μs pour le PbSe et de 100 μs à 700 μs pour le PbS. Les photorésistances sont généralement utilisées pour des fréquences de modulation de la lumière inférieures à 1 kHz. Pour des lumières modulées à des fréquences supérieures, nous employons des photorésistances à jonction (photodiodes ou phototransistors).

En résumé, les principaux paramètres utilisés dans le choix d'une cellule photorésistive sont les suivants:

- la sensibilité lumineuse, qui indique la gamme de variation de la résistance en fonction de l'éclairement. Elle permet de déterminer le niveau d'éclairement nécessaire pour assurer un fonctionnement efficace;
- la réponse spectrale, qui permet de déterminer la gamme des longueurs d'ondes utiles de la source lumineuse à employer;

- la constante de temps, qui permet de calculer la fréquence maximale des variations de l'intensité lumineuse de la lumière modulée. La sensibilité décroît lorsque la durée de l'éclairement ou la durée d'obscurité deviennent du même ordre ou inférieures au temps de réponse de la cellule (Figure 11.25.b);

- la puissance de dissipation maximale, qui dépend de la tension appliquée aux bornes de la photorésistance et du courant la traversant pour un éclairement maximal. L'utilisation d'un dissipateur thermique permet de réduire l'augmentation de la température et, par le fait même, la dégradation des performances de la cellule photorésistive.

Exemple 11.6

Dans le circuit de contrôle d'un relais par photorésistance illustré à la figure 11.26, la résistance de la bobine du relais est de 2000 Ω . Il faut un courant de 2 mA dans la bobine pour que le relais N.O. (normalement ouvert) se ferme. Les variations de la résistance de la cellule photoconductrice au CdS en fonction de son éclairement sont indiquées à la figure 11.24. Calculez:

- a) la valeur de la résistance de la cellule lors de la fermeture du relais;

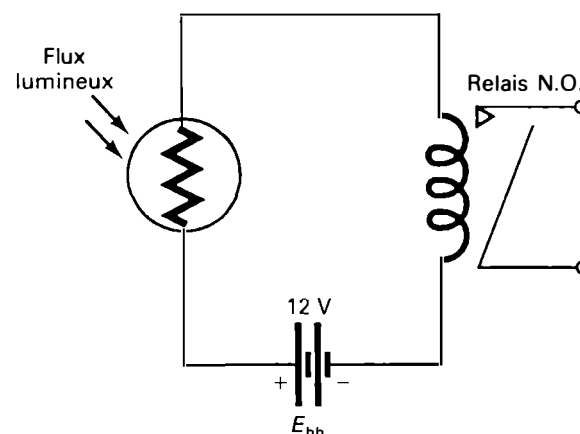


Figure 11.26 Relais commandé par une photorésistance.

- b) l'éclairement minimal (en lux et en pieds-bougies) qui permet la fermeture du relais;
 c) la gamme des longueurs d'onde (en nm) des radiations lumineuses qui assurent un rendement optimal et supérieur à 70%.

Solution

a) Résistance de la cellule photoconductrice

$$R_{\text{tot}} = \frac{E_{\text{bb}}}{I_{\text{relais}}} = \frac{6}{2 \times 10^{-3}}$$

$$R_{\text{tot}} = 3000 \Omega$$

$$R_{\text{cellule}} = R_{\text{tot}} - R_{\text{bobine}} = 3000 - 2000$$

$$R_{\text{cellule}} = 1000 \Omega$$

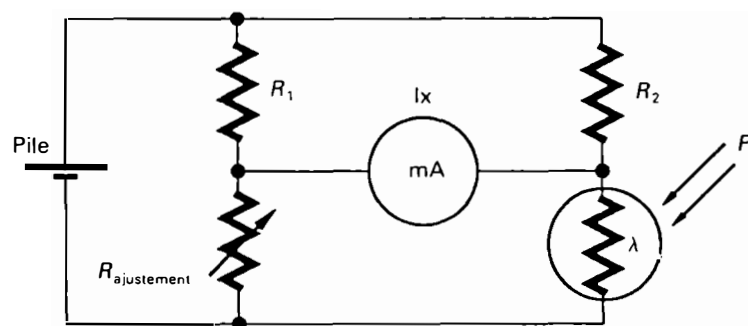


Figure 11.27 Photomètre à photorésistance.

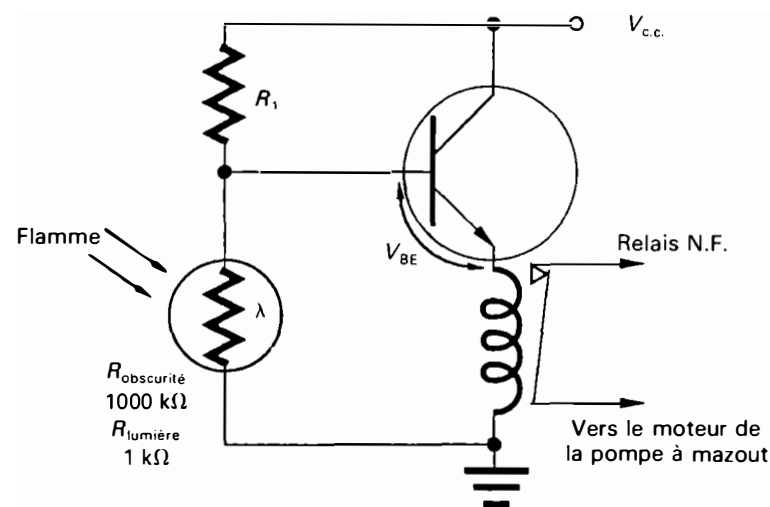


Figure 11.28 Détecteur de flamme à photorésistance.

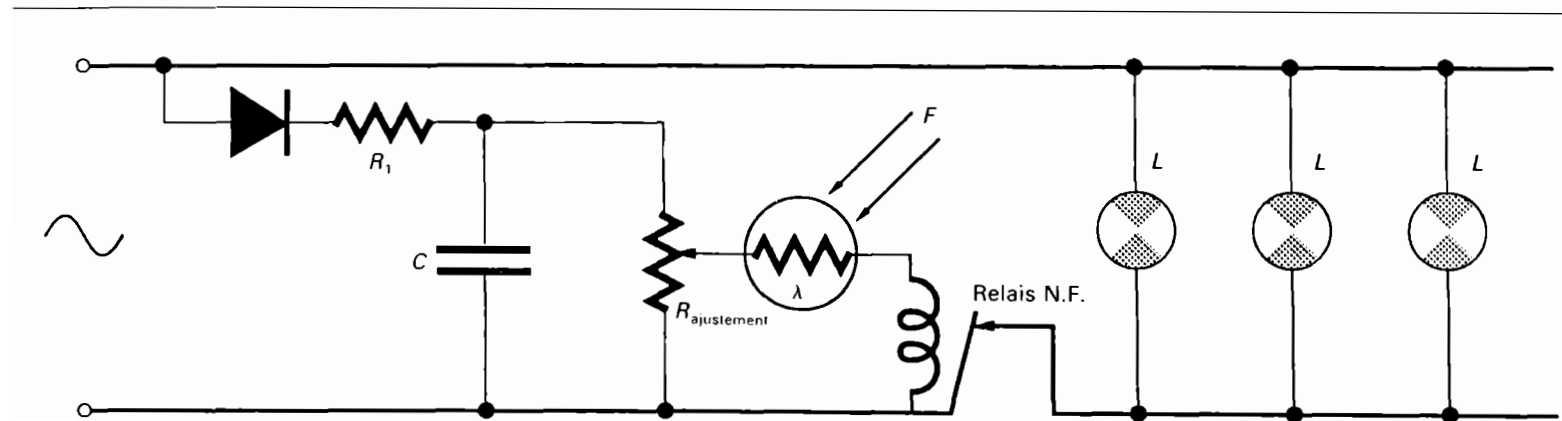


Figure 11.29 Commande de l'éclairage automatique des rues.

b) Éclairement minimal

D'après la caractéristique de la figure 11.24, il faut un éclairement de 100 lx pour que la photorésistance ait une résistance de 1000 Ω. Ainsi, 100 lx correspondent à $100/10,76 = 9,3$ pieds-bougies. Il faut donc un éclairement minimal de 100 lx ou 9,3 pieds-bougies pour que le relais N.O. se ferme.

c) Gamme des longueurs d'onde

Dans le cas d'une photorésistance au CdS, le rendement optimal est obtenu avec des radiations lumineuses dont les longueurs d'onde sont comprises entre 0,60 μm et 0,65 μm (d'après le tableau 11.6 et la figure 11.25). La gamme des longueurs d'onde est donc située entre 600,0 nm et 650,0 nm.

Applications des photorésistances

Les photorésistances qui sont d'un emploi simple et qui possèdent une sensibilité importante sont utilisées dans de nombreux dispositifs. Voici les plus typiques.

■ Photomètre avec cellule photoconductrice

Dans le cas du photomètre avec cellule photoconductrice (Figure 11.27), nous utilisons un pont de Wheatstone dont une des branches est composée d'une photorésistance. Les variations de l'intensité lumineuse sont converties en variations de courant mesurées à l'aide du milliampermètre qui est gradué en lux.

■ Détecteur de flamme

La figure 11.28 illustre le circuit d'un détecteur de flamme. Si la flamme du brûleur d'une chaudière à mazout s'éteint, la résistance d'obscurité de la cellule photoconductrice permet l'application d'une tension V_{BE} suffisante pour que le transistor laisse passer le courant. Le relais N.F. (normalement fermé) s'ouvre et le moteur de la pompe à mazout s'arrête, ce qui évite l'accumulation dangereuse du combustible.

■ Commande de l'éclairage automatique des rues

La figure 11.29 illustre le circuit d'une commande de l'éclairage automatique des rues. Lorsque la lumière du jour diminue, la résistance de la cellule photoconductrice augmente. Le courant d'excitation dans la bobine du relais N.F. (qui est maintenu ouvert) diminue et celui-ci se ferme; alors, les lampes s'allument.

■ **Commande automatique du diaphragme d'une caméra**
 La figure 11.30 illustre le circuit de la commande automatique du diaphragme d'une caméra de cinéma. Lorsque l'éclairage de la cellule diminue, sa résistance augmente et le pont est déséquilibré. Une tension est alors appliquée à l'entrée de l'amplificateur A . Le moteur M est alimenté et il se met en marche, ce qui provoque l'ouverture progressive du diaphragme qui contrôle l'admission de la lumière sur la cellule — et sur le film. Le moteur actionne donc l'ouverture du diaphragme jusqu'à ce que l'équilibre du pont soit rétabli, c'est-à-dire jusqu'à ce que la cellule, qui reçoit de plus en plus de lumière, ait repris sa valeur initiale. À ce moment-là, le moteur s'arrête et l'ouverture du diaphragme laisse passer suffisamment de lumière pour impressionner correctement le film.

Comme autres applications typiques des photorésistances, citons les systèmes antivols, les détecteurs de passage, les compteurs d'objets, les détecteurs de radiations infrarouges dans les missiles à tête chercheuse, etc.

Photodiodes à jonction PN

La photodiode est une cellule photoconductrice à jonction, qui a été mise sur le marché au cours des années 50. Elle est constituée d'une jonction de type PN (Si ou Ge) placée dans un boîtier muni d'une ouverture transparente qui laisse pénétrer la lumière sur la jonction. Dans le semi-conducteur de type N , les électrons excédentaires sont les porteurs majoritaires et les trous, les porteurs minoritaires. Les électrons excédentaires proviennent des impuretés pentavalentes (arsenic, As, antimoine, Sb, ou phosphore, P) qui possèdent cinq électrons de valence et qui sont ajoutées au silicium pur. Dans le semi-conducteur de type P , les trous excédentaires sont les porteurs majoritaires et les électrons, les por-

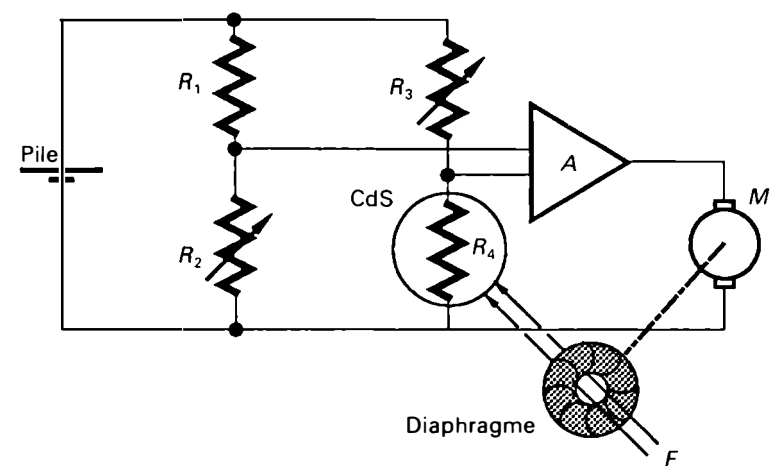


Figure 11.30 Commande automatique du diaphragme d'une caméra.

teurs minoritaires. Les trous qui correspondent aux électrons manquants proviennent des impuretés trivalentes (bore, B, indium, In, ou gallium, Ga) qui possèdent trois électrons de valence.

La figure 11.31 *b* représente le montage de base d'une photodiode qui fonctionne en *mode photoconducteur*. La photodiode est polarisée en sens inverse. Lorsque aucune radiation lumineuse ne frappe la jonction de la photodiode, un très faible courant inverse de fuite, à cause de la présence des porteurs minoritaires, circule à travers la photodiode. Il s'agit du *courant d'obscurité*, de l'ordre de 10^{-7} A à 25°C .

Lorsque la jonction est éclairée par une radiation lumineuse de la longueur d'onde appropriée, l'énergie des photons incidents brise les liaisons covalentes et crée des paires électrons-trous. Les électrons libres créés dans la zone de déplétion sont attirés par la région N qui est à un potentiel positif. Les trous libres sont attirés par la région P qui est à un potentiel négatif. La résistance inverse de la photodiode décroît et un courant inverse, appelé *photocourant*, circule.

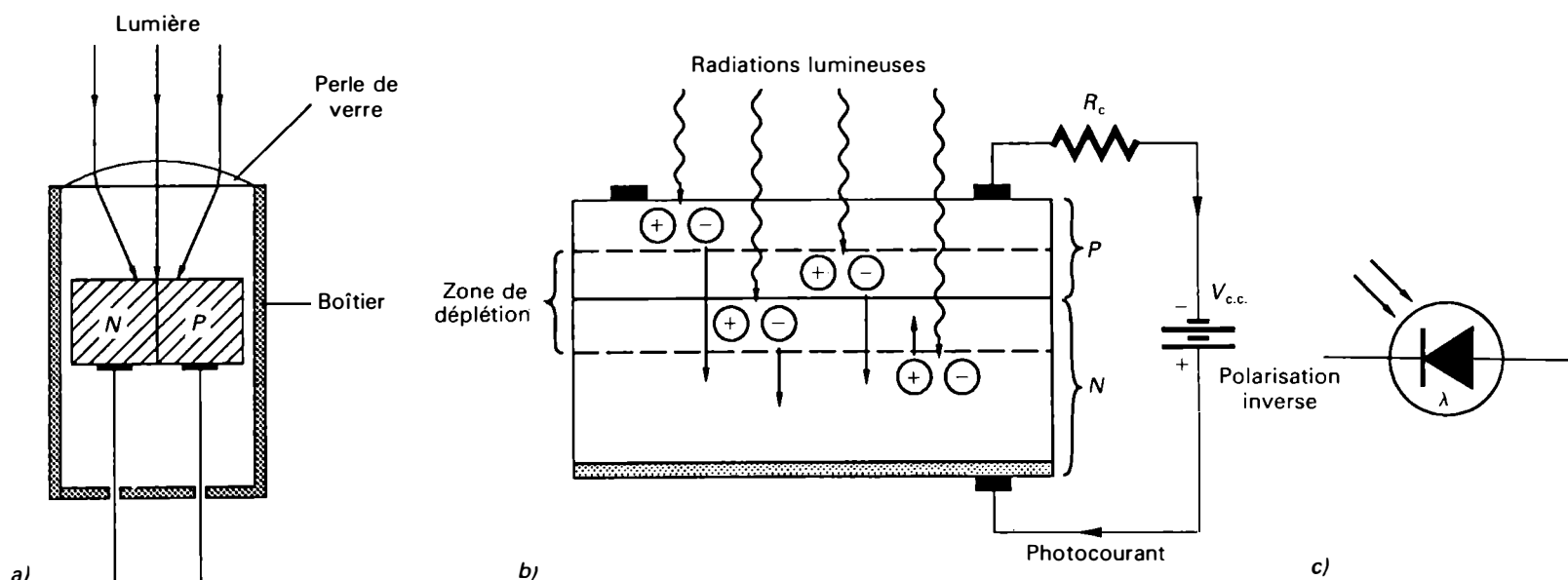


Figure 11.31 Photodiode: a) structure; b) principe de fonctionnement; c) représentation graphique.

La valeur de ce courant est proportionnelle à l'éclairement de la photodiode (Figure 11.32). La photodiode qui fonctionne en mode photoconducteur produit donc un courant inverse qui varie en fonction de son éclairement.

La photodiode s'utilise aussi en *mode photovoltaïque*. Ce fonctionnement est un cas particulier du précédent dans lequel la tension de polarisation $V_{c.c.}$ est nulle. Comme il n'y a aucune source d'alimentation, c'est la diode elle-même qui joue ce rôle. Les courbes caractéristiques courant-tension en fonction de l'éclairement sont situées dans le quadrant IV à la figure 11.32. Il s'agit du principe de fonctionnement des cellules photovoltaïques ou photopiles que nous étudierons au paragraphe 11.3.3.

Exemple 11.7

Dans le circuit de la photodiode fonctionnant en mode photoconducteur de la figure 11.32, $V_{c.c.}$ est égal à 24 V et R_c , à 200 k Ω . Déterminez, pour un éclairement énergétique de 200 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$:

- la valeur du courant inverse circulant dans la photodiode;
- la tension aux bornes de la charge;
- la tension inverse aux bornes de la photodiode.

Solution

- Courant inverse de la photodiode*

Pour déterminer la valeur du courant de la photodiode I_{ph} , nous devons

tracer la droite de charge et fixer le point de fonctionnement. Lorsque I_{ph} est égal à zéro, nous avons:

$$V_{ph} = V_{c.c.} = 24 \text{ V}$$

Lorsque V_{ph} est égal à zéro, nous obtenons:

$$I_{ph} = \frac{V_{c.c.}}{R_c} = \frac{24}{200 \times 10^3}$$

$$I_{ph} = 120 \mu\text{A}$$

Avec un éclairement énergétique de 200 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, nous obtenons, au point de fonctionnement Q , un courant dans la photodiode de 80 μA .

- Tension aux bornes de la charge*

$$V_{R_c} = R_c I_{ph} = 200 \times 10^3 \times 80 \times 10^{-6}$$

$$V_{R_c} = 16 \text{ V}$$

- Tension inverse aux bornes de la photodiode*

$$V_{ph} = V_{c.c.} - V_{R_c} = 24 - 16$$

$$V_{ph} = 8 \text{ V}$$

Nous obtenons graphiquement les valeurs des tensions aux bornes de la charge et aux bornes de la photodiode en traçant la perpendiculaire PQ . La droite OP correspond à V_{ph} , soit 8 V, et la droite $PV_{c.c.}$ correspond à V_{R_c} , soit 16 V.

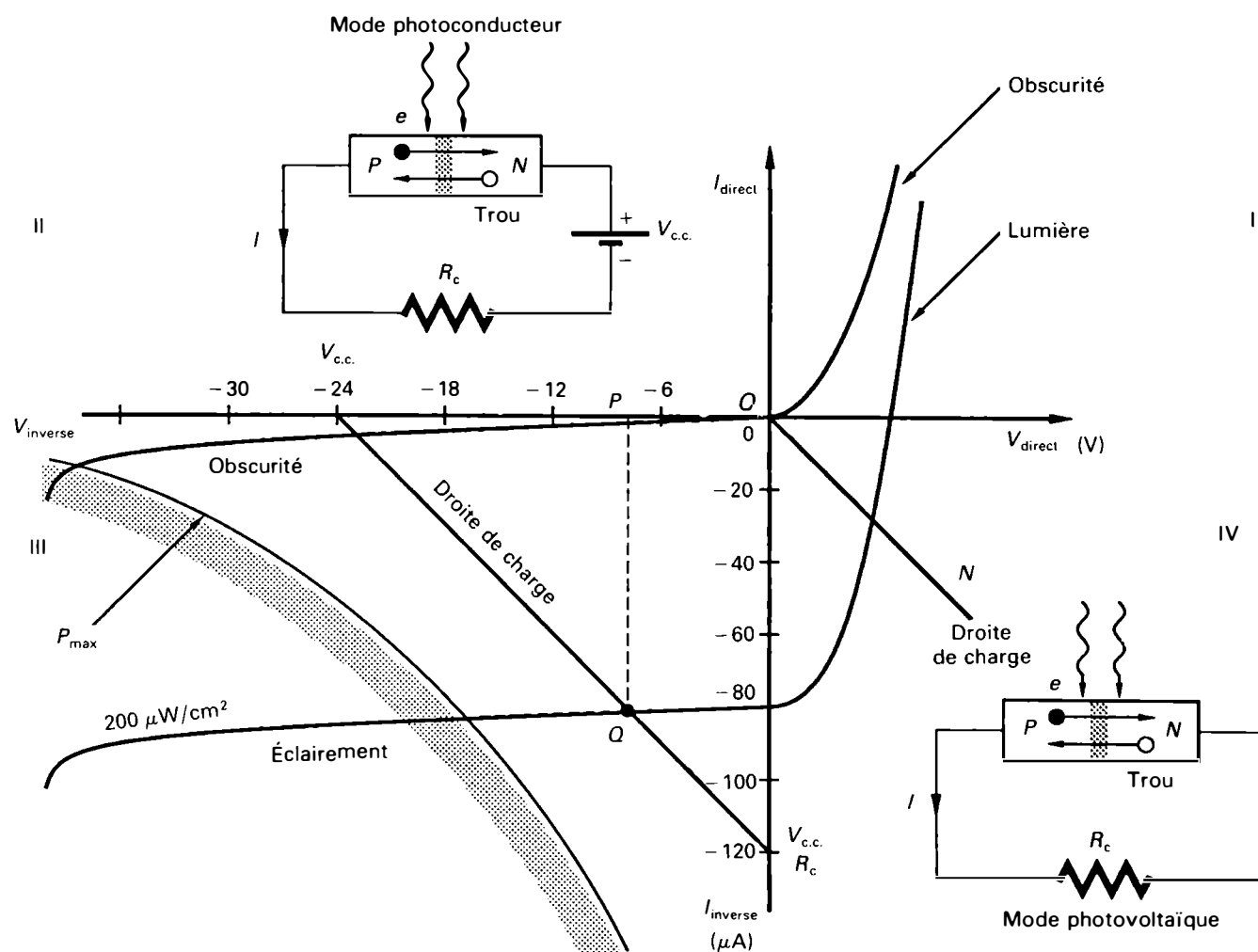


Figure 11.32 Courbes caractéristiques d'une photodiode fonctionnant en mode photoconducteur et en mode photovoltaïque.

Les principales caractéristiques optiques et électriques qui sont indiquées dans les fiches techniques des photodiodes sont les suivantes:

- La *sensibilité* est le quotient de son courant de sortie par l'éclairement de la fenêtre pour une radiation et une tension de polarisation données. Elle est exprimée en nanoampères par lux (nA)/lx) ou $\frac{\mu\text{A}/\text{mW}}{\text{cm}^2}$. La figure 11.33 indique les variations du photocourant (*Light Current*) en fonction des variations de l'éclairement énergétique.
- La *réponse spectrale* correspond à la sensibilité de la photodiode aux différentes longueurs d'onde des radiations (Figure 11.34). La sensibilité spectrale dépend des matériaux utilisés dans la fabrication des photodiodes: le silicium (Si) et le germanium (Ge) pour les applications dans le domaine des radiations visibles; l'arséniure de gallium (GaAs), l'arséniure d'indium (InAs) et l'antimoniure d'indium (InAs) pour les applications dans le domaine des radiations infrarouges.
- La *courbe de directivité*, ou *réponse angulaire*, désigne la sensibilité relative (en %) pour les rayons lumineux arrivant sur la fenêtre de la photodiode sous des angles différents.
- La *gamme d'éclairement* est exprimée en lux ou en pieds-bougies.
- Le *courant d'obscurité* est défini pour une tension donnée.
- La *fréquence limite* correspond à la fréquence maximale à laquelle la photodiode peut fonctionner en lumière modulée. Cette fréquence dépend des temps de montée et de chute du photocourant lors des brusques variations du flux lumineux et de la capacité interne de la photodiode.
- La *tension inverse maximale* est la tension maximale que la photodiode peut supporter sans risque de claquage.
- La *puissance dissipée maximale*, un autre paramètre comme dans tous les dispositifs électroniques à semi-conducteurs.
- La *capacité de la photodiode* pour une tension donnée; elle peut atteindre quelques centaines de picofarads, ce qui a pour effet de limiter la fréquence à laquelle elle peut fonctionner.

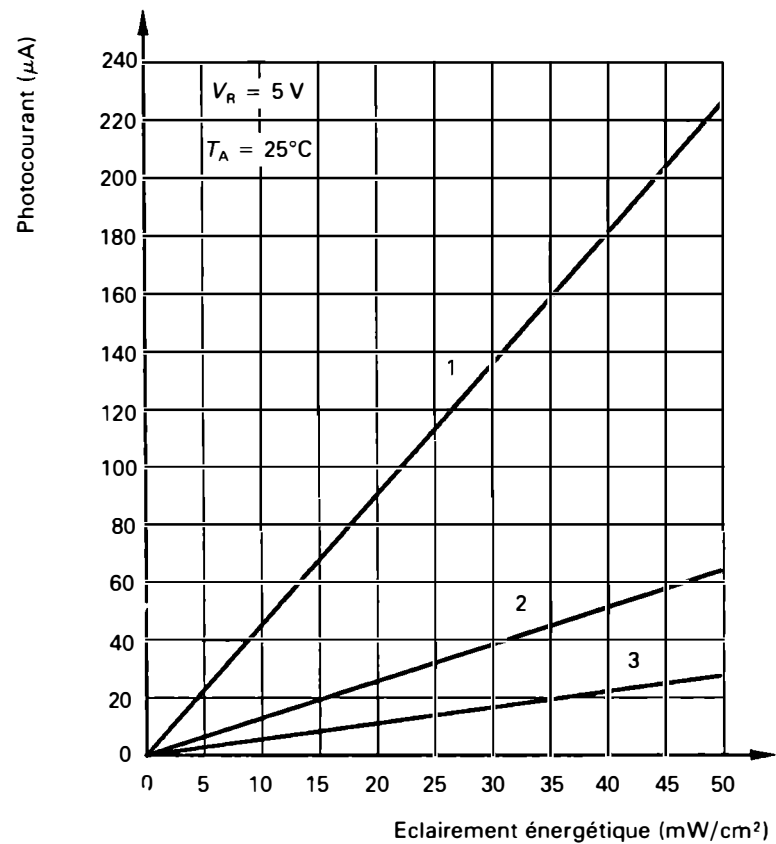


Figure 11.33 Variation du photocourant en fonction de l'éclairement énergétique (en anglais, *Irradiance*) dans le cas de trois photodiodes différentes au Si (Température de couleur: 2870 K).

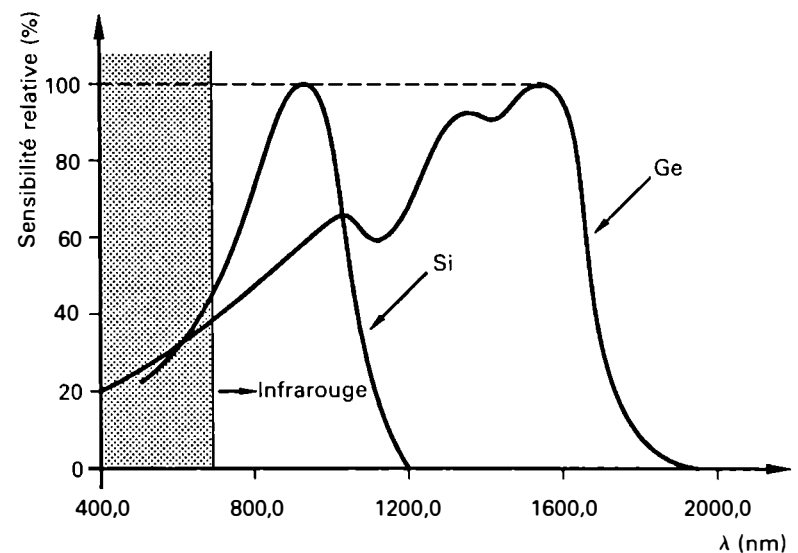


Figure 11.34 Courbe de réponse spectrale des photodiodes au Si et au Ge.

Applications des photodiodes

Selon les performances recherchées, nous choisissons le mode de fonctionnement, soit le mode photoconducteur (avec une source d'alimentation), soit le mode voltaïque (sans source d'alimentation). Les caractéristiques du mode photoconducteur sont: la linéarité, un temps de réponse court

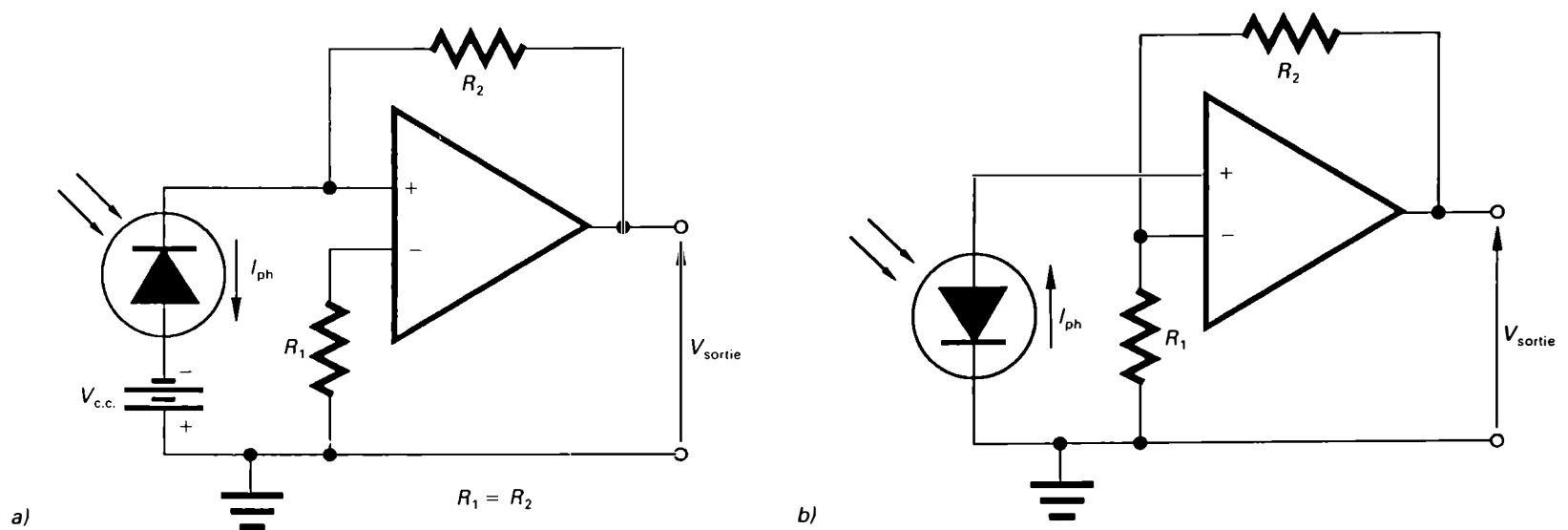


Figure 11.35 Montages types d'une photodiode: a) montage à réponse linéaire en mode photoconducteur; b) montage à réponse logarithmique en mode photovoltaïque.

et une bande passante étendue. Le montage de la figure 11.35.a représente un amplificateur courant-tension dans lequel la tension de sortie est directement proportionnelle au courant de la photodiode et, par conséquent, à l'éclairement de la photodiode. Nous avons la relation:

$$V_{\text{sortie}} = R_1(I_{\text{ph}} + I_o) \quad (11.18)$$

Dans cette relation, I_{ph} désigne le courant de la photodiode qui provient du flux lumineux et I_o , le courant d'obscurité à cause de la présence de porteurs minoritaires. Remarquez que R_1 est égal à R_2 .

Dans le montage de la figure 11.35.b, fonctionnant en mode photovoltaïque, l'impédance d'entrée doit être la plus élevée possible. La tension de sortie varie logarithmiquement en fonction du courant de la photodiode.

Les applications des photodiodes sont très nombreuses; nous en citerons quelques-unes seulement.

■ Fonctionnement « en tout-ou-rien » dans lesquels un faisceau lumineux est coupé par un objet:

- protection contre les accidents pouvant être occasionnés par les machines-outils, presses, cisailles, ponts roulants, etc.;
- détection des effractions et de la fumée;
- comptage d'objets ou de trous: lecture de cartes perforées, de rubans perforés, lecture de barres imprimées ou de repères, tachymètre, etc.;
- commande de la mise en marche d'un servo-mécanisme: ouverture de portes, détection de niveau de remplissage.

■ Fonctionnement avec une action croissante ou décroissante:

- lecture de la piste sonore des films cinématographiques;
- mesures de photométrie, photographie, spectrophotométrie, etc.;
- télécommunications optiques par impulsions codées, récepteurs de fibres optiques;
- reconnaissance de caractères; triage automatique du courrier;
- détecteurs crépusculaires, détecteurs de rayons infrarouges, etc.

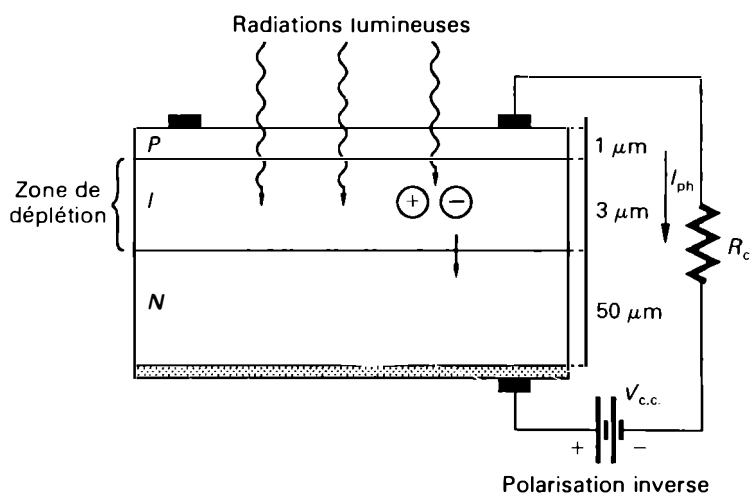


Figure 11.36 Photodiode PIN.

Photodiodes PIN

La photodiode PIN comprend une couche de silicium intrinsèque⁸, de 2 μm à 3 μm d'épaisseur, placée entre les couches P et N fortement dopées, ce qui explique le nom PIN (Figure 11.36). La résistance élevée de la couche de silicium intrinsèque, qui est pratiquement un isolant, offre deux avantages principaux sur la photodiode conventionnelle PN: diminution de la capacité de jonction et augmentation de la tension inverse.

⁸ Silicium intrinsèque: silicium pur non dopé dans lequel le nombre d'électrons libres est égal au nombre de trous.

La diminution de la capacité de jonction entre les couches *P* et *N*, qui devient de l'ordre de 2,5 pF comparée à quelques dizaines de picofarads pour la photodiode conventionnelle, réduit le temps de transit des paires électrons-trous dans la zone de déplétion et augmente la fréquence de réponse.

La possibilité d'appliquer des tensions inverses plus élevées accroît le nombre de porteurs minoritaires et, ainsi, augmente la sensibilité de la photodiode qui atteint des valeurs typiques de l'ordre de $3 \frac{\text{A/mW}}{\text{cm}^2}$. En résumé, les principaux avantages des photodiodes *PIN* sont:

- un temps de réponse très court, soit de l'ordre de 1 ns, ce qui assure une large gamme de fréquences d'utilisation, jusqu'à 1 GHz (10^9 Hz);
- une sensibilité lumineuse accrue;
- un faible niveau de bruit.

La caractéristique tension-courant de la photodiode *PIN* (MRD500 de Motorola) illustrée à la figure 11.37 indique que le photocourant est sensiblement constant pour une large gamme de tensions inverses appliquées à ses bornes. Pour un degré d'éclairement donné, la photodiode *PIN* agit comme une source de courant constant.

Les photodiodes *PIN* sont utilisées comme détecteurs de radiations lumineuses (dans la région des rayons visibles et dans la région des rayons infrarouges proches) émises par les diodes électroluminescentes (LED), comme détecteurs qui fonctionnent en mode photoconducteur et en mode photovoltaïque dans les systèmes à fibre optique (Figure 11.38), comme détecteurs de rayon laser, etc. Les photodiodes *PIN* qui sont sensibles à des faibles degrés d'éclairement, tout en étant de dimensions réduites, de construction robuste et d'un coût peu élevé, peuvent aussi remplacer avantageusement les tubes photomultiplicateurs.

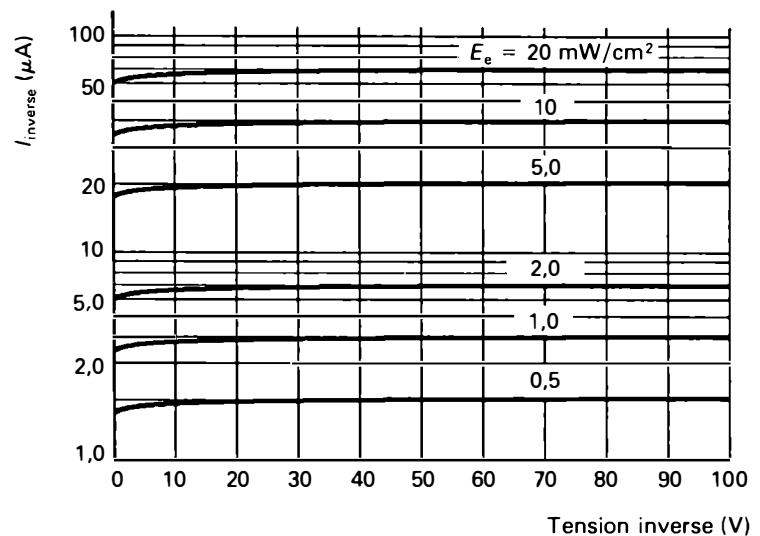


Figure 11.37 Caractéristique tension-courant de la photodiode *PIN* MRD500 de Motorola.

Photodiodes à avalanche

Dans le cas de la photodiode à avalanche, nous utilisons le phénomène d'avalanche dans les semi-conducteurs pour augmenter la sensibilité. Lorsqu'une tension inverse, inférieure de quelques dixièmes de volt à la tension de claquage, est appliquée, les électrons et les trous créés par effet photo-électrique acquièrent une énergie suffisante pour créer d'autres paires électrons-trous qui, à leur tour, donneront naissance au phénomène. Ainsi, un photon peut créer jusqu'à 100 électrons. Il y a donc multiplication des porteurs et l'effet cumulatif produit une amplification du courant. Le courant d'origine photo-électrique est multiplié par un gain *M* qui varie selon la tension inverse appliquée aux bornes de la photodiode à avalanche. Les tensions d'avalanche sont comprises, selon le type de photodiodes, entre 80 V et 200 V. Les valeurs maximales du gain sont de l'ordre de

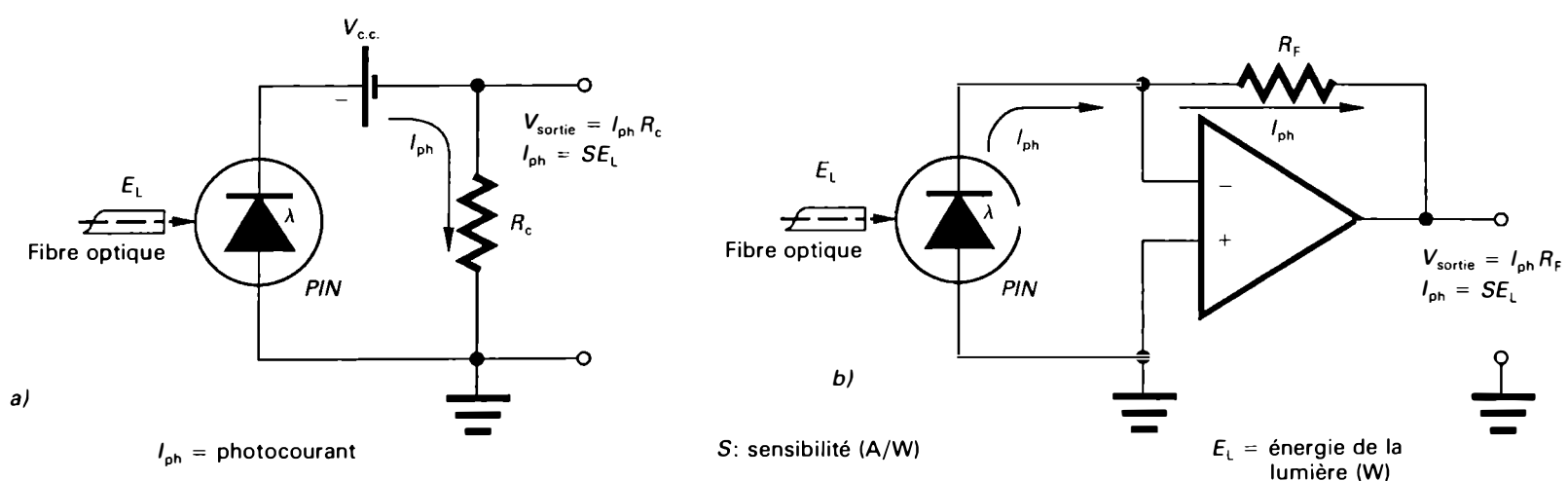


Figure 11.38 Photodiodes *PIN* utilisées comme photodétecteurs dans les systèmes à fibre optique: a) fonctionnement en mode photoconducteur; b) fonctionnement en mode photovoltaïque.

100 à 500 (Figure 11.39) et le pic de sensibilité se situe entre 1 A/W et 10^2 A/W. Comme pour les photodiodes conventionnelles, le temps de réponse dépend de la capacité de la jonction. Cette capacité diminue à mesure que la tension inverse appliquée augmente, ce qui rend possible une

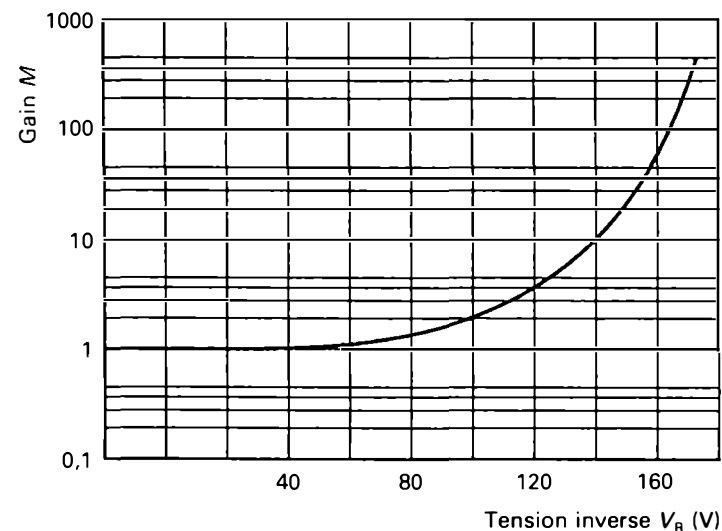


Figure 11.39 Gain M d'une photodiode à avalanche en fonction de la tension inverse (TIED55 de Texas Instruments Incorporated).

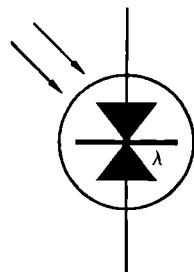


Figure 11.40 Représentation graphique d'une photodiode à structure symétrique.

grande rapidité, de l'ordre de la nanoseconde. Les photodiodes à avalanche sont utilisées jusqu'à une fréquence de modulation de la lumière de 2 GHz, tout en conservant un très bon rapport signal sur bruit.

Les photodiodes à avalanche sont utilisées dans les mêmes types de montage que ceux des photodiodes conventionnelles qui fonctionnent dans le mode photoconducteur. Cependant, la sensibilité supérieure des photodiodes à avalanche permet, pour la même tension de sortie, un accroissement de la rapidité et l'élargissement de la bande passante.

Remarque: Il existe également des *photodiodes à structure symétrique*, appelées aussi photoduo-diodes *NPN*. Ces diodes comportent une deuxième jonction symétrique qui permet le passage de courants plus importants. Elles peuvent être alimentées en courant alternatif et connectées directement à un amplificateur pour tensions alternatives. Puisque les deux jonctions sont symétriques, nous pouvons les polariser dans un sens ou dans l'autre, indifféremment. La tension de polarisation est donc continue ou alternative. Leur représentation graphique illustre leur structure interne (Figure 11.40). À titre d'exemple, citons la photodiode à structure symétrique 1N2175 dont les caractéristiques sont: sensibilité de $22 \frac{\mu\text{A}}{\text{mW}} \text{ cm}^2$, courant d'obscurité de $0,01 \mu\text{A}$; temps de montée de $2 \mu\text{s}$; temps de chute de $45 \mu\text{s}$; puissance dissipée de 250 mW.

Phototransistors

Le phototransistor est un transistor, en général au silicium et de type *NPN*, dont l'élément semi-conducteur constituant

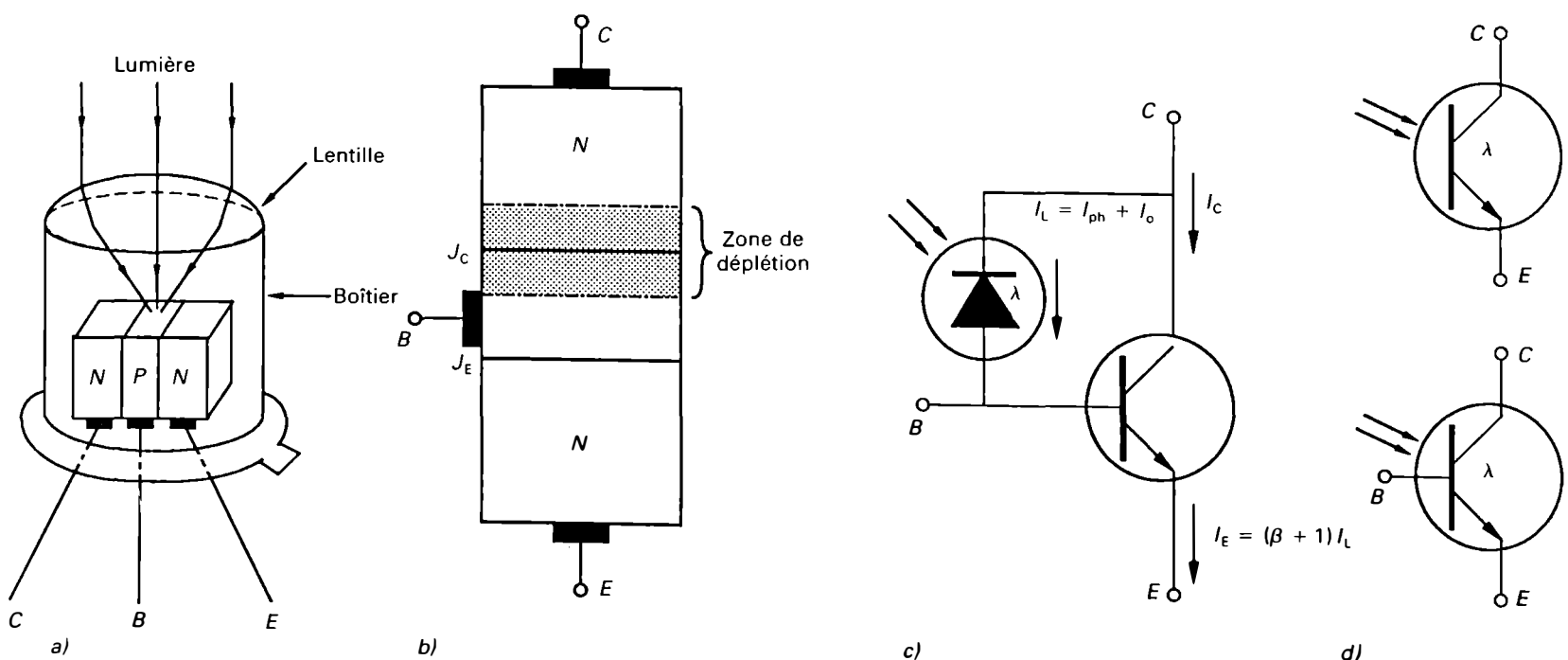


Figure 11.41 Phototransistor: a) et b) structure; c) circuit équivalent; d) représentations graphiques.

la base peut être éclairé. Le boîtier du phototransistor est muni d'une ouverture formée par une petite lentille qui permet de concentrer les radiations lumineuses sur la jonction collecteur-base. Cette jonction, qui est polarisée en sens inverse, se comporte comme une photodiode dont le courant est amplifié par effet transistor entre la base et le collecteur. Un phototransistor est donc équivalent à une photodiode directement couplée à un étage amplificateur de courant à transistor (Figure 11.41.c).

Nous pouvons aussi considérer le phototransistor comme un dispositif à double commande: l'un est le courant photo-électrique provenant de l'éclairage de la jonction collecteur-base; l'autre est le courant de polarisation de la base. Dans certains modèles, la base est accessible et le réglage de la tension de polarisation permet d'ajuster la sensibilité du phototransistor à un point de fonctionnement prédéterminé.

Lorsque le phototransistor est éclairé, le bombardement par les photons de la zone de déplétion (qui est voisine de la jonction collecteur-base [Figure 11.41.b]) crée des paires électrons-trous. Dans le cas d'un phototransistor *NPN*, les électrons sont attirés vers le collecteur alors que les trous sont stockés dans la base. Le potentiel de base augmente et la barrière de potentiel émetteur-base est réduite, ce qui entraîne la circulation d'un courant d'électrons de l'émetteur vers la base, dans laquelle il diffuse vers le collecteur. La circulation des électrons dans le collecteur (électrons provenant de l'émetteur injectés dans le collecteur et électrons produits par l'effet photo-électrique) constitue le courant électronique du phototransistor (Figure 11.42). Le courant d'émetteur du phototransistor (dans le sens conventionnel du courant) est déterminé à l'aide des relations suivantes et du circuit équivalent de la figure 11.41.c. Lorsqu'elle est éclairée, la photodiode qui fonctionne en mode photoconducteur fournit un photocourant I_L :

$$I_L = I_{ph} + I_o \quad (11.19)$$

Le symbole I_{ph} désigne le courant photo-électrique qui provient des paires électrons-trous et I_o , le courant d'obscurité qui est le courant résiduel de fuite de la jonction collecteur-base.

Le photocourant I_L de la photodiode sert de courant de base au transistor *NPN*. Alors, nous obtenons à l'émetteur:

$$\begin{aligned} I_E &= (\beta + 1)(I_{ph} + I_o) \\ I_E &= (\beta + 1)I_L \end{aligned} \quad (11.20)$$

Dans le cas où la jonction base-collecteur est polarisée lorsque la base est accessible, le courant d'émetteur devient:

$$I_E = (\beta + 1)(I_L + I_B) \quad (11.21)$$

où I_B désigne le courant de polarisation de la base et β , le gain de courant en courant continu.

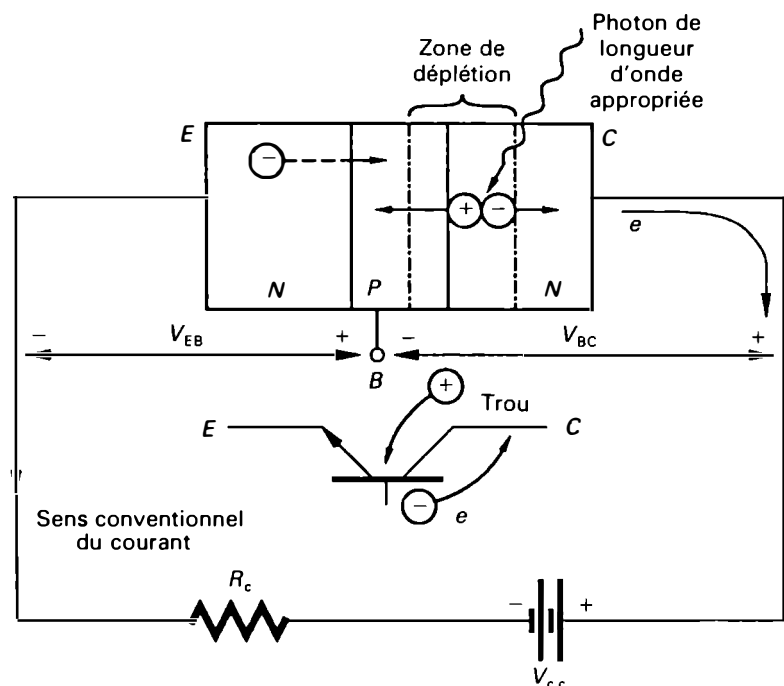


Figure 11.42 Principe de fonctionnement du phototransistor.

Le gain de courant β et la surface importante de la jonction collecteur-base nécessaire pour obtenir une sensibilité élevée produisent aussi un courant résiduel d'obscurité relativement élevé, de l'ordre de 15 nA à 100 nA pour une tension V_{CE} de 30 V. Le courant d'obscurité est déterminé à l'aide de la relation:

$$I_{CEO(\text{obscurité})} = \beta I_{CBO} \quad (11.22)$$

Le symbole I_{CBO} désigne le courant de fuite de la jonction collecteur-base à base ouverte.

Les principales caractéristiques optiques et électriques des phototransistors présentés dans les fiches techniques sont les suivantes:

- le *courant de collecteur* I_C en fonction de la tension V_{CE} pour différentes valeurs de l'éclairage énergétique (en anglais, *Irradiance*). Cette caractéristique qui correspond à la sensibilité du phototransistor est illustrée à la figure 11.43.a;
- le *courant d'obscurité* pour une tension V_{CE} donnée et un éclairage énergétique nul;
- la *réponse spectrale* illustrée à la figure 11.43.b. Les phototransistors au silicium présentent une sensibilité maximale pour les radiations situées au début de la région des infrarouges (sensibilité spectrale relative de 100% pour λ entre 0,80 μm et 0,85 μm , et de 50% pour λ entre 0,70 μm et 1 μm);
- la *réponse angulaire* qui indique les valeurs du photocourant lumineux en fonction du déplacement angulaire, c'est-à-dire l'angle d'incidence de la source d'éclairage avec l'axe optique du phototransistor (Figure 11.44). Le photocourant lumineux est maximal lorsque la source d'éclairage est centrée sur l'axe optique;

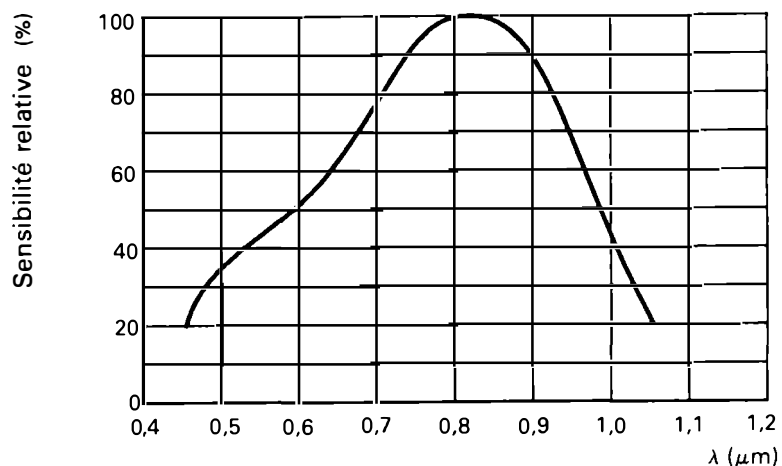
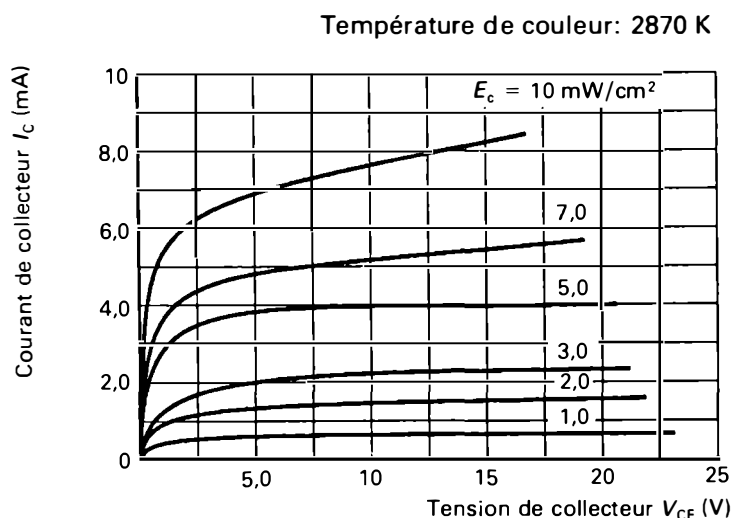


Figure 11.43 Caractéristiques d'un phototransistor *NPN*: a) courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur; b) réponse spectrale.

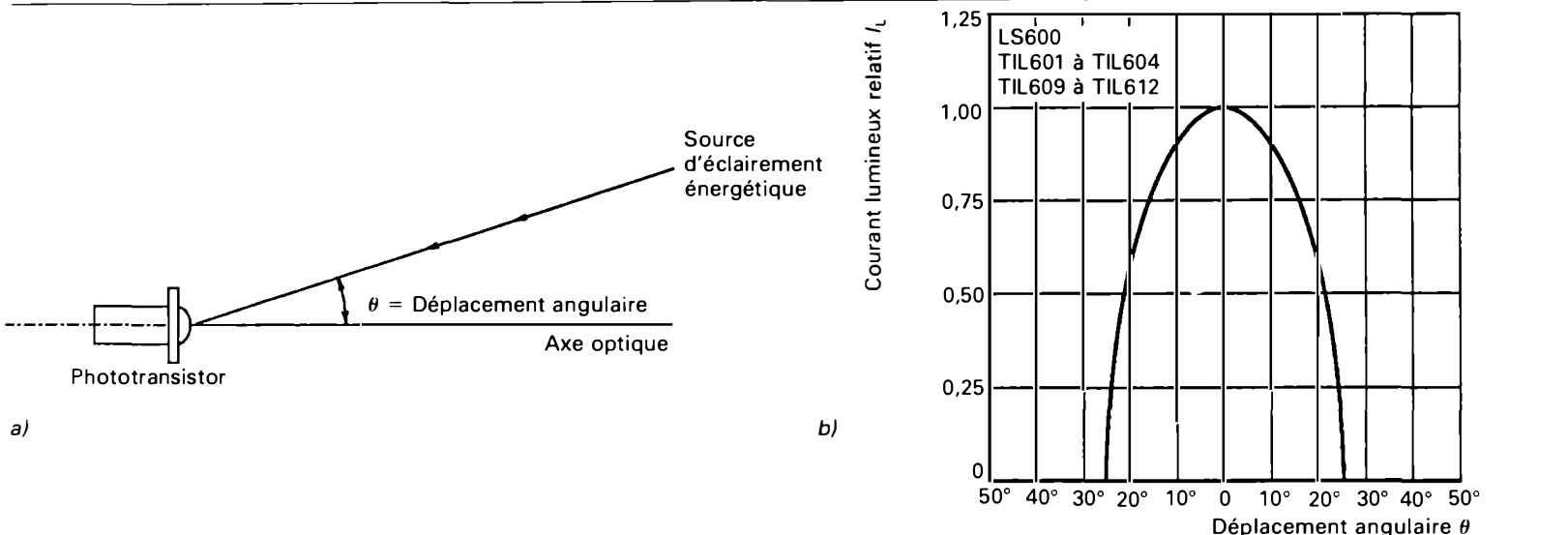


Figure 11.44 Réponse angulaire: a) déplacement angulaire; b) caractéristique du photocourant lumineux en fonction du déplacement angulaire.

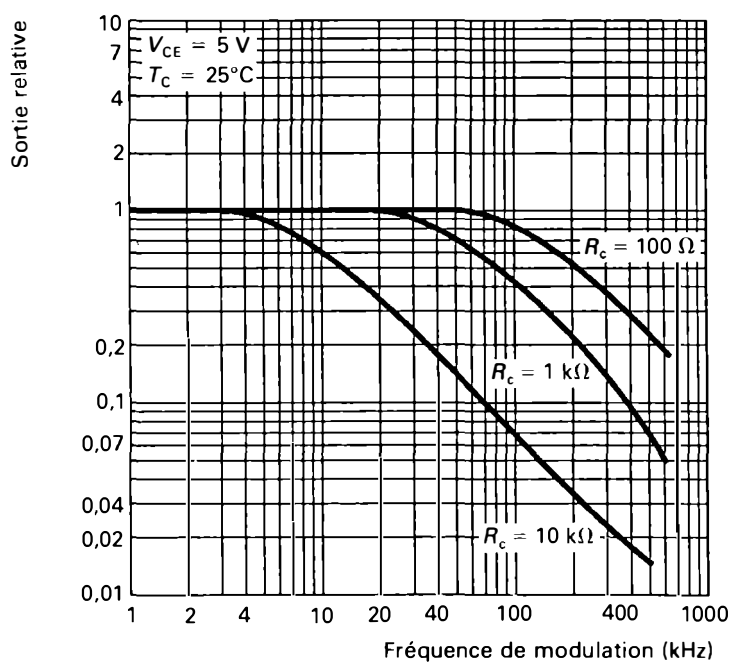


Figure 11.45 Sortie relative en fonction de la fréquence de modulation du phototransistor TIL600 de Texas Instrument Incorporated.

— le *temps de réponse* qui limite la fréquence maximale de modulation de la source de lumière utilisée. Pour éliminer les effets de la lumière ambiante, les sources de lumière sont modulées en fréquence et, par conséquent, les phototransistors doivent répondre adéquatement à ces fréquences de modulation. Les valeurs limites de la fréquence de modulation pour les phototransistors sont de l'ordre de 400 kHz à 500 kHz (Figure 11.45). Le temps de réponse dépend de la capacité des jonctions qui détermine le temps de montée et le temps de chute.

En résumé, les phototransistors ont une sensibilité de 100 à 200 fois plus élevée que les photodiodes, fournissent un courant de collecteur de l'ordre des milliampères et présentent un temps de réponse plus lent que les photodiodes, soit de l'ordre des microsecondes.

Exemple 11.8

Le montage de la figure 11.46.a utilise le phototransistor MRD450 de Motorola. À l'aide de la caractéristique $I_c = f(V_{CE})$, déterminez pour

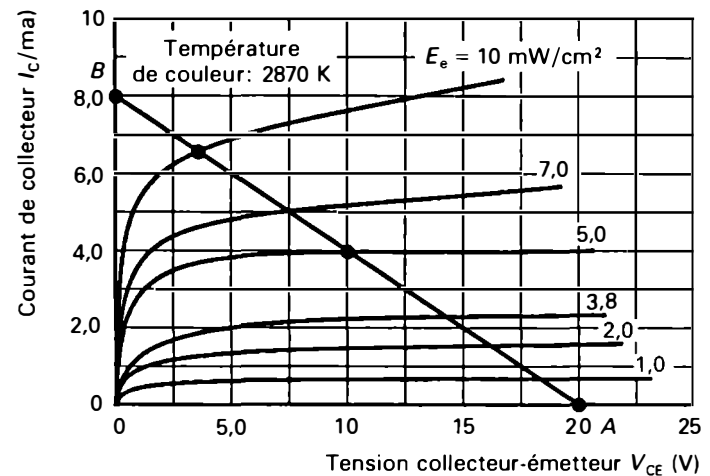
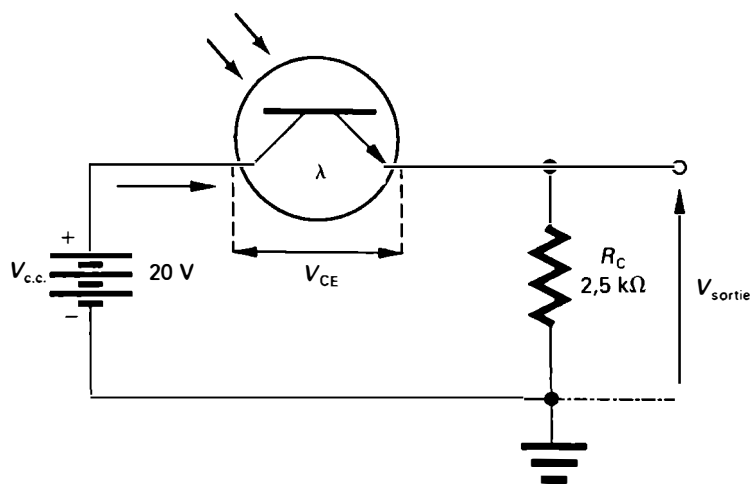


Figure 11.46 Détermination de la droite de charge pour un phototransistor.

des éclairagements énergétiques de 1 mW/cm², 5 mW/cm² et 10 mW/cm²:

- la tension V_{CE} du phototransistor;
- la tension de sortie V_{sortie} ;
- le courant de collecteur I_C .

Solution

- a) Tension V_{CE} du phototransistor

Traçons la droite charge.

Pour $I_C = 0$, nous avons:

$$V_{CE} = V_{c.c.} = 20 \text{ V}$$

C'est le point A (Figure 11.46.b).

Pour $V_{CE} = 0$, nous avons:

$$I_C = \frac{V_{c.c.}}{R_c} = \frac{20}{2500}$$

$$I_C = 8,0 \text{ mA}$$

C'est le point B (Figure 11.46.b).

Les points d'intersection des courbes caractéristiques du phototransistor et de la droite de charge nous donnent:

$$E_e = 1 \text{ mW/cm}^2 \quad \text{et} \quad V_{CE} = 18,5 \text{ V}$$

$$E_e = 5 \text{ mW/cm}^2 \quad \text{et} \quad V_{CE} = 10,7 \text{ V}$$

$$E_e = 10 \text{ mW/cm}^2 \quad \text{et} \quad V_{CE} = 3,5 \text{ V}$$

- b) Tension de sortie

Nous avons:

$$V_{sortie} = V_{c.c.} - V_{CE}$$

Pour $E_e = 1 \text{ mW/cm}^2$:

$$V_{sortie} = 20 - 18,5 = 1,5 \text{ V}$$

Pour $E_e = 5 \text{ mW/cm}^2$:

$$V_{sortie} = 9,3 \text{ V}$$

Pour $E_e = 10 \text{ mW/cm}^2$:

$$V_{sortie} = 16,5 \text{ V}$$

- c) Courant de collecteur

À partir de la figure 11.46.b, nous obtenons:

E_e (mW/cm ²)	I_C (mA)
1	0,6
5	3,7
10	6,6

Nous pouvons vérifier les valeurs obtenues à l'aide des courbes. Par exemple, lorsque E_e est égal à 5 mW/cm², nous avons:

$$V_{sortie} = R_c I_C$$

$$V_{sortie} = 2500 \times 3,7 \times 10^{-3} = 9,25 \text{ V}$$

Applications des phototransistors

Les phototransistors sont plus souvent employés dans des circuits de contrôle industriels que les photodiodes conventionnelles, car ils possèdent une sensibilité lumineuse bien supérieure. Les phototransistors sont utilisés dans de nombreux circuits commandés par la présence ou l'absence de la lumière, tels que les contrôles d'éclairage automatique, les circuits d'alarme (effraction et incendie), les détecteurs de niveau, le comptage d'objets, le déclenchement à distance de flash électronique en photographie, la lecture de bandes et de cartes perforées, etc. Les phototransistors associés à des diodes électroluminescentes sont aussi utilisés dans la construction des optocoupleurs, qui sont étudiés au paragraphe 11.6.

La figure 11.47 représente le montage de base d'un détecteur d'impulsions de lumière. En l'absence de lumière, le phototransistor est à l'état bloqué, de sorte qu'aucun courant ne traverse R_c . Alors, la tension de sortie est:

$$V_{sortie} = V_{CE} = 20 \text{ V}$$

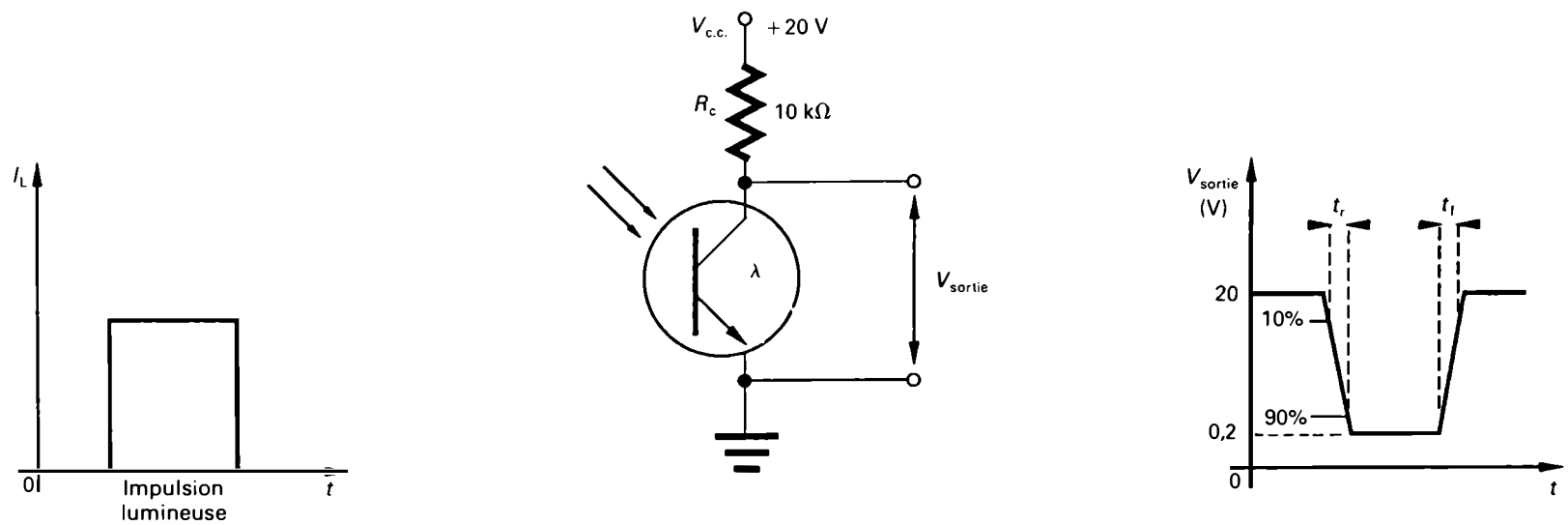


Figure 11.47 Détecteur d'impulsions de lumière.

En présence de la lumière, le phototransistor est à l'état passant et la tension de sortie est:

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{CE(saturation)}} = 0,2 \text{ V}$$

L'impulsion lumineuse venant frapper le phototransistor est convertie en une impulsion de tension; on remarque la légère distorsion causée par les temps de montée et de descente des phototransistors.

Dans le montage de la figure 11.48, le relais est excité lorsque le phototransistor est éclairé. Pour un éclairage suffisant, soit de l'ordre de 1400 lx (130 pieds-bougies), le phototransistor Q_1 à l'état passant fournit le courant de base nécessaire pour que le transistor Q_2 soit saturé. Le courant de collecteur de Q_2 enclenche alors le relais. Lorsque le phototransistor n'est plus éclairé, le transistor Q_2 ne laisse plus passer le courant et le relais n'est plus excité. Le montage de la figure 11.49 représente un circuit d'alarme qui se déclenche lorsque le rayon lumineux éclairant le phototransistor est interrompu. En présence de la lumière le phototransistor est à l'état passant et la tension de gâchette V_g est insuffisante pour amorcer le thyristor. Une interrup-

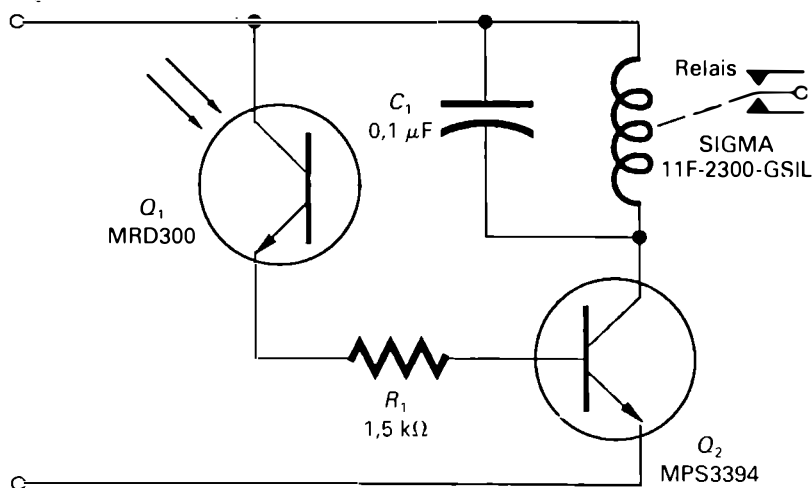


Figure 11.48 Détecteur de lumière avec phototransistor et relais.

tion momentanée de la lumière bloque le phototransistor. La tension V_g appliquée à la gâchette par l'intermédiaire du diviseur de tension formé de R_1 et de R_2 est suffisante pour enclencher le thyristor qui actionne alors l'alarme. L'interrupteur S_1 sert à bloquer le thyristor et à stopper l'alarme.

Le montage de la figure 11.50 représente un dispositif de commande automatique des phares d'une automobile. Le courant de sortie du phototransistor est utilisé pour changer l'état d'un transistor (état passant ou état bloqué) qui alimente la bobine d'un relais. Les contacts du relais (l'un normalement ouvert et l'autre normalement fermé) relie la batterie aux filaments des phares. Lorsqu'un faisceau lumineux frappe le phototransistor le courant dans la bobine

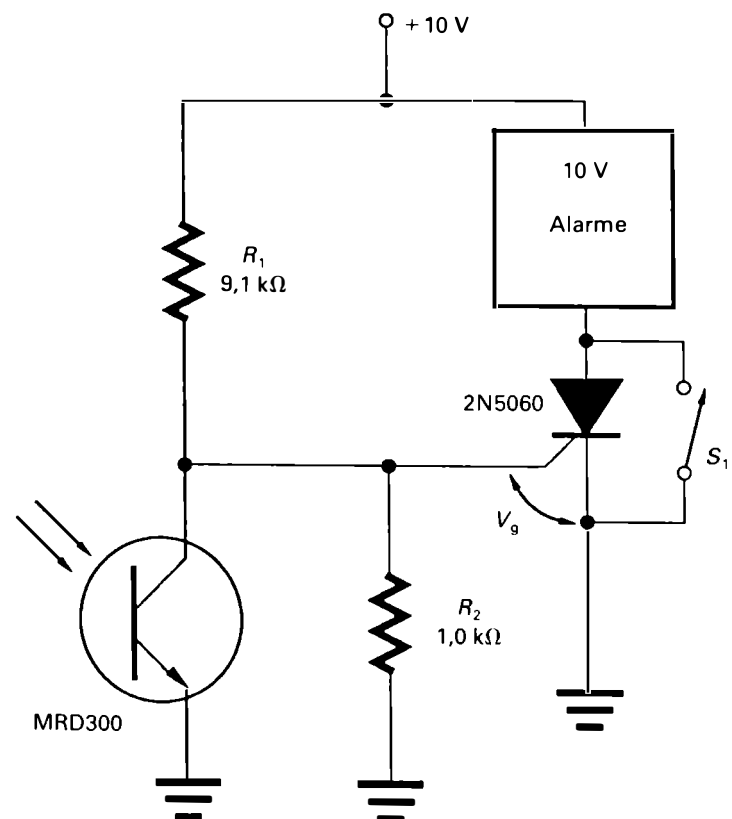


Figure 11.49 Dispositif d'alarme déclenché par la lumière.

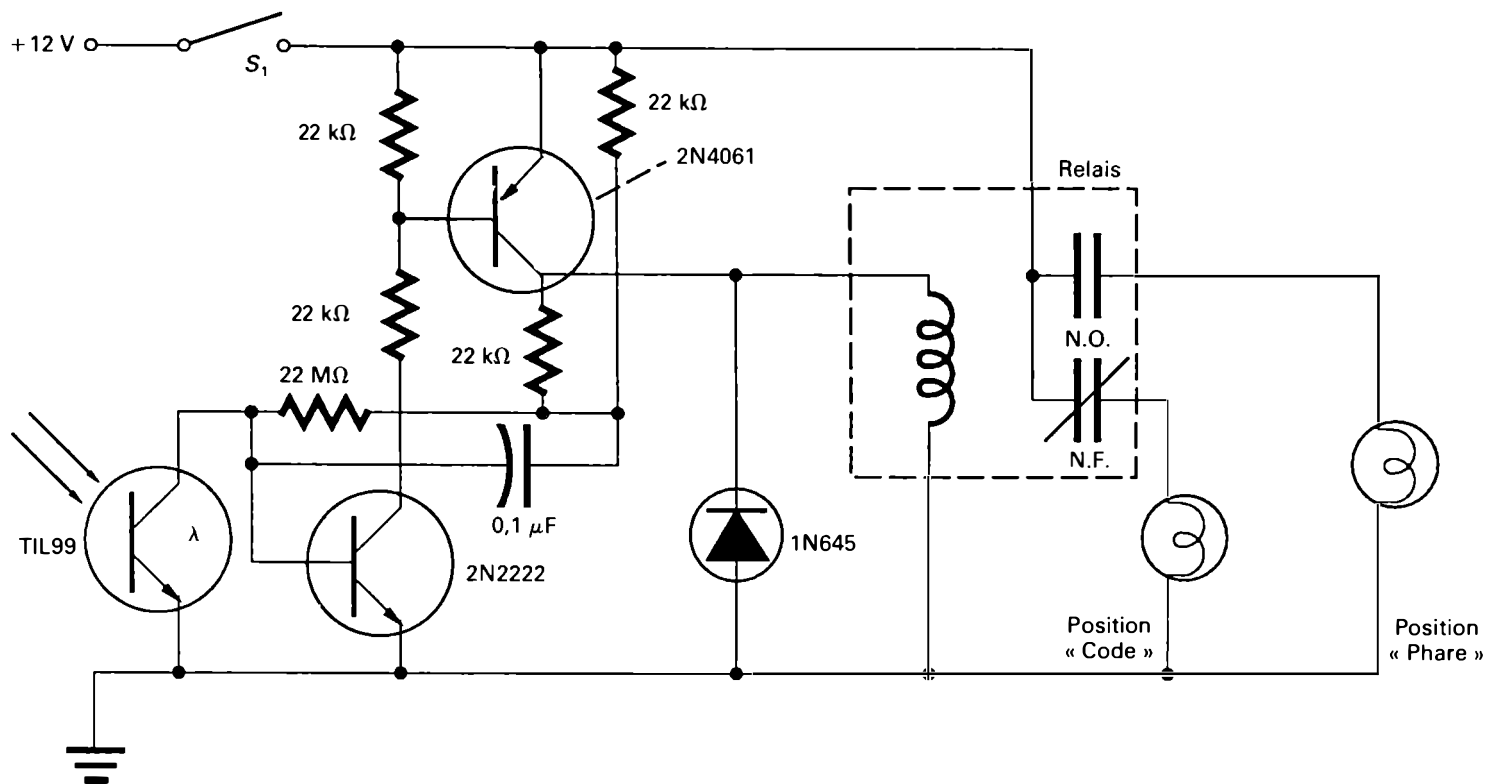


Figure 11.50 Commande automatique par phototransistor de l'intensité des phares d'une automobile.

du relais décroît, le contact normalement fermé se ferme et les phares passent en position code (éclairage de faible puissance).

Dans ce type d'application, le phototransistor utilisé doit être suffisamment sensible et très directionnel.

Photodarlington

Le photodarlington est constitué d'un phototransistor relié — en montage Darlington — à un transistor bipolaire *NPN*. Les deux éléments sont renfermés dans le même boîtier (Figure 11.51.a). Le principe de fonctionnement du photodarlington est identique à celui du phototransistor.

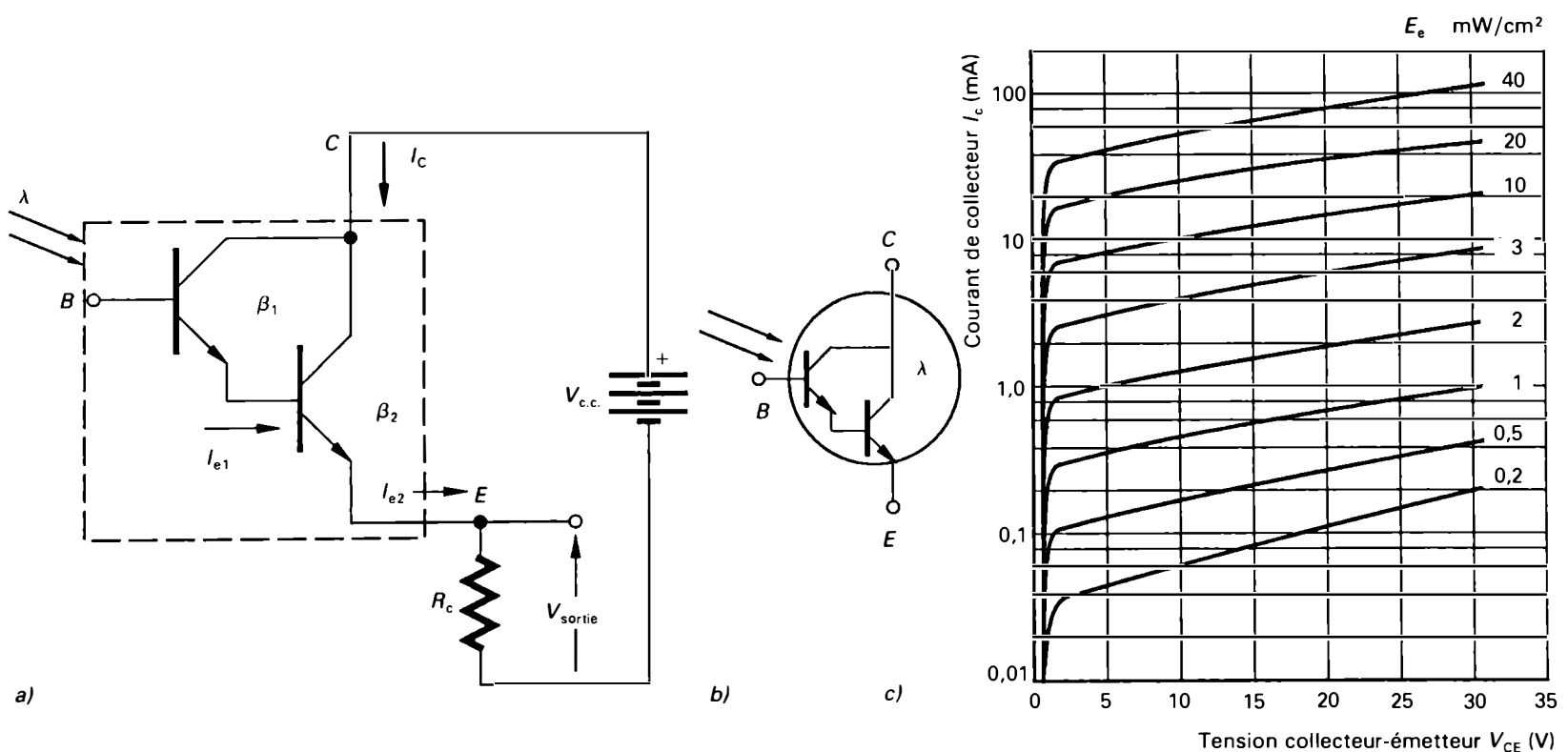
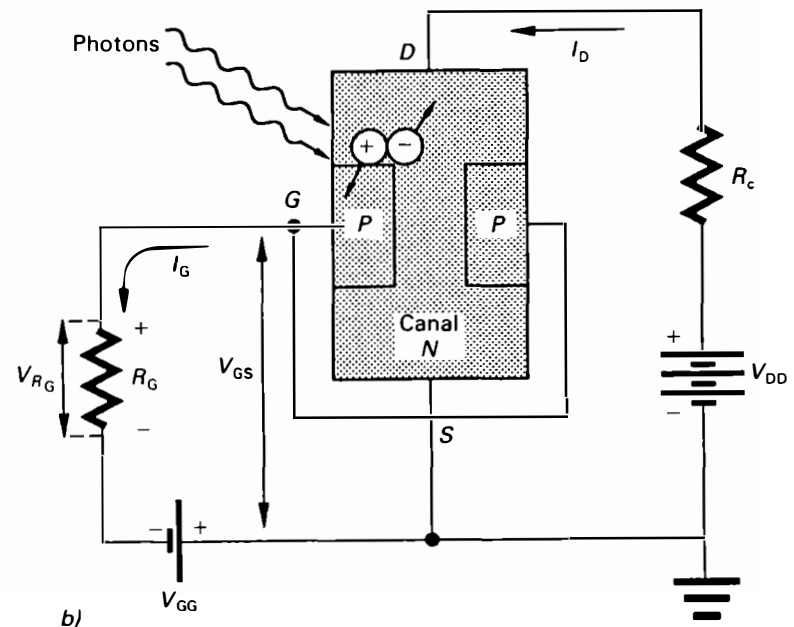
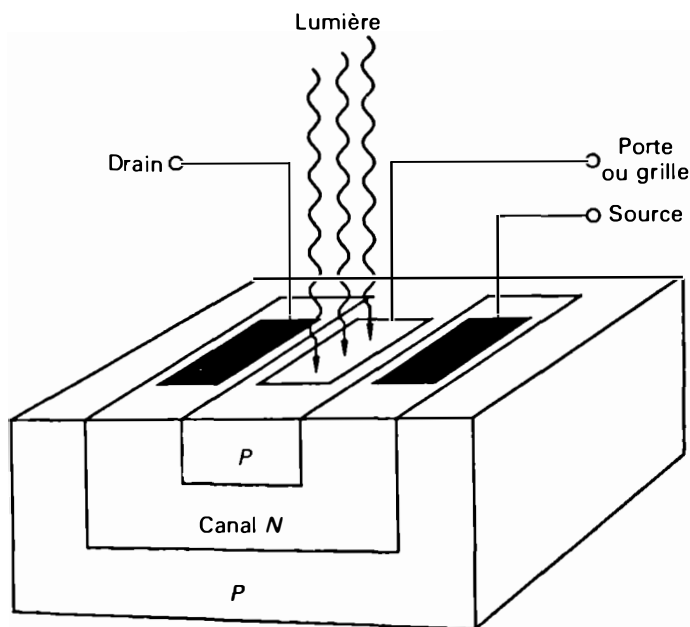


Figure 11.51 Photodarlington: a) principe de fonctionnement; b) représentation graphique; c) caractéristique courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur.



a)

Figure 11.52 PhotoTEC à canal N : a) structure; b) principe de fonctionnement.

Cependant, le gain en courant est plus élevé, grâce à l'amplificateur interne à deux étages. Le courant photo-électrique I_{ph} qui est produit par l'énergie des photons venant frapper la jonction collecteur-base du phototransistor est multiplié par les gains β_1 et β_2 des deux transistors, et nous obtenons la relation:

$$I_E \approx I_{ph} (\beta_1 \beta_2) \quad (11.23)$$

L'intensité du courant de sortie du photodarlington se situe autour de la valeur de 100 mA. Cependant, l'augmentation de la sensibilité apporte certains inconvénients qui sont:

- un courant d'obscurité plus élevé, de l'ordre de 250 nA;
- un temps de réponse plus lent, car le temps de commutation varie entre 50 μ s et 100 μ s;
- une réponse non linéaire du courant de sortie en fonction de l'éclairement (Figure 11.51.c).

Les photodarlington sont utilisés dans des applications qui nécessitent une grande sensibilité lumineuse à un faible degré d'éclairement. Citons, à titre d'exemple, les contrôles de procédés industriels, les dispositifs de comptage et de triage, les détecteurs logiques, les optocoupleurs, etc.

Phototransistors à effet de champ

Le phototransistor à effet de champ, ou photoTEC (en anglais, *PhotoFET* ou *PFET*), présente une structure cristalline semblable à celle du transistor conventionnel à effet de champ (Figures 11.52 et 11.53). Dans le photoTEC à canal N , la lumière incidente est concentrée sur la zone de déplétion de la jonction PN entre la grille G (ou porte) et le drain D . Cette région est normalement polarisée en sens inverse. Lorsque des radiations lumineuses de la longueur

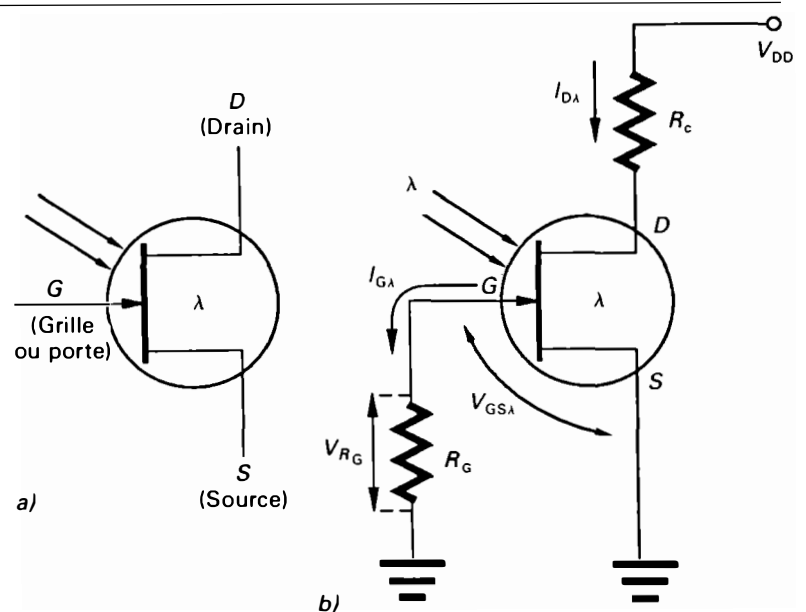


Figure 11.53 PhotoTEC: a) représentation graphique; b) montage de base.

d'onde appropriée frappent la photodiode constituée par la grille et le drain, les électrons libres sont attirés vers la région N et les trous libres, vers la région P (Figure 11.52.a). La circulation des trous à travers la résistance R_G produit une différence de potentiel V_{R_G} en opposition à la tension de polarisation V_{GG} . Cela a pour effet de diminuer la tension V_{GG} appliquée entre la grille et la source. Ainsi, un accroissement de l'intensité lumineuse incidente se traduit par une diminution de la tension V_{GS} et par une augmentation du courant de drain I_D . Dans le montage de la figure 11.52.b, la tension V_{GG} est égale à zéro. La tension aux bornes de R_G est:

$$V_{R_G} = V_{GS} = R_G I_G$$

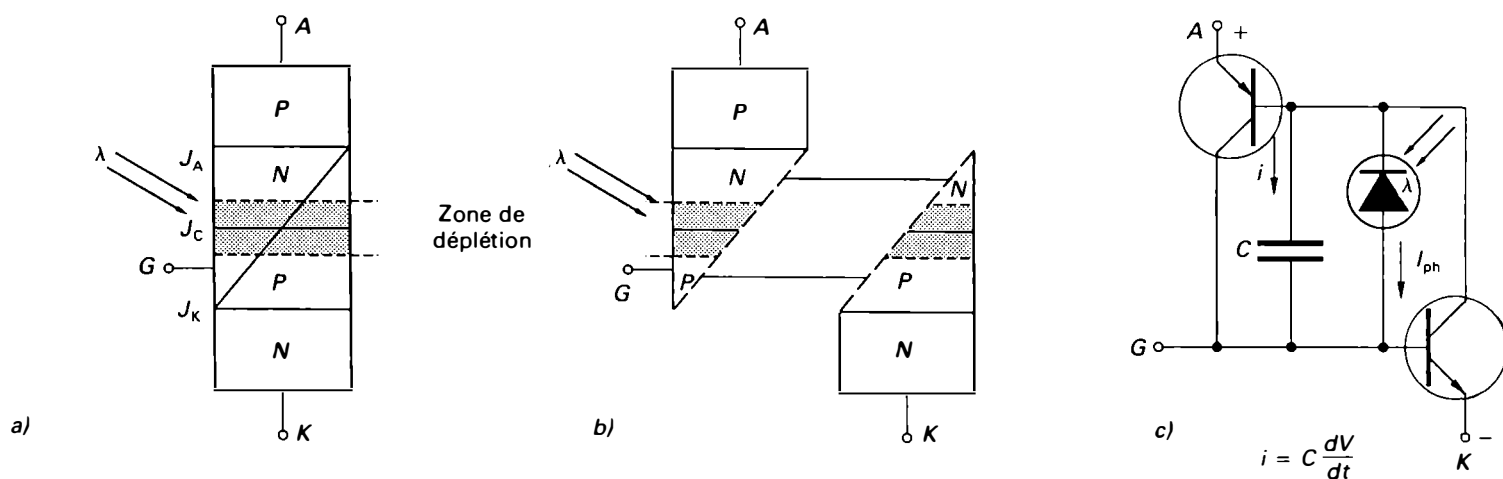


Figure 11.54 Photthyristor: a) et b) structure simplifiée; c) circuit équivalent.

La valeur du courant de drain est obtenu à partir des relations suivantes:

$$\Delta I_{D\lambda} = g_m \Delta V_{GS}$$

soit:

$$\Delta I_{D\lambda} = g_m R_G \Delta I_{G\lambda} \quad (11.24)$$

Le symbole $\Delta I_{D\lambda}$ désigne les variations du courant de drain provenant des variations de l'éclairement énergétique alors que $\Delta I_{G\lambda}$ désigne les variations du photocourant de grille; la transductance directe du transistor est:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

Le courant de drain qui correspond au courant de collecteur varie proportionnellement à l'éclairement énergétique qui atteint le photoTEC. La sensibilité lumineuse dépend de la résistance R_G et le gain du photoTEC atteint une valeur de l'ordre de 10^4 .

Les phototransistors à effet de champ sont caractérisés par un gain élevé et un temps de réponse très rapide. Cependant, ils présentent un courant d'obscurité élevé, une réponse non linéaire aux variations du signal lumineux, et leur sensibilité décroît lorsque la température augmente.

Photthyristors et phototriacs

Le phototransistor ou thyristor photosensible (en anglais LASCR: *Light Activated Silicon Controlled Rectifier*) est constitué, comme un thyristor, de quatre couches *PNPN* formant trois jonctions. L'amorçage du photothyristor est réalisé par le courant produit par effet photo-électrique à partir de l'énergie des radiations lumineuses qui frappent la jonction centrale de commande J_C (Figures 11.54.a et 11.54.b). Cette jonction, qui est polarisée en sens inverse, sert de photodétecteur dont le courant I_{ph} est équivalent au courant de gâchette utilisé pour déclencher un thyristor (Figure 11.54.c). Le photothyristor est donc un élément bistable qui bascule sous l'action de radiations lumineuses. Il utilise une faible quantité d'énergie lumineuse pour commander, par l'intermédiaire de circuits et de thyristors de puissance, des quantités importantes d'énergie électrique. Le photothyristor est aussi présenté au paragraphe 8.5.7.

Le phototriac possède une structure comparable à celle d'un triac; cependant son boîtier est muni d'une ouverture transparente qui laisse passer la lumière visible et les rayons infrarouges. Sa gâchette est sensible à l'énergie des radiations lumineuses, ce qui permet l'amorçage par effet photo-électrique. Le phototriac peut être utilisé pour déclencher,

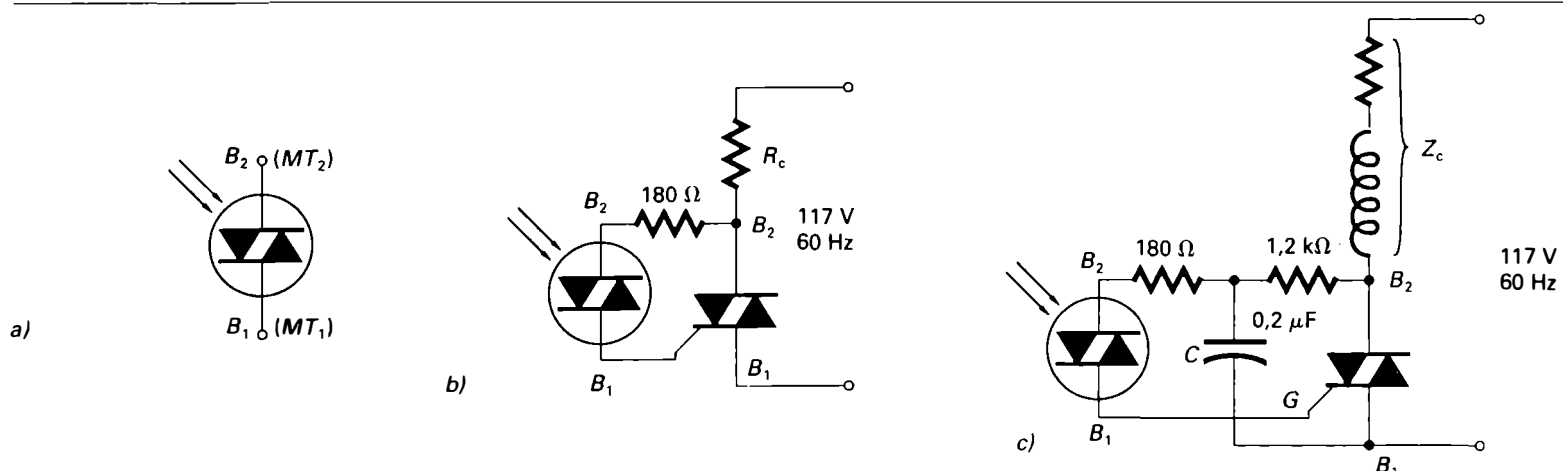


Figure 11.55 Phototriac: a) représentation graphique; b) circuit de déclenchement avec phototriac pour charge résistive; c) circuit de déclenchement pour charge inductive.

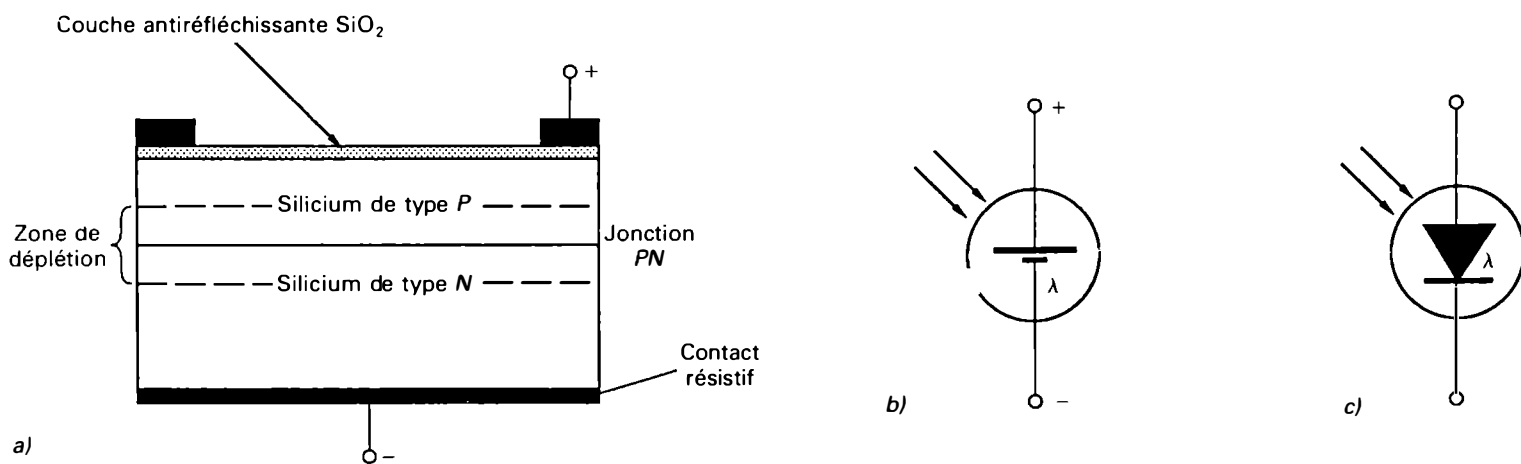


Figure 11.56 Cellule photovoltaïque au silicium: a) structure; b) et c) représentation graphique.

à l'aide de faibles signaux lumineux, des triacs de puissance (Figures 11.55.b et 11.55.c).

Les phototriacs associés à des diodes électroluminescentes sont employés dans la construction des optocoupleurs appelés aussi *optotriacs*.

Remarque: Comme dans le cas du triac, les deux bornes principales B_1 (ou MT_1) et B_2 (ou MT_2) ne sont pas identiques et interchangeables. La borne B_1 correspond normalement au point commun de référence des tensions

11.3.3 Cellules photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques, appelées aussi *piles solaires* ou *photopiles*, sont utilisées pour convertir l'énergie provenant de la lumière, c'est-à-dire l'énergie des photons, en énergie électrique. La cellule photovoltaïque, comme la photodiode, est constituée par la jonction de deux semi-conducteurs de types opposés ou par le contact d'un métal et d'un semi-conducteur. La photodiode fonctionne lorsqu'elle est polarisée en sens inverse à l'aide d'une source de tension extérieure. Au contraire, la cellule photovoltaïque

ne requiert aucune source auxiliaire, car elle crée une force électromotrice à partir de l'énergie des radiations lumineuses qui éclairent la jonction: c'est l'*effet photovoltaïque*.

Différents matériaux ont été et sont actuellement employés dans la construction des cellules photovoltaïques. Dès les années 30, on a réalisé des photopiles à l'oxyde de cuivre, puis au sélénium; celles-ci étaient peu sensibles et le rendement de la conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique ne dépassait guère 4% ou 5%. À partir de 1955, on a construit des cellules photovoltaïques au silicium (type P et type N) qui présentent des rendements plus élevés, soit de l'ordre de 10% à 17%. D'autres matériaux sont maintenant utilisés et ils font l'objet de travaux de recherche qui ont permis d'obtenir des rendements atteignant 20% à 23%. Il s'agit du sulfure de cadmium (CdS), de l'arséniure de gallium (GaAs), du phosphate d'indium (InP), du silicium à l'état amorphe (SiH_4) et du diséléniure cuivre-indium.

Cellule photovoltaïque à jonction PN au silicium

La cellule photovoltaïque à jonction PN au silicium est constituée par une plaquette de silicium de type N recouverte

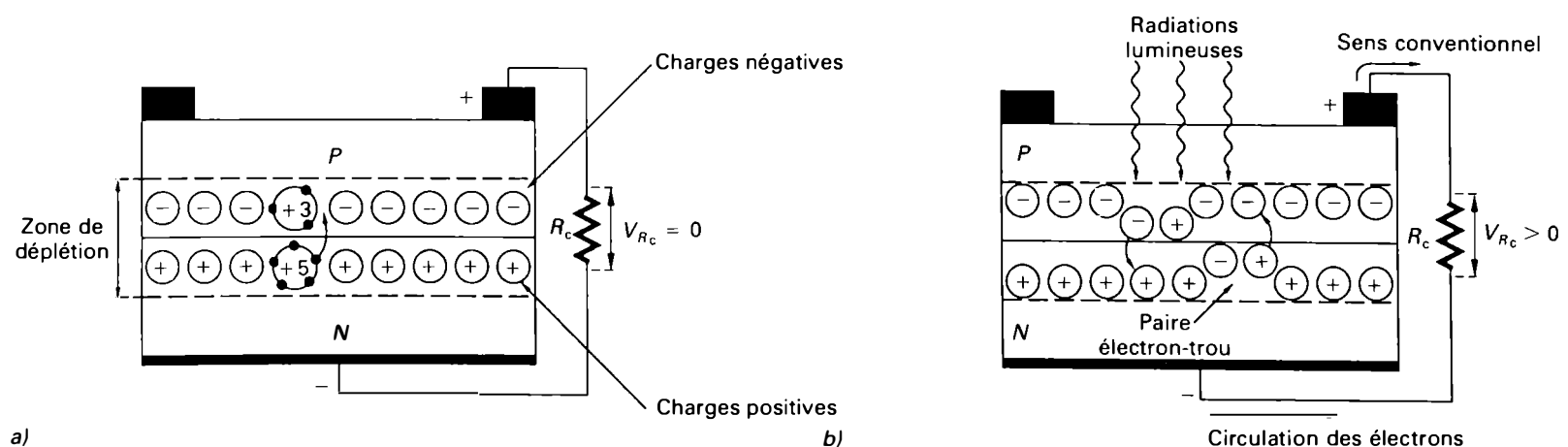


Figure 11.57 Cellule photovoltaïque à jonction PN au silicium: a) non éclairée; b) éclairée.

d'une très mince couche ($0,5 \mu\text{m}$) de silicium de type *P* obtenue par diffusion. Pour améliorer le rendement, une fine pellicule antiréfléchissante d'oxyde de silicium (SiO_2) est déposée sur la couche *P* (Figure 11.56.a).

En l'absence de lumière sur la cellule photovoltaïque, il se forme de chaque côté de la jonction une zone appelée *zone de déplétion*. Les électrons libres plus nombreux dans la couche de type *N* diffusent vers la couche *P* et les trous de la couche *P* diffusent vers la couche *N*. Des ions positifs se forment du côté *P* et des ions négatifs du côté *N* de la jonction (Figure 11.57.a). Il s'établit alors un équilibre tel que le champ électrique créé par ces charges empêche la circulation d'autres électrons et d'autres trous. Si l'on relie les deux bornes de la cellule photovoltaïque par une charge, aucune tension n'apparaît aux bornes de celle-ci, car aucun courant n'y circule.

Lorsque la jonction *PN* est éclairée, l'énergie des photons de la longueur d'onde appropriée est suffisante pour briser les liaisons covalentes et créer des paires électrons-trous. Le champ électrique, à la jonction, force les électrons vers la région *N* (charge positive) et les trous vers la région *P* (charge négative). Certes, un photon possède une très faible énergie, mais comme il y a des milliards de photons, une différence de potentiel provenant de l'accumulation d'électrons dans la couche de type *N* est créée entre les deux contacts soudés sur le disque de silicium (Figure 11.57.b). Cette différence de potentiel est la tension de la cellule photovoltaïque. Lorsque la charge appropriée est branchée aux bornes de la photopile un courant y circulera. Les paires électrons-trous formées par l'énergie des photons se recombinent et l'équilibre initial qui existait avant l'application de la lumière est rétabli. Il n'y a ni perte ni addition au silicium durant le fonctionnement; ainsi, la pile solaire fonctionne indéfiniment, tant qu'il y a de la lumière éclairant la jonction.

Le courant circulant à travers la charge dépend de:

- l'éclairement reçu par la cellule photovoltaïque (E_v en lx ou E_e en mW/cm^2);
- la fréquence des radiations lumineuses. Pour chaque type de matériau utilisé, il y a une fréquence (ou une longueur d'onde) des radiations pour laquelle la pile solaire fournit le courant maximal. Il y a donc intérêt à choisir la cellule dont la réponse spectrale maximale correspond le mieux à la source lumineuse utilisée (lampe à incandescence, Soleil, rayons infrarouges, etc.);
- la surface active de la cellule. Pour atténuer le plus possible les pertes par réflexion des photons incidents sur la face des cellules, on construit des surfaces texturisées en forme de petites pyramides qui *retiennent* les rayons incidents, ce qui a pour effet de diminuer considérablement le coefficient de réflexion;

- l'angle d'incidence des radiations lumineuses. L'éclairement E_v d'une surface est proportionnelle au cosinus de l'angle α que font les rayons du soleil avec la perpendiculaire à cette surface (Figure 11.58). Nous avons la relation:

$$E_v = E_{v, \max} \cos \alpha$$

L'éclairement est maximal pour $\alpha = 0^\circ$, car les rayons solaires frappent perpendiculairement la surface de la pile solaire. Par contre, l'éclairement est nul lorsque $\alpha = 90^\circ$; c'est le cas de la lumière rasante. Pour déterminer la perte d'éclairement causée par une orientation quelconque de la cellule, nous utilisons la relation suivante:

$$\text{Perte d'éclairement} = \frac{E_{v, \max} - E_v}{E_{v, \max}} = 1 - \cos \alpha$$

Pour un angle α de 18° , nous avons $(1 - \cos 18^\circ) = 0,05$, ce qui correspond à une perte d'éclairement de 5%; mais pour un angle α de 45° , nous obtenons $(1 - \cos 45^\circ) = 0,293$, soit une perte d'éclairement de 29,3%. Dans certains générateurs solaires, pour limiter les pertes d'éclairement, l'orientation des cellules photovoltaïques est asservie aux déplacements diurnes et saisonniers du Soleil;

- la valeur optimale de la résistance de charge. Celle-ci permet d'obtenir le meilleur transfert d'énergie et une puissance électrique maximale;
- la température de fonctionnement de la cellule. Celle-ci modifie la sensibilité et elle ne doit pas dépasser une valeur critique.

Caractéristiques d'une cellule photovoltaïque

Les principales caractéristiques optiques et électriques d'une pile solaire présentées dans les fiches techniques sont les suivantes.

Tension de sortie

La tension de sortie à vide ou tension à circuit ouvert (V_{oc}) varie en fonction de l'éclairement lumineux (E_v en lx) ou de l'éclairement énergétique (E_e en mW/cm^2). Cette ten-

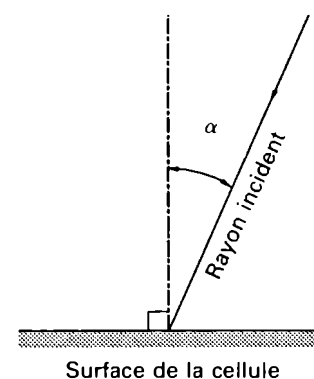


Figure 11.58 Orientation des piles solaires.

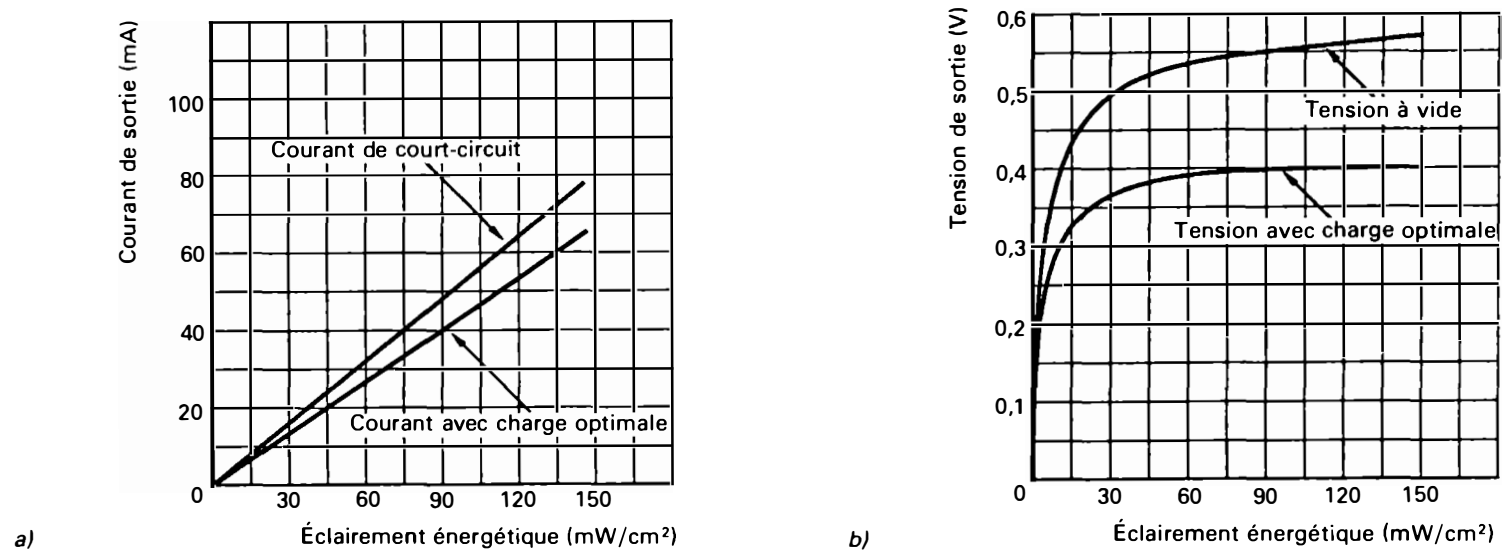


Figure 11.59 Caractéristiques d'une cellule photovoltaïque: a) tension de sortie à vide en fonction de l'éclairement; b) courant de court-circuit en fonction de l'éclairement.

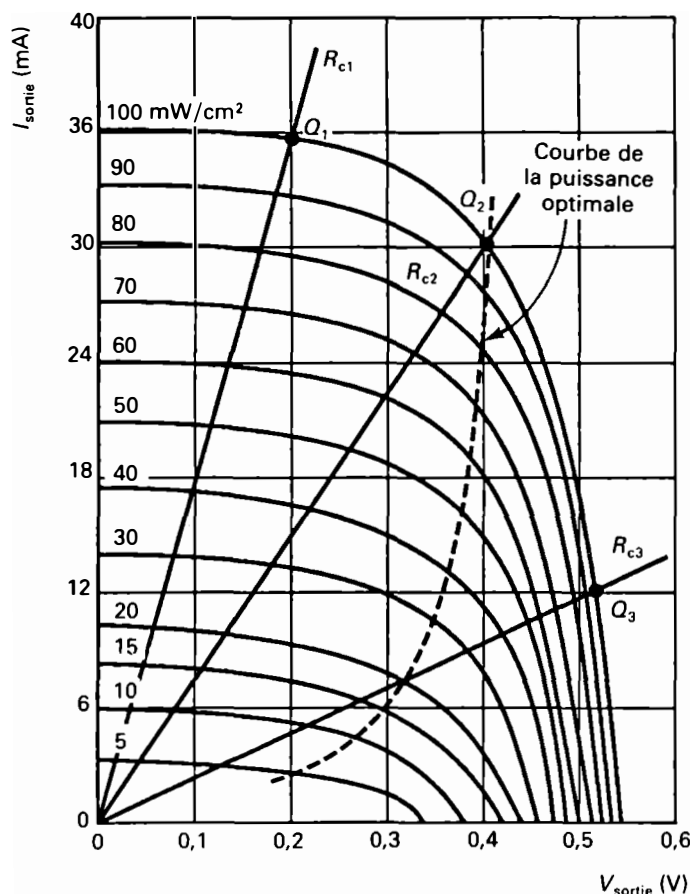


Figure 11.60 Caractéristiques typiques d'une pile solaire au silicium ayant une surface active de 1 cm².

sion croît comme le logarithme de l'éclairement et atteint son maximum pour des valeurs d'éclairement encore basses. Elle ne dépend pas des dimensions de la cellule et elle diminue lorsque la température augmente. Dans le cas d'une pile solaire conventionnelle au Si, la tension de sortie maximale à circuit ouvert est de l'ordre de 0,5 V à 0,6 V (Figure 11.59.a). Lorsque la charge optimale est connectée, la tension de sortie en charge se situe autour de 0,4 V.

Courant de court-circuit

Le courant de court-circuit ($I_{s.c.}$) est défini en fonction de l'éclairement lumineux ou énergétique. Il croît linéairement avec l'éclairement. Il est proportionnel aux dimensions de la surface photosensible de la cellule.

La figure 11.60 représente les caractéristiques courant-tension d'une pile solaire conventionnelle au silicium, dont la surface active est de 1 cm², en fonction de l'éclairement énergétique.

Sensibilité lumineuse

La sensibilité lumineuse est exprimée en mA/lx ou en $\mu\text{A/lx}$. Elle correspond au courant de court-circuit par unité d'éclairement lumineux.

Réponse spectrale

La réponse spectrale indique la sensibilité relative en fonction des différentes longueurs d'onde des radiations lumineuses incidentes (Figure 11.61). Ainsi, la pile solaire conventionnelle au silicium présente une sensibilité maximale pour des radiations lumineuses comprises entre 600 nm et 1000 nm, c'est-à-dire principalement dans la région des radiations infrarouges.

Rendement de la conversion d'énergie

Le rendement de la conversion d'énergie est le rapport entre l'énergie électrique maximale fournie par la cellule et l'énergie rayonnante reçue. Le rendement d'une pile solaire est déterminée à partir de la relation:

$$\eta\% = \frac{\text{Puissance électrique à la sortie}}{\text{Puissance de l'énergie rayonnante incidente}} \times 100$$

$$\eta\% = \frac{E_{\text{sortie}} I_{\text{sortie}}}{E_c A} \quad (11.25)$$

Dans cette relation, E est exprimé en volts et I , en ampères. Le symbole A désigne la surface active de la pile solaire exprimée en mètres carrés et E_c , l'éclairement énergétique exprimé en watts par mètre carré.

Le rendement des différents types de piles solaires dépend essentiellement des matériaux utilisés (Tableau 11.7).

Vitesse de réponse

La vitesse de réponse correspond au temps requis pour que les couches P et N accumulent suffisamment de charges pour produire un courant de sortie dans la charge. Le temps de montée (t_r) d'une pile solaire est donné par:

$$t_r = 2,2C_j(R_s + R_c) \quad (11.26)$$

Le symbole C_j désigne la capacité de la jonction, R_s la résistance série interne de la cellule et R_c la résistance de charge.

La vitesse de réponse d'une pile solaire est lente comparée à celle des photodiodes. Elle ne peut donc être utilisée comme photodétecteur dans certaines applications industrielles où la cellule reçoit des impulsions de lumière. Par contre, pour la production d'énergie électrique, la notion de temps de réponse ne présente aucun intérêt, puisque le flux lumineux du Soleil varie très lentement.

Exemple 11.9

Dans le montage de la figure 11.62.a, nous utilisons une pile solaire dont la caractéristique courant-tension est représentée à la figure 11.62.b. Calculez la puissance fournie à une charge de 10Ω dans le cas d'un éclairement de 500 lx .

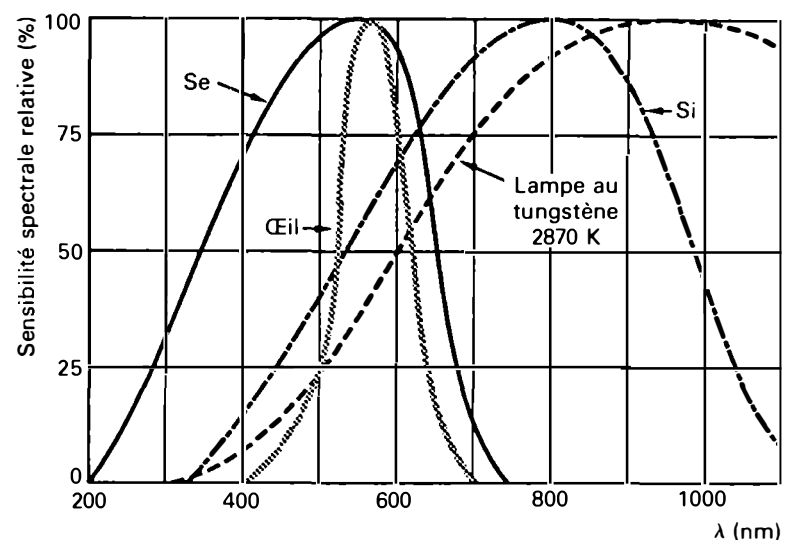


Figure 11.61 Sensibilité spectrale relative des photopiles au silicium et au sélénium, et de l'œil humain.

Solution

Tracé de la droite de charge

Dans le circuit de la figure 11.62.a, nous avons les relations:

$$V_{ps} - V_{R_c} = 0$$

et:

$$V_{R_c} = R_c I$$

de sorte que:

$$V_{ps} = R_c I$$

Pour tracer la droite de charge, nous déterminons deux points. Pour V_{ps} égal à 0, nous avons:

$$I = 0$$

C'est le point O . Pour V_{ps} égal à $0,2 \text{ V}$, nous avons:

$$I = \frac{V_{ps}}{R_c} = \frac{0,2}{10}$$

$$I = 0,020 \text{ A}$$

Figure 11.7 Caractéristiques de différentes piles solaires.

Type	Structure	Rendement (%)	Tension à vide (V)	Densité de courant de court-circuit (mA/cm ²)
Silicium	Conventionnelle	12 à 16	0,55	35
	Avec couche anti-réfléchissante	18	0,6	36
Sulfure de cadmium	Conventionnelle	5 à 8	0,5	25
	À hétéro-jonction* (Cu ₂ S sur CdS)	5 à 7	0,4	27
Arséniure de gallium	À hétéro-jonction* (avec concentrateurs)	23	0,9	35
Film mince	Si sur graphite	5	0,5	17

* Les piles solaires à hétéro-jonction possèdent une jonction PN constituée de deux matériaux différents.

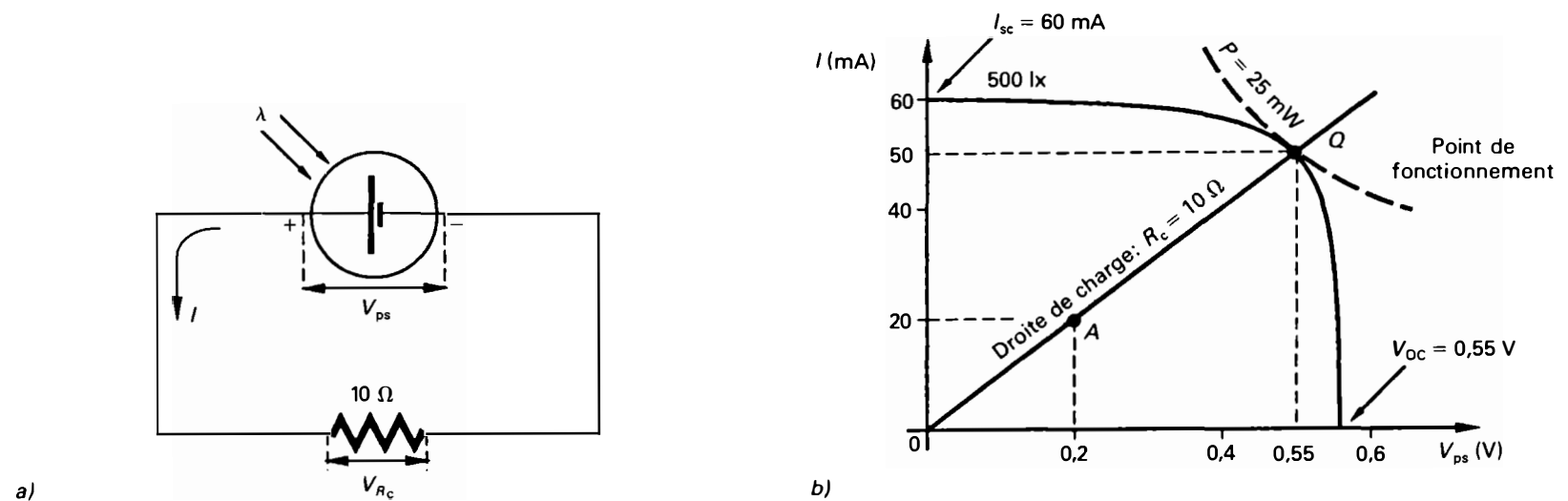


Figure 11.62 a) Montage de l'exemple 11.9. b) Courbe caractéristique de la pile solaire.

C'est le point A. La droite de charge OA coupe la caractéristique courant-tension au point de fonctionnement Q qui correspond à:

$$V_{ps} = 0,55 \text{ V}$$

$$I = 0,050 \text{ A}$$

La puissance électrique fournie à la charge de 10 Ω est, dans le cas d'un éclairement de 500 lx:

$$P = EI = 0,5 \times 0,050$$

$$P = 25 \text{ mW}$$

Remarque: La courbe caractéristique courant-tension indique que la pile solaire fournit une tension à vide de 0,55 V et un courant de court-circuit de 60 mA.

Exemple 11.10

D'après les courbes caractéristiques de la pile solaire illustrées à la figure 11.60, calculez, pour un éclairement énergétique de 100 mW/cm²:

- les valeurs des résistances de charge R_{c1} , R_{c2} et R_{c3} ;
- la puissance fournie à chaque charge;
- le rendement pour chaque charge.

Solution

a) Valeurs des résistances de charge

Pour un éclairement énergétique de 100 mW/cm², nous avons au point de fonctionnement Q_1 :

$$R_{c1} = \frac{E_{s1}}{I_{s1}} = \frac{0,2}{0,036} = 5,5 \Omega$$

Au point Q_2 , nous avons:

$$R_{c2} = \frac{0,4}{0,030} = 13,3 \Omega$$

et au point Q_3 :

$$R_{c3} = \frac{0,51}{0,012} = 42,5 \Omega$$

b) Puissance fournie à chaque charge

Au point de fonctionnement Q_1 , nous avons:

$$P_1 = E_{s1} I_{s1}$$

$$P_1 = 0,2 \times 0,036 = 7,2 \text{ mW}$$

Au point de fonctionnement Q_2 , nous obtenons:

$$P_2 = 0,4 \times 0,030 = 12 \text{ mW}$$

et au point de fonctionnement Q_3 :

$$P_3 = 0,51 \times 0,012 = 6,12 \text{ mW}$$

Nous remarquons que la puissance maximale est obtenue lorsque la résistance de charge est R_{c2} (13,3 Ω). Il s'agit donc de la valeur optimale de la charge pour un éclairement énergétique de 100 mW/cm².

c) Rendement de la conversion d'énergie

Le rendement pour une pile solaire est obtenu à l'aide de la relation:

$$\eta\% = \frac{E_{\text{sortie}} I_{\text{sortie}}}{E_e A} \times 100$$

Pour une pile solaire ayant une surface de 1 cm² qui reçoit un éclairement énergétique de 100 mW/cm², nous obtenons au point de fonctionnement Q_1 :

$$\eta\% = \frac{7,2 \times 10^{-3} \times 100}{100 \times 10^{-3} \times 1} = 7,2\%$$

Au point de fonctionnement Q_2 , nous obtenons pour la résistance de charge optimale R_{c2} :

$$\eta\% = \frac{12 \times 10^{-3} \times 100}{100 \times 10^{-3} \times 1} = 12\%$$

Au point de fonctionnement Q_3 , nous avons pour la charge R_{c3} :

$$\eta\% = \frac{6,12 \times 10^{-3} \times 100}{100 \times 10^{-3} \times 1} = 6,12\%$$

Nous constatons que le rendement maximal de la conversion d'énergie est obtenu avec la résistance optimale R_{c2} de 13,3 Ω.

Applications des piles solaires

Malgré leur prix actuel élevé et leur rendement assez faible, les piles solaires sont très intéressantes là où il est impossible, trop difficile ou trop coûteux d'acheminer de l'énergie électrique par une ligne. Elles sont stables et leur usure est pratiquement nulle si elles sont maintenues à l'abri d'agents extérieurs et sous des éclairagements modérés. On peut les monter en série pour additionner leur force électromotrice; de même, on peut les brancher en parallèle pour additionner leurs intensités et obtenir ainsi des batteries de piles solaires. De très grands panneaux de cellules solaires, dont la surface peut atteindre plusieurs mètres carrés et qui comprennent de 20 000 à 350 000 cellules, ont été mis au point pour alimenter des satellites et des véhicules spatiaux (Figure 11.63).

Les applications des cellules photovoltaïques sont nombreuses et variées. En voici quelques-unes parmi les plus typiques:

- alimentation des satellites de télécommunications et des satellites météorologiques;
- stations lunaires, stations spatiales;
- balises lumineuses installées en mer ou sur les montagnes, et radiobalises en mer;
- stations réémettrices de télévision et de radio en régions montagneuses;
- stations météorologiques inaccessibles;
- pompes solaires à eau;
- postes téléphoniques d'appels d'urgence le long des autoroutes;
- détecteurs de fumée, montres bracelets électroniques (recharge des petites batteries intérieures), calculatrices de poche, posemètres, etc.

Les piles solaires semblent devoir devenir une importante source d'énergie dans un proche avenir, et d'intenses travaux de recherche se poursuivent pour en améliorer l'efficacité et en réduire le coût de fabrication.

L'énergie déversée gratuitement par le Soleil sur l'ensemble des terres émergées est évaluée à 700 000 mil-

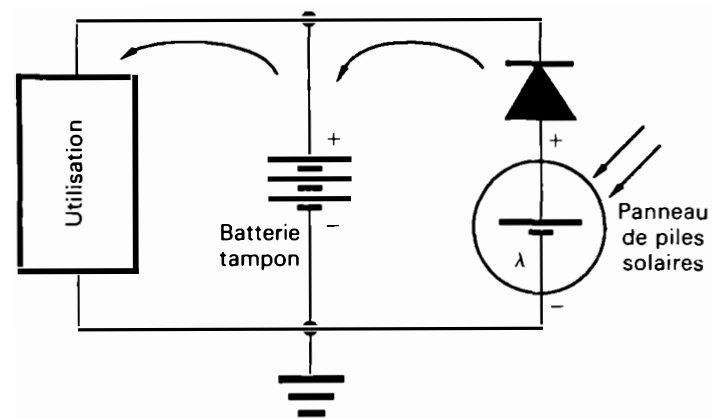


Figure 11.63 Schéma de principe d'une alimentation de satellites par piles solaires.

liards de kilowatts-heures, chaque jour, ce qui correspond dans les régions tempérées à une puissance de l'ordre de 1 kW/m^2 (ou 100 mW/cm^2) en été, à midi. On a ainsi calculé que, dans les régions tempérées, 580 kW environ tombent chaque jour sur un toit de 100 m^2 . Avec un rendement de 10% dans le procédé de conversion, cela correspond à $58 \text{ kW}\cdot\text{h}$. Or, une habitation moyenne consomme entre $22 \text{ kW}\cdot\text{h}$ et $25 \text{ kW}\cdot\text{h}$ par jour (chauffage non compris). En théorie, il est donc possible de s'alimenter avec l'énergie solaire tombant sur le toit de la maison. Il y a cependant deux inconvénients importants à cette application.

D'une part, le coût de l'énergie électrique fournie par les piles solaires est actuellement beaucoup plus élevé que celui de l'énergie fournie par les réseaux de distribution. Pour donner un ordre d'idée le coût d'une pile solaire se situait entre 12 \$ et 15 \$ par watt à la fin des années 70. Il était de l'ordre de 3 \$ à 4 \$ par watt au milieu des années 80, et l'on a pour objectif, en améliorant et en automatisant le procédé de fabrication, de réduire progressivement le coût jusqu'à 0,50 \$ par watt.

D'autre part, le dispositif de stockage (batterie d'accumulateurs) pour emmagasiner l'énergie produite par les piles solaires est actuellement volumineux, peu efficace et très dispendieux.

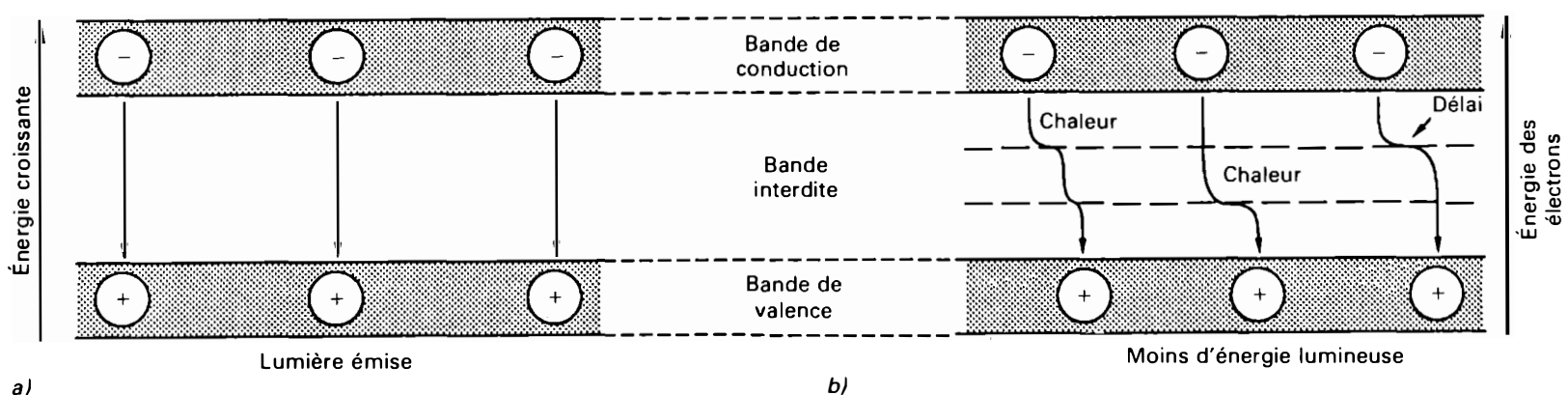


Figure 11.64 Principe des recombinaisons dans le phénomène d'électroluminescence: a) recombinaison directe; b) recombinaison indirecte.

11.4 PHOTO-ÉMETTEURS

Les photo-émetteurs sont des dispositifs à semi-conducteurs qui convertissent l'énergie électrique en des radiations lumineuses visibles, infrarouges ou ultraviolettes ou en des radiations monochromatiques et cohérentes⁹ (rayon laser). Les photo-émetteurs que nous étudierons dans ce paragraphe sont les diodes électroluminescentes (en anglais, LED: *Light Emitting Diode*), les diodes électroluminescentes à infrarouge (en anglais, IRED: *Infra Red Emitting Diode*) et les diodes lasers.

L'*électroluminescence* est le phénomène à la base du fonctionnement des photo-émetteurs. Il s'agit de l'émission de lumière (de photons) qui provient de la recombinaison des porteurs de charges (trous et électrons libres) injectés au voisinage d'une jonction *PN* ou d'un contact métal-semi-conducteur. Le phénomène d'électroluminescence, qui avait été observé dès 1923, a été expliqué bien des années plus tard, vers 1953, à partir de la théorie des bandes d'énergie dans les semi-conducteurs.

Les électrons dans les semi-conducteurs possèdent des niveaux d'énergie spécifiques. Ainsi, la *bande de valence* (niveau d'énergie le plus bas) est séparée de la *bande de conduction* (niveau d'énergie le plus élevé) par une zone appelée *bande interdite*. Un électron de la bande de valence qui reçoit un supplément d'énergie peut traverser la bande interdite et atteindre la bande de conduction; il laisse un trou à la place qu'il vient de quitter. La recombinaison existe lorsqu'un électron ou un trou est mis en présence d'un porteur de charge opposée. Supposons qu'un électron libre de la bande de conduction prend la place laissée vacante dans la bande de valence; cet électron perd de l'énergie puisque la bande de conduction correspond à un niveau d'énergie plus important que celui de la bande de valence. Selon la loi de la conservation, cette énergie ne peut être

perdue; elle est donc émise sous la forme d'un photon dont l'énergie est égale à la différence entre le niveau d'énergie initial (bande de conduction) et le niveau d'énergie final (bande de valence). Dans les matériaux tels que l'arséniophosphure de gallium (GaAsP), la recombinaison est dite *directe* ou de bande à bande, car l'énergie du photon émis est égale à la différence entre les énergies des états initial et final (Figure 11.64.a). Dans le cas du silicium (Si) et du germanium (Ge), la recombinaison est dite *indirecte*, car l'électron dans son parcours rencontre des imperfections dans la structure du semi-conducteur causées par des impuretés, ce qui a pour effet de le retarder (Figure 11.64.b). Une partie de l'énergie est dissipée en chaleur (*phonons*); il reste donc moins d'énergie qui est transformée en lumière (photons).

11.4.1 Diodes électroluminescentes

Les diodes électroluminescentes (LED) sont des diodes semi-conductrices à jonction *PN* qui émettent de la lumière visible ou des rayons infrarouges, selon les matériaux utilisés, lorsqu'elles sont traversées par un courant direct. Les premières diodes électroluminescentes ont été mises sur le marché vers 1963. La diode électroluminescente illustrée à la figure 11.65.a est constituée d'une couche d'arséniophosphure de gallium (GaAsP) de type *N*, sur laquelle une très mince couche de type *P* ($1\ \mu\text{m}$ à $1,5\ \mu\text{m}$) a été diffusée.

Lorsque la LED est polarisée en sens direct, des électrons sont injectés dans la région *N* et des trous dans la région *P*. Lors de la recombinaison des charges des porteurs, l'énergie qui provient de la différence entre les niveaux d'énergie est dissipée sous forme de radiations lumineuses. Les photons proviennent de la région de déplétion située autour de la jonction. Comme la jonction est très proche de la surface, la plupart des photons la traversent et ils sont alors visibles. Un certain nombre de photons sont réabsorbés dans la structure du semi-conducteur. La lumière visible est

⁹ Lumière cohérente: Lumière dont tous les photons qui la composent sont en phase.

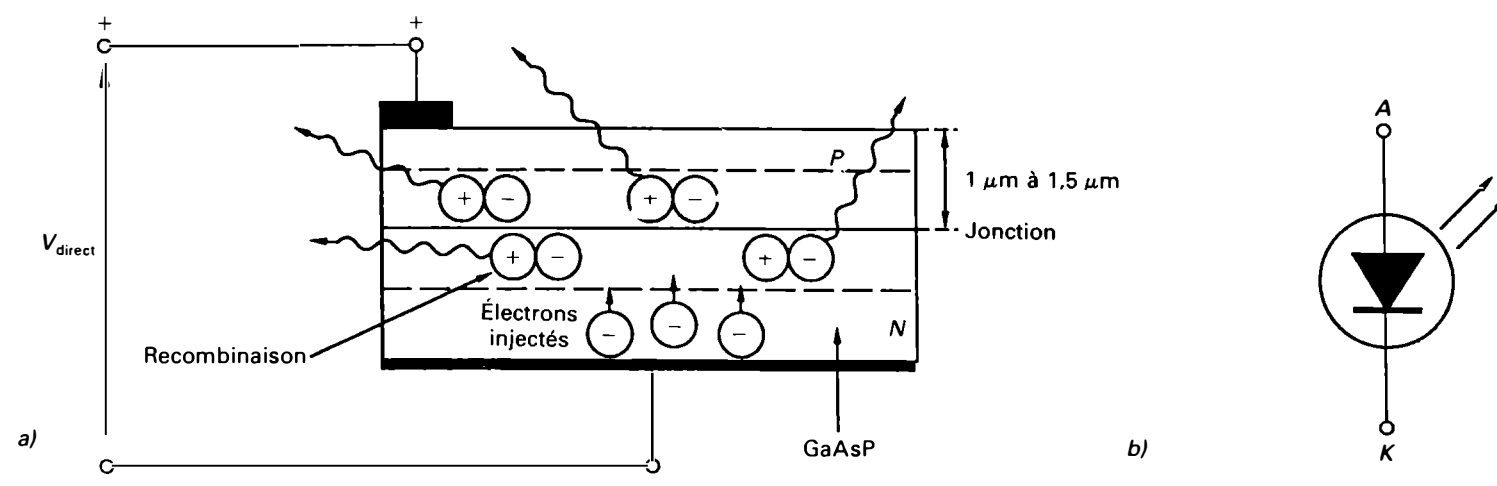


Figure 11.65 Diode électroluminescente au GaAsP: a) structure; b) représentation graphique.

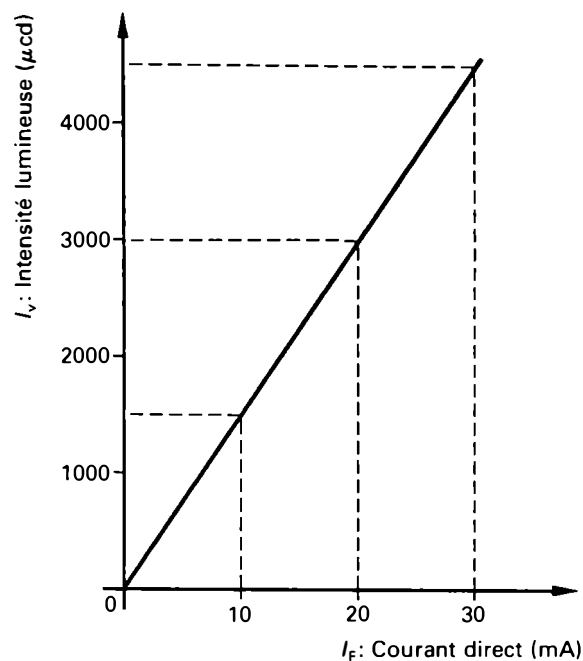


Figure 11.66 Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct.

émission soit latéralement, soit perpendiculairement à travers la mince couche de type *P*, selon la fabrication de la diode.

Caractéristiques des diodes électroluminescentes

Voici les principales caractéristiques optiques et électriques des LED.

Intensité lumineuse moyenne

La courbe de l'intensité lumineuse moyenne émise par la LED en fonction du courant direct qui la traverse (Figure 11.66) donne une indication du rendement lumineux de la

Tableau 11.12 Longueur d'onde et couleur de la lumière émise pour divers matériaux.

Matériau	Longueur d'onde (μm)	Emplacement dans le spectre
PbSe PbTe InSb PbS InAs GaSb	8,5 6,5 5,2 4,3 3,15 1,6	Moyen infrarouge
InP GaAs CdTe	0,91 0,90 0,85	Proche infrarouge
GaAsP BP ZnTe GaP SiC ZnSe	0,66 0,64 0,62 0,565 0,456 0,45	Rouge Orange Vert Bleu
ZnO AnS	0,37 0,34	Proche ultraviolet

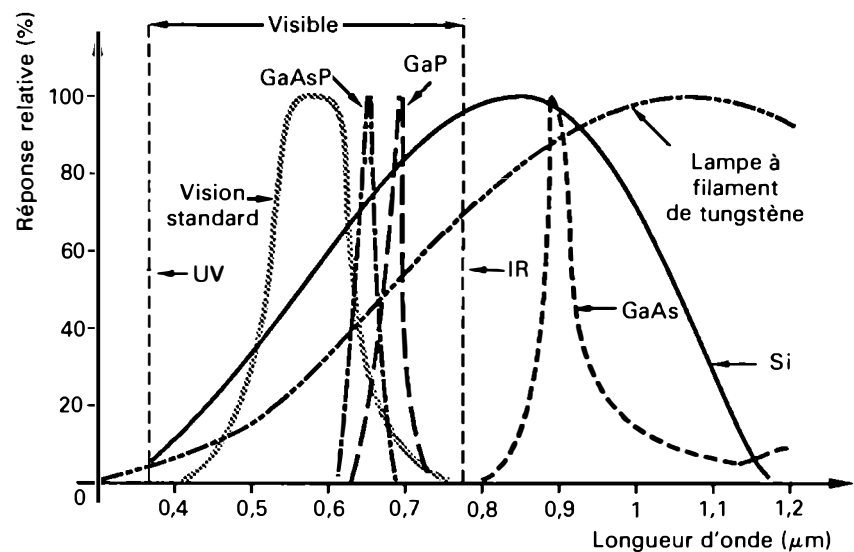


Figure 11.67 Sensibilité spectrale relative de quelques photo-émetteurs.

LED. Ce rendement, qui est le quotient du flux lumineux, ou du flux énergétique, par la puissance électrique consommée, est actuellement très faible, soit de l'ordre de 1% à 2%.

Réponse spectrale

La réponse spectrale dépend des divers matériaux semi-conducteurs utilisés dans la fabrication des LED (Figure 11.67). Le tableau 11.12 indique les longueurs d'onde (les couleurs) de la lumière émise pour divers matériaux.

Intensité lumineuse relative

L'intensité lumineuse relative est définie en fonction du déplacement angulaire. L'intensité maximale est obtenue autour de l'axe optique de la LED (Figure 11.68).

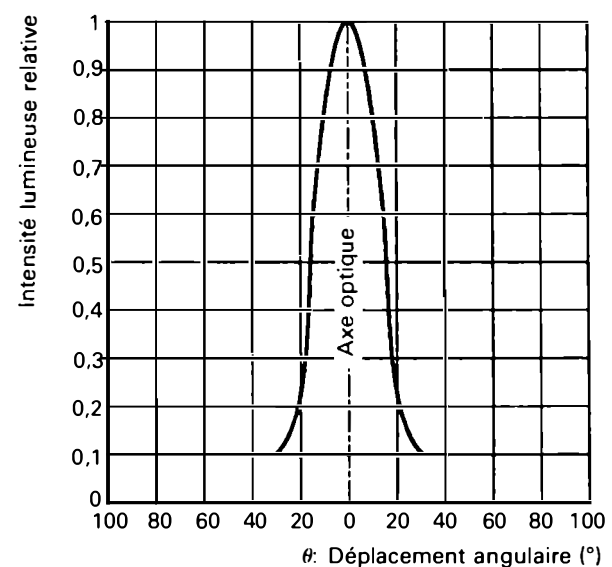


Figure 11.68 Intensité lumineuse d'une LED en fonction du déplacement angulaire.

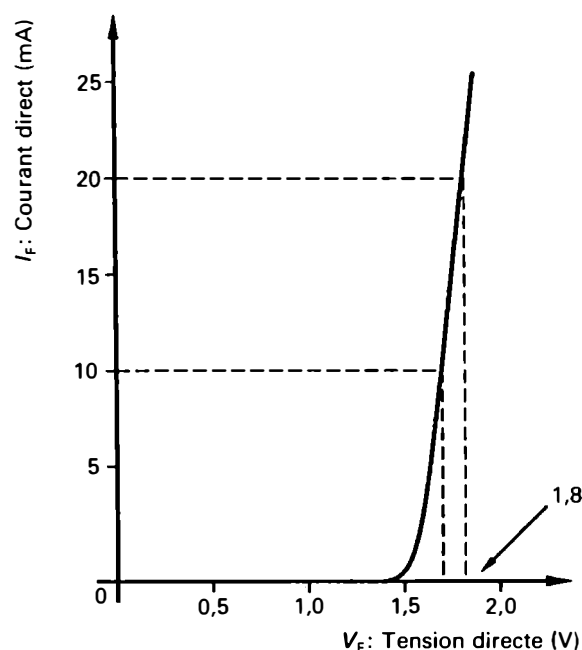


Figure 11.69 Courant direct d'une LED en fonction de la tension directe.

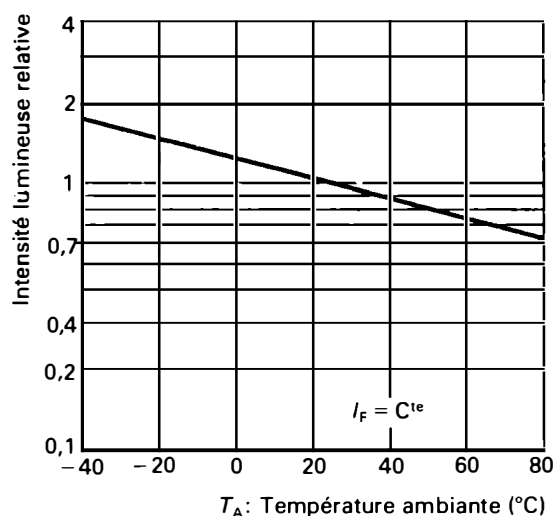


Figure 11.70 Intensité lumineuse d'une LED en fonction de la température ambiante pour un courant direct constant.

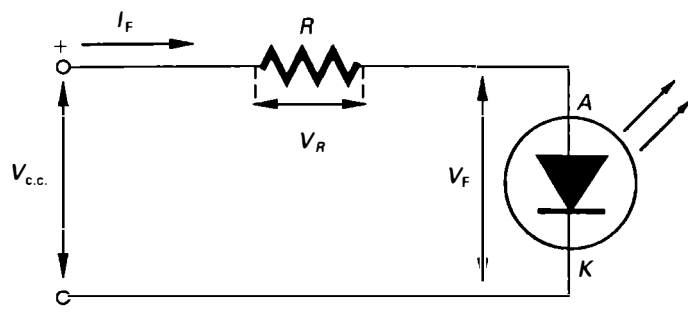


Figure 11.71 Montage de base pour visualiser une tension.

Courant direct

Pour des valeurs typiques de la tension directe entre 1,5 V et 2,2 V, le courant direct varie de 10 mA à 30 mA (Figure 11.69).

Courant inverse

Le courant inverse pour une tension inverse donnée est une autre caractéristique intéressante. Par exemple, pour la LED TIL228 de Texas Instruments Incorporated nous avons I_{inv} de $100 \mu A$ pour V_{inv} de 5 V.

Intensité lumineuse et température ambiante

L'intensité lumineuse pour un courant direct déterminé décroît lorsque la température de l'ambiance augmente (Figure 11.70).

Temps de commutation

Le temps de commutation est très court, soit de l'ordre des nanosecondes.

Puissance totale

La puissance totale dissipée varie en fonction de la température ambiante.

En résumé, les principaux critères de choix pour une diode électroluminescente sont: la dimension et la couleur de la capsule, la nature de la source (ponctuelle ou diffuse), l'angle de vue, la luminance et l'intensité lumineuse, la consommation du courant d'alimentation et le prix.

Exemple 11.11

Une source de tension de 5 V alimente le circuit illustré à la figure 11.71. Les principales caractéristiques de la LED au GaAsP sont fournies aux figures 11.66 à 11.70. Déterminez:

- la valeur de la résistance R qu'il faut placer en série avec la LED pour limiter le courant direct à 20 mA;
- la valeur de la résistance dynamique de la LED;
- la valeur de l'intensité lumineuse émise;
- la valeur de l'angle de vue pour la demi-intensité lumineuse;
- la longueur d'onde et la couleur de la lumière émise.

Solution

a) Résistance de limitation

Dans le circuit de la figure 11.71, nous avons la relation du courant direct:

$$I_F = \frac{V_{c.c.} - V_F}{R}$$

de sorte que:

$$R = \frac{V_{c.c.} - V_F}{I_F}$$

Les grandeurs I_F et V_F sont déterminées à l'aide de la caractéristique illustrée à la figure 11.70. Lorsque I_F est égal à 20 mA, V_F est égal à 1,8 V. Alors:

$$R = \frac{5 - 1,8}{0,02} = 160 \Omega$$

b) Résistance dynamique de la LED

$$R_{LED} = \frac{V_F}{I_F} = \frac{1,8}{0,02} = 90 \Omega$$

c) Intensité lumineuse émise

D'après la figure 11.66, nous obtenons, pour un courant direct de 20 mA, une intensité lumineuse de 3 mcd.

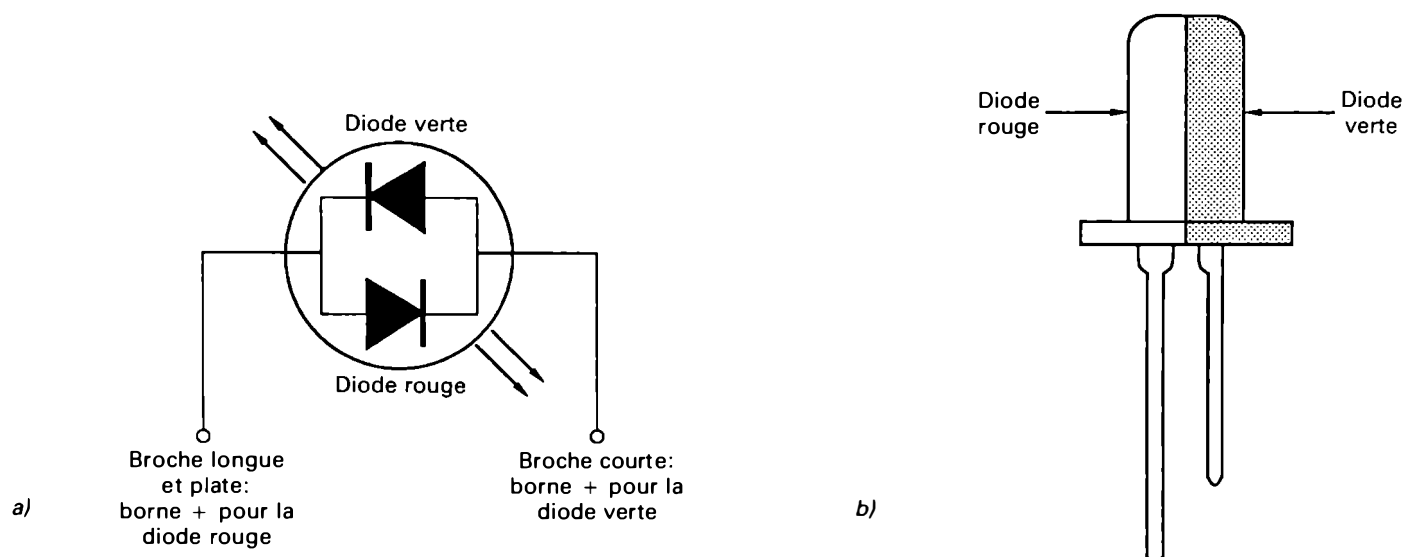


Figure 11.72 Diode électroluminescente bicolor: a) représentation graphique; b) enveloppe.

d) *Angle de vue*

D'après la figure 11.68, nous avons une demi-intensité, soit 1,5 mcd, pour un déplacement angulaire de 15° de chaque côté de l'axe optique, ce qui correspond à un angle total de 30° .

e) *Longueur d'onde et couleur de la lumière émise*

Comme il s'agit d'une LED au GaAsP, la longueur d'onde est de $0,66 \mu\text{m}$, ce qui correspond à la couleur rouge (Figure 11.67 et Tableau 11.12).

- Courant continu maximal à ne pas dépasser de 25 mA.
- Résistance dynamique de 25Ω .
- Sensibilité maximale pour les longueurs d'onde suivante: 565 nm (lumière verte) et 697 nm (lumière rouge).
- Intensité lumineuse typique à 10 mA (lumière verte et lumière rouge) de 1,8 mcd.

Remarque: Les fabricants ont construit une double LED, ou LED bicolor, l'une verte et l'autre rouge. Les deux sont réunies dans le même boîtier (Figure 11.72). Selon la polarité du courant, c'est l'une ou l'autre des LED qui s'allume. Les principales caractéristiques de la LED bicolor XC-5491 de National Semiconductor sont:

- Tension directe à 10 mA variant de 2,2 V à 2,8 V.

Applications des diodes électroluminescentes

Les applications des LED sont nombreuses; parmi les plus typiques, citons les voyants indiquant la présence d'une tension, les indicateurs de fonctions logiques, les afficheurs principalement utilisés dans les instruments de mesure et de comptage, les optocoupleurs, etc.

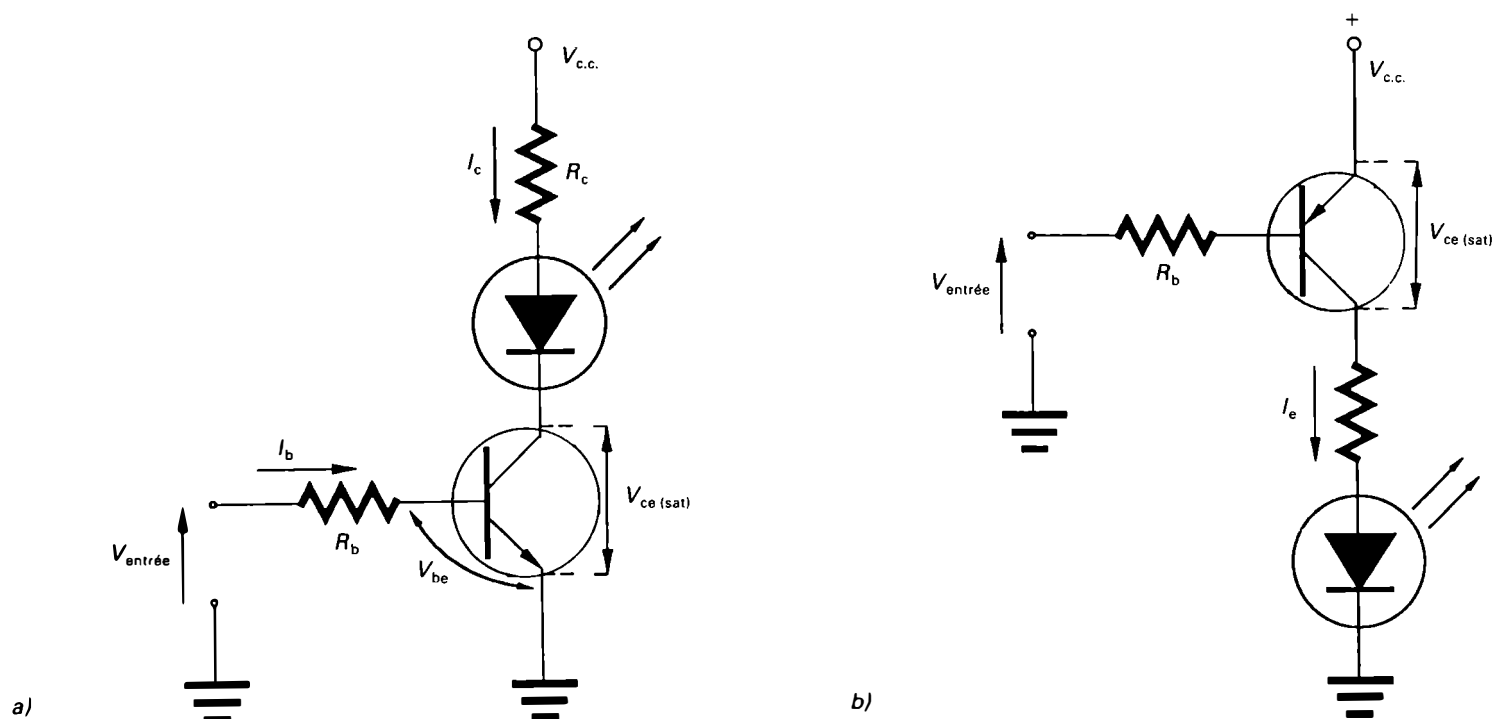


Figure 11.73 Commande de LED avec transistor: a) NPN; b) PNP.

Visualisation de la présence d'une tension

Pour visualiser la présence d'un courant ou d'une tension, il suffit de placer une LED en série avec une résistance entre la tension $V_{c.c.}$ à détecter et la masse.

La LED peut être commandée à l'aide d'un transistor et son allumage peut s'opérer lorsque le niveau d'entrée est haut (1) ou bas (0). Dans le montage de la figure 11.73, la LED s'allume lorsqu'un niveau d'entrée logique haut est appliqué sur la base du transistor *NPN* qui laisse alors passer le courant. Pour ce montage, nous avons les relations mathématiques suivantes:

$$I_c = \frac{V_{c.c.} - V_F - V_{ce(sat)}}{R_c} \quad (11.27)$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta \text{ (en saturation)}} \quad (11.28)$$

$$R_b \approx \frac{V_{entrée} - V_{be}}{I_b} \quad (11.29)$$

Le symbole I_c désigne le courant du collecteur qui passe aussi par l'émetteur et I_b , le courant de base; $V_{c.c.}$ est la tension d'alimentation, $V_{entrée}$ la tension d'entrée et $V_{ce(sat)}$, la tension collecteur-émetteur de saturation.

Exemple 11.12

Dans le montage de la figure 11.73.a, nous avons les caractéristiques suivantes: $V_{c.c.}$ de 5 V; $V_{entrée}$ de 2,5 V; $V_{ce(sat)}$ de 0,4 V; V_F de 1,8 V pour I_F de 20 mA; β en saturation de 80. Calculez la valeur de R_c et de R_b .

Valeur de R_c :

$$R_c = \frac{V_{c.c.} - V_F - V_{ce}}{I_F} = \frac{5,0 - 1,8 - 0,4}{0,020}$$

$$R_c = 140 \Omega$$

Valeur de R_b

Nous avons:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta \text{ (en saturation)}} = \frac{0,020}{80}$$

$$I_b = 0,25 \text{ mA}$$

de sorte que:

$$R_c = \frac{V_{entrée} - V_{be}}{I_b} = \frac{2,5 - 0,6}{0,25 \times 10^{-3}}$$

$$R_c = 7,6 \text{ k}\Omega$$

Dans le montage de la figure 11.73.b, la LED s'allume lorsque le niveau d'entrée logique appliquée à la base du transistor *PNP* est bas. Elle restera obscure dans le cas d'un niveau d'entrée haut. Les relations mathématiques du montage précédent s'appliquent encore ici.

Indicateurs de fonctions et d'états logiques

Les niveaux logiques obtenus à la sortie des circuits intégrés de la famille TTL peuvent être visualisés à l'aide de LED. Par exemple, dans le cas de la porte logique *NAND* de la figure 11.74.a, la LED s'allume lorsque la sortie du circuit passe à l'état bas (0), c'est-à-dire lorsque les entrées *A* et *B* sont simultanément à l'état haut (1). Dans le cas de la porte logique *NOR* de la figure 11.74.b, il suffit que l'une ou l'autre des entrées, ou les deux, soient à l'état haut pour que la LED s'allume. Si les deux entrées sont simultanément au niveau bas, la LED restera obscure. La valeur de la résistance R est obtenue à l'aide de la relation:

$$R = \frac{V_{c.c.} - V_F - V_{SB}}{I_F} \quad (11.30)$$

Le symbole $V_{c.c.}$ désigne la tension d'alimentation, V_F la tension directe aux bornes de la LED, V_{SB} la tension de sortie au niveau bas du circuit logique et I_F le courant dans la LED.

Dans le montage de la figure 11.75, la LED s'allume lorsque le niveau de sortie de la porte logique est haut. La charge à la sortie du circuit TTL est alors faible; par contre, le circuit consomme de la puissance lorsque la LED est éteinte. On doit alors utiliser un circuit TTL avec sortie à collecteur ouvert.

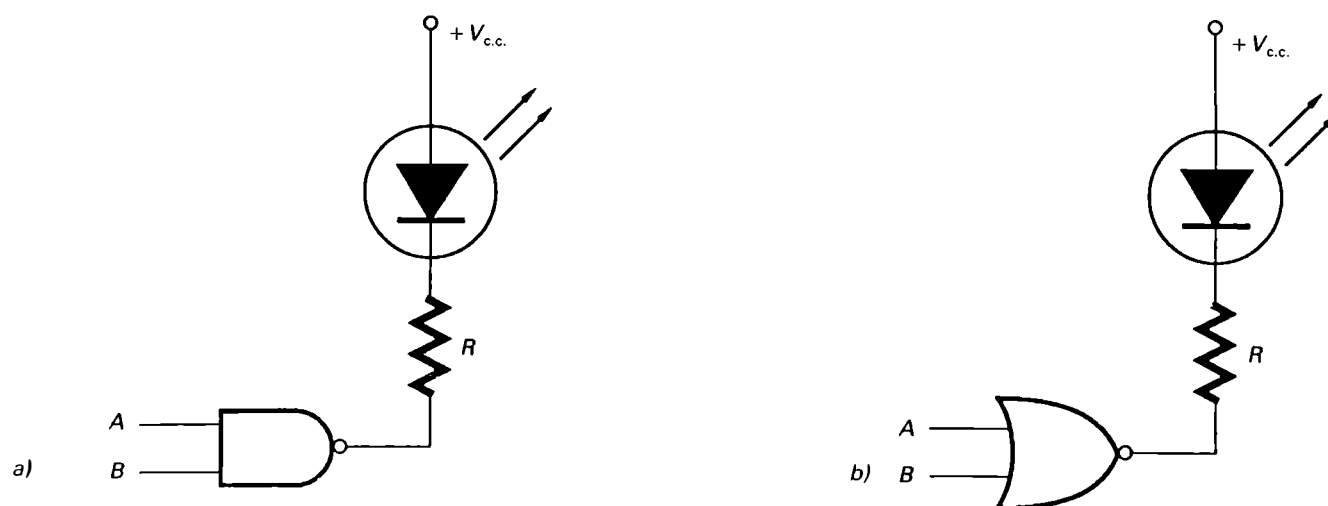


Figure 11.74 Indicateurs de fonctions logiques: a) porte *NAND* visualisée par une LED; b) porte *NOR* visualisée par une LED.

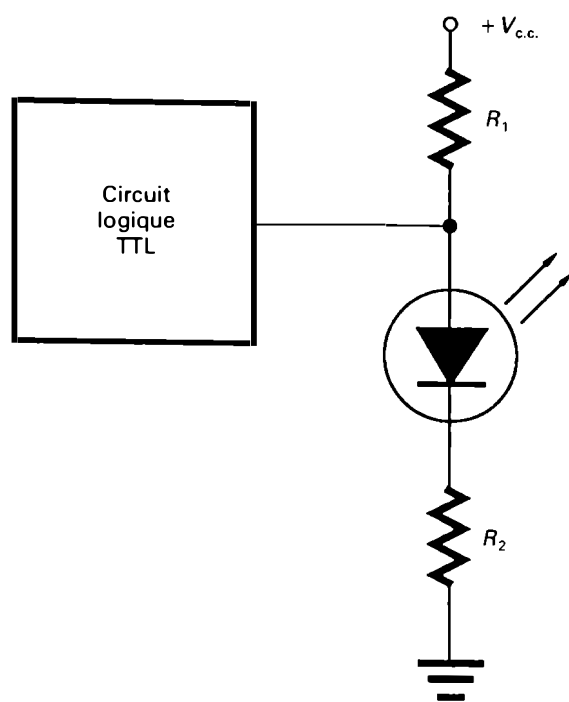


Figure 11.75 Visualisation de l'état haut d'un TTL.

Afficheurs à diodes électroluminescentes

Les LED sont surtout employées comme afficheurs pour présenter des informations qui sont directement lues et interprétées. Les afficheurs à LED ont progressivement remplacé les indicateurs à cadre mobile. Leurs principaux avantages sont la robustesse (résistance aux chocs et aux vibrations), leur fiabilité, leur longue durée de vie (100 000 h et plus), leur vitesse de réponse élevée (quelques nanosecondes), leurs excellentes visibilité et lisibilité aussi bien dans les endroits sombres que fortement illuminés.

On distingue les indicateurs à LED simple, numérique et alphanumérique. L'indicateur simple à LED est constitué d'une diode électroluminescente placée dans un boîtier (Figure 11.76.a) qui sert de voyant pour indiquer la mise sous tension d'un appareil ou pour signaler une panne.

Les diodes électroluminescentes simples sont souvent groupées et organisées pour former des modules qui servent à l'affichage numérique ou alphanumérique des informations. On utilise généralement des afficheurs à sept segments (un huitième peut être réservé pour le point décimal). Chaque des segments est constitué par une diode électro-

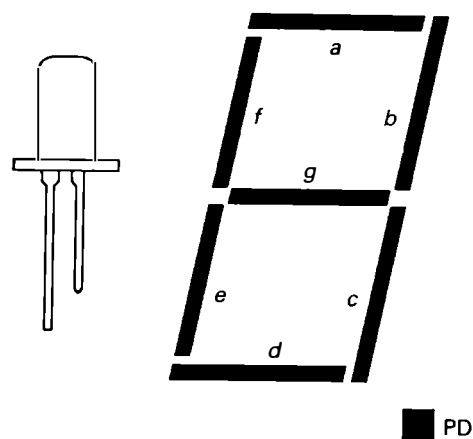


Figure 11.76 Indicateurs à diodes électroluminescentes: a) LED simple; b) LED à sept segments.

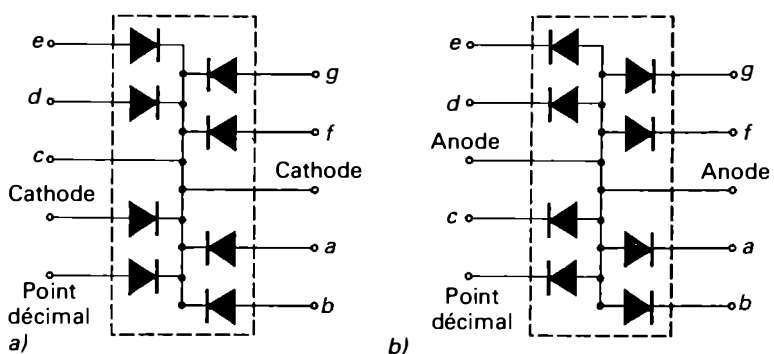


Figure 11.77 Afficheur à sept segments: a) à cathode commune; b) à anode commune.

luminiscente identifiée par une lettre entre *a* et *g* (Figure 11.76.b). Les sept diodes sont montées soit avec une cathode commune soit avec une anode commune. Pour obtenir un affichage alphanumérique complet, on utilise des réseaux linéaires constitués de LED simples. La structure la plus habituelle est celle d'un réseau à 35 points en matrice de cinq colonnes par sept rangées; chaque point est constitué par une diode électroluminescente (Figure 11.78.a). Ce type d'afficheur peut représenter les 96 caractères standard du code ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*). Il existe également des afficheurs à réseau simplifié (4 par 7) comprenant 20 diodes et des afficheurs à 9 segments, à 14 segments et à 16 segments (Figures 11.78.b et 11.78.c) qui sont utilisés pour les affichages numérique, hexadécimal et alphanumérique. Les afficheurs

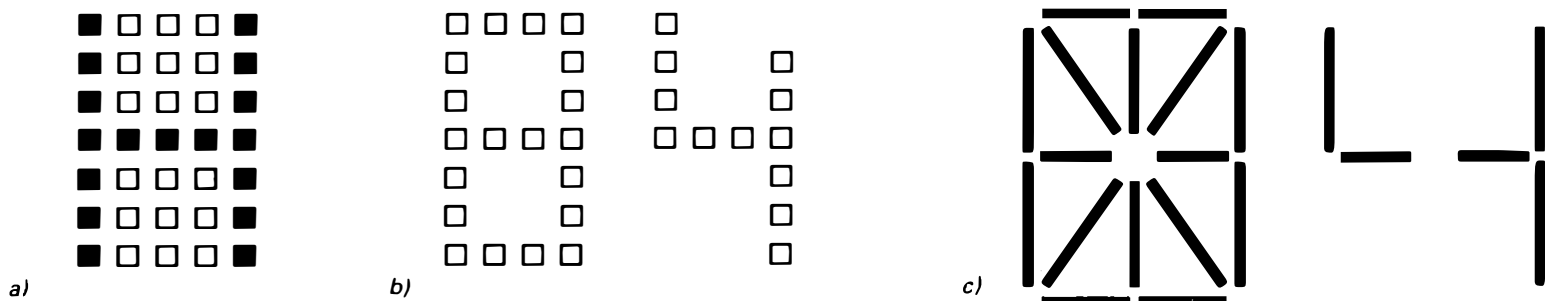


Figure 11.78 Modules d'affichage à diodes électroluminescentes: a) à réseau de points 5 par 7; b) à réseau simplifié 4 par 7; c) à 16 segments.

numériques, hexadécimaux et alphanumériques sont commandés par divers types de circuits logiques qui acceptent, selon les cas, des informations en codes BCD, ASCII et EBCDIC. Si l'information à afficher est fournie en code BCD (décimal codé binaire), on passe par un décodeur BCD à sept segments. On peut encore attribuer un décodeur-pilote à chaque digit. Pour simplifier les circuits de commande, les fabricants ont construit des afficheurs qui comportent leur propre circuit de décodage incorporé dans le module. La figure 11.79 représente, à titre d'exemple, le schéma

synoptique de l'afficheur hexadécimal du type TIL311 de Texas Instruments Incorporated. Il comprend une mémoire à verrouillage à quatre bits (*4 Bit Latch*), un décodeur, un pilote (*driver*) à courant constant et un réseau simplifié, 4 par 7, de diodes avec deux points décimaux externes. Dans le cas d'affichage avec de nombreux chiffres, on peut multiplexer les canaux et, ainsi, n'utiliser qu'un décodeur pour 16 indicateurs numériques. La figure 11.80 représente le schéma typique d'un circuit qui commande l'affichage multiplexé sur six afficheurs.

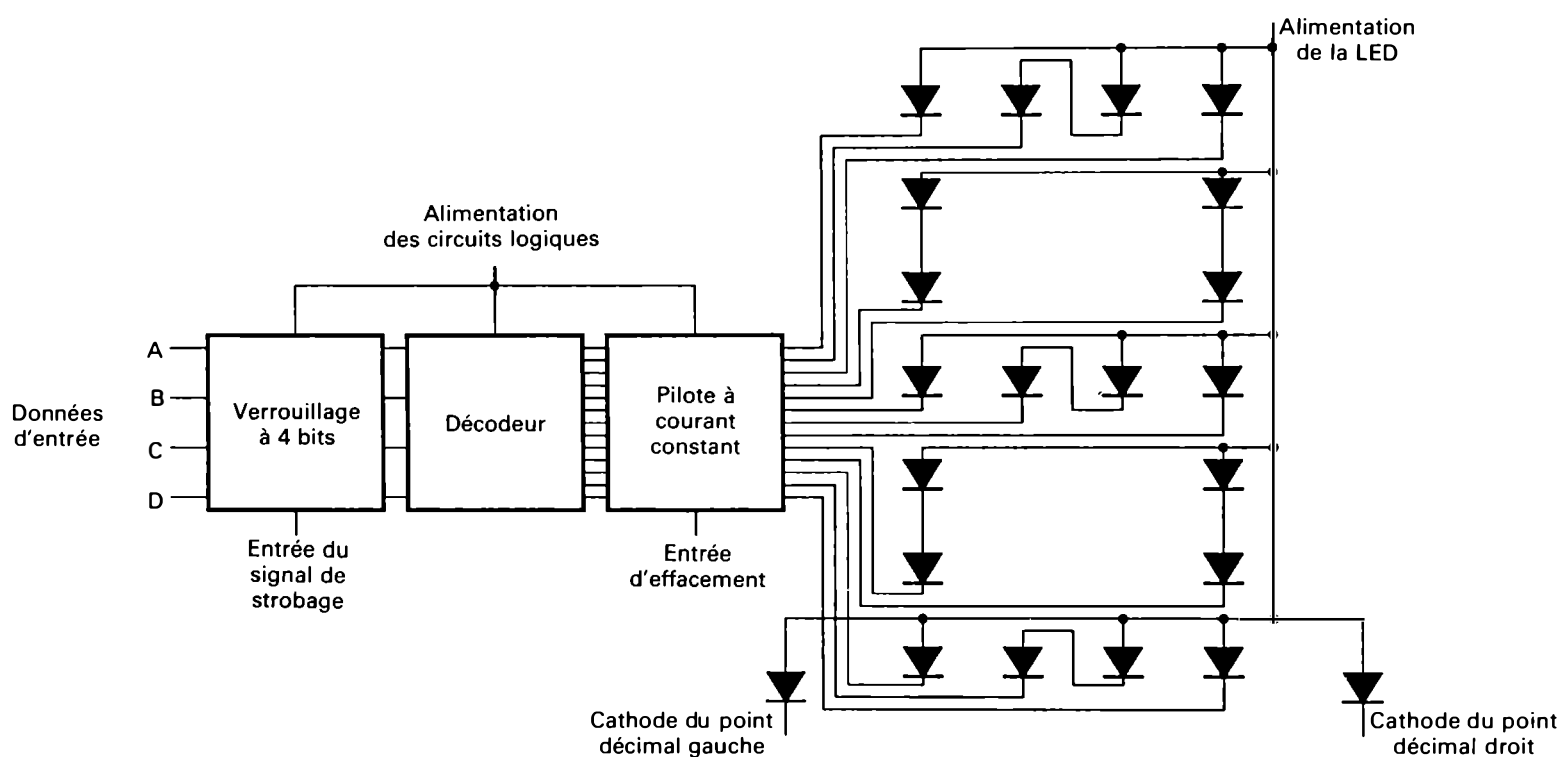


Figure 11.79 Schéma synoptique de l'afficheur hexadécimal avec circuit de commande incorporé TIL311 de Texas Instruments Incorporated.

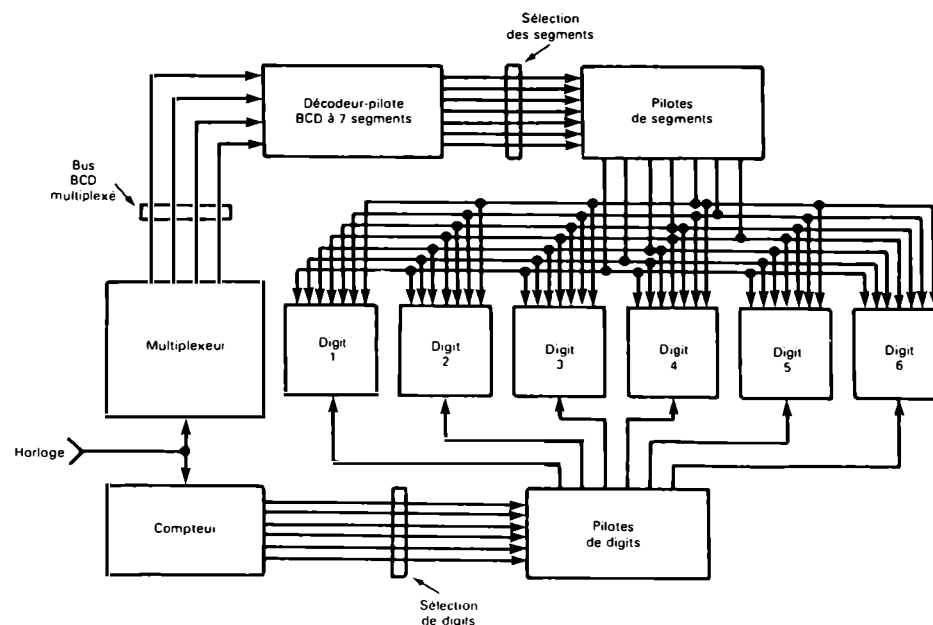


Figure 11.80 Schéma typique d'un circuit de commande pour affichage multiplexé.

La figure 11.81 illustre le circuit de commande avec décodeur-pilote qui assure la sélection et le balayage des colonnes et des rangées pour l'afficheur à 35 points TIL305 de Texas Instruments Incorporated utilisé pour représenter les caractères du code ASCII.

11.4.2 Diodes à infrarouge

Les diodes électroluminescentes conventionnelles (GaAsP, GaP, SiC, etc.) émettent des radiations visibles. Les diodes à infrarouge (appelées aussi IRED) sont des diodes semi-conductrices à jonction. Elles sont constituées d'arséniure de gallium (GaAs) des types *P* et *N*. Le principe de fonctionnement basé sur l'électroluminescence est identique à celui des diodes électroluminescentes, mais les radiations émises sont des radiations infrarouges et, par conséquent, invisibles à l'œil nu. Pour les diodes à infrarouge au GaAs,

les principales caractéristiques présentées dans les fiches techniques sont les suivantes:

- tension directe statique qui varie de 1,4 V à 1,75 V;
- courant direct continu qui atteint 200 mA;
- sensibilité spectrale maximale pour une longueur d'onde de $0,94 \mu\text{m}$ (proche infrarouge);
- largeur de bande spectrale qui varie de 50 nm à 75 nm;
- temps de montée et de descente de l'ordre de 200 ns à 300 ns.

Les diodes à infrarouge, associées à des photodétecteurs au Si, sont utilisées lorsque les radiations émises ne doivent pas être visibles. Les applications typiques sont: les dispositifs d'alarme d'effraction, le contrôle à distance des récepteurs de télévision, les systèmes de transmission de données par rayons infrarouges, les lecteurs de cartes et de bandes perforées, les encodeurs, etc.

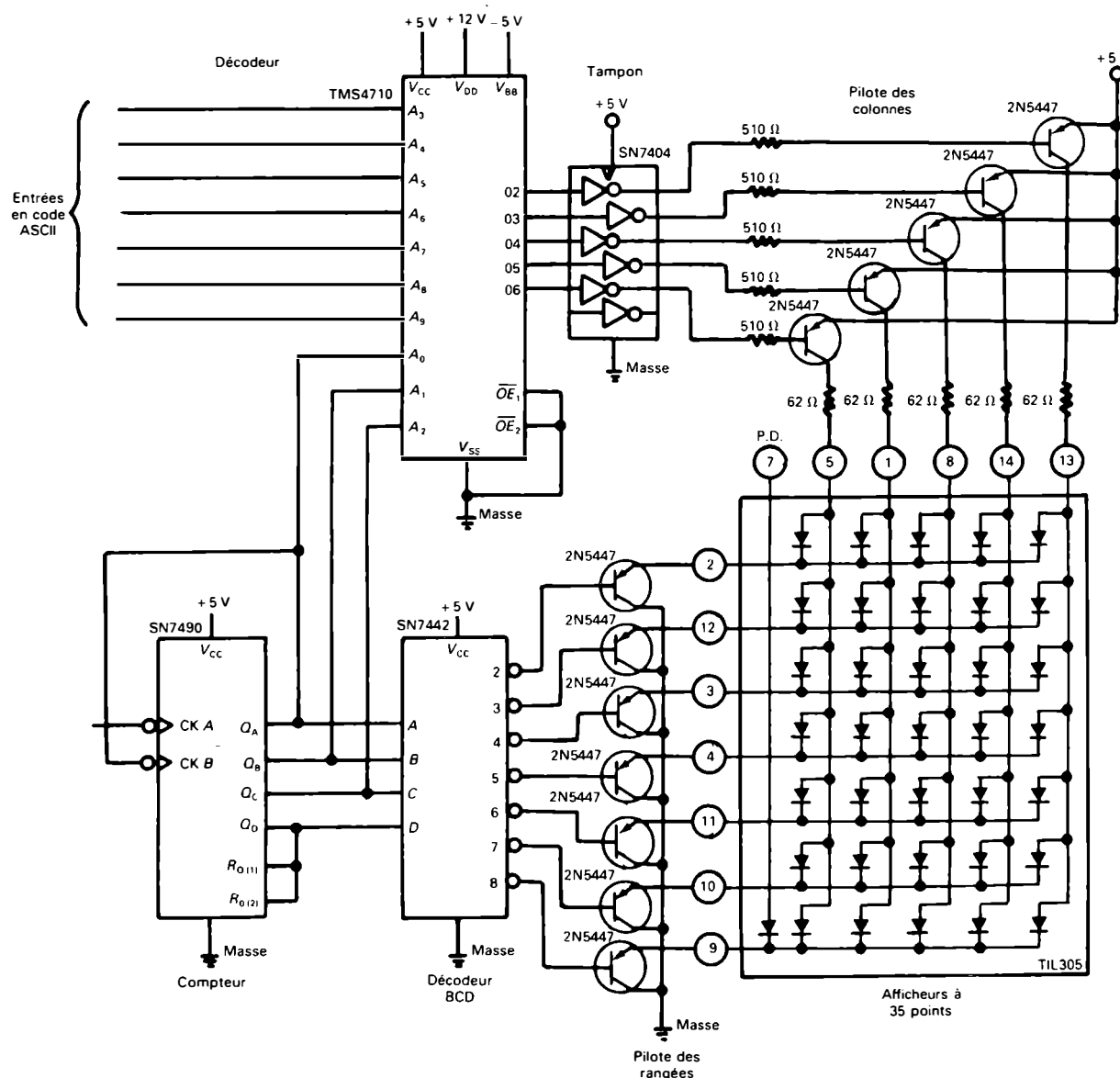


Figure 11.81 Circuit de commande avec décodeur-pilote pour l'afficheur à 35 points TIL305 de Texas Instruments Incorporated. Les entrées sont en code ASCII.

Remarque: On fabrique également des diodes au carbure de silicium (SiC) qui émettent des radiations lumineuses bleues ($0,45 \mu\text{m}$ à $0,46 \mu\text{m}$) et des radiations situées dans la région du proche ultraviolet. La tension directe statique des diodes émettrices de lumière bleue est de l'ordre de $2,5 \text{ V}$, comparativement à $1,7 \text{ V}$ pour les autres diodes électroluminescentes.

11.4.3 Lasers

L'effet laser (mot formé des initiales de l'expression *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiations*) est un effet amplificateur de la lumière par l'émission stimulée de photons, ce qui a pour effet de produire des ondes lumineuses d'un type particulier. Le laser émet des radiations lumineuses qui sont essentiellement *monochromatiques* (c'est-à-dire de même couleur ou de même longueur d'onde), *cohérentes* (c'est-à-dire de même phase et de même polarisation) et orientées dans une *seule direction*. Le tableau 11.13 fournit une comparaison entre les principales caractéristiques d'une lumière émanant d'une source ordinaire (Soleil ou lampe à incandescence) et les radiations lumineuses produites par un laser.

Dès 1917, Albert Einstein avait proposé le principe de l'émission stimulée des radiations électromagnétiques. Mais ce n'est qu'en 1955 qu'un groupe de chercheurs de Columbia University, dirigé par Charles H. Townes, parvint à mettre au point le premier maser à ammoniac (*Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) qui émet des radiations électromagnétiques à ultra-hautes fréquences (de l'ordre de $23\,800 \text{ MHz}$ à $24\,000 \text{ MHz}$). En 1957, Townes a conçu le premier maser optique qui fonctionnait sur des longueurs d'ondes optiques au lieu d'amplifier les ondes électromagnétiques dans le domaine spectral centimétrique (micro-ondes). Enfin en 1960, Theodore Maiman des laboratoires de recherches de la Hughes Aircraft Co. à Malibu (Californie) a mis au point le premier laser au rubis synthétique. Ensuite d'autres types de laser ont été construits et il existe maintenant des lasers à solides, à liquides, à gaz et à semi-conducteurs. Avant de présenter ces différents

Tableau 11.13 Comparaison entre la lumière blanche ordinaire et le rayon laser.

Lumière blanche ordinaire	Lumière d'un laser
Irradiée dans toutes les directions pour former un faisceau divergent.	Orientée dans une seule direction pour former un faisceau parallèle.
Polychromatique: composée de six couleurs principales.	Monochromatique: une seule couleur.
Constituée de photons émis à différentes phases (de 0° à 360°).	Constituée de photons émis en concordance de phase (lumière cohérente).
Non polarisée (plusieurs plans).	Polarisée (un seul plan).

types de lasers, nous examinerons brièvement leurs principes fondamentaux.

La lumière, qui est une énergie rayonnante, est considérée comme une radiation électromagnétique caractérisée par une amplitude, par une phase et par une polarisation. La lumière est également composée de particules, les photons qui possèdent une énergie et une fréquence. Le photon est considéré comme la plus petite particule de lumière, alors que l'électron est considéré comme la plus faible charge négative.

À l'intérieur d'un atome, les électrons s'établissent sur des couches successives et chacune d'elles correspond à un niveau d'énergie déterminé. Les échanges d'énergie entre matière et rayonnement, à l'intérieur d'un atome s'effectue de trois façons distinctes: *l'absorption*, *l'émission spontanée* et *l'émission stimulée*.

— *Absorption*: Supposons qu'un électron peut prendre deux niveaux d'énergie, E_1 et E_2 . Le niveau d'énergie E_1 correspond à l'état initial fondamental (stable) et à une densité de particules N_1 . Le niveau d'énergie E_2 correspond à l'état excité (instable) et à une densité de particules N_2 . Si un photon incident, qui possède une énergie suffisante (hf), frappe l'électron situé au niveau

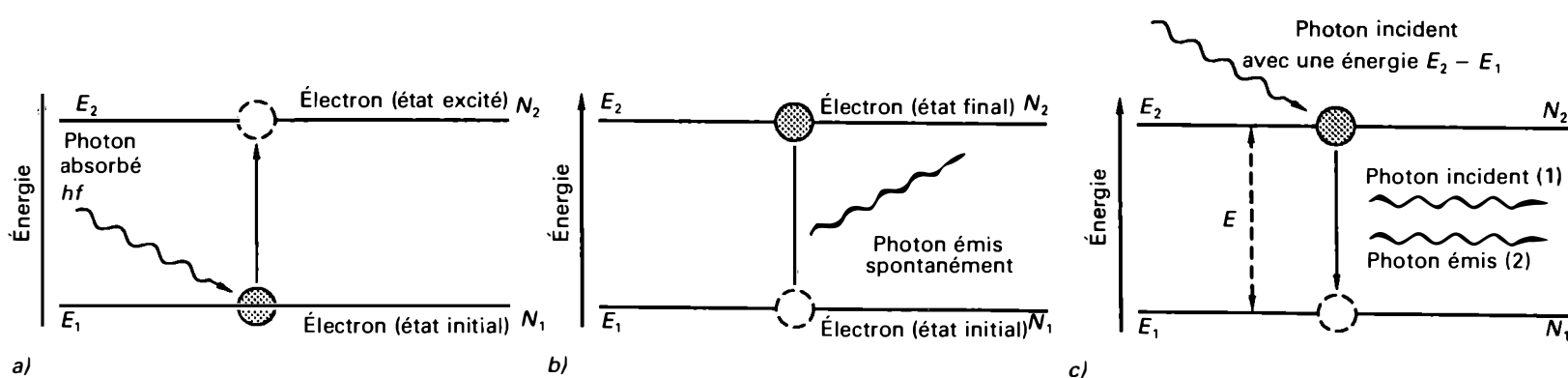


Figure 11.82 Divers types d'interactions entre matière et rayonnement: a) absorption d'un photon; b) émission spontanée d'un photon; c) émission stimulée de photons.

d'énergie E_1 , il lui cède son énergie. Le photon est absorbé et l'électron passe au niveau d'énergie supérieur E_2 (Figure 11.82.a). L'énergie fournie par le photon est:

$$E = E_2 - E_1 = hf$$

Autrement dit, un photon est absorbé si son énergie est transférable à l'électron pour porter ce dernier de l'état fondamental à l'état excité.

- *Émission spontanée*: Lorsque l'électron est déjà à l'état excité (niveau d'énergie E_2), il peut retourner spontanément à l'état fondamental (niveau d'énergie minimal E_1) en émettant un photon d'énergie (Figure 11.82.b);

$$E = E_2 - E_1$$

Ce processus est aléatoire, c'est-à-dire que l'instant d'émission des photons, leurs phases, leurs polarisations et leurs directions sont variables dans le temps et quelconques.

- *Émission stimulée*: Pour un électron à l'état excité (niveau d'énergie E_2) il existe une autre façon de revenir à l'état fondamental (niveau d'énergie E_1). Lorsqu'un photon incident dont l'énergie E est égale à $E_2 - E_1$ frappe un électron à l'état excité (niveau d'énergie E_2), il peut stimuler l'électron pour l'amener au niveau d'énergie fondamental E_1 . Alors un second photon d'énergie $E = E_2 - E_1$ est émis (Figure 11.82.c). Dans ce cas, le photon émis a des caractéristiques de propagation (fréquence, phase, polarisation et direction) identiques à celles du photon incident. L'émission stimulée qui aboutit à une multiplication du nombre des photons de mêmes caractéristiques est le phénomène fondamental de l'amplification par effet laser. Pour qu'il y ait amplification, il faut qu'il y ait *inversion des populations*, ce qui signifie qu'il doit y avoir plus de particules (électrons, atomes, ions ou molécules) au niveau supérieur d'énergie E_2 qu'au niveau d'énergie inférieur E_1 .

L'effet laser produit une lumière monochromatique, cohérente et unidirectionnelle, lorsqu'il est réalisé dans le dispositif approprié. Tous les lasers comprennent trois composants essentiels (Figure 11.83):

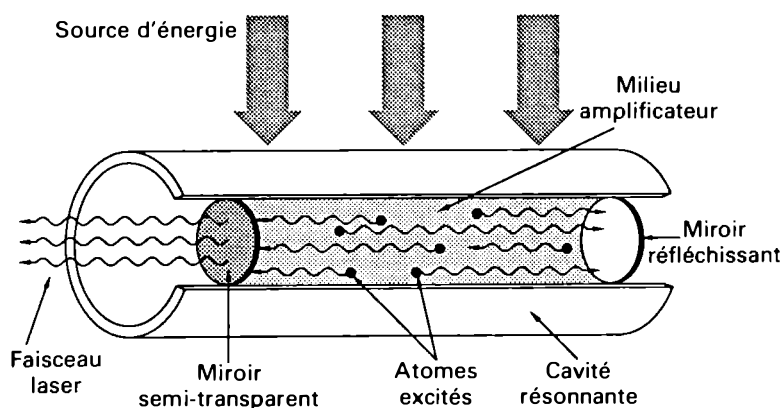


Figure 11.83 Composants essentiels d'un laser.

- un milieu amplificateur qui est soit solide, soit gazeux, soit liquide ou semi-conducteur dans lequel se produit le phénomène;
- une source d'alimentation qui fournit l'énergie nécessaire pour exciter les particules (électrons, atomes, ions ou molécules) du matériau utilisé;
- une cavité résonante, ou *résonateur*, constituée de deux miroirs entre lesquels se trouve placé le milieu amplificateur. L'un des miroirs est semi-transparent pour laisser sortir le rayon laser. Le résonateur permet l'amplification du rayonnement et donne la direction des ondes lumineuses produites par les particules excitées.

Le processus d'amplification par effet laser peut être obtenu par diverses méthodes appelées *méthodes de pompage* qui transfèrent, aux particules du milieu, l'énergie nécessaire pour en porter le plus grand nombre possible de l'état fondamental à l'état excité. Le *pompage optique* consiste à soumettre le milieu (solide ou liquide) à un éclair lumineux produit par un tube à décharge rempli de xénon, par exemple. Le *pompage électrique* consiste, dans le cas d'un gaz, à provoquer des décharges électriques dans le milieu lui-même ou, dans le cas d'un semi-conducteur, à lui injecter des électrons.

Différents types de lasers

Les lasers sont classés selon le type de matériau employé comme milieu amplificateur: solide, gaz, liquide ou semi-conducteur.

Laser à solide

Le matériau, sous forme de barreau cylindrique, est constitué d'une matière transparente (verre ou cristal) à laquelle on a ajouté des impuretés en faible concentration (chrome, manganèse, cobalt, nickel ou éléments de terres rares). Parmi les matériaux typiques, citons le rubis synthétique, le cristal artificiel de grenat d'yttrium et d'aluminium (YAG)

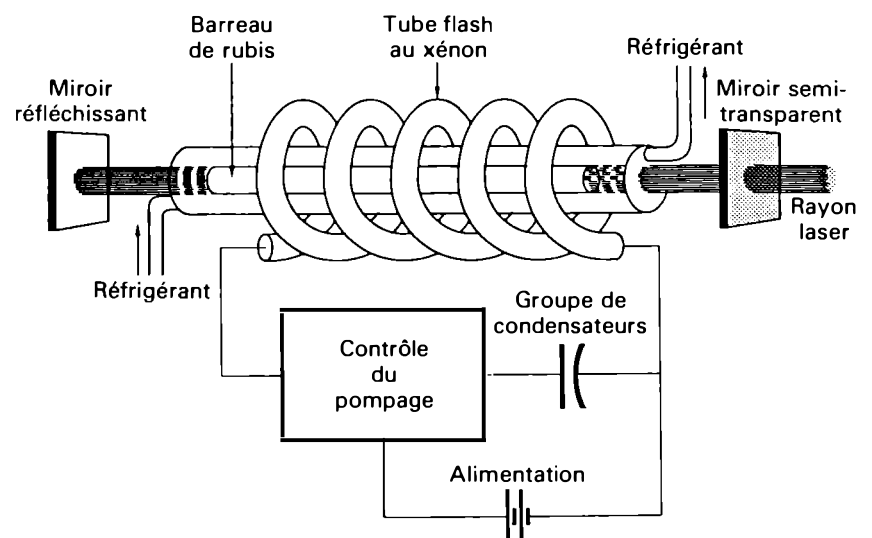


Figure 11.84 Laser à rubis.

et le verre dopé au néodyme. Le pompage des lasers à solide est optique. Il s'effectue par le rayonnement de la décharge d'un tube à gaz qui est enroulé en hélice autour du barreau. Les miroirs du résonateur sont placés extérieurement au barreau. Parfois, ce sont les faces extrêmes du barreau convenablement polies. Un des miroirs est semi-transparent pour laisser passer le faisceau laser (Figure 11.84).

Laser à gaz

Le gaz actif, mélangé ou non à un autre gaz, est contenu dans un tube de verre aux extrémités duquel sont placés les miroirs du résonateur (Figure 11.85). L'énergie du pompage est fournie par une décharge électrique dans le gaz. Les lasers à gaz sont classés en trois grandes catégories d'après la nature des transferts d'énergie associés à l'effet laser: les *lasers atomiques hélium-néon* et *hélium-cadmium* qui utilisent les transitions entre les niveaux d'énergie d'atomes non ionisés; les *lasers ioniques à l'argon et au krypton* qui se servent des transferts entre les niveaux d'énergie des atomes ionisés; les *lasers moléculaires azote-gaz carbonique* qui

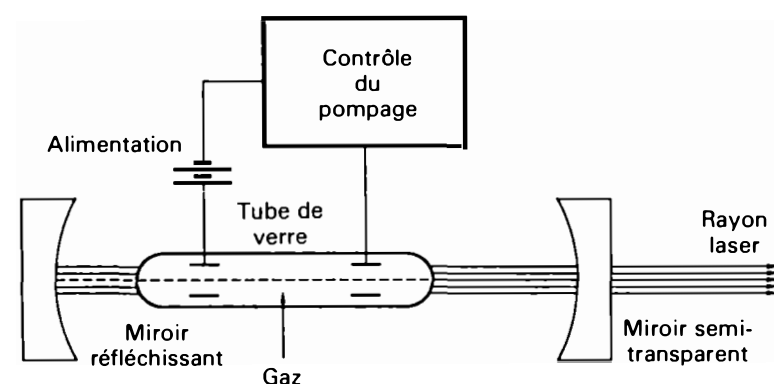


Figure 11.85 Laser à gaz.

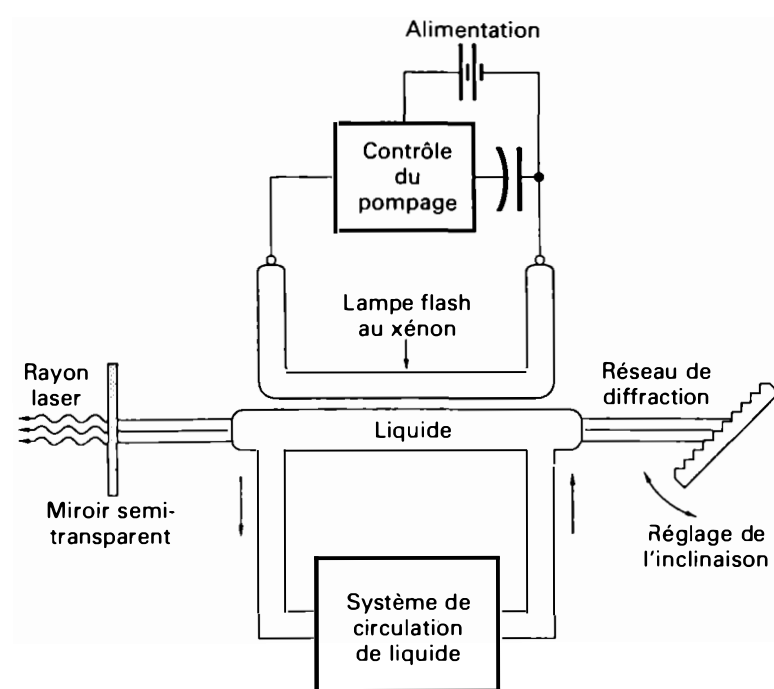


Figure 11.86 Laser à liquide.

utilisent les transitions entre les niveaux d'énergie des différents états vibratoires des molécules. Les lasers à gaz sont très efficaces et ils fournissent des radiations extrêmement cohérentes dans une large gamme de longueurs d'onde d'émission.

Laser à liquide

Le milieu amplificateur est un liquide contenu dans un tube placé entre les deux miroirs du résonateur. Les composés actifs sont des molécules organiques en solution, tels que la rhodamine dans l'alcool éthylique. Le pompage des lasers à liquide est optique. Il est effectué par des impulsions lumineuses produites soit par une lampe flash, soit par un autre laser déclenché. Selon la nature du liquide utilisé, la longueur d'onde émise est comprise entre 300 nm et 1100 nm. Un des avantages du laser à liquide est qu'il peut être accordé pour fournir différentes fréquences d'émission. L'accord du résonateur sur la longueur d'onde sélectionnée est réalisé soit en modifiant la distance entre les miroirs, soit en changeant l'énergie de pompage ou la concentration des composés actifs dans la solution. L'accord peut également être effectué par le réglage de l'inclinaison d'un réseau de diffraction¹⁰ qui remplace l'un des miroirs (Figure 11.86). Les lasers à liquide sont refroidis à l'aide de la circulation du liquide qui sert de milieu amplificateur.

Laser à semi-conducteur et diode laser à injection

Le laser à semi-conducteur fonctionne selon un principe différent de celui utilisé dans les lasers à solide, à gaz et à liquide. Le phénomène en cause est la luminescence qui résulte de la recombinaison des électrons et des trous dans une jonction semi-conductrice de type *PN* polarisée directement. La diode laser typique à base d'arséniure de gallium (GaAs) est constituée de deux couches fortement dopées de matériaux différents — GaAlAs pour la couche de type *P* et GaAs pour la couche de type *N* — qui forment une hétérojonction (Figure 11.87.a). L'arséniure de gallium avec aluminium possède un indice de réfraction plus faible que celui de l'arséniure de gallium. Les deux faces opposées du semi-conducteur sont taillées perpendiculairement au plan de la jonction et finement polies pour présenter des surfaces comparables à un miroir. Le semi-conducteur ainsi taillé constitue une cavité optique, appelée aussi *résonateur optique Perot-Fabry*. La fonction des faces polies est de réfléchir les photons qui seront produits dans la zone de déplétion autour de la jonction.

Lorsque la diode laser est polarisée directement et qu'un courant direct croissant la traverse, un grand nombre de porteurs de charge (électrons et trous) sont injectés dans la zone de déplétion et viennent frapper et exciter les atomes.

¹⁰ Réseau de diffraction: Matériel opaque muni de fentes qui diffractent la lumière et qui produisent des franges d'interférence lorsque celle-ci passe à travers les fentes.

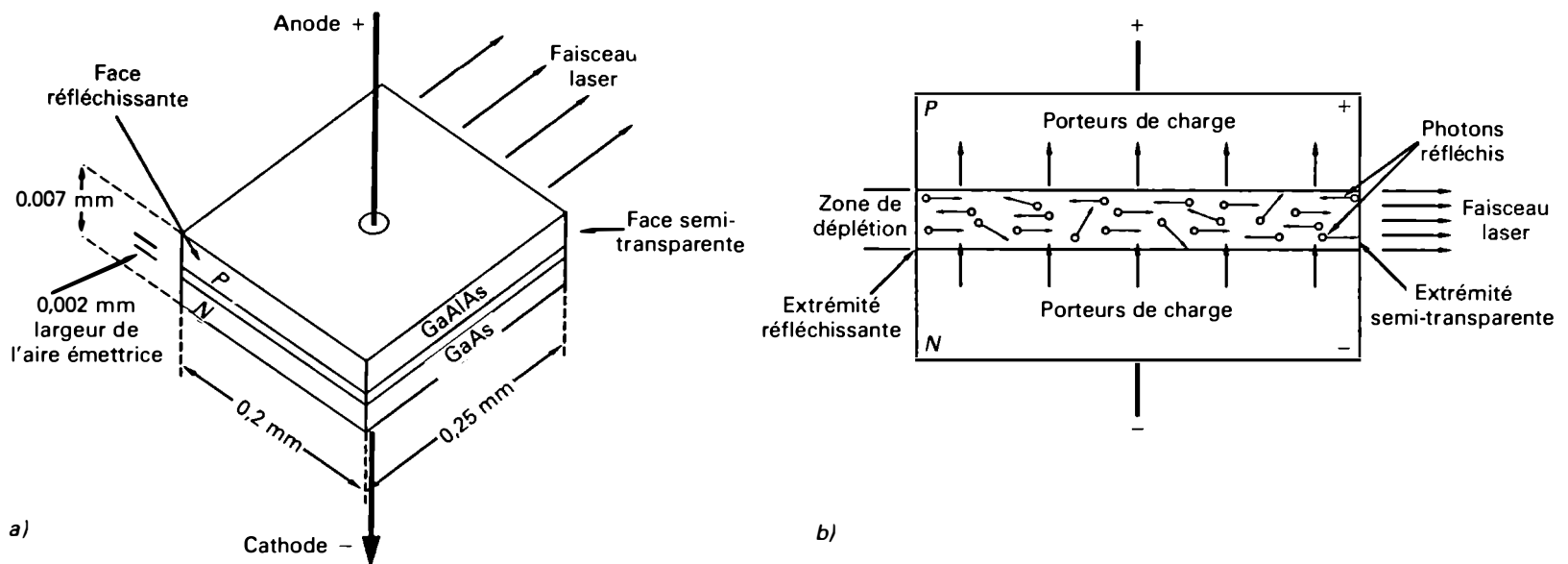


Figure 11.87 Diode laser à l'arséniure de gallium: a) structure; b) principe de fonctionnement.

Lors de la collision et de la recombinaison des électrons et des trous, des photons sont produits. Ces photons se réfléchissent entre les deux faces polies et effectuent plusieurs allers et retours à l'intérieur du semi-conducteur, ce qui provoque un effet d'avalanche. Le nombre des photons créés en même temps s'accroît rapidement. Comme une des surfaces polies est semi-transparente, une partie des photons s'échappent pour former un faisceau lumineux parallèle, très fin, monochromatique et cohérent, appelé *rayon laser* (Figure 11.87.b).

La caractéristique de la puissance lumineuse de sortie d'une diode laser en fonction du courant d'injection est illustrée à la figure 11.88. Entre le point *O* et le point *A*, appelé *seuil de « lasage »*, la diode laser émet une lumière non cohérente comparable à celle d'une diode électroluminescente à infrarouge. Au-delà du courant de seuil (région *AB*), l'avalanche des photons se produit, la lumière devient cohérente (rayon laser), et la puissance de sortie augmente brusquement.

Les principales caractéristiques des diodes lasers présentées dans les fiches techniques sont:

- puissance lumineuse maximale, pour le courant direct de crête, qui varie de 10 mW à 20 W et plus pour une diode. Des puissances lumineuses supérieures sont obtenues à l'aide de l'assemblage de plusieurs diodes lasers ensemble;
- courant direct maximal de crête compris entre 150 mA et 75 mA (et plus);
- courant du seuil I_{th} (*Threshold Current*), de l'ordre de 100 mA à 18 A;
- chute de tension directe maximale qui est comprise entre 1,2 V et 8 V, selon les différents types de diodes lasers;
- longueur d'onde de la radiation émise de l'ordre de 800 nm à 880 nm pour les diodes lasers au GaAlAs;

- surface de l'aire émettrice;
- taux de service¹¹ (*Duty Cycle*) en régime impulsionnel, de l'ordre de 0,01% à 0,1%. Il peut atteindre 8% pour un fonctionnement à de très basses températures;
- temps de réponse, de l'ordre de quelques nanosecondes.

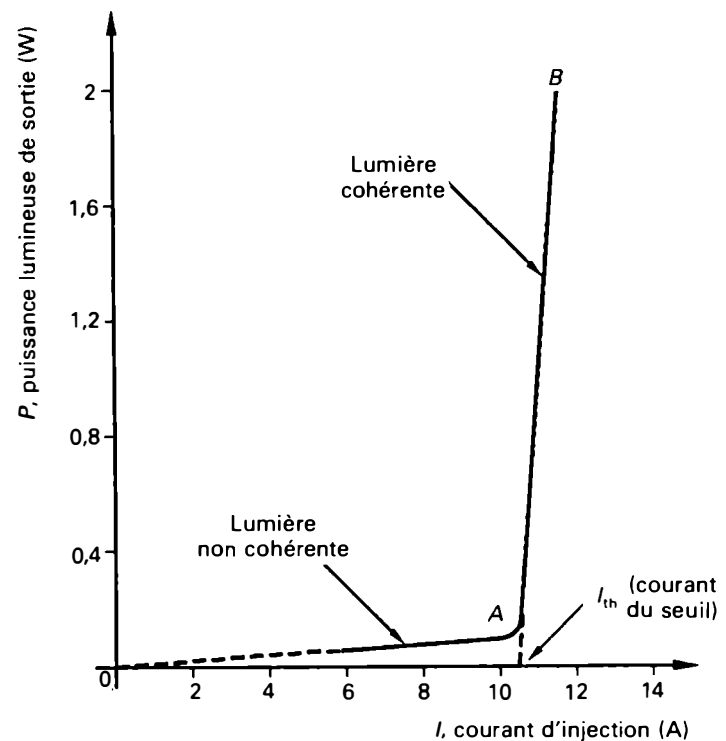


Figure 11.88 Caractéristique de sortie d'une diode laser.

¹¹ Taux de service: Rapport entre le temps de fonctionnement (durée de l'impulsion) et la période de fonctionnement (temps de fonctionnement plus temps de repos):

$$\text{Taux de service en \%} = \frac{\text{Temps de fonctionnement (impulsion)}}{\text{Période de fonctionnement}} \times 100$$

Pour obtenir une puissance lumineuse de sortie de quelques watts à l'aide d'une diode laser, il faut que le courant direct qui la traverse soit important, ce qui provoque un échauffement excessif. C'est d'ailleurs pourquoi les premières diodes lasers ne pouvaient fonctionner que pendant des périodes de temps très courtes (régime impulsionnel). Pour un fonctionnement en régime continu, il fallait les maintenir à de très basses températures cryogéniques (température de l'azote liquide: -196°C). À partir de 1970, la mise au point de diodes lasers à structure plus complexe (hétérojonction et double hétérojonction) a permis leur utilisation en régime continu à la température ambiante. Dans le cas d'une diode laser, le pompage est électrique et la puissance lumineuse de sortie dépend du courant direct qui la traverse. On peut ainsi aisément moduler la puissance du faisceau laser en agissant sur le courant d'injection, ce qui est très intéressant pour les applications dans le domaine des télécommunications.

Les principaux avantages des diodes lasers sont une facilité de modulation du faisceau émis, un rendement relativement bon, un très faible encombrement et un coût modéré.

Remarque: La diode électroluminescente est aussi formée d'une jonction *PN* soumise à une polarisation directe mais son fonctionnement est différent de celui de la diode laser. La lumière provenant d'une LED est monochromatique (une seule couleur), car chaque électron de la bande de conduction traverse, en passant d'un niveau d'énergie élevé à un niveau d'énergie plus faible, à peu près la même distance pour aller se recombiner à un trou de la bande de valence. Cependant, la lumière de la LED n'est pas cohérente, car les photons qu'elle émet ont différentes phases, c'est-à-dire qu'ils sont créés à différents moments. Autrement dit, les électrons traversent continuellement la bande interdite pour se recombiner avec les trous, de sorte que les photons sont émis dans toutes les phases possibles, soit entre 0° et 360° .

Applications des lasers

Les applications des lasers sont multiples et variées. Elles se retrouvent en nombre croissant dans de nombreux domaines. En voici quelques-unes parmi les plus courantes.

■ Fabrication

Découpage de matériaux divers, perçage et soudage de haute précision (métaux et plastiques), fabrication de microcircuits, etc.

■ Instrumentation

Instruments de mesure des distances: en dirigeant un rayon laser sur un objet éloigné et en mesurant le temps d'aller et retour du rayon, nous calculons la distance qui sépare l'objet

de la source laser. Ce procédé est utilisé pour mesurer la distance entre la Terre et la Lune.

Instruments permettant la vision à travers l'obscurité, la pluie, le brouillard: le rayon laser est réfléchi par les objets; la détection de ces réflexions permet d'apercevoir les objets invisibles à l'œil nu.

Détecteur de fines particules en suspension dans l'air (pollution): les particules dans l'air absorbent une portion de l'énergie du faisceau laser. La proportion d'énergie absorbée indique le degré de pollution de l'air.

■ Télécommunications

Un rayon laser transporte beaucoup plus d'informations qu'un signal radio conventionnel. Une source laser, modulée et associée à un guide en fibre optique et à un photodétecteur, peut transmettre, à très haute vitesse, des informations sous la forme d'impulsions numériques. Des travaux de recherche se poursuivent pour mettre au point des communications ultra-rapides sol-sol, sol-air, air-air et air-sol.

■ Médecine

Microchirurgie cellulaire, ophtalmologie, photocoagulation, etc.

■ Applications militaires

Système de détection et de poursuite anti-missiles, télémètres à laser, etc.

■ Enregistrement de sons et d'images

Disques compacts et disques vidéo.

■ Holographie

L'holographie est une technique de photographie en relief qui utilise les interférences de deux faisceaux lasers pour impressionner une plaque photographique, appelée *plaque holographique*. L'holographie permet de reconstituer en trois dimensions l'image de l'objet photographié. Cette technique, découverte en 1948 par le physicien Dennis Gabor (1900-1979), n'a pu être expérimentée et développée qu'à partir de 1960 avec la mise au point des premiers lasers, car il faut une lumière cohérente pour enregistrer un hologramme. La figure 11.89.a illustre le principe de réalisation d'un hologramme. Le rayon laser est divisé en deux faisceaux à l'aide d'un miroir semi-transparent. L'un des faisceaux est dirigé, par l'intermédiaire de lentilles, sur l'objet à photographier et les rayons réfléchis impressionnent la plaque holographique. Le deuxième faisceau, qui sert de référence, est dirigé directement vers la plaque holographique. Les rayons réfléchis interfèrent avec les rayons du faisceau de référence et forment des franges d'interférence qui constituent l'hologramme. Lorsque la plaque a été développée, les franges d'interférence contiennent toutes les informations nécessaires pour reconstituer l'image en trois

dimensions de l'objet photographié. En fait, chaque élément de l'hologramme renferme la totalité des informations, c'est-à-dire qu'un fragment de l'image est similaire à l'ensemble; chaque détail de l'objet est présent mais avec une moins bonne définition.

Pour visionner un hologramme, il faut l'éclairer à l'aide d'un faisceau laser sous le même angle que celui utilisé lors de sa réalisation. L'observateur qui regarde à travers la plaque holographique voit alors l'image de l'objet

reconstituée en trois dimensions. Si l'observateur modifie son angle de vision avec l'hologramme, il pourra apercevoir les côtés de l'objet, comme s'il se déplaçait autour de l'objet.

L'holographie sert dans diverses applications, telles que le stockage des données sur des disques (informatique), la conservation d'images d'objets d'art, la recherche en optique, l'ingénierie, l'aérodynamisme, la médecine, etc.

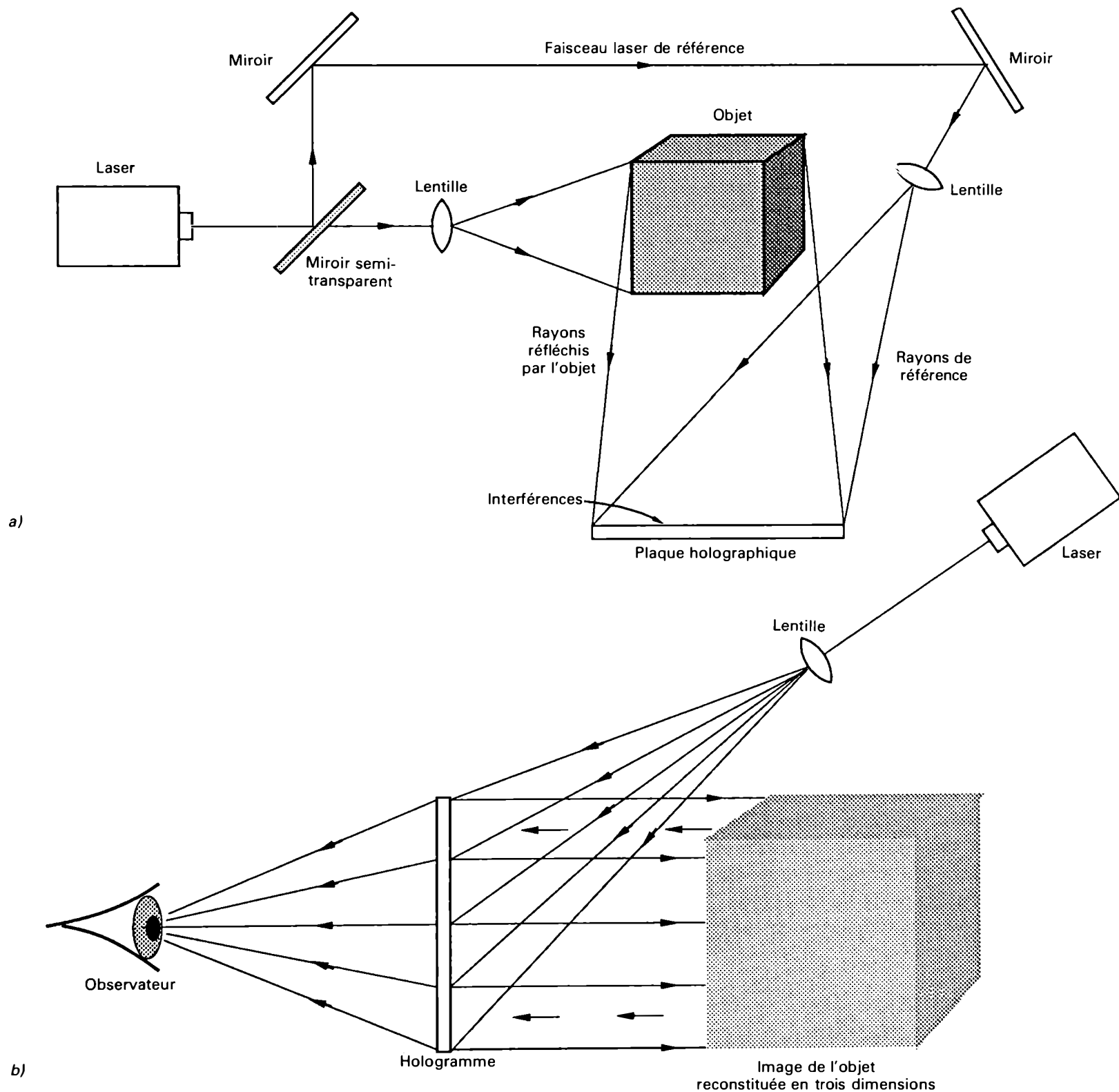


Figure 11.89 Holographie: a) principe de réalisation; b) visionnement.

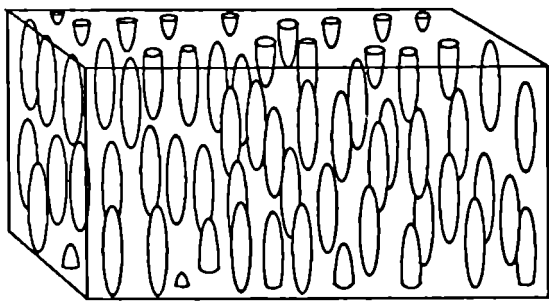
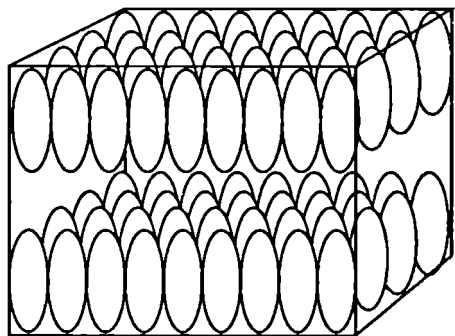
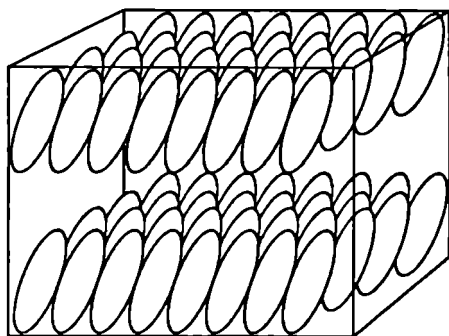


Figure 11.90 Cristaux liquides de type nématique.



Smectique A



Smectique C

Figure 11.91 Cristaux liquides de type smectique.

11.5 CRISTAUX LIQUIDES

Les cristaux liquides qui sont des matériaux organiques découverts à la fin des années 1880 ont commencé seulement à être utilisés dans le domaine de la visualisation et de l'affichage au cours des années 1960. Maintenant, les indicateurs à cristaux liquides (en anglais, LCD: *Liquid Crystal Display*) font une concurrence sérieuse aux diodes électroluminescentes dans plusieurs domaines de l'affichage. Les cristaux liquides ne sont pas des photo-émetteurs, c'est-à-dire qu'ils n'émettent pas de lumière lorsqu'ils sont soumis à une différence de potentiel; ils ne font que la réfléchir ou la transmettre.

11.5.1 Constitution des cristaux liquides

Il existe trois grands états naturels de la matière, *l'état solide*, *l'état liquide* et *l'état gazeux*. À ces trois états, nous

pouvons ajouter un quatrième état, le *plasma*, qui est un milieu gazeux ionisé à haute température, électriquement neutre mais très conducteur.

Aux frontières de ces états, des phénomènes se produisent et certains matériaux organiques ne passent pas directement, lorsqu'on les chauffe, de l'état solide à l'état liquide. Il apparaît des phases intermédiaires qu'on appelle *états mésomorphes* ou *cristaux liquides*. Ainsi, les cristaux liquides se situent entre, d'une part, l'état solide caractérisé par une structure cristalline avec une configuration régulière et répétée qui dépend de la nature du matériau et, d'autre part, l'état liquide totalement désordonné dans lequel les molécules se déplacent d'une façon aléatoire. Les cristaux liquides présentent des caractéristiques qui appartiennent à la fois aux corps cristallins (propriétés optiques) et aux liquides (propriétés mécaniques: fluidité).

Les propriétés des cristaux liquides s'expliquent par leur structure moléculaire. Ils sont constitués de molécules allongées en forme de fuseau, dont la longueur est de l'ordre du nanomètre. Les structures des cristaux liquides sont de trois types: on distingue les états nématiques, smectiques et cholestériques.

Cristaux liquides de type nématique

Les cristaux liquides de type nématique (du grec *néma*: fil) présentent un état trouble mais fluide; observés au microscope, ils ont l'aspect de fils mobiles plongés dans un liquide. Les grands axes des molécules sont parallèles à une certaine direction, mais leurs centres de gravité sont répartis au hasard comme dans un liquide ordinaire. Les molécules se déplacent, au sein du liquide, dans les trois dimensions (Figure 11.90).

Cristaux liquides de type smectique

Les cristaux liquides de type smectique (du grec *smégma*: savon) présentent un état trouble et visqueux qui rappelle certaines propriétés du savon. Les molécules sont réparties dans des couches qui sont régulièrement empilées les unes sur les autres. À l'intérieur de chaque couche, les molécules sont disposées de deux façons: soit perpendiculaires au plan de la couche (smectique A), soit inclinées (smectique C) suivant un angle qui varie avec la température (Figure 11.91).

Cristaux liquides de type cholestérique

Les cristaux liquides de type cholestérique présentent une structure qui ressemble à celle des substances dérivées du cholestérol. Les molécules de forme allongée sont semblables aux molécules du type smectique et leur disposition est analogue à celle des cristaux nématiques. Les cristaux liquides de type cholestérique sont caractérisés par des plans

parallèles contenant des molécules. Dans chaque plan, les molécules sont parallèles entre elles et leur direction d'orientation tourne d'un angle constant d'un plan au suivant, ce qui donne une configuration en hélice (Figure 11.92). De ce fait, la structure cholestérique possède un pouvoir rotatoire important; de plus, elle présente une diffusion optique très sélective et très sensible à la température.

11.5.2 Modules d'affichage à cristaux liquides

Les modules d'affichage à cristaux liquides utilisent les deux phénomènes suivants: la diffusion dynamique et l'effet de champ. Et pour chaque type d'afficheurs à cristaux liquides, il existe deux modes d'affichage: l'affichage par réflexion et l'affichage par transmission. Dans le mode par réflexion (Figure 11.93.a), la lumière incidente provient du même côté que celui où se trouve l'observateur. La lumière est réfléchi sur la surface du module d'affichage et les chiffres ou les lettres apparaissent en sombre sur fond clair. En l'absence de lumière ambiante, il n'y a pas d'affichage, car les cristaux liquides n'émettent aucune radiation lumineuse.

Dans le mode par transmission, la lumière incidente provient du côté opposé à celui où se trouve l'observateur (Figure 11.93.b). La lumière traverse donc le module d'affichage et les chiffres ou lettres apparaissent en couleur claire sur un fond sombre.

Cristaux liquides à diffusion dynamique

Les cristaux liquides à diffusion dynamique ont été les premiers à être utilisés, au début des années 1970, dans la fabrication des afficheurs numériques et alphanumériques à 7 segments, à 9 segments et à 16 segments (Figure 11.94).

Chaque segment se présente sous la forme d'un condensateur plan dont une armature au moins est transparente. Le diélectrique est constitué par une mince couche de cristaux liquides nématiques placée en sandwich entre les deux armatures.

À l'état normal, c'est-à-dire lorsqu'aucune tension n'est appliquée sur les armatures, les molécules du cristal

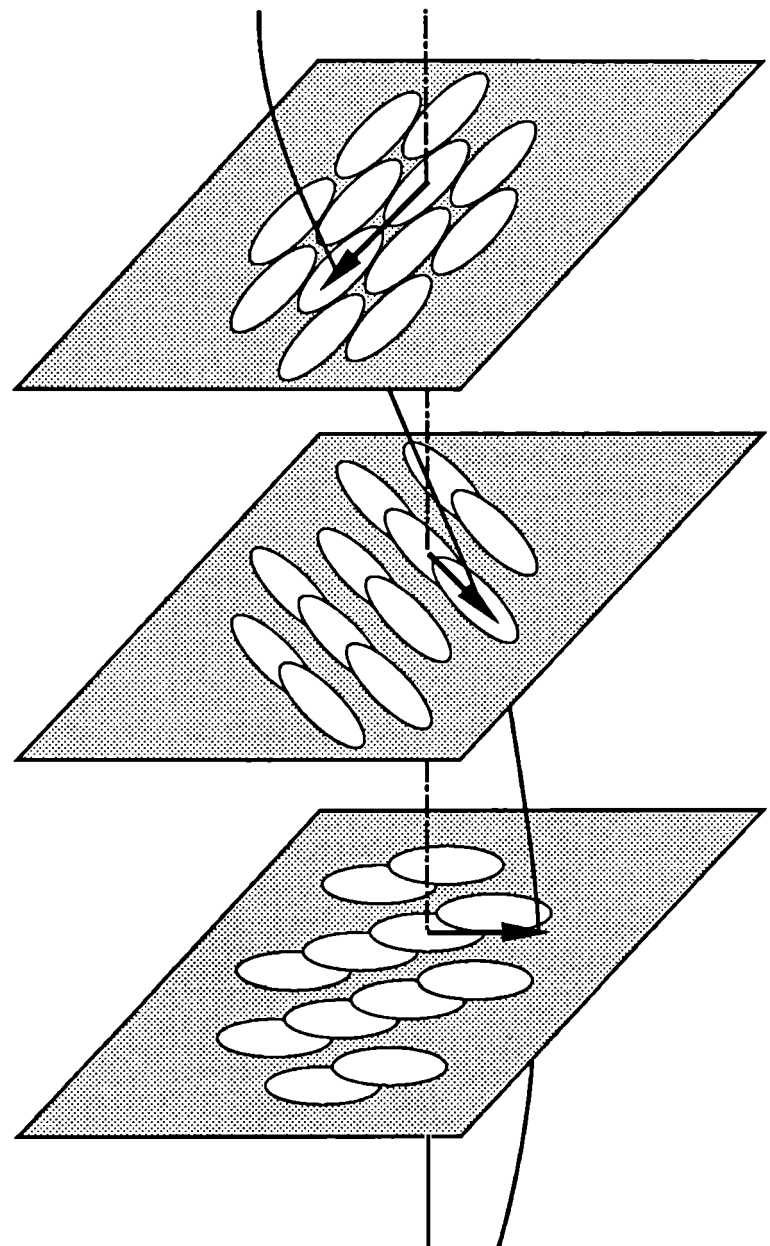


Figure 11.92 Cristaux liquides de type cholestérique.

liquide nématique sont ordonnées (Figure 11.95.a) et elles laissent passer la lumière. L'observateur ne voit alors aucun signe (lettre ou chiffre). Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée sur les armatures, les ions mis en mouvement bouleversent la structure du cristal liquide, de sorte que les

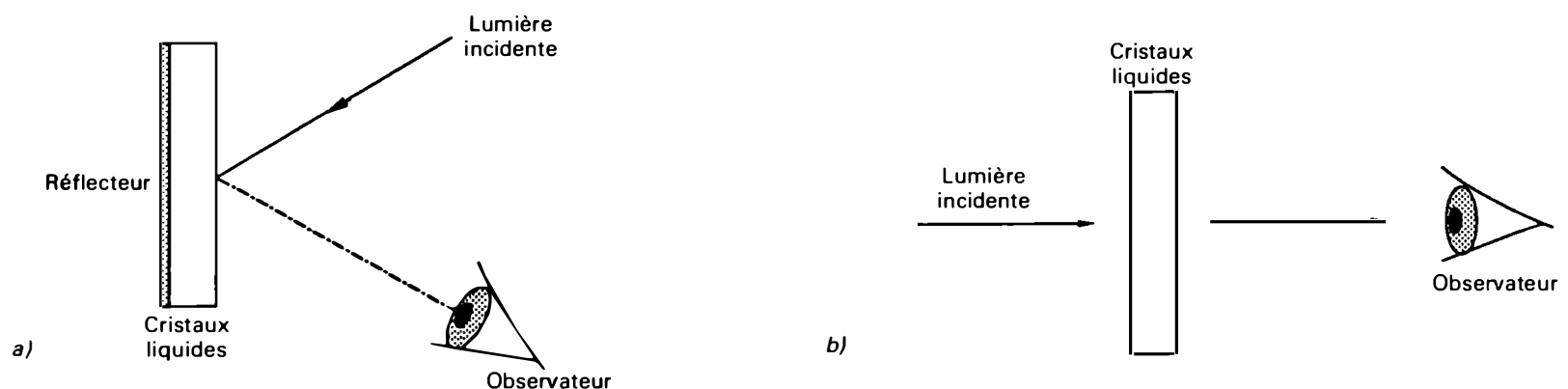


Figure 11.93 Modes d'affichage des cristaux liquides: a) mode par réflexion; b) mode par transmission.

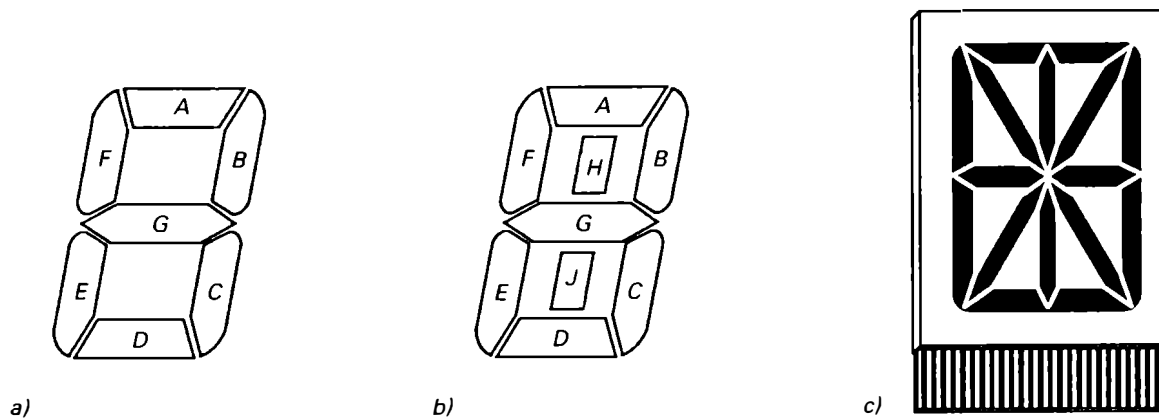


Figure 11.94 Modules d'affichage à cristaux liquides: a) 7 segments; b) 9 segments; c) 16 segments.

molécules ne sont plus ordonnées (Figure 11.95.b). La lumière est diffusée dans toutes les directions et le cristal liquide devient trouble. L'observateur voit alors les segments sous tension en couleur sombre. Comme dans le cas des afficheurs à LED, les chiffres et les lettres sont rendus visibles par l'application d'une différence de potentiel sur les segments — ou les points d'un réseau — appropriés. Les circuits de commande intégrés, qui peuvent aussi être incorporés aux modules d'affichage, sont semblables à ceux utilisés pour les afficheurs à diodes électroluminescentes et ils comprennent des convertisseurs analogique-numérique, des multiplexeurs, des compteurs, des décodeurs-pilotes à sept segments (Figures 11.96.a et 11.96.b).

Cristaux liquides à effet de champ

Les cristaux liquides à effet de champ utilisent le procédé de rotation d'une onde lumineuse polarisée. L'afficheur comprend une mince couche de cristal liquide nématique en hélice placée entre deux filtres polariseurs croisés, l'un vertical et l'autre horizontal (Figure 11.97). Le cristal liquide est scellé entre deux plaques translucides et conductrices qui créent un champ électrique lorsqu'une différence de potentiel leur est appliquée. À l'état normal, lorsque aucune tension n'est appliquée sur les plaques conductrices, les cristaux liquides tournent de 90° le plan de polarisation des ondes lumineuses polarisées par le filtre polariseur vertical

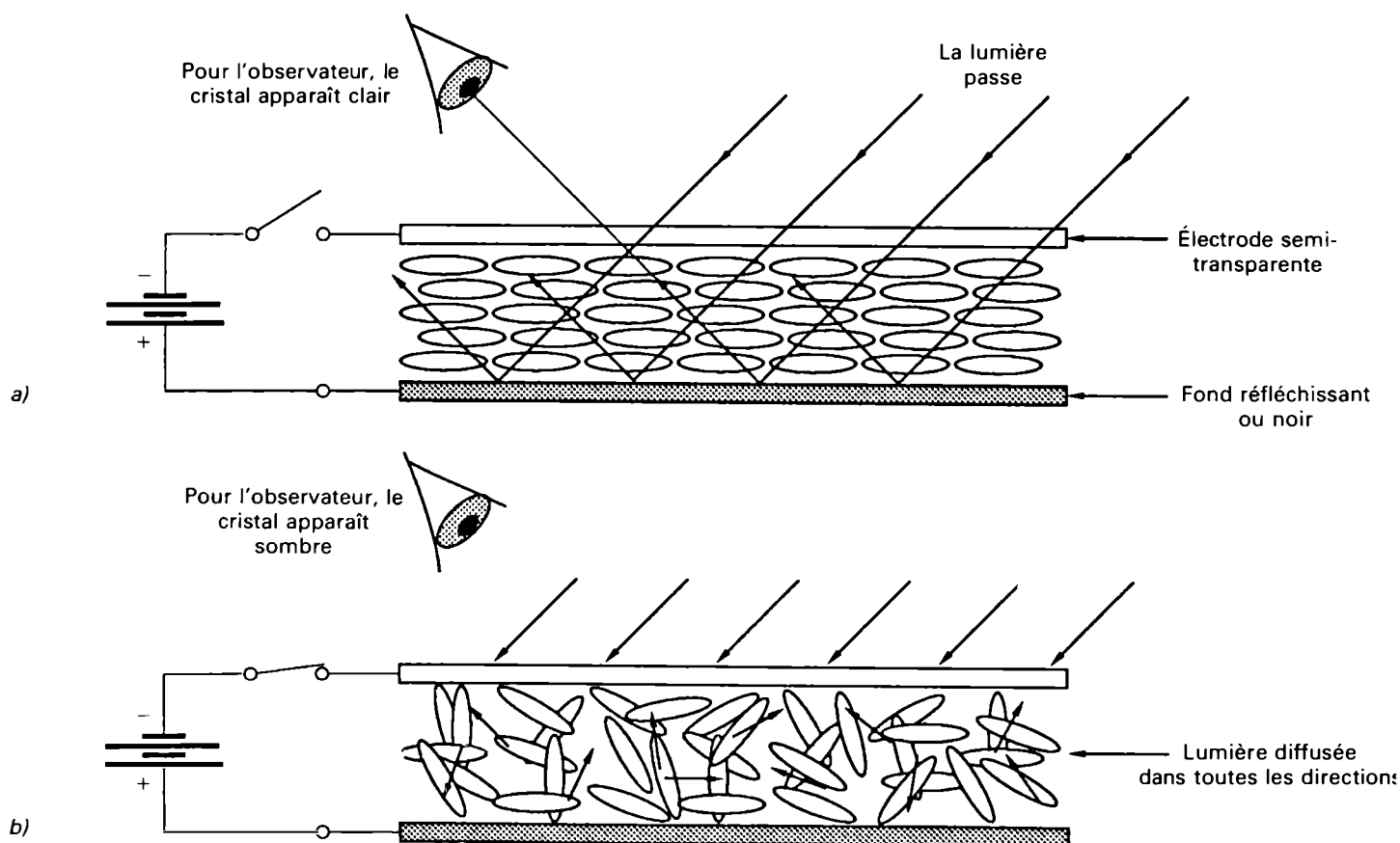
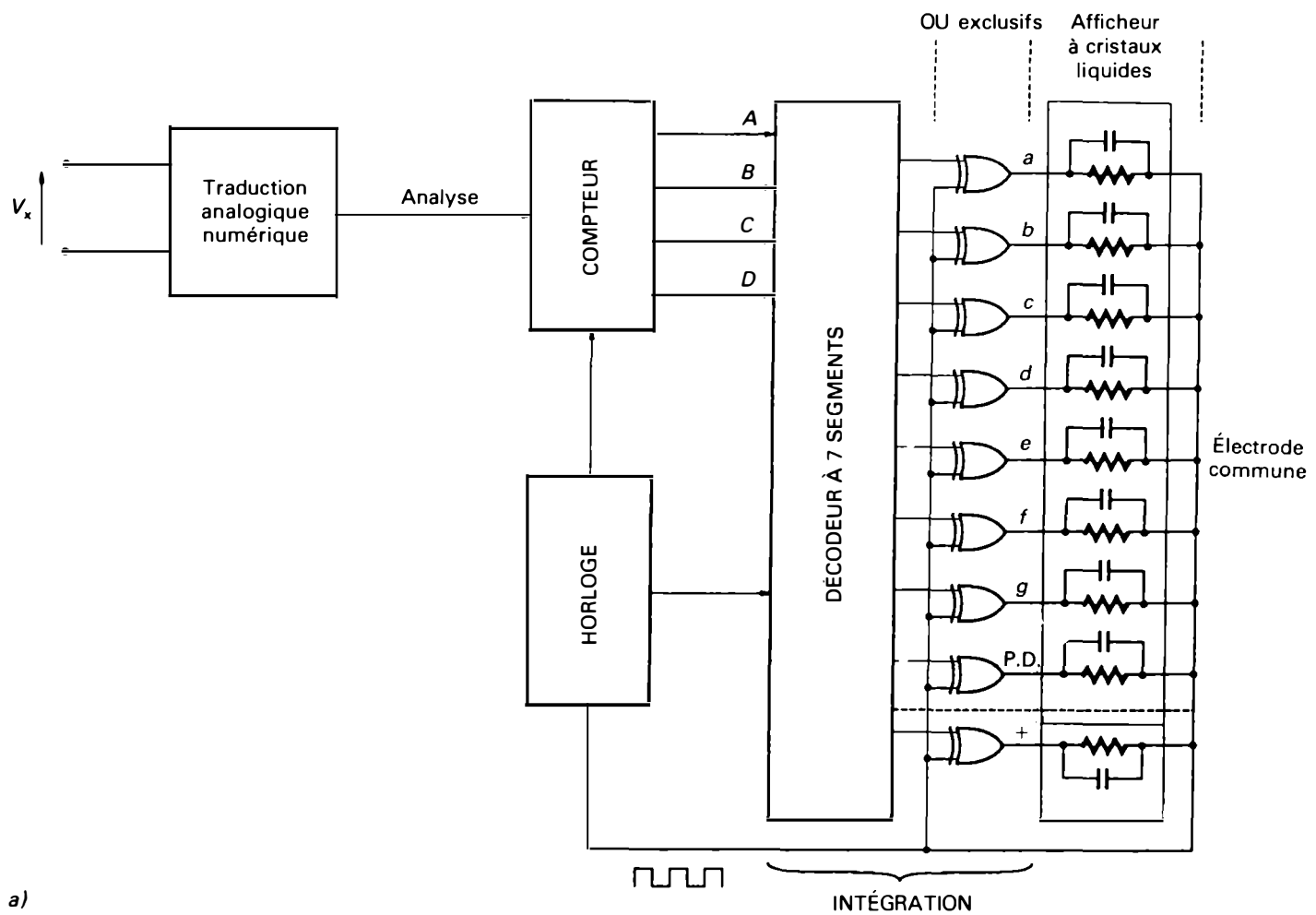
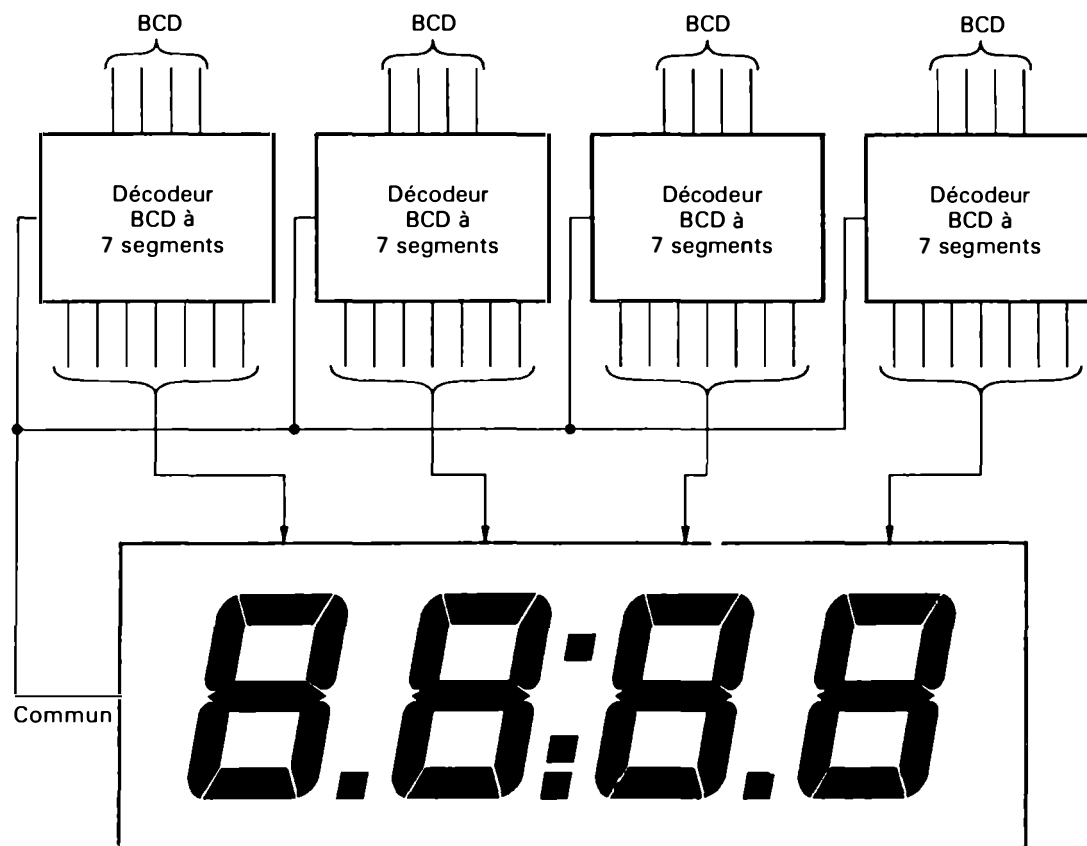


Figure 11.95 Principe de fonctionnement du mode d'affichage par réflexion avec cristaux liquides à diffusion dynamique.



a)



b)

Figure 11.96 Principe de commande des afficheurs à cristaux liquides à sept segments.

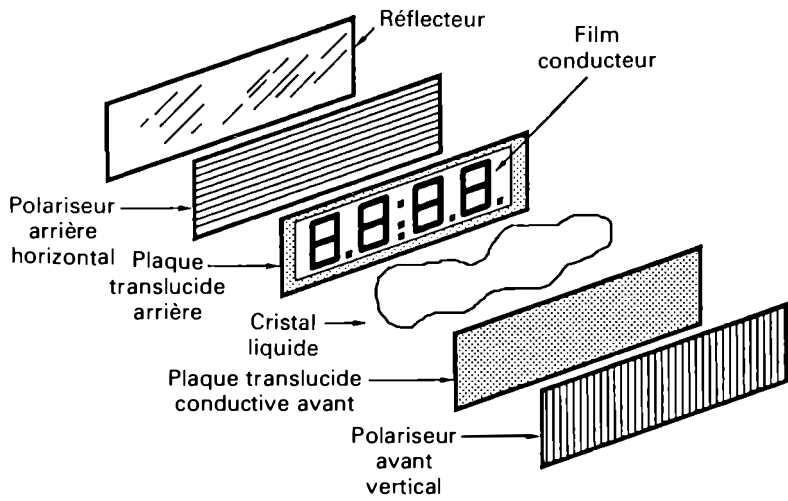


Figure 11.97 Structure d'un afficheur à cristaux liquides à effet de champ.

(Figure 11.98.a). La lumière incidente est réfléchiée par le miroir et l'observateur voit un écran clair sans aucun chiffre ou aucune lettre.

Lorsqu'une tension est appliquée sur les plaques conductrices, l'effet de rotation du plan de polarisation ne se produit pas et les ondes lumineuses polarisées verticalement sont bloquées par le filtre polariseur horizontal. L'observateur aperçoit alors les chiffres ou les lettres en sombre sur un fond plus clair (Figure 11.98.b).

Les afficheurs existent en mode d'affichage par réflexion, pour les applications utilisant l'éclairage ambiant, et en mode d'affichage par transmission pour les applications utilisant un éclairage arrière (Figure 11.99).

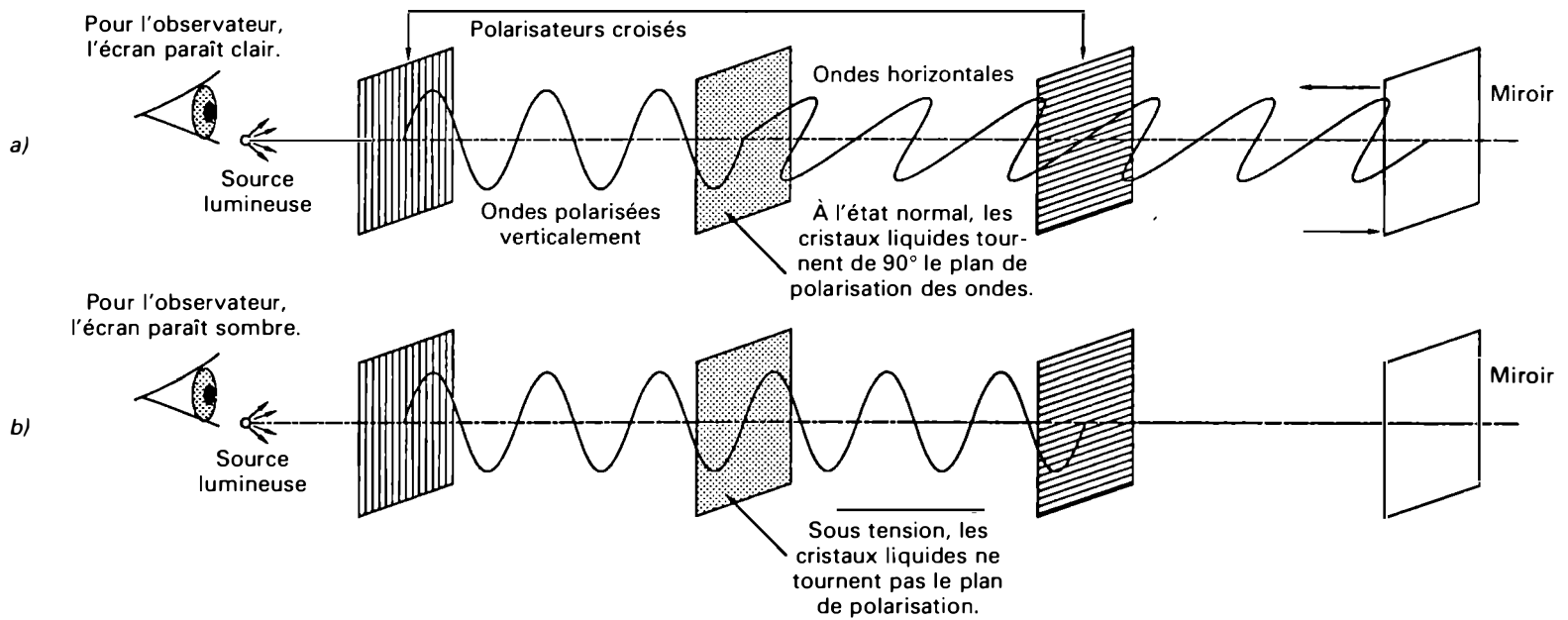


Figure 11.98 Principe de fonctionnement des cristaux liquides à effet de champ pour un mode d'affichage par réflexion: a) sans tension de polarisation; b) avec tension de polarisation.

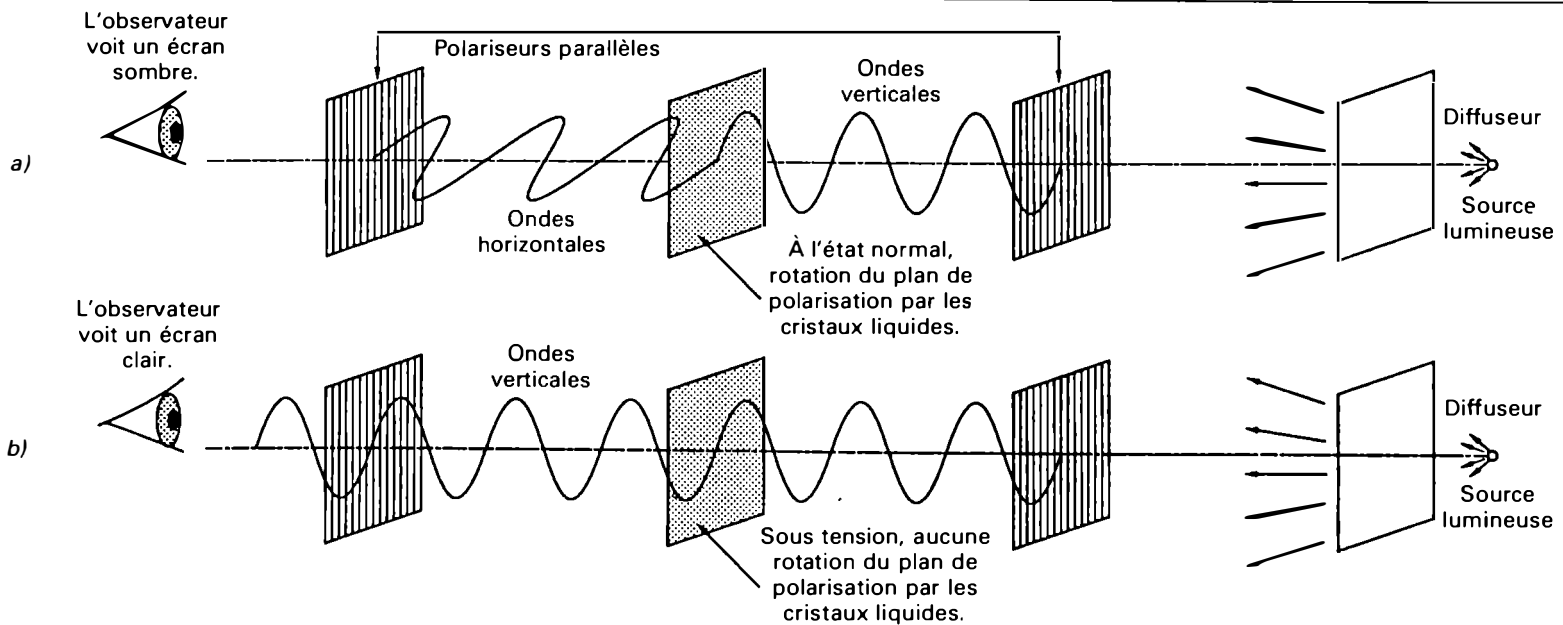


Figure 11.99 Principe de fonctionnement des cristaux liquides à effet de champ pour un mode d'affichage par transmission: a) sans tension de polarisation; b) avec tension de polarisation.

Les caractéristiques des afficheurs à cristaux liquides varient selon les différents types et les dimensions des caractères et des panneaux d'affichage. De plus, les techniques de fabrication s'améliorent à la suite des travaux de recherche, ce qui apporte certaines modifications dans les caractéristiques des modules d'affichage. À titre d'information, voici quelques spécifications typiques présentées dans les fiches techniques:

- tension de fonctionnement en courant alternatif variant de 2 V à 15 V, valeur typique de 5 V;
- fréquence d'utilisation, de 5 Hz à 100 Hz;
- puissance consommée, de l'ordre de 5 μ W à 10 μ W par digit;
- capacité d'un segment variant de 15 pF à 100 pF selon les dimensions;
- résistance entre les armatures, de l'ordre de 10 M Ω à 100 M Ω par segment;
- temps de réponse de l'ordre de 50 ms à 25°C. Le temps de réponse peut atteindre 1 s pour une température de -10°C ;
- température de fonctionnement, de -10°C à $+60^{\circ}\text{C}$;
- durée de vie, de 50 000 h et plus.

Le principal avantage des afficheurs à cristaux liquides est leur très faible consommation d'énergie (quelques microwatts par digit), car, contrairement aux diodes électroluminescentes, ils ne produisent pas de lumière. Les cristaux liquides ne nécessitent qu'une faible tension pour fonctionner; ils peuvent donc être commandés à partir de circuits logiques à basse tension, de circuits intégrés à multiples fonctions ou de microprocesseurs.

Toutefois, les afficheurs à cristaux liquides présentent quelques inconvénients. La présence d'une lumière ambiante est indispensable pour leur fonctionnement. Si l'on veut les utiliser dans une ambiance sombre, il faut ajouter une source de lumière auxiliaire. L'intensité lumineuse réfléchie ou transmise par les cristaux liquides est inférieure à celle produite par les autres types d'afficheurs et leur vitesse de réponse est plus lente que celle des LED. Les cristaux liquides sont également sensibles aux variations de température. Les basses températures ralentissent leur temps de réponse et les températures élevées diminuent l'effet de dispersion des molécules du cristal liquide lorsqu'il est sous tension.

Parmi les applications les plus usuelles des afficheurs à cristaux liquides, citons:

- les appareils de mesure à affichage numérique;
- les tableaux de bord de certains véhicules;
- les calculatrices de poche, les montres digitales;
- les écrans de télévision extraplats constitués par des réseaux de points de cristaux liquides. Actuellement, les dimensions des écrans à cristaux liquides sont encore

réduites et leur utilisation est limitée, mais les travaux de recherche se poursuivent sans arrêt.

Les cristaux liquides sont aussi utilisés dans l'industrie pour la mesure des températures sur des surfaces, pour l'évaluation du stress mécanique, pour l'inspection de la structure de matériaux opaques, etc.

11.6 PHOTOCOUPLEURS

Les photocoupleurs, appelés aussi optocoupleurs ou optoisolateurs, sont des dispositifs intégrés qui servent à transmettre des signaux électriques dans une seule direction par l'intermédiaire de radiations lumineuses; ils présentent une isolation électrique quasi parfaite entre l'entrée et la sortie, et une rétroaction nulle.

11.6.1 Introduction aux photocoupleurs

Un photocoupleur est constitué par l'association, dans un boîtier métallique ou plastique DIP (*Double In-Line Package*) étanche à la lumière, d'un photo-émetteur et d'un photodétecteur couplés optiquement et isolés électriquement. Le photo-émetteur est généralement une diode électroluminescente à infrarouge au GaAs (IRED) ou une LED au GaAsP. Le photodétecteur est un élément semi-conducteur qui peut être soit une photodiode, un phototransistor, une photodiode attaquant un transistor, un photodarlington, un photothyristor ou un phototriac (Figure 11.100). Dans certains photocoupleurs, une photorésistance est utilisée comme photodétecteur. Le diélectrique entre le photo-émetteur et le photodétecteur est soit du verre, soit une résine transparente époxy ou, parfois, de l'air.

Remarque: Dans les photocoupleurs proprement dit, le photo-émetteur et le photodétecteur sont placés dans un boîtier de type DIP (Figure 11.101.a). Il existe également d'autres types de boîtier (Figure 11.101.b) qui procurent une isolation électrique entre l'entrée et la sortie deux à dix fois plus élevée que celle de boîtiers DIP.

Le couplage optoélectronique peut être réalisé à l'aide de photo-émetteur et de photodétecteur discrets, c'est-à-dire séparés, placés face à face (Figure 11.102.a). Leur boîtier est muni d'une lentille qui permet une excellente sensibilité directionnelle et leur réponse spectrale doit être identique. Le photo-émetteur et le photorécepteur sont placés à 45° et non plus face à face (Figure 11.102.b). Ils servent alors à exécuter des mesures par réflexion. Les fabricants ont aussi réalisés des modules dont le photo-émetteur et le photodétecteur sont séparés par une fente dans laquelle passent les objets à détecter ou à compter: dents d'un disque (Figure 11.102.c), disque codé comportant des zones transparentes et opaques, etc.

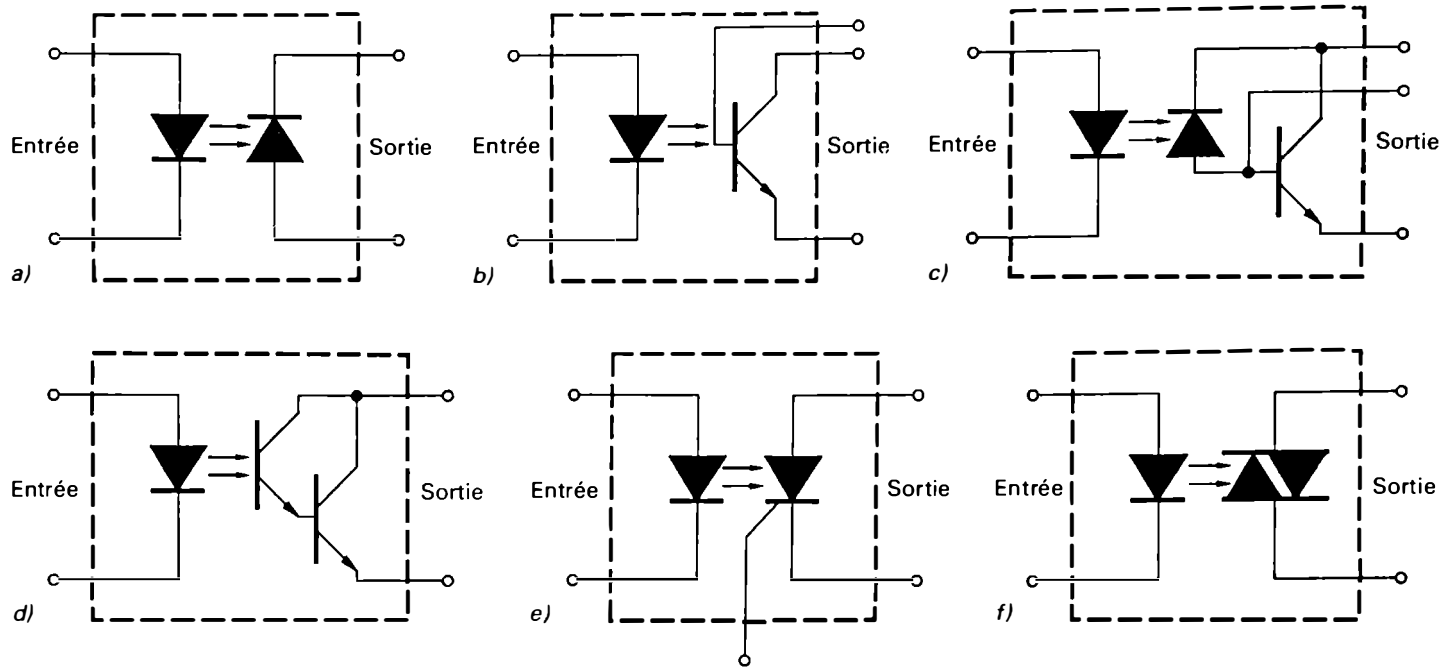


Figure 11.100 Divers types de photocoupleurs avec comme photorécepteur: a) une photodiode; b) un phototransistor; c) une photodiode attaquant un transistor; d) un photodarlington; e) un photothyristor; f) un phototriac.

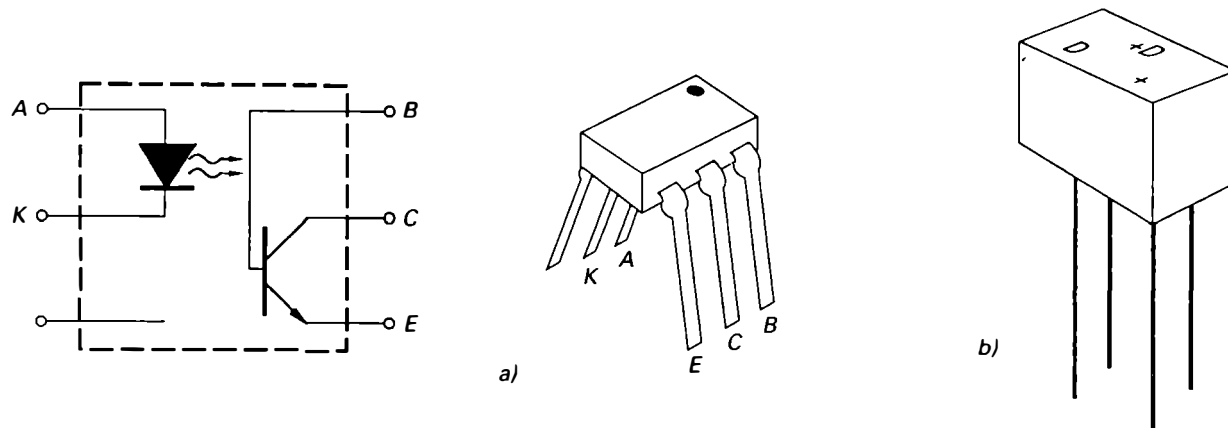


Figure 11.101 Différents types de boîtiers pour photocoupleurs: a) boîtier de type DIP; b) boîtier avec tension d'isolation élevée.

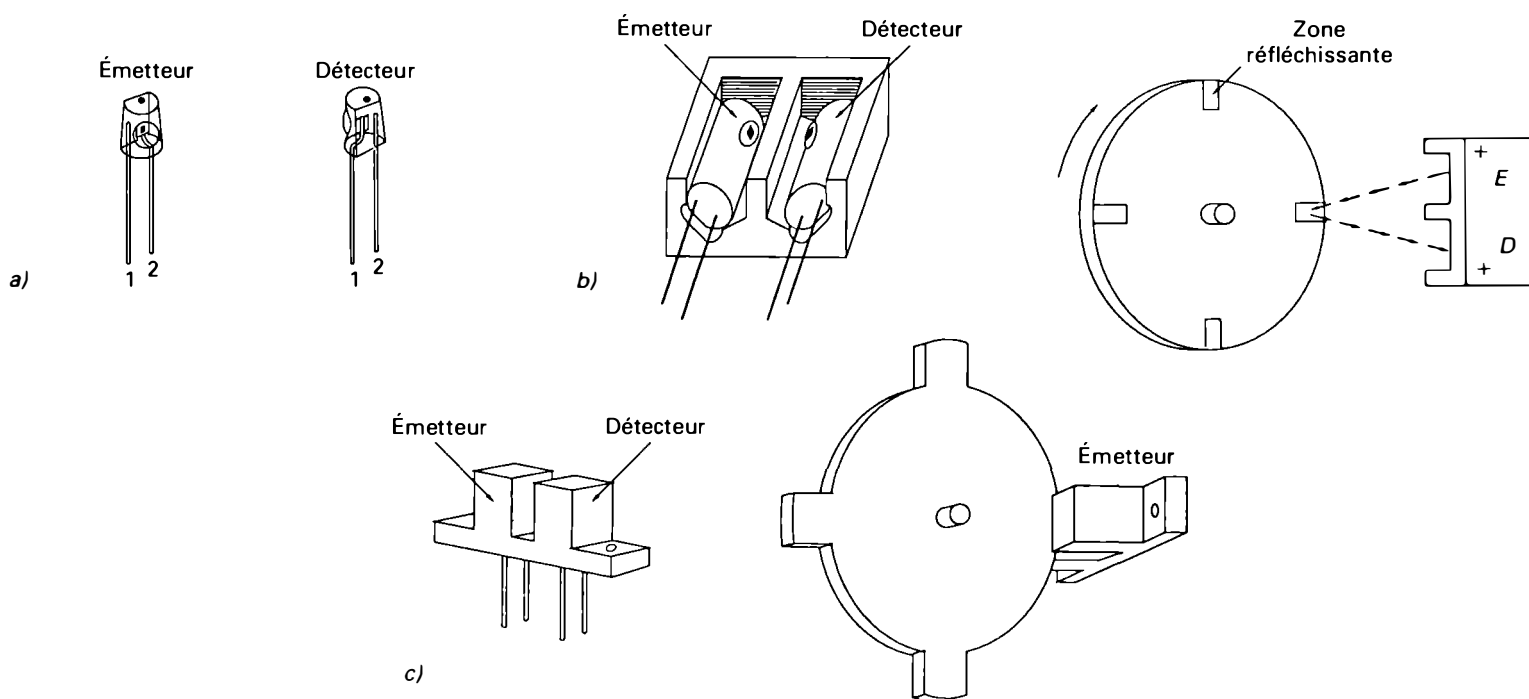


Figure 11.102 Couplage optique: a) avec photo-émetteur et photodétecteur discrets placés face à face; b) avec photo-émetteur et photo-détecteur placés à 45° pour des mesures par réflexion; c) tête monobloc pour les mesures par transmission.

11.6.2 Fonctionnement des photocoupleurs

Lorsque la diode électroluminescente du photocouleur est alimentée en polarisation directe, elle émet des photons proportionnellement à l'intensité du courant qui circule. Les photons traversent le diélectrique transparent et frappent le photodétecteur sous tension qui produit alors un courant de sortie. Si le courant d'entrée dans la LED varie, le courant à la sortie du photodétecteur varie proportionnellement. Ainsi, l'information portée par le signal électrique d'entrée est transmise par l'intermédiaire du flux lumineux au photodétecteur qui la restitue sous forme d'un signal électrique de sortie (Figure 11.103). Le principal avantage de ce dispositif est l'isolation électrique très élevée entre le circuit de la LED et le circuit du photodétecteur, d'où le nom d'opto-isolateurs. Il n'y a en effet aucune connexion électrique entre les deux circuits; le seul lien est le faisceau de photons, ce qui élimine les problèmes causés par les courants de fuite de masse.

La figure 11.104.a représente le montage de base d'un couplage optique par photocouleur à détecteur résistif. La

résistance de protection R_1 limite le courant qui traverse la LED. Elle est déterminée à l'aide de:

$$R_1 = \frac{V_{c.c.} - V_F}{I_F}$$

Dans cette relation, V_F désigne la chute de tension directe de la LED et I_F , le courant direct.

Lorsque le signal TTL est au niveau 0, le courant maximal traverse la LED qui produit alors le flux lumineux maximal. Le photodétecteur résistif présente la résistance minimale, et le courant maximal circule dans la charge. Lorsque le signal TTL est au niveau 1, la charge est traversée par le courant minimal. Le même principe de fonctionnement s'applique au montage de la figure 11.104.b. Le courant dans la photodiode et dans la charge est maximal lorsque le signal TTL d'entrée est au niveau 0.

Un inconvénient du photocouleur avec détecteur à photodiode est son très faible gain de courant; il s'agit en réalité d'une atténuation, car le courant de sortie qui circule dans la photodiode est inférieur au courant d'entrée traversant la LED. Ainsi, lorsqu'un courant d'entrée de 20 mA traverse la LED, on obtient un courant de sortie de l'ordre de 100 μA dans la photodiode. Il faut donc utiliser un — ou deux — transistor externe pour amplifier le courant de

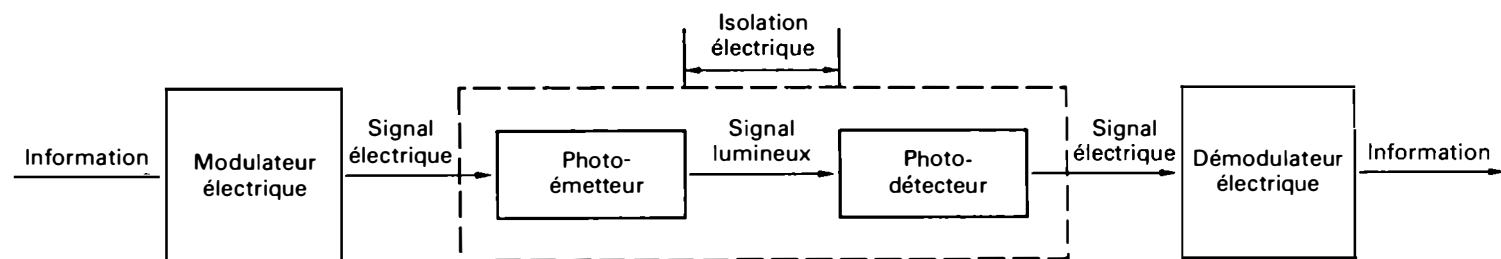


Figure 11.103 Transmission d'un signal par photocouleur.

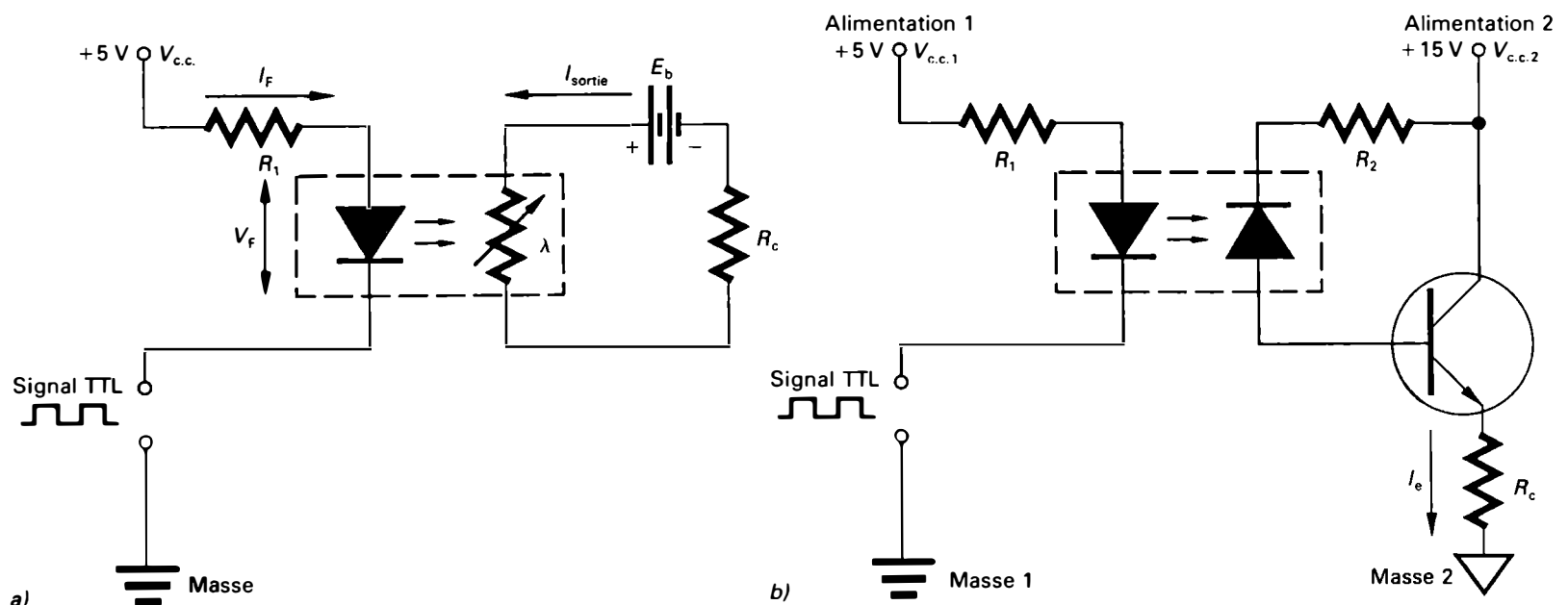


Figure 11.104 Couplage optique: a) par photocouleur à détecteur résistif; b) par photocouleur à photodiode.

sortie du photocoupleur. Pour éviter toute possibilité de liaison électrique entre les circuits d'entrée et de sortie et pour éliminer tout retour de masse, le montage de la figure 11.104.b possède deux masses différentes. L'une d'elles — ou les deux — est flottante par rapport à la mise à la terre. De plus, les alimentations 1 et 2 sont distinctes. On n'utilise pas le même transformateur d'alimentation, sinon l'isolation entre les alimentations 1 et 2 serait limitée à l'isolation entre les deux enroulements secondaires du transformateur.

11.6.3 Caractéristiques des photocoupleurs

Les trois caractéristiques essentielles utilisés dans le choix des photocoupleurs sont le rapport de transfert de courant, la vitesse d'opération et la tension d'isolation électrique.

Rapport de tranfert de courant

Le rapport de transfert de courant (CTR: *Current Transfert Ratio*) est le quotient (exprimé en %) du courant de sortie du photocoupleur par le courant direct de la diode électroluminescente d'entrée. Il correspond au gain en courant du photocoupleur et il est déterminé à l'aide de la relation:

$$\text{CTR} (\%) = \frac{I_{\text{sortie}}}{I_{\text{entrée}}} \times 100$$

Les variations du courant de sortie des photocoupleurs sont proportionnelles aux variations du courant d'entrée qui circule à travers la LED. La caractéristique de transfert des optocoupleurs est donc sensiblement linéaire (Figure 11.105). Les valeurs typiques du rapport de transfert de courant pour les différents types de photocoupleurs sont fournies au tableau 11.14.

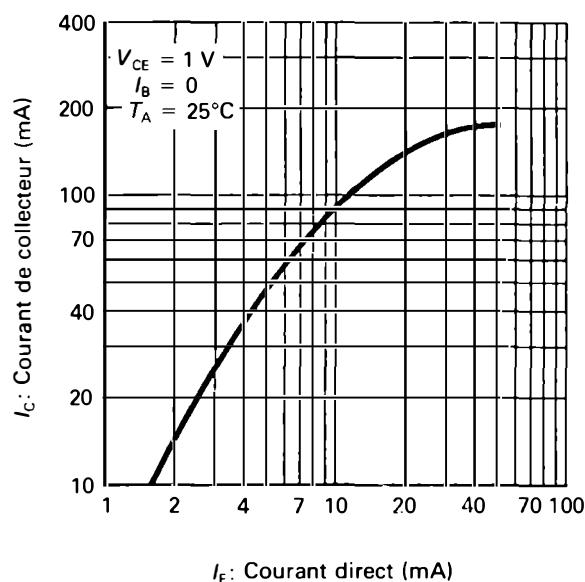


Figure 11.105 Caractéristique de transfert du photocoupleur LED-photodarlington TIL127 de Texas Instruments Incorporated.

Tableau 11.14 Rapport de transfert de courant.

Photocoupleur	CTR (%)
LED-photodiode attaquant un ou deux transistors internes (Figure 11.100.c)	5% à 20%
LED-phototransistor	10% à 100%
LED-photodarlington	100% à 800%

Dans le cas des photocoupleurs LED-photothyristor et LED-phototriac, les fiches techniques indiquent plutôt la valeur du courant minimal d'entrée nécessaire à leur déclenchement. La valeur typique de ce courant se situe entre 10 mA et 30 mA.

Il est à noter que l'augmentation de la valeur du rapport de transfert de courant des photocoupleurs se traduit par une diminution de leur vitesse de réponse.

Vitesse d'opération

La vitesse d'opération des photocoupleurs dépend de leurs caractéristiques internes et de la valeur de la charge. La vitesse de réponse augmente lorsque le courant de sortie croît. La vitesse d'opération est exprimée de plusieurs manières: temps de montée et de descente, fréquence maximale de fonctionnement, nombre de bits par seconde, etc. Ce sont les photocoupleurs avec sortie à photodiode qui présentent les fréquences de fonctionnement les plus élevées, de l'ordre de 150 kHz à 1 MHz et plus. La gamme des fréquences de fonctionnement se situe entre 100 kHz et 500 kHz pour les photocoupleurs à sortie à phototransistor et entre 2,5 kHz et 10 kHz pour les sorties à photodarlington. Dans le cas des sorties à photothyristor et à phototriac, les fiches techniques indiquent plutôt leur temps de déclenchement (de 2 ms à 20 ms) qui correspond au temps de retard du signal de sortie par rapport au signal d'entrée.

Tension d'isolation électrique

La tension d'isolation électrique entre l'entrée et la sortie d'un photocoupleur dépend du type de diélectrique utilisé et de la distance entre le photo-émetteur et le photodétecteur. L'augmentation de la distance procure une meilleure isolation, mais elle cause une diminution du rapport de transfert de courant. Il faut donc établir un compromis entre l'isolation et le rapport de transfert. La valeur typique de la résistance d'isolation entre les circuits d'entrée et de sortie est supérieure à $10^{11} \Omega$. Les tensions d'isolation, qui s'expriment en valeur continue ou en valeur alternative, varient entre 1,5 kV et 5 kV selon le type de photocoupleurs. Certains boîtiers spéciaux présentent une tension d'isolation qui atteint 10 kV et même 50 kV.

Les fiches techniques indiquent également les caractéristiques de la diode électroluminescente d'entrée et du photodétecteur de sortie dont les principales sont:

- la chute de tension directe de la diode d'entrée (V_F);
- le courant direct maximal toléré par la diode d'entrée (I_F);
- la tension maximale collecteur-émetteur ($V_{CE(max)}$);
- la tension inverse de claquage collecteur-émetteur du phototransistor ($V_{(BR)CEO}$);
- la tension de saturation du phototransistor ($V_{CE(sat)}$);
- les courbes caractéristiques du courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur (Figure 11.106).

En résumé, les photocoupleurs présentent les principaux avantages suivants: une excellente isolation électrique entre l'entrée et la sortie, un bon rapport de transfert du courant, une vitesse de commutation élevée, une très bonne réponse en fréquence, une compatibilité avec les circuits intégrés DTL, TTL et CMOS, un faible encombrement, une large gamme de températures de fonctionnement (-55°C à 100°C) et une excellente robustesse mécanique.

Exemple 11.13

Le montage de la figure 11.107 utilise le photocoupleur TIL127 qui présente les caractéristiques suivantes: V_F de 1,5 V; $V_{CE(max)}$ de 30 V; $V_{CE(sat)}$ de 1 V. Les caractéristiques de transfert et du courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur sont illustrées aux figures 11.105 et 11.106. La tension d'entrée provenant d'une porte TTL a un niveau bas de 0,4 V et un niveau haut de 2,4 V. Calculez:

- a) les valeurs du courant d'entrée $I_{F, min}$ et $I_{F, max}$;
- b) les valeurs des tensions $V_{R2, min}$ et $V_{R2, max}$;
- c) les valeurs des tensions $V_{CE, min}$ et $V_{CE, max}$;
- d) le rapport du transfert de courant pour $I_{F, min}$ et $I_{F, max}$.

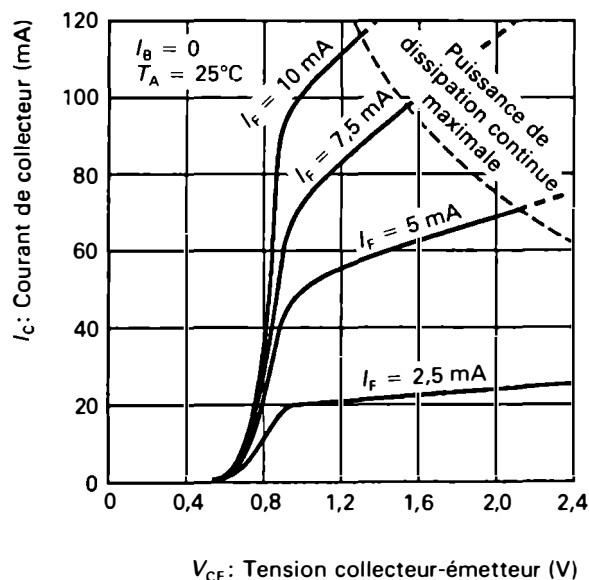


Figure 11.106 Courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur du photocoupleur TIL127 de Texas Instruments Incorporated.

Solution

a) Courant d'entrée

Nous avons:

$$I_{F, min} = \frac{V_{c.c.1} - V_F - V_{entrée\ haute}}{R_1} = \frac{5 - 1,5 - 2,4}{330}$$

$$I_{F, min} = 3,33 \text{ mA}$$

et:

$$I_{F, max} = \frac{V_{c.c.2} - V_F - V_{entrée\ basse}}{R_1} = \frac{5 - 1,5 - 0,4}{330}$$

$$I_{F, max} = 9,4 \text{ mA}$$

b) Tension aux bornes de R_2 :

D'après la caractéristique de transfert de la figure 11.105, nous obtenons:

$$I_{C, min} \approx 30 \text{ mA} \quad \text{pour} \quad I_{F, min} = 3,33 \text{ mA}$$

et:

$$I_{C, max} \approx 90 \text{ mA} \quad \text{pour} \quad I_{F, max} = 9,4 \text{ mA}$$

Nous avons:

$$V_{R2, min} = R_2 I_{C, min} = 220 \times 30 \times 10^{-3}$$

$$V_{R2, min} = 6,6 \text{ V}$$

et:

$$V_{R2, max} = R_2 I_{C, max} = 220 \times 90 \times 10^{-3}$$

$$V_{R2, max} = 19,8 \text{ V}$$

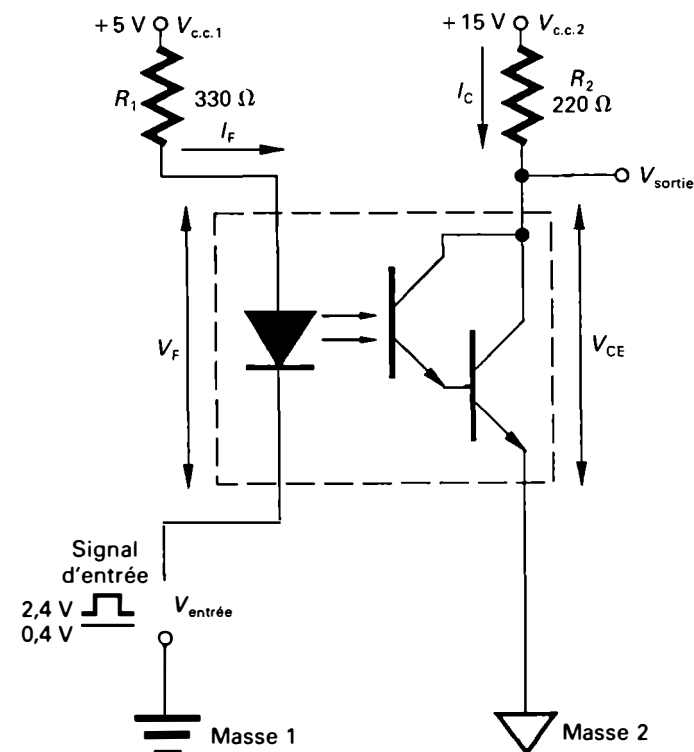


Figure 11.107 Photocoupleur avec détecteur à photodarlington.

Cette valeur ne peut pas être obtenue, car $V_{c.c.2}$ est égal à 15 V. Il y a donc saturation du photodarlington de sortie. La valeur maximale réelle de la tension aux bornes de R_2 est donc:

$$V_{R_2, \max} = V_{c.c.2} - V_{CE(sat)} = 15 - 1$$

$$V_{R_2, \max} = 14 \text{ V}$$

ce qui correspond à un courant de sortie maximal réel:

$$I_{C, \max} = \frac{V_{R_2}}{R_2} = \frac{14}{220}$$

$$I_{C, \max} = 63,6 \text{ mA}$$

c) Tensions $V_{CE, \min}$ et $V_{CE, \max}$

$$V_{CE, \max} = V_{c.c.2} - V_{R_2, \min} = 15 - 6,6$$

$$V_{CE, \max} = 8,4 \text{ V}$$

$$V_{CE, \min} = V_{CE(sat)} = 1 \text{ V}$$

d) Rapport de transfert du courant théorique

$$CTR (\%) = \frac{I_C}{I_F} \times 100$$

Pour $I_{F, \min}$, nous obtenons:

$$CTR (\%) = \frac{30}{3,33} \times 100 \approx 900\%$$

Pour $I_{F, \max}$, le photodarlington de sortie est saturé, de sorte que:

$$CTR (\%) = \frac{63,6}{9,4} \times 100 \approx 676\%$$

11.6.4 Applications des photocoupleurs

Les photocoupleurs sont utilisés dans de nombreuses et diverses applications. Ils remplacent des relais et des transformateurs d'impulsions et transmettent des signaux analogiques et numériques et fonctionnent en mode linéaire ou à découpage. Nous présentons, à titre d'exemple, quelques applications parmi les plus typiques.

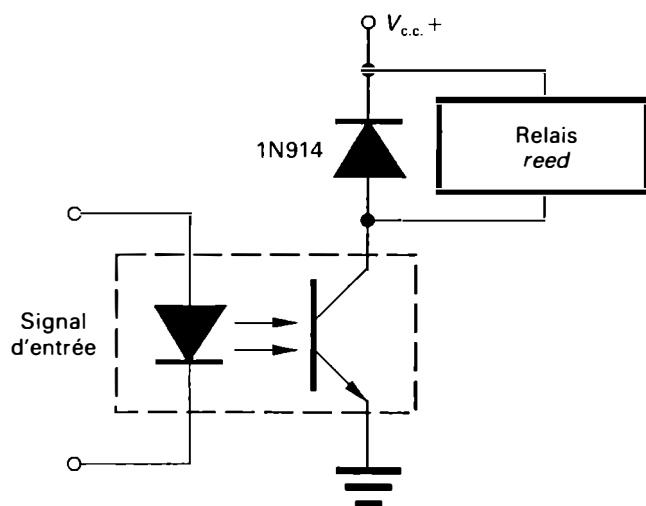


Figure 11.108 Commande d'un relais par photocoupleur.

Commande d'un relais

Le simple circuit de la figure 11.108 représente la commande d'un relais *reed* par un faible courant appliqué à l'entrée d'un photocoupleur. La diode sert à court-circuiter la f.c.é.m. produite par la bobine du relais lors de la rupture du courant, afin que cette surtension transitoire n'endommage pas le phototransistor de sortie du photocoupleur.

Interface TTL-TTL

Les photocoupleurs sont largement utilisés dans la réalisation des circuits d'interface pour transmettre des signaux logiques entre deux circuits qui présentent des niveaux de tension différents. Ainsi, le photocoupleur de la figure 11.109 est utilisé pour relier la sortie d'une porte TTL à l'une des entrées de la bascule de Schmitt 7413.

Commande d'un thyristor ou d'un triac

Les photocoupleurs sont également utilisés pour commander directement des thyristors ou des triacs contrôlant des circuits de puissance (Figure 11.110). Ils permettent l'amorçage des thyristors et des triacs de puissance à partir des faibles courant de commande qui proviennent des portes TTL ou des microprocesseurs. De plus, les photocoupleurs isolent électriquement les circuits de commande des circuits de puissance, par l'élimination des courants de retour par la masse.

Relais statique à courant alternatif

Les photocoupleurs font partie intégrante des relais statiques à courant alternatif qui ont été construits pour remplacer les

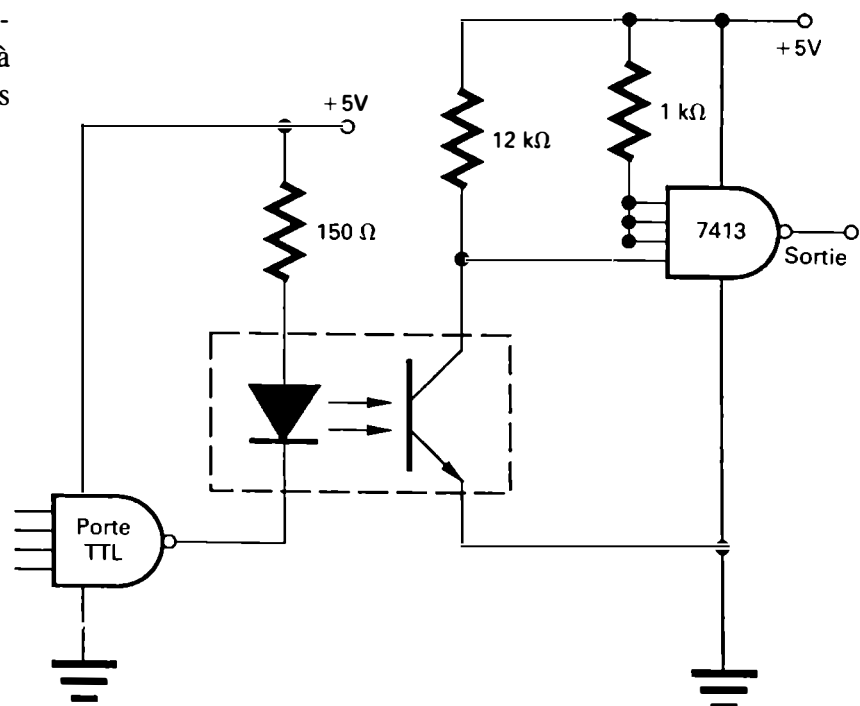


Figure 11.109 Interface TTL-TTL par photocoupleur.

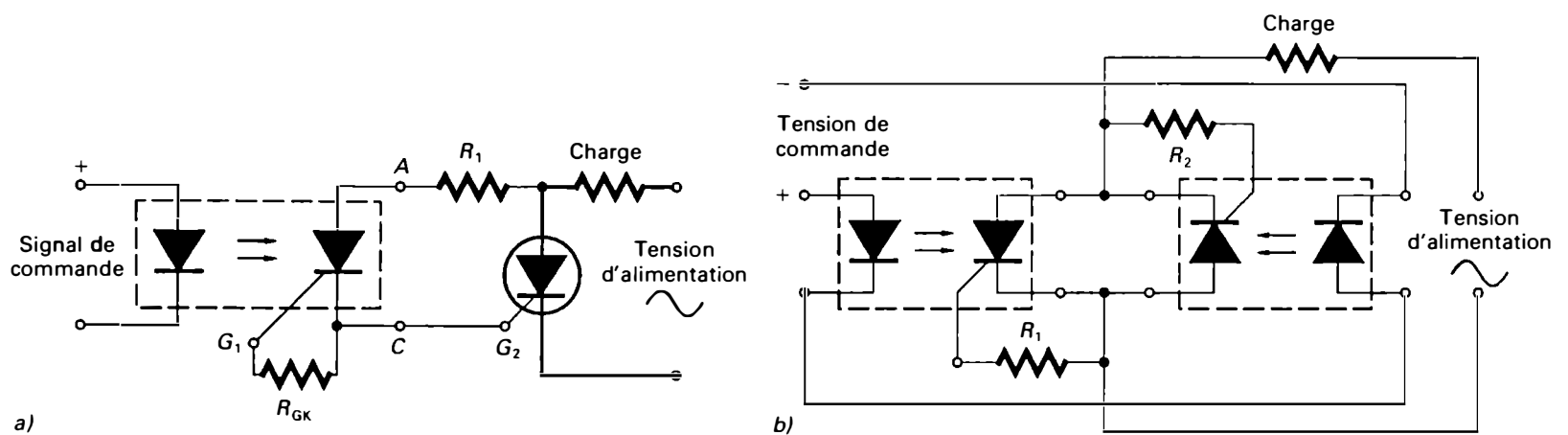


Figure 11.110 Commande de circuits de puissance: a) commande d'un thyristor par photocoupleur; b) relais à courant alternatif utilisant des photocoupleurs.

anciens relais électromécaniques. Les relais statiques ne possèdent aucune pièce mobile et ils présentent une isolation électrique entre l'entrée et la sortie très élevée grâce au photocoupleur incorporé (voir le paragraphe 10.6).

Optocouplage analogique

Les photocoupleurs sont aussi utilisés pour transmettre des signaux analogiques (continus ou alternatifs) entre deux circuits qui présentent de grandes différences de potentiel. Les photocoupleurs pour signaux analogiques se retrouvent dans les amplificateurs d'instrumentation pour thermocouples, jauges de contrainte et divers capteurs, dans les convertisseurs analogiques-numériques, dans des applications médi-

cales, etc. Dans toutes les applications médicales, il faut, pour des raisons évidentes de sécurité, que le patient soit parfaitement isolé au point de vue électrique des appareils qui le sondent. Dans le montage préamplificateur d'électrocardiogramme de la figure 11.111, les électrodes placées sur le patient sont reliées à un amplificateur opérationnel qui attaque un photocoupleur. Ce dernier procure l'isolation électrique entre le patient et les équipements électroniques de mesure (enregistreurs, etc.). Le photocoupleur place ainsi une résistance de l'ordre de 100 000 M Ω entre les équipements de mesure et le patient, ce qui limiterait le courant à 0,11 nA (ou 0,22 nA) au cas où un court-circuit ou une défaillance technique appliquerait une tension de 100 V (ou 220 V) à la sortie du photocoupleur.

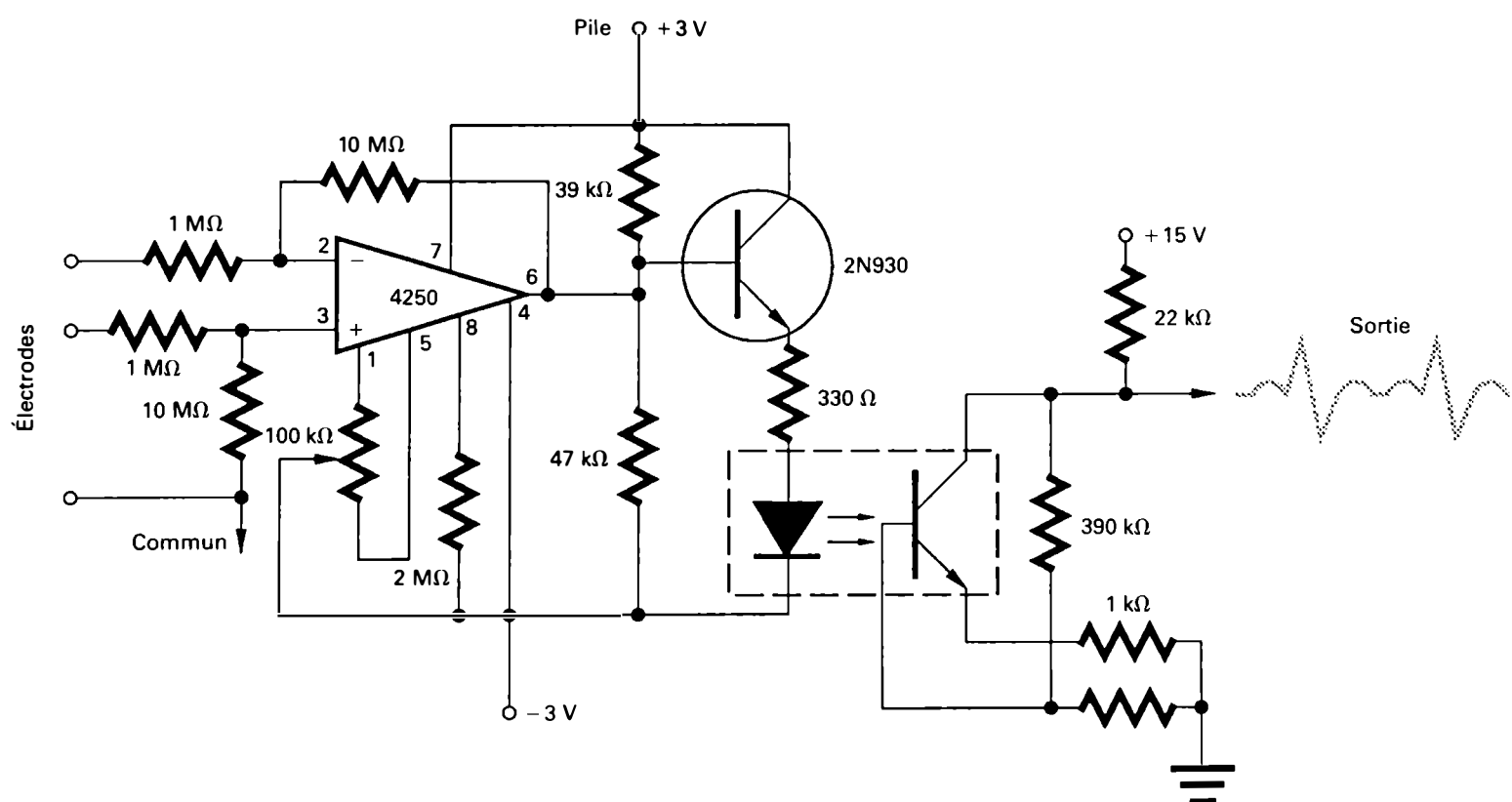


Figure 11.111 Préamplificateur d'électrocardiogramme avec photocoupleur.

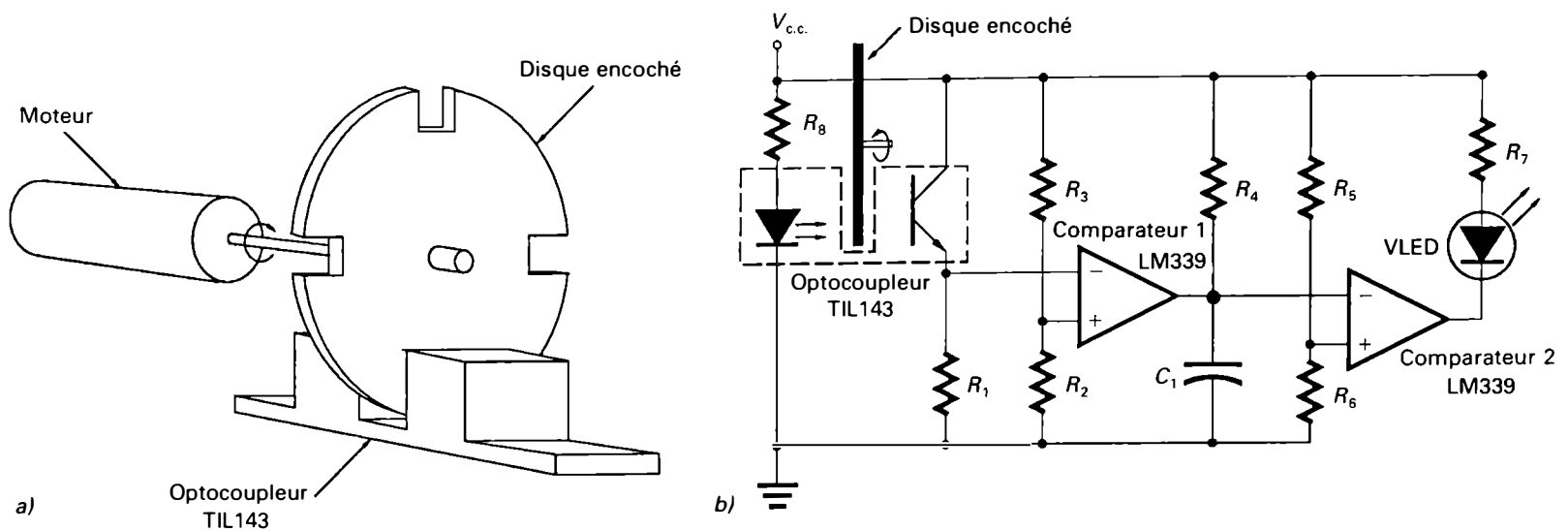


Figure 11.112 Contrôle de la vitesse de rotation: a) montage pratique; b) schéma de principe.

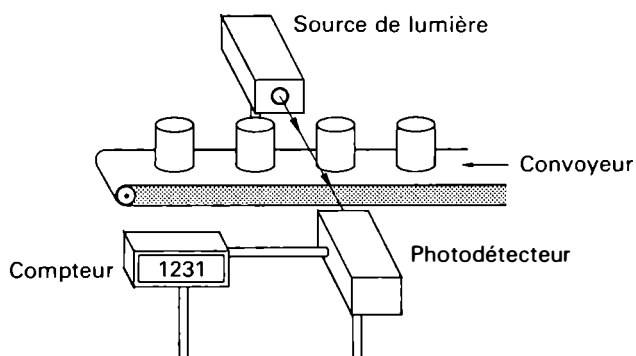


Figure 11.113 Compteur optoélectronique.

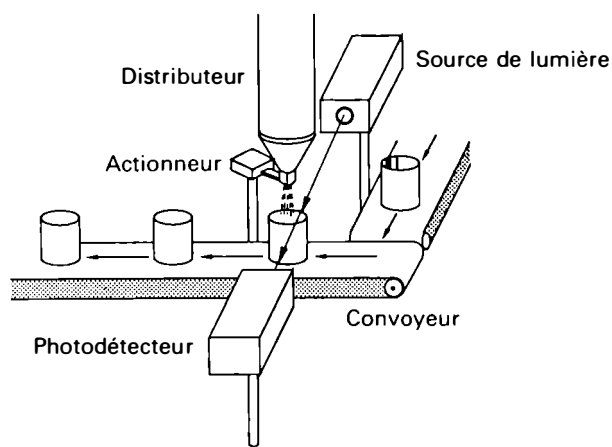


Figure 11.114 Remplissage automatique.

Contrôle de la vitesse de rotation

Le montage de principe de la figure 11.112 permet de mesurer la vitesse de rotation d'un moteur à l'aide d'un disque encoché placé en bout d'arbre et tournant dans la rainure de l'optocoupleur. Lorsque la vitesse de rotation devient inférieure à la vitesse normale d'opération, l'indicateur (diode électroluminescente) s'allume par l'intermédiaire des

deux comparateurs et du circuit R_4C_1 . En effet, si la vitesse de rotation diminue, le condensateur C_1 aura amplement le temps de se charger à une valeur suffisante pour permettre un niveau de sortie bas au comparateur 2, ce qui alimente la LED.

11.6.5 Diverses applications industrielles des systèmes optoélectroniques

Les systèmes de commande et de contrôle optoélectroniques sont de plus en plus employés dans les procédés industriels de fabrication et de maintenance. Ils comprennent essentiellement une source de lumière (émetteur) et un photodétecteur (récepteur) qui peut être relié à un compteur, à une minuterie, à un actionneur (moteur électrique, vérin, valve, etc.), à un ordinateur ou à divers instruments de mesure. Ils fonctionnent sur le principe de la transmission et de la réflexion de la lumière envoyée par l'émetteur et reçue par le récepteur ou bloquée par un objet placé sur son trajet.

Parmi les applications industrielles les plus typiques, nous citerons le comptage, l'inspection, le remplissage, l'empilage et le convoyage automatiques de divers produits manufacturés. Les systèmes optoélectroniques sont aussi utilisés pour la protection contre les accidents et les fausses manœuvres des personnes qui travaillent avec des machines dangereuses. Voici, à titre d'exemple, quelques-uns de ces dispositifs optoélectroniques.

La figure 11.113 représente un système optoélectronique de comptage d'objets. Lorsque le rayon lumineux est interrompu par un objet se déplaçant sur le convoyeur, le compteur enregistre une unité.

La figure 11.114 illustre un dispositif de remplissage automatique de boîtes de conserve. Au moment où le rayon lumineux est interrompu, l'ouverture du distributeur est fermée par l'actionneur. Le convoyeur place la boîte suivante

sous le distributeur, l'actionneur ouvre l'orifice et le remplissage commence. Le même processus se répète pour chaque boîte.

Certaines machines utilisées dans l'industrie (embou-tisseuse, cisaille, massicot, etc.) sont dangereuses pour l'opérateur, car celui-ci doit être constamment sur ses gardes pour éviter les accidents. Il est possible d'installer sur ces machines un système optoélectronique de protection qui les bloquera instantanément en cas d'erreur de manipulation. Dans le dispositif de protection de la figure 11.115, la machine en marche s'arrêtera automatiquement dès que le faisceau lumineux qui va de la source au photodétecteur sera coupé par un objet quelconque: les mains de l'opérateur par exemple. Tout accident est ainsi évité.

Les figures 11.116.a et 11.116.b présentent un autre type d'application des dispositifs optoélectroniques: il s'agit des lecteurs optiques de code qui convertissent un code imprimé sur les étiquettes ou sur les emballages des produits en un signal numérique qui est ensuite envoyé dans un ordinateur par l'intermédiaire d'un conditionneur de signal et d'un décodeur. Ces lecteurs optiques sont surtout utilisés pour enregistrer le prix des produits sur la facture des clients et pour tenir à jour les inventaires dans les magasins de détail et les entrepôts industriels. Il existe différents types de codes: MSI, UPC (*Universal Product Code*), EAN (*European Article Number*), CODABAR, etc. Ceux-ci sont constitués par un ensemble de bandes noires plus ou moins étroites séparées par des intervalles blancs plus ou moins larges. Selon leur largeur, ces bandes correspondent aux chiffres 0 et 1 du code (Figure 11.117).

Dans le lecteur de code manuel de la figure 11.116.a, de la lumière de la source (LED) est envoyée sur la partie codée par l'intermédiaire d'un miroir. Le détecteur (photodiode) placé derrière une fine ouverture reçoit les rayons lumineux réfléchis provenant de la partie codée et les convertit en un signal électrique numérique correspondant au code lu.

La figure 11.116.b représente un type de lecteur optique fixe conçu pour les magasins et les supermarchés. L'objet à enregistrer est placé au-dessus d'une plaque transparente. Le faisceau lumineux provenant de la source laser balaie la surface codée à l'aide d'un miroir rotatif à huit faces. Le photodétecteur reçoit les signaux lumineux lasers réfléchis et les convertit en signaux électriques codés.

Les deux types de lecteurs optiques présentent chacun des avantages et aussi des inconvénients. Le lecteur de type laser permet le balayage et la lecture du code aussi longtemps que l'objet à enregistrer est maintenu en place. Ce qui permet une meilleure précision et une bonne fiabilité, particulièrement lorsque les barres noires de la partie codée sont détériorées ou tachées. Le lecteur de type laser ne nécessite aucun contact physique avec l'objet à enregistrer contrairement au lecteur manuel qui doit être placé en con-

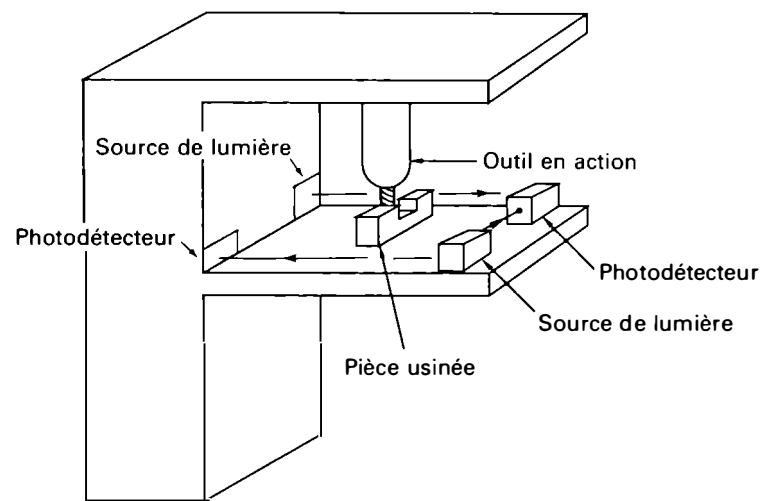


Figure 11.115 Protection contre les accidents.

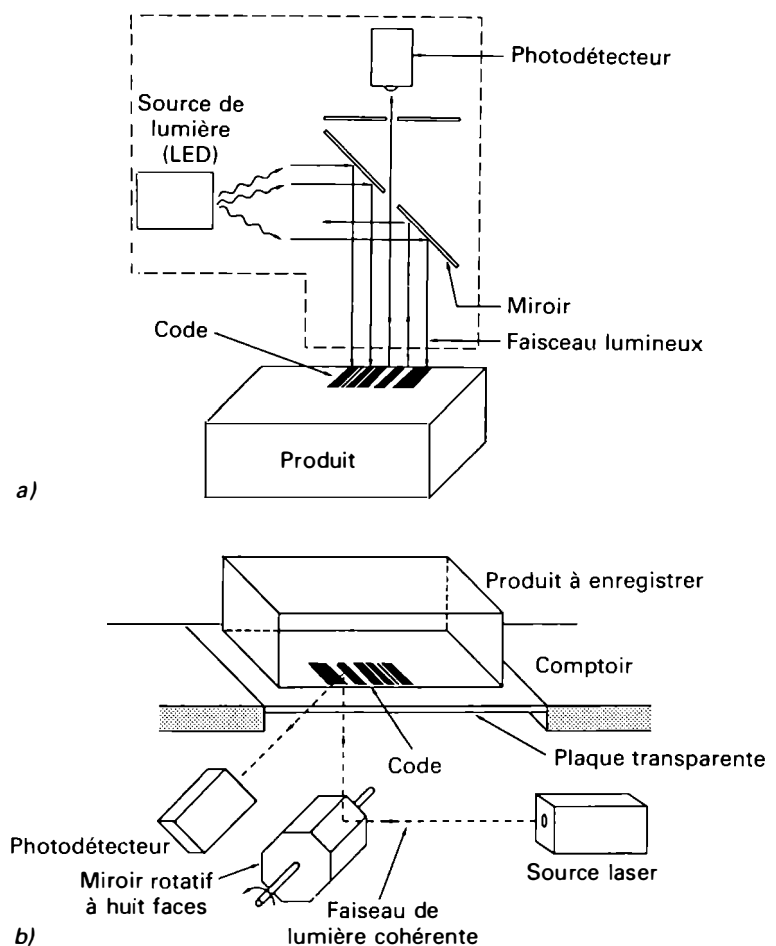


Figure 11.116 Lecteur optique de code: a) de type manuel et portatif; b) de type laser.

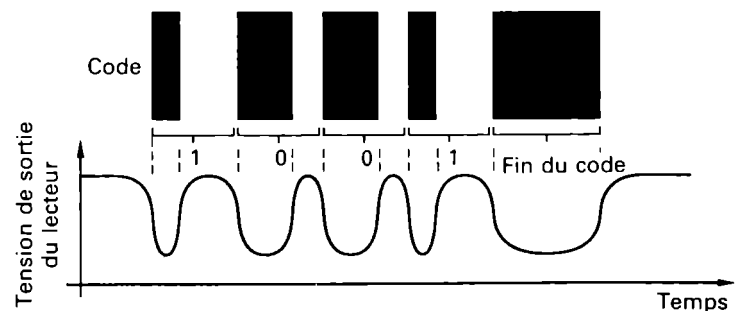


Figure 11.117 Principe du code utilisé par les lecteurs optiques.

tact avec la partie codée. Cependant, les lecteurs manuels sont relativement moins coûteux que ceux de type laser.

11.7 FIBRES OPTIQUES

Les fibres optiques font partie de la grande famille des dispositifs optoélectroniques. La technologie des fibres optiques, actuellement en pleine évolution, est essentiellement utilisée pour transmettre des signaux électriques analogiques ou numériques par l'intermédiaire de rayons lumineux guidés.

11.7.1 Introduction aux fibres optiques

La lumière, quelle que soit sa source, se propage en ligne droite dans le vide et dans l'air. Lorsque les rayons lumineux rencontrent sur leur trajectoire un objet tel qu'un miroir, ils sont réfléchis et renvoyés dans différentes directions, mais toujours en ligne droite. Avec les fibres optiques, il est possible de guider et de transmettre la lumière sur des *trajectoires non rectilignes*.

Les grands principes de la transmission par fibre optique ont été découverts en 1870 par le physicien irlandais John Tyndall (1820-1893). Ce dernier a mis en évidence la propagation de la lumière dans un jet d'eau par des réflexions multiples causées par la différence entre les indices de réfraction de l'air et de l'eau. Quand un rayon lumineux qui se propage dans un milieu à haut indice de réfraction (eau) rencontre un milieu à faible indice de réfraction (air), il est brisé ou courbé et il tend à demeurer dans le milieu à haut indice de réfraction. Si nous remplaçons les jets d'eau par des tiges de verre, nous obtenons le principe de la transmission par fibre optique. Les premiers échantillons de fibre optique ont été mis au point vers la fin des années 1950. Cependant, les impuretés du verre absorbent une grande partie de la lumière transmise. Les premières applications commerciales des fibres optiques remontent au début des années 1960, mais c'est en 1970 qu'est intervenue la percée technologique décisive. La firme américaine Corning Glass Works réalise en laboratoire une fibre optique dont l'atténuation lumineuse est de 20 dB/km (dB: décibel), c'est-à-dire qu'au bout d'un kilomètre de

propagation, il reste encore 1% de la lumière émise. Des progrès réalisés dans les procédés de fabrication permettent maintenant de produire industriellement des fibres optiques avec une atténuation lumineuse de l'ordre de 2 dB/km à 3 dB/km (ce qui correspond à une perte d'énergie lumineuse inférieure à 50% au bout d'un kilomètre de propagation) et, dans certains cas, avec une atténuation inférieure à 1 dB/km.

La fibre optique est un fil flexible très fin (certains sont même plus fins qu'un cheveu) en matériau transparent qui permet la transmission d'un faisceau lumineux. Les fibres optiques sont des guides d'ondes lumineuses; elles ont, en instrumentation, trois types principaux d'applications:

- l'observation ou la mesure par des moyens optiques dans des endroits d'accès difficiles (endoscopes pour examiner l'estomac, les bronches, etc.) ou dans des environnements dangereux (atmosphère explosive ou corrosive, par exemple);
- la transmission d'informations qui ont été converties en signaux optiques afin de les rendre insensibles aux parasites électromagnétiques entre un circuit émetteur et un circuit récepteur. Les deux circuits sont ainsi couplés optiquement et isolés électriquement;
- la génération de signaux optiques par modulation de la lumière sous l'action d'une grandeur physique (température, déplacement, etc.) qui modifie les conditions de la propagation des rayons lumineux dans la fibre optique. Elle constitue alors un capteur qui traduit en signaux optiques les variations de la grandeur physique.

11.7.2 Constitution de la fibre optique

Sous sa forme la plus simple, la fibre optique est constituée;

- d'un cœur (*Core*) d'indice de réfraction n_1 (1,5 pour le verre) et de rayon r , compris, selon les types, entre quelques micromètres et quelques centaines de micromètres;
- d'une gaine (*Cladding*) d'indice de réfraction n_2 légèrement inférieur à n_1 (de l'ordre de 1,485) et d'épaisseur de l'ordre de 50 μm (Figure 11.118.a). Afin d'assurer

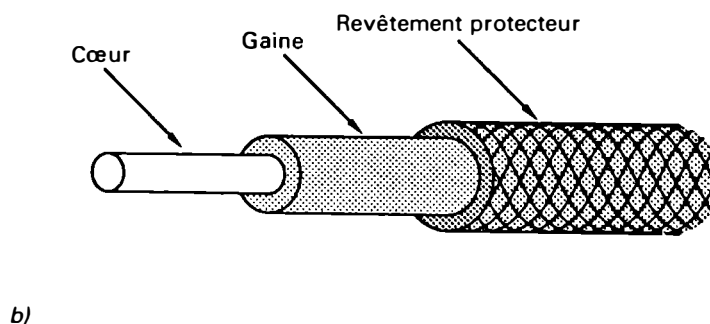
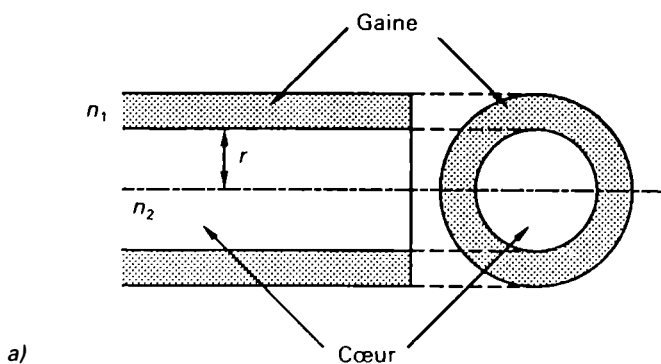


Figure 11.118 Fibre optique: a) coupes; b) construction.

une protection physique des fibres optiques, ou des faisceaux de fibres optiques, on les recouvre d'un revêtement protecteur en caoutchouc ou en plastique (Figure 11.118.b).

Les matériaux employés dans la fabrication des fibres optiques sont:

- la silice (SiO_2) pure ou légèrement dopée. La silice n'est rien d'autre que le sable très abondant dans la nature;
- les verres composés de silice et d'additifs tels que: Na_2O_3 , B_2O_3 , PbO , etc.;
- les polymères (plastiques), plus rarement.

11.7.3 Principe de fonctionnement de la fibre optique

Le principe de la *réflexion interne totale* explique la propagation de la lumière à travers la fibre optique. Afin de mieux comprendre le principe de propagation de la lumière, rappelons quelques lois essentielles de la physique de la lumière appliquées aux fibres optiques.

Loi de la réflexion

Il y a réflexion lorsqu'un rayon lumineux frappe une surface à un angle donné et qu'il repart de celle-ci avec le même angle. L'angle d'incidence est égal à l'angle de réflexion.

Loi de la réfraction

La réfraction correspond au changement de direction des rayons lumineux lorsque ceux-ci passent d'un milieu transparent d'une certaine densité dans un autre milieu de densité différente. Il y a un *rapport constant* entre le sinus de l'angle d'incidence et le sinus de l'angle de réfraction (pour une radiation lumineuse donnée et deux milieux bien définis). Ce rapport s'appelle *indice de réfraction*. Un rayon lumineux qui frappe la jonction de deux milieux différents est dévié selon la loi de Snell (Figure 11.119) et nous pouvons alors écrire:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (11.31)$$

Le symbole θ_1 désigne l'angle d'incidence du milieu dont l'indice de réfraction est n_1 et θ_2 , l'angle de réfraction du milieu dont l'indice de réfraction est n_2 .

Indice de réfraction (absolu)

L'indice de réfraction absolu est le rapport entre la vitesse de la lumière dans le vide (sensiblement égale à la vitesse dans l'air) et la vitesse de la lumière dans un matériau transparent donné (Tableau 11.15):

Tableau 1.15 Indices de réfraction de quelques milieux.

Milieu	Indice
Vide	1,0
Air	1,0003 (1,0)
Eau	1,33
Quartz	1,46
Verre	1,5
Diamant	2,0
Silicium	3,4
Arséniure de gallium (GaAs)	3,6

$$n = \frac{\text{Vitesse de la lumière dans le vide}}{\text{Vitesse de la lumière dans un matériau transparent donné}} \quad (11.32)$$

Indice de réfraction (relatif)

L'indice de réfraction relatif correspond au quotient de l'indice de réfraction d'un matériau transparent A par l'indice de réfraction d'un autre milieu transparent B , qui peut être plus ou moins dense que le milieu A :

$$n_r = \frac{n_A}{n_B} \quad (11.33)$$

Exemple 11.14

Calculez l'indice de réfraction du verre par rapport à l'eau, sachant que la vitesse de la lumière dans l'eau est environ de 225 500 km/s et que la vitesse de la lumière à travers le verre est environ de 200 000 km/s.

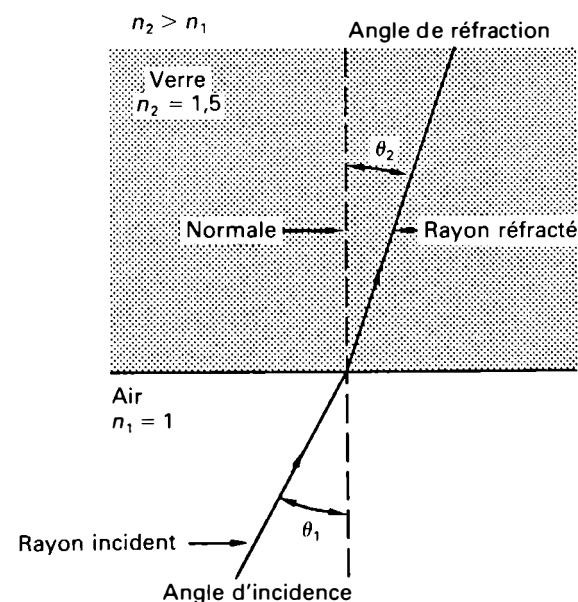


Figure 11.119 Réfraction de la lumière.

Solution

Nous avons:

$$n_r = \frac{\text{Vitesse de la lumière dans l'eau}}{\text{Vitesse de la lumière dans le verre}}$$

$$n_r = \frac{225\,000}{200\,000} = 1,12$$

ou, d'après le tableau 11.15:

$$n_r = \frac{n_{\text{verre}}}{n_{\text{eau}}} = \frac{1,5}{1,33}$$

$$n_r = 1,12$$

Angle de réfraction

L'angle de réfraction est déterminé à partir de la relation:

$$\sin \theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1 \quad (11.34)$$

Si le matériau 1 est de l'air, nous avons $n_1 = 1$. Le matériau 2 est forcément plus dense de sorte que $n_2 > 1$. L'angle de réfraction est alors plus faible que l'angle d'incidence et le rayon réfracté est dévié vers la normale (Figure 11.119). En résumé, lorsque $n_1 < n_2$, l'angle de réfraction est plus faible que l'angle d'incidence et, lorsque $n_1 > n_2$, l'angle de réfraction est plus grand que l'angle d'incidence.

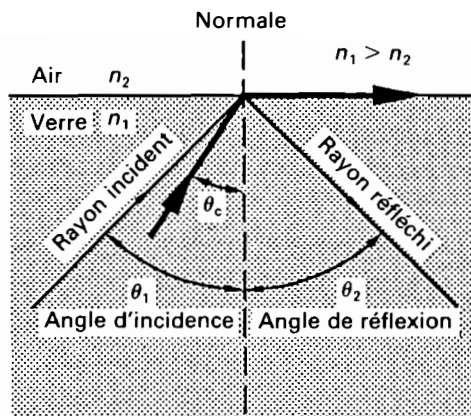


Figure 11.120 Angle critique et angle d'incidence supérieur à l'angle critique.

Exemple 11.15

Un rayon lumineux voyageant dans l'air frappe une surface de verre avec un angle d'incidence (par rapport à la normale) de 30° . Quel sera l'angle de réfraction du rayon traversant le verre?

Solution

Nous avons:

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1\right)$$

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{1,0}{1,5} \sin 30^\circ\right) = 19,5^\circ$$

Angle critique (θ_c)

L'angle critique, θ_c , est l'angle à partir duquel un rayon incident se propageant dans un milieu d'indice de réfraction n_1 (par exemple, du verre) ne traverse pas la surface de séparation pour se propager dans un second milieu moins dense, dont l'indice de réfraction est n_2 (par exemple, l'air). Le rayon incident est alors totalement réfléchi (Figure 11.120). Pour les angles d'incidence supérieurs à l'angle critique, les rayons lumineux sont réfléchis et l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence.

D'après la formule de Snell, nous avons:

$$\sin \theta_1 = \frac{n_2}{n_1} \sin \theta_2$$

Pour l'angle critique θ_c , l'angle de réfraction θ_2 est égal à 90° ; par conséquent $\sin \theta_2 = 1$ de sorte que:

$$\theta_c = \theta_1 = \arcsin\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \quad (11.35)$$

Ainsi, lorsque $n_1 > n_2$, la transmission des rayons lumineux du milieu 1 vers le milieu 2 devient impossible dès que:

$$\text{Angle d'incidence } \theta_1 > \arcsin\left(\frac{n_2}{n_1}\right) = \theta_c$$

Il y a alors *réflexion totale* et, dans le cas des fibres optiques, le rayon lumineux demeure prisonnier au cœur de la fibre et s'y transmet par réflexions successives sur la gaine (Figure 11.121).

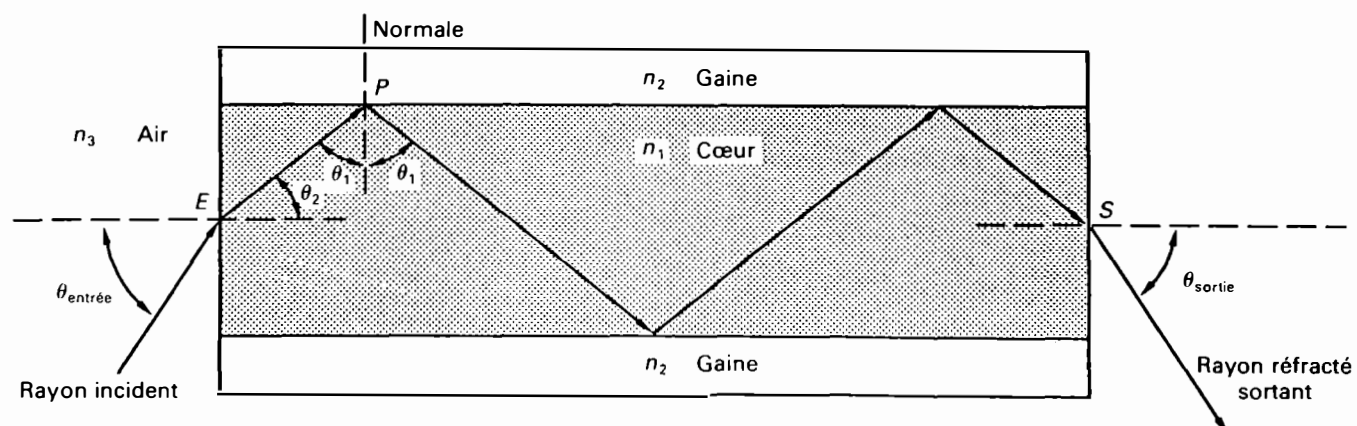


Figure 11.121 Propagation des rayons lumineux dans une fibre optique.

Exemple 11.16

Une fibre optique présente les caractéristiques suivantes: indice de réfraction du cœur n_1 de 1,5; indice de réfraction de la gaine n_2 de 1,45. Calculez l'angle critique (au point P de la figure 11.121) au-dessous duquel la réflexion totale est impossible?

Solution

Nous avons:

$$\theta_c = \arcsin\left(\frac{n_2}{n_1}\right) = \arcsin\left(\frac{1,45}{1,5}\right)$$

$$\theta_c = 75,16^\circ$$

Dans cette fibre optique, pour qu'il y ait une réflexion totale, il faut que l'angle θ_1 au point P soit égal ou supérieur à $75,16^\circ$.

Ouverture numérique d'une fibre optique

L'ouverture numérique O.N. (en anglais, *Numerical Aperture*: NA) est une caractéristique importante des fibres optiques. Elle correspond à la mesure d'un cône de lumière qu'une fibre optique peut accepter pour obtenir la réflexion interne totale des radiations lumineuses (Figure 11.122.a).

L'ouverture numérique est définie comme le sinus de l'angle de révolution qui forme le cône d'entrée des rayons lumineux permettant la réflexion totale dans la fibre (Figure 11.122.b).

$$\text{O.N.} = \sin \theta_A = \sin\left(\frac{\theta_o}{2}\right) \quad (11.36)$$

Le symbole θ_A désigne l'angle d'incidence maximal qui permet la réflexion interne totale dans la fibre optique et θ_o , l'angle au sommet du cône des rayons lumineux admissibles par la fibre optique (*angle d'acceptance*).

L'angle d'incidence maximal (θ_A) du rayon lumineux provenant de l'extérieur de la fibre est calculé à partir de la relation:

$$n_3 \sin \theta_A = n_1 \sin (90^\circ - \theta_c) \quad (11.37)$$

$$n_3 \sin \theta_A = n_1 \sqrt{1 - \sin^2 \theta_c}$$

$$n_3 \sin \theta_A = n_1 \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Puisque n_3 est l'indice de réfraction de l'air, qui est égal à 1, nous obtenons alors la valeur de l'ouverture numérique:

$$\text{O.N.} = \sin \theta_A = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (11.38)$$

Le symbole n_1 correspond à l'indice de réfraction du cœur de la fibre optique et n_2 , à l'indice de réfraction de la gaine de la fibre (Figure 11.122.b).

Remarque: Ce calcul est approximatif, car on ne considère que les rayons lumineux qui pénètrent dans l'axe de la fibre optique. Aussi, la valeur de l'ouverture numérique peut varier d'une fiche technique à l'autre selon la façon dont le fabricant a pris la mesure.

Exemple 11.17

Pour une fibre optique dont l'indice de réfraction du cœur est de 1,5 et dont l'indice de réfraction de la gaine est de 1,35, calculez:

- l'ouverture numérique;
- l'angle d'incidence maximal à l'entrée de la fibre optique.

Solution

- Ouverture numérique

$$\text{O.N.} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

$$\text{O.N.} = \sqrt{1,5^2 - 1,35^2}$$

$$\text{O.N.} = 0,65$$

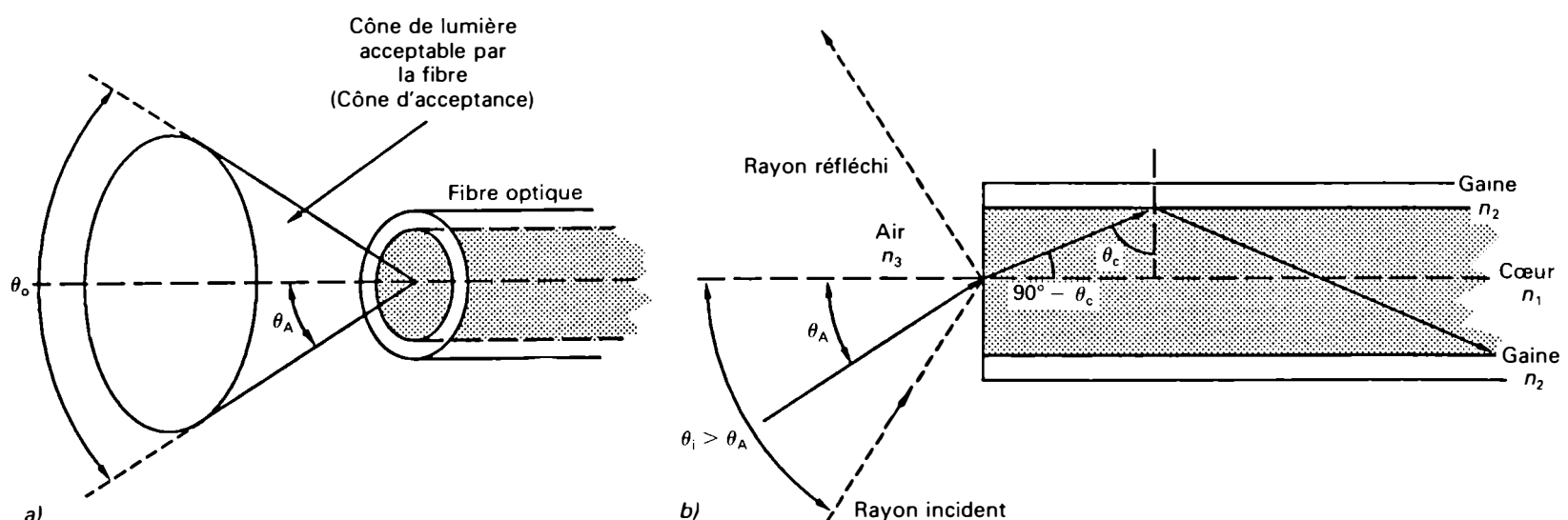


Figure 11.122 Ouverture numérique: a) cône de lumière acceptable par la fibre optique; b) angle d'incidence maximal à l'entrée d'une fibre optique.

b) Angle d'incidence maximal

$$\theta_A = \arcsin(\text{O.N.})$$

$$\theta_A = \arcsin(0,65)$$

$$\theta_A \approx 40,5^\circ$$

11.7.4 Différents types de fibres optiques

Les fabricants proposent plusieurs types de fibres optiques dont les caractéristiques varient selon les matériaux utilisés et les méthodes de fabrication employées. On distingue les fibres optiques à saut d'indice (multimode et monomode) et les fibres optiques à gradient d'indice.

Fibre optique à saut d'indice multimode

La fibre optique à saut d'indice multimode est constituée d'un cœur homogène d'indice de réfraction n_1 entouré d'une mince gaine dont l'indice de réfraction n_2 est légèrement plus faible que n_1 . La variation entre l'indice de réfraction du cœur et l'indice de réfraction de la gaine est brutale. Le diamètre du cœur est suffisamment grand pour permettre la propagation de nombreux modes d'onde (Figure 11.123). Les ondes dites de mode supérieur, dont l'angle d'incidence

se rapproche de l'angle critique, se réfléchissent en zigzag un grand nombre de fois à l'intérieur de la fibre. Leur parcours est plus long que celui des ondes de mode inférieur qui se propagent le long de l'axe de la fibre. Dans la fibre optique à saut d'indice multimode, les ondes lumineuses qui pénètrent au même instant dans la fibre n'en ressortent pas en même temps (les ondes de mode supérieur prennent plus de temps, car leur parcours est plus long). Cela entraîne une distorsion du signal de sortie et limite la largeur de bande.

Fibre optique à saut d'indice monomode

La fibre optique à saut d'indice monomode a un cœur dont le diamètre est très faible (quelques micromètres). Ce type de fibre ne propage que des ondes lumineuses parallèles à l'axe (un seul mode) ce qui évite la dispersion des radiations lumineuses à la sortie (Figure 11.124). La fibre monomode permet la transmission de signaux sur une grande largeur de bande et sur des longues distances sans avoir besoin de répéteurs. Cependant, la minceur du cœur rend difficile et coûteuse la production industrielle de ce type de fibre. En plus, celle-ci nécessite l'utilisation d'une source de lumière très directionnelle telle que la diode laser.

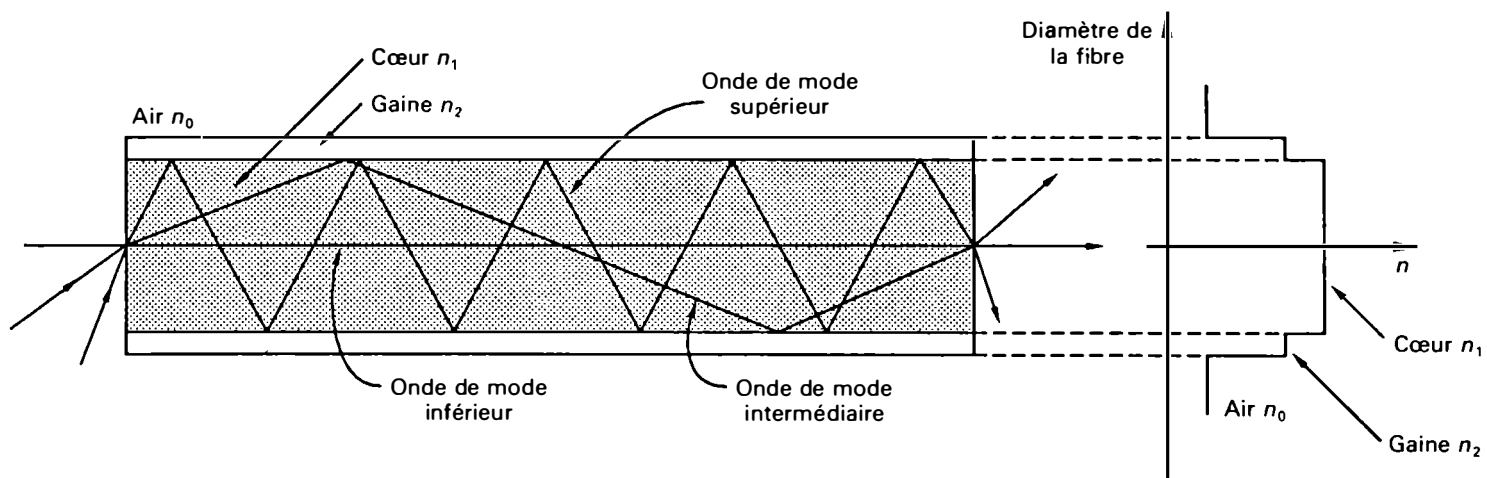


Figure 11.123 Fibre optique à saut d'indice multimode.

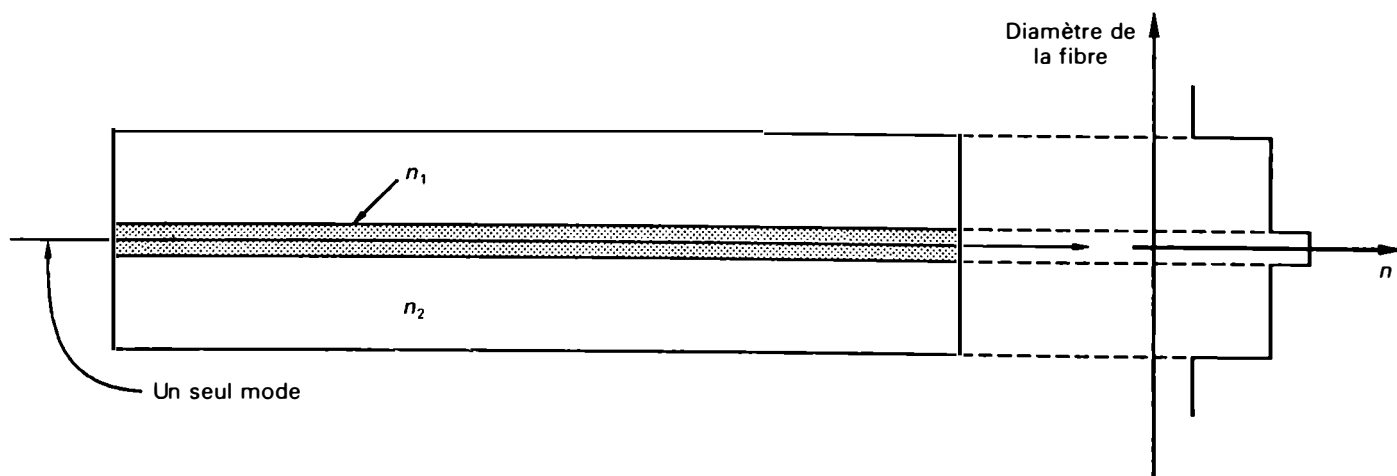


Figure 11.124 Fibre optique à saut d'indice monomode.

Fibre optique à gradient d'indice

La fibre optique à gradient d'indice permet une modification progressive de l'indice de réfraction qui diminue graduellement, selon une loi parabolique, entre l'axe et la gaine (Figure 11.125). Dans ce type de fibre optique, la vitesse de propagation des ondes lumineuses augmente à mesure que l'on s'éloigne de l'axe en direction de la gaine. Ainsi, les ondes qui voyagent près de la gaine se propagent plus vite que celles qui voyagent près de l'axe. Les ondes rapides qui effectuent un plus long trajet arrivent alors à destination en même temps que les ondes directes qui circulent plus lentement. La fibre optique à gradient d'indice présente une plus grande largeur de bande que la fibre à saut d'indice multimode et permet de transmettre des signaux lumineux sur des distances de 10 km à 12 km sans utiliser de répéteurs.

Les fibres optiques sont faites de diverses sortes de verre ou de plastique. Il existe actuellement trois types de fibres optiques selon les matériaux employés:

- fibres avec le cœur et la gaine en plastique;
- fibres avec le cœur en verre et la gaine en plastique, souvent appelées PCS (*Plastic-Clad Silica*);
- fibres avec le cœur et la gaine en verre.

Ces types de fibres optiques présentent des caractéristiques optiques (ouverture numérique, atténuation, largeur de bande, etc.) des caractéristiques mécaniques (force de traction, rayon de courbure, densité ou masse volumique, etc.) et des caractéristiques d'environnement (résistances aux variations de température, à l'humidité, à l'action des produits chimiques, etc.) différentes qui sont spécifiées dans les fiches techniques fournies par les fabricants. Le choix du type de fibre optique dépend des conditions exigées par les applications et du coût des installations.

11.7.5 Caractéristiques des fibres optiques

Les caractéristiques des fibres optiques indiquées dans les fiches techniques sont généralement groupées en trois caté-

gories: caractéristiques optiques, caractéristiques mécaniques et caractéristiques d'environnement.

Les principales caractéristiques optiques sont l'ouverture numérique, l'atténuation, la largeur de bande, la réponse en fréquence et les indices de réfraction du cœur et du revêtement.

L'ouverture numérique (O.N.) permet d'établir immédiatement l'angle d'ouverture maximal assurant la propagation de la lumière dans la fibre (voir le paragraphe 11.7.3). L'ouverture numérique qui varie selon le type de fibre se situe entre 0,16 et 0,7, ce qui correspond à un angle d'ouverture maximal compris entre 18° et 90° environ.

L'atténuation est exprimée en décibels par kilomètre pour une longueur d'onde donnée. L'atténuation du signal transmis dépend des diverses pertes de propagation à l'intérieur de la fibre. On distingue les pertes causées par les impuretés présentes dans le verre ou le plastique, les pertes provenant des variations de la composition de la fibre, les pertes causées par la courbure de la fibre et, enfin, les pertes par dispersion et par réflexion aux extrémités de la fibre (entre la source de lumière et la fibre et entre la fibre et le photodétecteur du récepteur).

Les fibres optiques sont généralement associées en faisceaux de plusieurs dizaines à plusieurs centaines de fibres et il peut y avoir de faibles pertes entre les fibres. Dans les systèmes de transmission par fibre optique, certaines pertes sont causées par la différence entre les ouvertures numériques des différents composants. Elles sont déterminées à l'aide de la relation:

$$\text{Pertes dues à l'O.N. (en dB)} = 20 \log \left(\frac{\text{O.N.}_{\text{source}}}{\text{O.N.}_{\text{récepteur}}} \right) \quad (11.39)$$

D'autres pertes sont causées par la différence entre les diamètres de la source et du récepteur. Lorsque le diamètre de la source est supérieur à celui du récepteur, nous avons la relation:

$$\text{Pertes dues aux diamètres (en DB)} = 20 \log \left(\frac{D_{\text{source}}}{D_{\text{récepteur}}} \right) \quad (11.40)$$

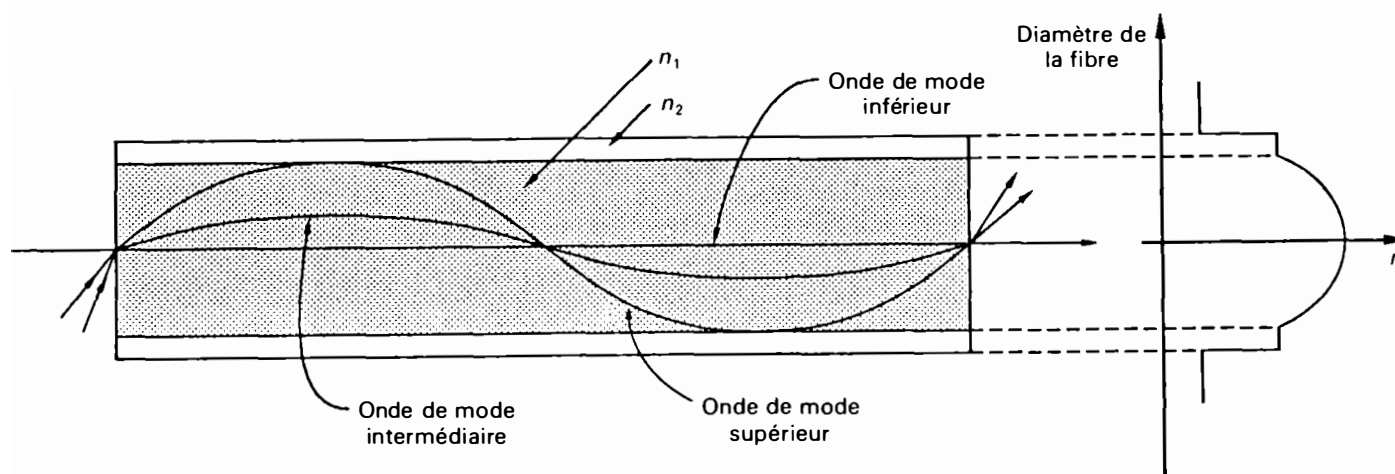


Figure 11.125 Fibre optique à gradient d'indice.

L'atténuation dans les fibres optiques dépend de la longueur d'onde des radiations transmises (Figure 11.126) et du matériau de la fibre. La transmission par fibre optique est possible sur des longueurs d'onde entre 700 nm et 1700 nm environ. Nous distinguons:

- les fibres à forte atténuation (100 dB/km) en matière plastique utilisées pour des transmissions sur de faibles distances, inférieures à 30 m;
- les fibres à atténuation moyenne (de 20 dB/km à 100 dB/km en verre);
- les fibres à faible atténuation (inférieure à 20 dB/km) en silice ou en verre. Leur atténuation typique oscille actuellement autour de 2 dB/km à 3 dB/km.

La *largeur de bande* est exprimée en nombre d'impulsions électromagnétiques acheminées chaque seconde par kilomètre $\left(\frac{\text{mégabits/s}}{\text{km}}\right)$ ou en fréquence (MHz·km).

La largeur de bande diminue avec la longueur du câble de fibres optiques. On construit des fibres optiques dont les largeurs de bande sont de l'ordre de 50 MHz·km à 150 MHz·km et jusqu'à 400 MHz·km.

Les principales caractéristiques mécaniques d'une fibre optique sont:

- les diamètres extérieurs du cœur de la fibre nue et du câble (fibre et revêtement protecteur: Figure 11.127);
- le type de revêtement protecteur;
- le poids (masse) du câble par kilomètre;
- la force maximale de traction que peut supporter le câble;
- le rayon minimal de courbure.

Les caractéristiques au sujet de l'environnement sont essentiellement la gamme des températures que peut sup-

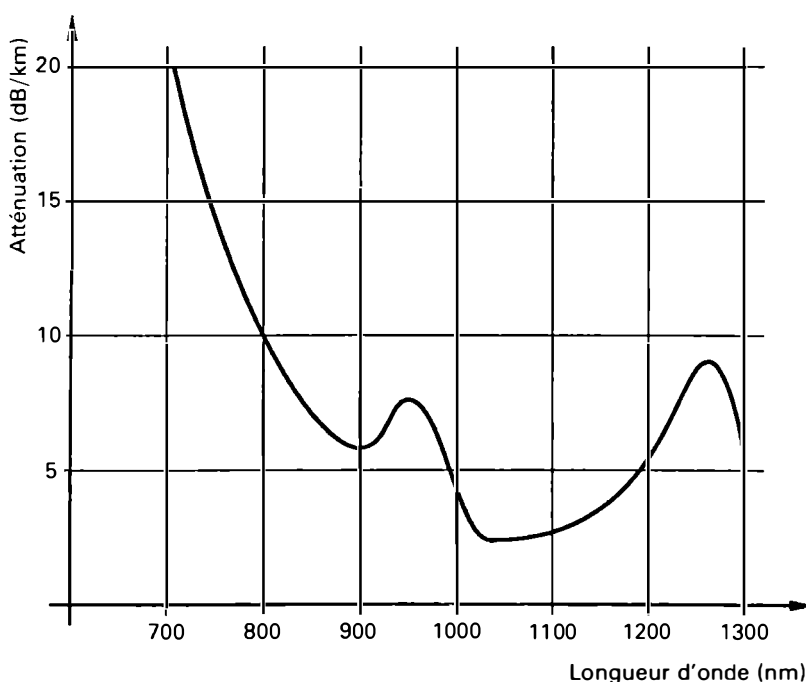


Figure 11.126 Atténuation d'une fibre optique en fonction de la longueur d'onde.

porter le câble, l'absorption d'humidité, la résistance à l'action de certains produits chimiques (solvants, eau salée, etc.), le coefficient de protection contre les flammes, etc.

11.7.6 Transmission d'information par fibre optique

Un système de liaison optique par fibre optique tel qu'illustré à la figure 11.128 comprend les éléments suivants:

- une source de lumière (photo-émetteur) modulée qui transmet l'information soit par codage d'impulsions (signal numérique), soit par modulation analogique d'amplitude ou de fréquence;
- un connecteur qui relie le photo-émetteur à l'extrémité de la fibre optique;
- un photodétecteur relié à l'autre extrémité de la fibre par un connecteur;
- un démodulateur qui decode l'information reçue et qui reproduit le signal original appliqué à l'entrée du système.

Les photo-émetteurs actuellement utilisés sont les LED et les diodes lasers. La LED permet une transmission jusqu'à 50 mégabits/s; elle consomme peu d'énergie, elle est peu coûteuse et elle a une longue durée de vie. Pour des taux de transmission supérieure atteignant 1 gigabit/s, on utilise la diode laser qui produit un faisceau de lumière cohérente très directionnel. Cependant, elle est sensible aux variations de température et sa durée de vie est relativement courte, de l'ordre de 10 000 h.

Du côté du récepteur, deux photodétecteurs sont habituellement employés, la photodiode PIN et la photodiode à avalanche. Cette dernière est plus sensible que la diode PIN, mais elle nécessite une tension inverse importante (de l'ordre de 80 V à 200 V) et son coût est beaucoup plus élevé. Afin

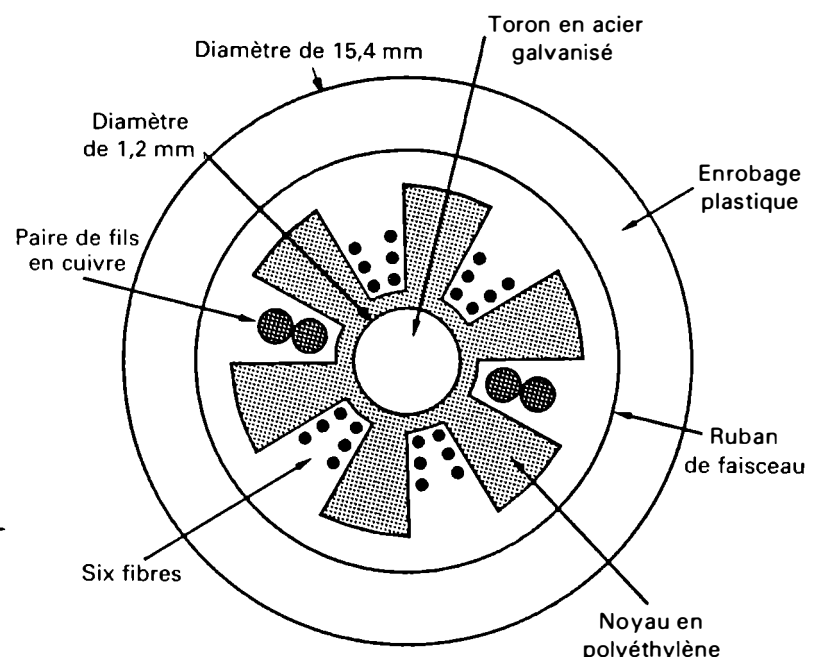


Figure 11.127 Coupe d'un câble optique à six canelures.

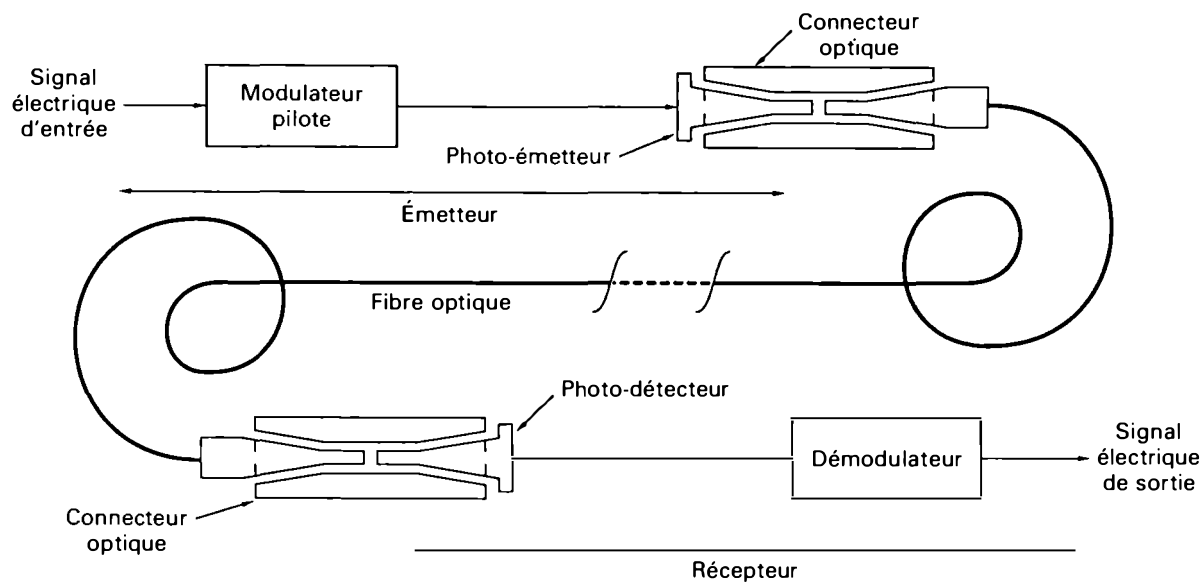


Figure 11.128 Système de transmission d'information par fibre optique (Motorola Semiconductor Products Inc.).

d'assurer la transmission optique la plus efficace possible, il faut veiller à ce que les sensibilités spectrales des photo-émetteurs (LED et diode laser), des fibres optiques et des photodétecteurs (photodiode PIN, photodiode à avalanche, etc.) soient correctement adaptées et sensiblement identiques. Les systèmes de transmission d'information par fibre optique fonctionnent dans la région des infrarouges.

Dans un système de transmission d'information par fibre optique, il y a trois sortes de connexions: connexion entre la source de lumière et la fibre, connexion entre la fibre et le photodétecteur et, dans certains cas, connexion entre deux fibres. La connexion entre deux fibres optiques est une opération délicate à cause de leur très faible dimension. Il faut que les axes des fibres à connecter soient rigoureusement alignés et que leurs extrémités soient parfaitement coupées et polies, si l'on veut éviter les pertes aux extrémités.

Pour faciliter cette opération, les fabricants (Motorola et Amp Incorporated) ont conçu différentes sortes de connecteurs pour relier deux ou plusieurs fibres et réaliser des

jointes rigoureusement alignés. Il est aussi possible, à l'aide de l'outillage de précision approprié, de relier deux fibres optiques en soudant leurs extrémités à l'aide d'un arc électrique. Il existe également des connecteurs, tels que celui illustré à la figure 11.129, pour relier adéquatement les photo-émetteurs et les photodétecteurs aux extrémités de la fibre. Ces connecteurs permettent un couplage efficace de l'énergie lumineuse entre la source émettrice, la fibre optique et le récepteur.

En résumé, les principaux avantages des fibres optiques sont:

- une largeur de bande importante qui permet d'acheminer un grand nombre d'informations (du courant continu jusqu'à 150 Mbits/s et plus);
- une faible atténuation, de l'ordre de 2 dB/km à 3 dB/km, ce qui correspond à des pertes de moins de 0,05% par mètre;
- une excellente isolation électrique entre les circuits émetteur et détecteur;

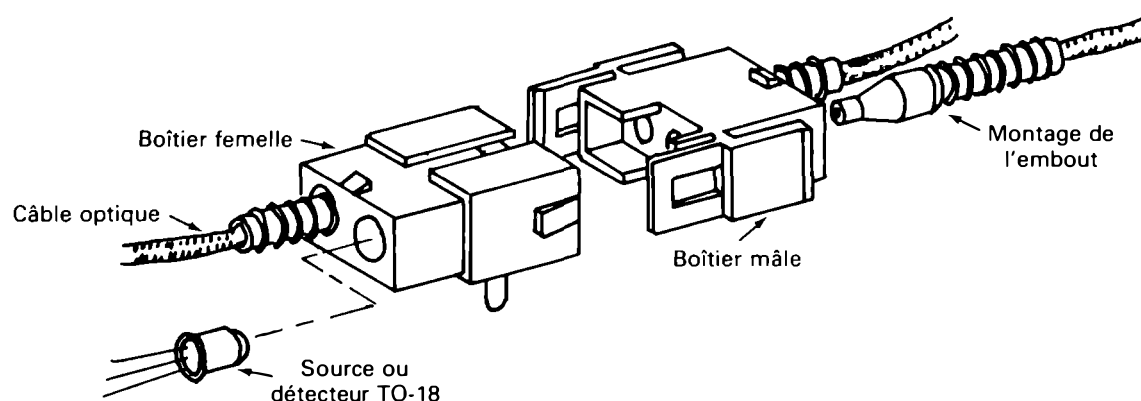


Figure 11.129 Connecteur pour fibre optique à position multiple (Amp Incorporated).

- une immunité aux perturbations électromagnétiques (parasites), ce qui permet la transmission d'un signal pur sans parasite;
- un encombrement et un poids (masse) beaucoup plus faibles que ceux des câbles métalliques coaxiaux;
- un coût relativement peu élevé par rapport aux câbles coaxiaux, car le matériau de base (silice) est abondant.

Les fibres optiques présentent aussi quelques inconvénients. Une très grande précision est nécessaire dans le procédé de fabrication pour maintenir un faible degré d'impuretés et des dimensions idéales constantes. L'installation et la réparation des systèmes de transmission à fibre optique nécessitent un outillage de précision et une technique délicate. Étant donné leur constitution fragile, les fibres optiques doivent être protégées et renforcées mécaniquement pour subir une force de traction suffisante. Les signaux électriques transmis subissent une certaine distorsion, ce qui limite le taux de transmission des données. Enfin, les sources de lumière cohérente (diodes lasers) associées aux fibres optiques dans certaines applications ont une durée de vie limitée.

11.7.7 Applications des fibres optiques

Les applications des fibres optiques se font maintenant de plus en plus nombreuses et elles interviennent progressivement dans de nombreux domaines.

Observation et mesure par moyens optiques

Associées à des capteurs, les fibres optiques permettent des observations et des mesures en des endroits qui ne sont pas directement accessibles à un rayonnement non guidé. La source de lumière (diode électroluminescente) émet un rayonnement qui est conduit par la fibre d'amenée dans la zone de mesure. Le rayon réfléchi ou transmis est recueilli

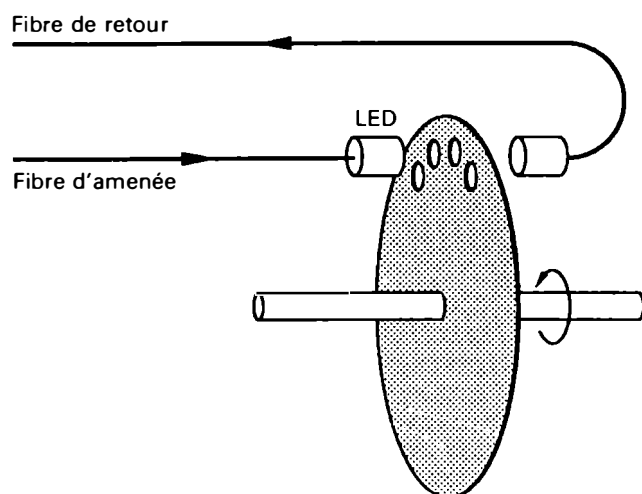


Figure 11.130 Mesure de la vitesse de rotation au moyen de la fibre optique.

par la fibre de retour qui le conduit à un détecteur optique:

- endoscopes souples utilisés en médecine pour examiner des organes internes;
- dispositif de mesure de la vitesse de rotation (Figure 11.130), dispositif de contrôle de la position, du déplacement, etc.

Transmission d'information

Les fibres optiques prennent de plus en plus d'importance dans le domaine des télécommunications. La transmission optique est soit analogique, soit numérique. Dans les systèmes analogiques, les parasites produits par la source lumineuse et les distorsions créées durant la propagation dans la fibre sont surimposés au signal de sortie reçu par le photodétecteur; c'est là un inconvénient. Les systèmes de transmission numérique sont beaucoup plus utilisés, car ils permettent de transmettre, sans distorsion, un grand nombre de signaux simultanément; ils peuvent également acheminer, sur le même réseau de fibres, des signaux vocaux (sous forme numérique), des signaux vidéo et des données informatisées. Les fibres optiques sont maintenant de plus en plus employées en téléphonie pour remplacer les fils métalliques conventionnels. Des essais d'implantation de réseaux résidentiels de fibres optiques (téléphone, câblodistribution, télésurveillance, etc.) ont été réalisés au début des années 1980 (Ontario et Manitoba) et les résultats ont été excellents.

Les fibres optiques sont également appelées à remplacer avantageusement les câbles métalliques coaxiaux dans la câblodistribution (télévision par câble.) Les fibres optiques sont actuellement utilisées pour transmettre des données, sur des courtes distances, entre des ordinateurs ou entre un ordinateur et des équipements périphériques. Les câbles de fibres optiques se retrouvent également sur les bateaux et les avions pour transmettre des informations entre les différents équipements (ordinateurs, radio, radar, capteurs divers, etc.)

Remarque: La première liaison par fibre optique installée par la compagnie Bell au Québec raccordait le centre de commutation de la rue Belmont à celui de la rue Ontario, dans le centre de Montréal. Ce câble, d'une longueur de 1,5 km, a été posé en 1977 à titre expérimental. En 1979, une liaison de 3,7 km était réalisée à Weir (130 km au nord de Montréal) entre la station de Téléglobe et l'antenne à micro-ondes de la compagnie Bell. Cette station relie le Canada à l'Europe par l'intermédiaire d'un satellite Intelsat. Durant les années 1980, des milliers de kilomètres de câble de fibres optiques ont été installés. Ils servent essentiellement à relier des centraux téléphoniques ou des tours à micro-ondes.

Utilisation comme capteur

Une grandeur physique (température, déplacement, etc.) peut modifier la propagation des rayons lumineux à l'intérieur de la fibre, ce qui entraîne une variation de l'atténuation et, par conséquent, une variation du signal optique. Sous l'influence de la température, le diamètre de la fibre ou les indices de réfraction du cœur et de la gaine ainsi que l'atténuation changent. Aussi, la fibre optique peut être utilisée comme capteur pour détecter et surveiller des variations

de température dans des endroits inaccessibles (moteur d'avion, transformateur à haute tension, etc.). Le déplacement relatif des extrémités en regard de deux fibres fait varier leur couplage optique, ce qui permet de mesurer des faibles déplacements causés par diverses grandeurs physiques (pression, accélération, dilatation thermique, etc.). En conclusion, nous dirons que la fibre optique est un composant très important de l'optoélectronique moderne, dont les multiples applications se développent à un rythme croissant.

RÉSUMÉ

L'optoélectronique est une technique qui combine l'optique et l'électronique. Elle comprend l'ensemble des dispositifs optiques et électroniques qui permettent de détecter les radiations lumineuses, de les convertir en signaux électriques (ou en énergie électrique renouvelable), de produire des radiations lumineuses à partir de signaux électriques (affichage) ou de transmettre des informations analogiques et numériques par l'intermédiaire des rayons lumineux.

Nous classons les composants optoélectroniques en trois grands groupes:

- les *photodétecteurs* qui captent les radiations visibles ou invisibles et qui les transforment en signaux ou en énergie électrique (cellules photo-émissoives, cellules photoconductrices et cellules photovoltaïques (Tableau 11.18);
- les *photo-émetteurs* qui transforment les signaux électriques en radiations lumineuses (diodes électroluminescentes ou LED, diodes à infrarouges ou IRED, et les diodes lasers). Les cristaux liquides utilisent la réflexion et la transmission de la lumière pour transformer des signaux électriques en radiations lumineuses dans les afficheurs (Tableau 11.18);
- les *photocoupleurs* qui transmettent des signaux électriques par l'intermédiaire de radiations lumineuses modulées (optocoupleurs intégrés et fibres optiques).

La lumière qui est un des éléments fondamentaux de l'optoélectronique est considérée, sous son aspect ondulatoire, comme une *radiation électromagnétique* et, sous son aspect corpusculaire, comme des particules élémentaires d'énergie appelés *photons*. Les radiations lumineuses sont caractérisées par leur vitesse ($c = 3 \times 10^8$ m/s), leur fréquence f , leur longueur d'onde ($\lambda = c/f$) et leur énergie ($W = hf$).

L'optoélectronique utilise la partie du spectre électromagnétique qui comprend les *radiations visibles* (dont les longueurs d'onde sont comprises entre $0,4 \mu\text{m}$ et $0,77 \mu\text{m}$), les *radiations infrarouges* au delà de $0,77 \mu\text{m}$ et les *radiations ultraviolettes* en deça de $0,4 \mu\text{m}$. Les principales gran-

deurs photométriques (Tableau 11.16) utilisées pour la mesure des radiations lumineuses visibles ou invisibles sont: l'*intensité lumineuse* (candela), le *flux lumineux* (lumen), l'*éclairage* (lux) et la *luminance* (candela par mètre carré). Quant aux grandeurs radiométriques, elles sont énumérées au tableau 11.17.

Les *cellules photo-émissoives* fonctionnent selon le principe de la photo-émission: certains matériaux photosensibles (césium, cadmium, etc.) émettent des électrons lorsqu'ils sont éclairés. Les *phototubes à vide* et à *gaz* produisent un courant anodique de sortie proportionnel à l'intensité de la lumière qui frappe leur cathode. Les *photomultiplicateurs* sont des phototubes dont le courant de sortie est amplifié par l'action d'électrodes supplémentaires (dynodes) qui procurent une émission d'électrons secondaire importante. Les photomultiplicateurs sont utilisés pour détecter de très faibles radiations lumineuses. Les caractéristiques essentielles des cellules émissoives sont la *sensibilité lumineuse* et la *sensibilité spectrale*.

Les *cellules photoconductrices* utilisent le phénomène de la photoconduction qui se manifeste par une variation de la conductivité électrique des semi-conducteurs. Elles regroupent les photorésistances proprement dites et tous les composants photoconducteurs à jonction (photodiodes, phototransistors, photothyristors et phototriacs).

Les *photorésistances* sont constituées par des matériaux semi-conducteurs dont la résistance électrique diminue lorsque leur éclairage augmente. Elles sont caractérisées par le quotient de la résistance dans l'obscurité par la résistance en présence de la lumière, par leur réponse spectrale et par leur temps de réponse qui est relativement lent.

La *photodiode à jonction PN* produit un courant inverse proportionnel à l'éclairage qu'elle reçoit, lorsqu'elle est polarisée en sens inverse. Elle présente un temps de réponse très rapide, de l'ordre de la nanoseconde, un très faible courant de fuite dans l'obscurité et une courbe de transfert (photocourant en fonction de l'éclairage) sensiblement linéaire. Elle est sensible aux radiations visibles et infrarouges.

Tableau 11.16 Grandeurs et unités photométriques.

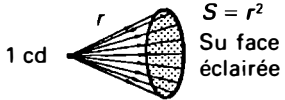
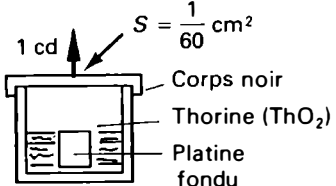

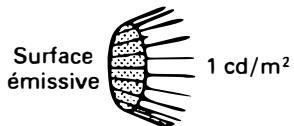
Grandeur	Symbole	Définition	Représentation	Unité	Symbole
Flux lumineux	Φ_v	Quantité totale de lumière émise par une source lumineuse.		Lumen	lm (cd · sr)
Intensité lumineuse	I_v	Densité du flux lumineux dans une direction donnée.		Candela (lumen par stéradian)	cd (lm/sr)
Éclairement	E_v	Flux lumineux reçu par une surface.		Lux (pied-bougie)	lx
Luminance	L_v	Flux lumineux émis par une surface.		Candela par mètre carré (nit) Candela par centimètre carré (stilb)	cd/m ² cd/cm ²

Tableau 11.17 Grandeurs et unités radiométriques.

Grandeur	Symbole	Définition	Unité	Symbole
Flux énergétique	Φ_e	Énergie rayonnante sous forme d'ondes électromagnétiques émise par unité de temps.	Watt	W
Intensité énergétique	I_e	Flux énergétique, dans une direction donnée, par unité d'angle solide.	Watt par stéradian	W/sr
Éclairement énergétique	E_e	Densité de flux énergétique reçu par une surface.	Watt par mètre carré	W/m ²
Radiance (Luminance énergétique)	L_e	Flux énergétique émis par une surface, dans une direction donnée.	Watt par stéradian-mètre carré	W/sr · m ²

Le *phototransistor* est un transistor dont la jonction émetteur-base reçoit de la lumière. Il se comporte alors comme une photodiode. L'effet amplificateur du transistor accroît le courant de sortie (quelques milliampères). Le phototransistor est beaucoup plus sensible que la photodiode, mais la vitesse de réponse est plus lente, de l'ordre des microsecondes. Les phototransistors sont employés directement avec les relais et les circuits intégrés logiques DTL, TTL et CMOS.

Le *photodarlington* comprend un phototransistor associé à un transistor bipolaire en montage Darlington. Sa sensibilité lumineuse est très élevée et il fournit des courants de sortie d'une centaine de milliampères; mais son temps de commutation est moins rapide, de l'ordre de 50 μ s à 100 μ s, ce qui limite sa fréquence d'utilisation et son courant de fuite dans l'obscurité est important.

Le *phototransistor à effet de champ* est caractérisé par un gain élevé, une sensibilité lumineuse ajustable et un

Tableau 11.18 Principaux paramètres photométriques et radiométriques des photodétecteurs et des photo-émetteurs.

Paramètre	Symbole	Définition	Unité(s)
Énergie rayonnante (<i>Radiant Energy</i>)	Q_e	Énergie émise, transportée ou reçue sous forme d'ondes électromagnétiques.	Joule (J)
Flux énergétique (<i>Radiant Flux</i>)	Φ_e	Énergie rayonnante émise, transportée ou reçue sous forme d'ondes électromagnétiques, par unité de temps.	Watt (W)
Éclairement énergétique (<i>Irradiance</i>)	E_e	Densité du flux énergétique incident sur une surface. Quotient du flux énergétique reçue par une surface par l'aire de cette surface.	Watt par mètre carré (W/m ²)
Énergie lumineuse (<i>Luminous Energy</i>)	Q_v	Énergie se propageant sous forme de radiations lumineuses visibles.	Lumen-seconde (lm · s)
Flux lumineux (<i>Luminous Flux</i>)	Φ_v	Quantité de lumière émise, transportée ou reçue par unité de temps.	Lumens (lm)
Éclairement (<i>Illuminance</i>)	E_e	Densité du flux lumineux reçu par une surface. Quotient du flux lumineux reçu par une surface par l'aire de cette surface.	Lux (lx) Pied-bougie
Réponse spectrale (<i>Spectral Response</i>)	—	Gamme des longueurs d'onde à laquelle les photodétecteurs sont sensibles.	Nanomètre (nm) Micromètre (μm)
Largeur de bande spectrale (<i>Spectral Bandwidth</i>)	$\Delta\lambda$	Intervalle de longueurs d'onde dans lequel les quantités photométriques et radiométriques ne sont pas inférieures à la moitié de leur valeur maximale.	Nanomètre (nm) Micromètre (μm)
Longueur d'onde à la crête d'émission (<i>Wavelength at Peak Emission</i>)	λ_p	Longueur d'onde pour laquelle l'intensité énergétique émise est maximale. Il existe également une longueur d'onde à la crête de réception qui s'applique aux photodétecteurs.	Nanomètre (nm) Micromètre (μm) Angström (Å)
Temps de descente (<i>Fall Time</i>)	t_f	Temps pendant lequel le front descendant à la fin d'une impulsion passe de 90% à 10% de son amplitude maximale.	Nanoseconde (ns) Microseconde (μs)
Temps de montée (<i>Rise Time</i>)	t_r	Temps pendant lequel le front montant au début d'une impulsion passe de 10% à 90% de son amplitude maximale.	Nanoseconde (ns) Microseconde (μs)
Fréquence de modulation (<i>Modulation Frequency</i>)	f_{mod}	Fréquence de modulation du flux lumineux ou du flux énergétique.	Hertz (Hz)
Largeur de bande de démodulation (<i>Demodulation Bandwidth</i>)	B	Intervalle de fréquence dans lequel la sortie démodulée d'un photodétecteur ou d'un dispositif avec photodétecteur n'est pas inférieure à -3 dB de la sortie à mi-bande. La sortie à mi-bande est la sortie dans la région où la réponse est constante; elle peut aussi correspondre à la valeur moyenne de la sortie dans une gamme de fréquences donnée.	Kilohertz (kHz) Mégahertz (MHz)

Tableau 11.18 Principaux paramètres photométriques et radiométriques des photodétecteurs et des photo-émetteurs (suite).

Paramètre	Symbole	Définition	Unité(s)
Courant d'obscurité (<i>Dark Current</i>)	I_D	Courant qui circule à travers le photodétecteur placé dans l'obscurité.	Nanoampère (nA)
Courant lumineux (<i>Light Current</i>)	I_L	Courant qui circule à travers le photodétecteur exposé aux radiations lumineuses.	Nanoampère (nA)
Photocourant (<i>Photocurrent</i>)	I_p	Courant produit par l'effet photo-électrique qui est égal à la différence entre le courant lumineux et le courant d'obscurité.	Milliampère (mA) Ampère (A)
Réponse angulaire (<i>Angular Response</i>)	—	Valeur relative du courant lumineux en fonction du déplacement angulaire. Le déplacement angulaire correspond à l'angle d'incidence de la source d'éclairage avec l'axe optique du photodétecteur.	Pour cent (%)

temps de réponse très rapide. Cependant, il présente un courant d'obscurité important et une réponse non linéaire aux variations du signal lumineux. Le *photothyristor* et le *phototriac* sont des composants semi-conducteurs dont l'amorçage est réalisé par le photocourant provenant de l'énergie lumineuse. Ils sont principalement utilisés comme interrupteur statique pour commander des circuits électriques. Associés à des diodes électroluminescentes, ils entrent dans la construction des photocoupleurs.

Les *cellules photovoltaïques* — ou *piles solaires* — convertissent l'énergie des radiations lumineuses en une énergie électrique. La *cellule photovoltaïque à jonction PN* ne requiert aucune source auxiliaire d'alimentation, elle crée une f.é.m. à partir de l'énergie des photons. Le courant qui circule dans la charge dépend de l'éclairage reçu, de la fréquence des radiations lumineuses, de la surface active de la cellule, de l'angle d'inclinaison des radiations, de la valeur de la résistance de charge et de la température de fonctionnement. Les piles solaires dont le rendement actuel est encore faible, de l'ordre de 15% à 20%, sont surtout utilisées comme alimentation dans les satellites de télécommunications, les satellites météorologiques, les balises lumineuses en mer ou en montagne, etc.

Les *photo-émetteurs* sont des dispositifs à semi-conducteurs qui convertissent des signaux électriques en des radiations lumineuses visibles ou invisibles (diodes électroluminescentes) ou en des radiations monochromatiques, cohérentes et très directionnelles (diodes lasers). Les *diodes électroluminescentes* (LED) sont une application du phénomène d'électroluminescence qui est une émission de lumière (photons) provenant de la recombinaison des électrons et des trous dans une jonction *PN* polarisée directement. Les LED sont surtout utilisées comme indicateurs, comme afficheurs numérique, hexadécimal et alphanumé-

rique et comme photo-émetteur dans la construction des photocoupleurs. Les *diodes lasers* sont des diodes semi-conductrices à jonction *PN* qui présentent une structure interne particulière (cavité optique). Elle produit une radiation lumineuse monochromatique, cohérente et orientée dans une seule direction, appelée *rayon laser*. Les diodes lasers sont utilisées dans les télécommunications, la médecine, les procédés de fabrication de haute précision, l'holographie, etc.

Les *cristaux liquides* sont des matériaux organiques dont la structure moléculaire et les caractéristiques optiques varient lorsqu'ils sont soumis à une différence de potentiel. Les cristaux liquides ne produisent aucune lumière; ils fonctionnent sur le principe de la réflexion ou de la transmission de la lumière ambiante ou de la lumière qui provient d'une source. Les cristaux liquides dont le principal avantage est leur faible consommation d'énergie électrique sont surtout utilisés comme afficheurs numérique, hexadécimal ou alphanumérique. On distingue les cristaux liquides à diffusion et les cristaux liquides à effet de champ.

Les *photocoupleurs* — ou *opto-isolateurs* — sont réalisés par l'association étroite entre un émetteur de lumière (LED) et un récepteur de lumière (photodiode, phototransistor, photothyristor, etc.) placés dans le même boîtier. Les photocoupleurs permettent de transmettre des informations analogiques et numériques par l'intermédiaire de radiations lumineuses entre deux circuits qui sont alors isolés électriquement et couplés optiquement. Les caractéristiques essentielles des photocoupleurs sont: le *rapport de transfert de courant*, la *vitesse d'opération* et la *résistance d'isolation* qui est de l'ordre de $10^{11} \Omega$. Les photocoupleurs sont généralement utilisés dans les circuits interface TTL-TTL, dans les relais statiques à courant alternatif ou dans des circuits de commande de thyristors et de triacs.

Les *fibres optiques* sont des guides d'ondes lumineuses constituées d'un cœur (en verre ou en plastique) recouvert d'une mince gaine dont l'indice de réfraction est légèrement inférieur. La fibre optique constitue une application du phénomène de la réflexion interne totale. Les rayons lumineux incidents se propagent à l'intérieur de la fibre par réflexions successives sur la gaine. Les principaux avantages des fibres optiques sont une grande largeur de bande, une faible atténuation (autour de 2 dB/km à 3 dB/km), une excellente isolation électrique, une immunité aux perturbations électromagnétiques parasites, un encombrement et un poids (masse) beaucoup plus faibles que ceux des câbles coaxiaux.

Les fibres optiques sont utilisées pour:

- faire des observations et des mesures par des moyens optiques dans des endroits qui ne sont pas directement accessibles à la vue;
- transmettre des informations analogiques et numériques par l'intermédiaire de signaux optiques (téléphonie, télématique, câblodistribution, etc.);
- détecter et mesurer diverses grandeurs physiques (température, faibles déplacements, etc.). La fibre optique est alors utilisée comme capteur.

QUESTIONS

- 11.1** Définissez l'optoélectronique. Quels sont les principaux types de composants utilisés en optoélectronique?
- 11.2** Définissez la lumière du point de vue:
- a) de sa nature;
 - b) de ses principales caractéristiques;
 - c) des lois qui la régissent.
- 11.3** Quelles sont les principales unités de mesure utilisées en:
- a) photométrie;
 - b) radiométrie?
- 11.4** Qu'est-ce que la longueur d'onde d'une radiation lumineuse? Quelles en sont les unités de mesure?
- 11.5** Quelles sont les radiations du spectre électromagnétique utilisées en optoélectronique? Indiquez leur longueur d'onde.
- 11.6** Définissez l'énergie lumineuse et ses unités de mesure.
- 11.7** Définissez:
- a) l'effet photo-émissif;
 - b) le travail de sortie d'un métal;
 - c) le seuil de sensibilité.
- 11.8** Qu'est-ce qu'un photomultiplicateur (construction, fonctionnement, principales applications)?
- 11.9** Expliquez le phénomène de la photoconduction dans les semi-conducteurs.
- 11.10** Qu'est-ce qu'une photorésistance (construction, principe de fonctionnement, critères de choix)? Présentez trois applications typiques.
- 11.11** Définissez les expressions suivantes au sujet des composants optoélectroniques:
- a) réponse spectrale;
 - b) sensibilité lumineuse;
 - c) courant d'obscurité.
- 11.12** Qu'est-ce qu'une photodiode? Expliquez-en le fonctionnement en tant que photoconducteur et en tant que pile photovoltaïque.
- 11.13** Quelles différences existe-t-il entre la photodiode *PIN* et la photodiode à avalanche (fonctionnement, caractéristiques et applications)?
- 11.14** Quel est le principe de fonctionnement d'un phototransistor? Expliquez-en les avantages et les inconvénients.
- 11.15** Quel est le principe de fonctionnement d'un photodarlington? Expliquez-en les avantages et les inconvénients.
- 11.16** Quel est le principe de fonctionnement d'un phototransistor à effet de champ? Expliquez-en les avantages et les inconvénients.
- 11.17** Définissez l'effet photovoltaïque.
- 11.18** Expliquez le fonctionnement d'une cellule photovoltaïque à jonction *PN*.
- 11.19** Quelles sont les caractéristiques importantes dans le choix d'une pile solaire?
- 11.20** Définissez le rendement d'une pile solaire. Comment le calcule-t-on?
- 11.21** Quels sont les principaux avantages d'une cellule photovoltaïque? Quels en sont les inconvénients? Quels sont les principaux matériaux utilisés dans la construction des piles solaires?
- 11.22** Expliquez le phénomène de l'électroluminescence.
- 11.23** Qu'est-ce qu'une diode électroluminescente (constitution, matériau, principe de fonctionnement et caractéristiques essentielles)?
- 11.24** Nommez trois applications des LED et expliquez-en le mode de fonctionnement.
- 11.25** Décrivez deux types d'afficheurs à LED et expliquez-en les fonctionnements.
- 11.26** Expliquez le principe de fonctionnement d'un laser et présentez-en les principaux composants.
- 11.27** Quels sont les principaux types de lasers? Présentez-en brièvement les principes de fonctionnement.
- 11.28** Quelles différences existe-t-il entre la lumière blanche provenant d'une source ordinaire et le rayon laser?
- 11.29** Expliquez à l'aide de figures le principe de fonctionnement d'une diode laser. Quelles en sont les principales applications?
- 11.30** Quel est le principe de l'holographie?
- 11.31** Qu'est-ce qu'un cristal liquide? Présentez les caractéristiques des différents types de cristaux.
- 11.32** Expliquez le fonctionnement d'un afficheur à cristal liquide à diffusion dynamique à l'aide d'illustrations.

- 11.33 Quelles différences existe-t-il entre les afficheurs à LED et les afficheurs à cristaux liquides? Présentez leurs avantages et leurs inconvénients respectifs.
- 11.34 Qu'est-ce qu'un photocoupleur? Expliquez-en le principe de fonctionnement et énumérez-en les principales caractéristiques. Citez trois types d'applications des photocoupleurs.
- 11.35 Qu'est-ce qu'une fibre optique? Présentez-en la constitution. À l'aide d'illustrations, expliquez-en le principe de fonctionnement.
- 11.36 Définissez les expressions suivantes se rapportant à la fibre optique:

- a) réflexion totale;
 b) angle critique;
 c) ouverture numérique;
 d) atténuation;
 e) fibre à saut d'indice;
 f) fibre à gradient d'indice;
 g) fibre monomode;
 h) fibre multimode.

- 11.37 Expliquez, à l'aide d'illustrations, le principe de fonctionnement de la transmission d'information par fibre optique. Identifiez les divers composants et expliquez leur fonction.

PROBLÈMES

- 11.1 Calculez les valeurs manquantes dans le tableau 11.19.
- 11.2 Le seuil de sensibilité des matériaux suivants a été mesuré: platine (Pt): 257,0 nm; potassium (K): 553,0 nm; cadmium (Cd): 314,0 nm; magnésium (Mg): 343,0 nm. Dans le cas de chaque métal, calculez la valeur du travail de sortie (en électronvolts).
- 11.3 Calculez l'énergie cinétique (en électronvolts) des électrons émis par une surface de tungstène lorsque des rayons ultraviolets frappent. Le seuil de sensibilité du tungstène est de 230,0 nm; la longueur d'onde des rayons ultraviolets est de 180,0 nm.
- 11.4 Calculez la fréquence (en térahertz, THz) et l'énergie (en électronvolts) d'un photon de la radiation jaune-verte qui correspond à la sensibilité maximale de l'œil humain?
- 11.5 L'intensité lumineuse d'une ampoule à incandescence de 60 W est de 80 cd. Calculez:
 a) le flux lumineux total rayonné par l'ampoule;
 b) l'efficacité lumineuse de l'ampoule;
 c) l'éclairement reçu par un plan perpendiculaire à la direction du flux lumineux et situé à 120 cm de l'ampoule.
- 11.6 Calculez le nombre de dynodes nécessaires dans un tube photomultiplicateur pour obtenir une amplification de 10^6 , en sachant que le taux d'émission secondaire est de 3,5.
- 11.7 Dans le montage de la figure 11.131, le relais est enclenché lorsque le courant I_c est égal ou supérieur à 20 mA. On considère le gain du transistor β comme constant et indépendant de la tension émetteur-collecteur; il est égal à 100. Lorsque I_c est égal à 20 mA, V_{BE} est de 560 mV. Calculez pour I_c de 20 mA:
 a) la valeur du courant de base, I_b ;
 b) la valeur du courant dans la résistance R pour $V_{c.c.}$ de 12 V;
 c) la valeur du courant dans la photorésistance;
 d) la valeur de la résistance de la cellule photorésistive;
 e) l'éclairement de la cellule (en lux) d'après la courbe de la figure 11.24.
- 11.8 Dans le montage de la figure 11.132, le courant inverse de la photodiode est de 25 μA lorsqu'elle est frappée par une radiation dont l'énergie lumineuse est de 10 mW/cm². Calculez:
 a) la valeur de la tension de sortie V_{sortie} ;
 b) l'énergie lumineuse qui fournit une tension de sortie nulle, en sachant que le courant inverse de la photodiode varie

- proportionnellement à l'énergie lumineuse. On ne tient pas compte de la faible chute de tension aux bornes de la photodiode;
- c) la valeur crête-à-crête de la tension de sortie, si l'énergie lumineuse incidente varie de 15 mW/cm² à 20 mW/cm².

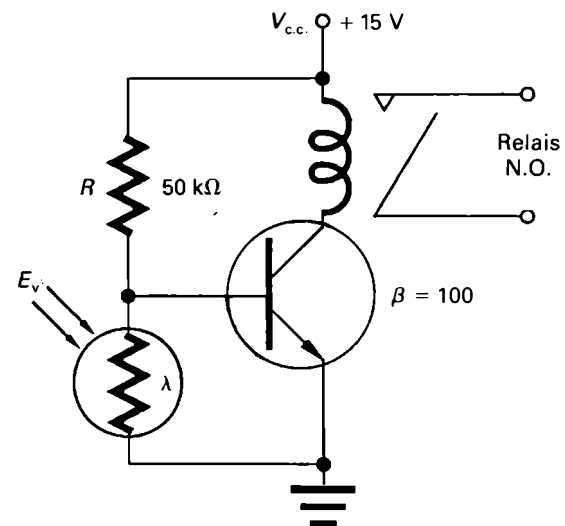


Figure 11.131 Problème 11.7.

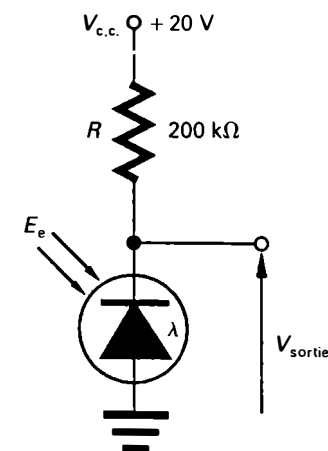
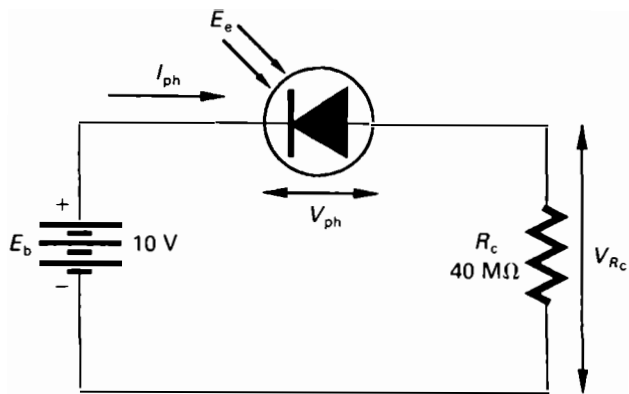


Figure 11.132 Problème 11.8.

Tableau 11.19 Problème 11.1.



a)
Figure 11.133 Problème 11.10.

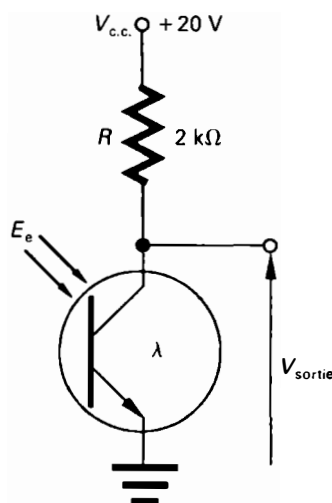
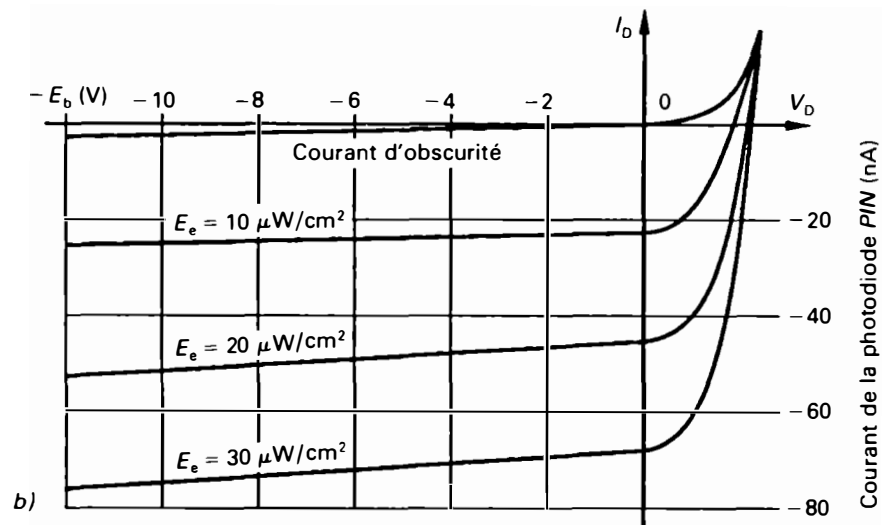


Figure 11.134 Problème 11.11.

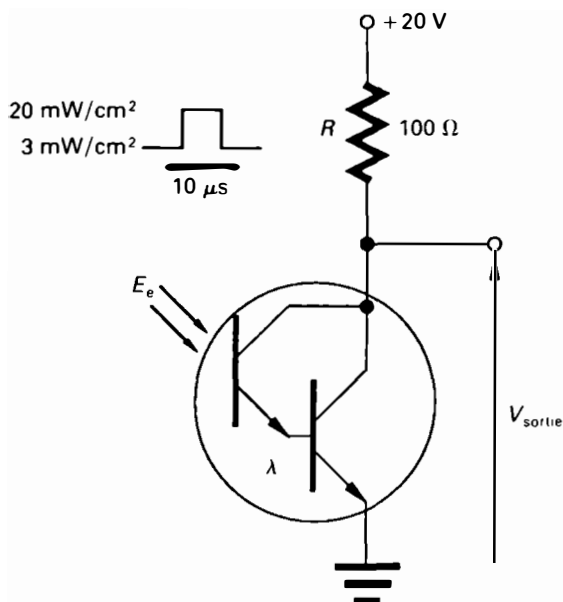


Figure 11.135 Problème 11.12.

11.9 Dans le montage de la figure 11.31, $V_{c.c.}$ est de 12 V et R de 70 kΩ. La caractéristique du courant en fonction de l'éclairement énergétique de la photodiode est illustrée à la figure 11.33 (caractéristique n° 1). Déterminez la valeur de l'éclairement énergétique pour une tension de sortie de 5 V.

11.10 Le montage de la figure 11.133.a utilise une photodiode PIN. Calculez, dans le cas d'un éclairement énergétique de $20 \mu\text{W}/\text{cm}^2$:

- le courant de la photodiode PIN (Note: Tracez la droite de charge.);
- la tension aux bornes de la charge;
- la tension aux bornes de la photodiode PIN.

Les courbes caractéristiques de la photodiode PIN sont représentées à la figure 11.133.b.

11.11 Les caractéristiques du phototransistor du montage de la figure 11.134 sont illustrées à la figure 11.43. Déterminez:

- la valeur de l'énergie lumineuse qu'il faut appliquer au phototransistor pour obtenir une tension de sortie V_{sortie} de 10 V;
- la fréquence de la radiation lumineuse incidente qui fournit la sensibilité maximale.

11.12 Les caractéristiques de courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur du photodarlington du montage de la figure 11.135 sont illustrées à la figure 11.51.b.

- Déterminez, à l'aide de la droite de charge la valeur de la tension de sortie lorsque le photodarlington reçoit une énergie lumineuse d'une durée de $10 \mu\text{s}$ et dont la puissance varie de $3 \text{ mW}/\text{cm}^2$ à $20 \text{ mW}/\text{cm}^2$.
- Tracez la forme d'onde de la tension de sortie V_{sortie} .

11.13 D'après le tableau 11.7 sur les différentes piles solaires, déterminez:

- le type de pile solaire qui fournit la tension de sortie à vide la plus élevée et la valeur de cette tension de sortie;
- la surface active de la pile nécessaire pour fournir un courant de court-circuit égal à 1 A.

11.14 En utilisant les courbes caractéristiques de la pile solaire illustrées à la figure 11.60, calculez, dans le cas des éclairements énergétiques de $90 \text{ mW}/\text{cm}^2$ et de $50 \text{ mW}/\text{cm}^2$:

- la valeur de la résistance optimale;
- la puissance électrique fournie à chaque charge optimale;
- le rendement pour chaque charge.
- Comparez les résultats obtenus en a), b) et c) avec ceux obtenus pour une énergie lumineuse de $100 \text{ mW}/\text{cm}^2$. Qu'en déduisez-vous?

11.15 En vous référant à la courbe de sensibilité spectrale de la pile solaire au silicium illustrée à la figure 11.61, déterminez les fréquences limites (maximale et minimale) de la gamme des radiations qui fournit une sensibilité supérieure à 75%. À quel type de radiations du spectre électromagnétique correspond cette gamme de fréquences?

11.16 Dans le montage de la figure 11.136, la chute de tension directe aux bornes de la diode électroluminescente est de 1,5 V, lorsqu'un courant de 10 mA la traverse. Calculez:
 a) la valeur de la résistance directe de la LED;
 b) la valeur de la résistance R si la tension $V_{CE(sat)}$ est égale à 0,5 V.

11.17 Le montage de principe de la figure 11.137.b utilise une diode laser. Calculez:
 a) le taux de service de la diode laser;
 b) le courant direct traversant la diode laser durant les impulsions;
 c) la tension directe aux bornes de la diode durant les impulsions;
 d) la puissance de la lumière cohérente émise par la diode laser en vous référant à la caractéristique de sortie illustrée à la figure 11.88. (Note: $V_{CE(sat)}$ du transistor = 0,4 V et $\beta = 60$.)

11.18 Pour le montage avec photocoupleur commandant une bascule de Schmitt (Figure 11.138.a), les fiches techniques fournissent les caractéristiques suivantes:
 Pour le photocoupleur TIL124:
 — diode électroluminescente: $V_F = 1,5$ V; $I_{F(max)} = 100$ mA
 — phototransistor: $V_{CE(sat)} \approx 0,25$ V; $I_{C(max)} \approx 25$ mA;
 $I_{C(obscurité)} = 1$ nA
 Pour la bascule de Schmitt SN7414:
 — tension d'entrée pour le niveau bas: 0,6 V min et 0,9 V typique
 — tension d'entrée pour le niveau haut: 2 V max et 1,7 V typique
 — courant d'entrée pour le niveau 1: $I_{1(L)} = 50$ μ A
 — courant d'entrée pour le niveau 0: $I_{1(H)} = -1,6$ mA
 a) Lorsque l'interrupteur K est ouvert, calculez la valeur de la tension V_{sortie} du photocoupleur. Quel est alors le niveau de sortie de la bascule de Schmitt?

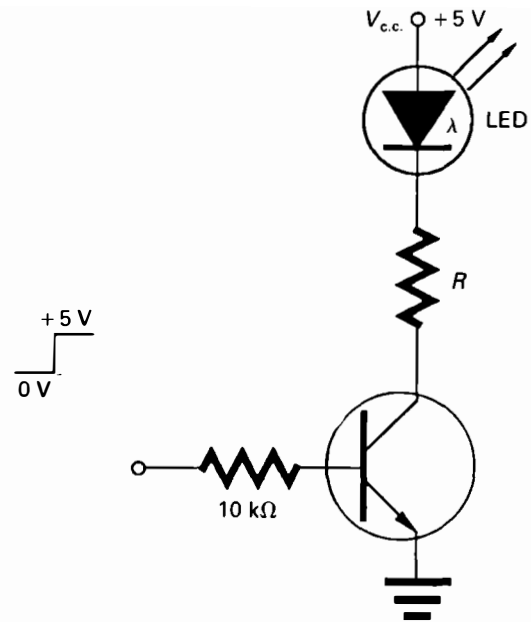


Figure 11.136 Problème 11.16.

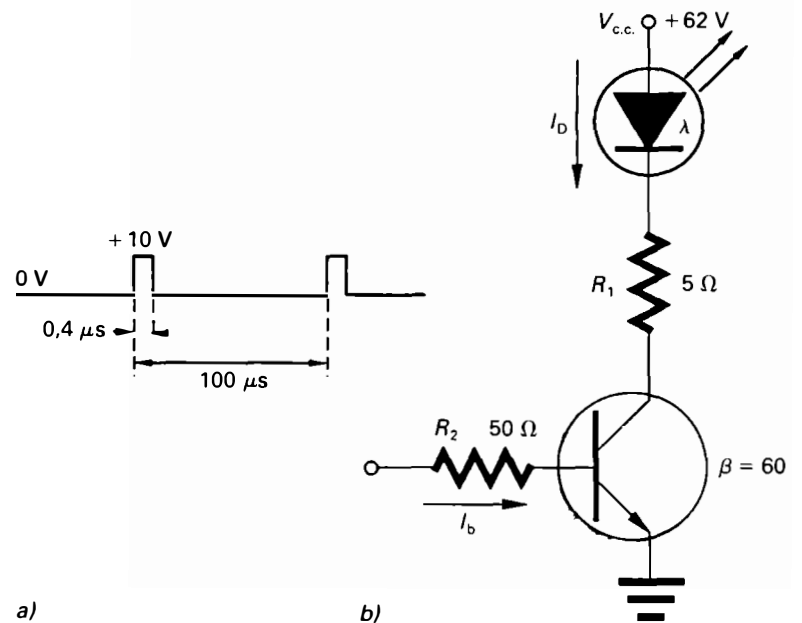


Figure 11.137 Problème 11.17.

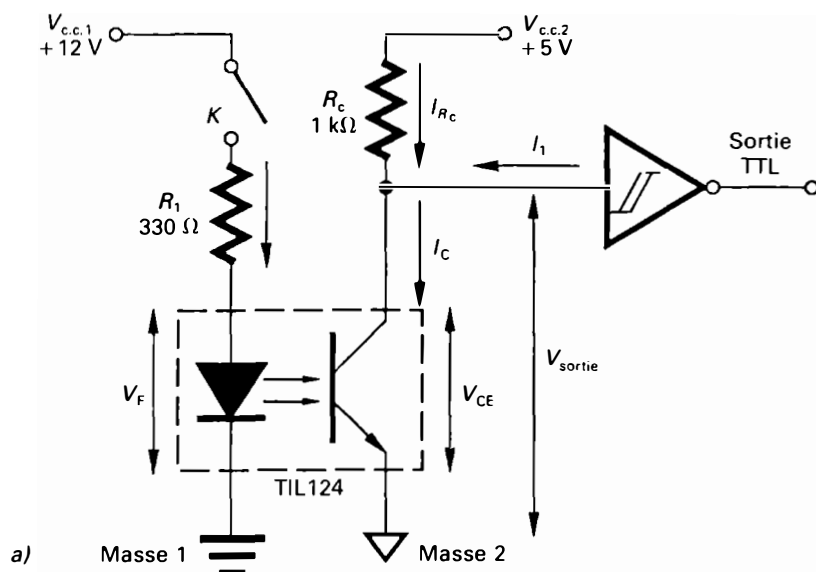
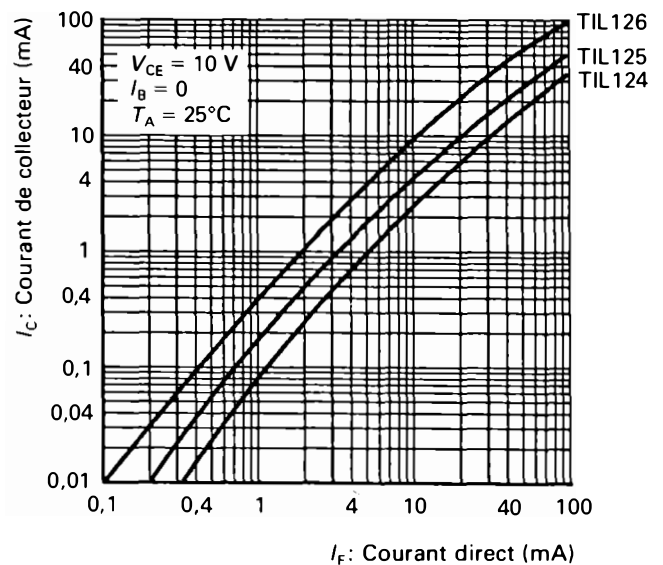


Figure 11.138 Problème 11.18.



- b) Lorsque l'interrupteur K est fermé, calculez:
- la valeur du courant I_F de la LED;
 - la valeur du courant I_C du phototransistor qui est nécessaire pour le changement de niveau de la bascule de Schmitt;
 - la valeur de la tension V_{sortie} . Quel est alors le niveau de sortie de la bascule de Schmitt?

11.19 Pour le montage avec photocoupleur assurant le déclenchement d'un triac (Figure 11.139), nous avons les données suivantes: Pour le photocoupleur TIL127:

— diode électroluminescente: $V_F = 1,5 \text{ V}$; $I_{F(\text{max})} = 50 \text{ mA}$

— photodarlington: $V_{CE(\text{sat})} = 1 \text{ V}$; $I_{C(\text{max})} = 160 \text{ mA}$

Pour le triac TIC216: $V_{GT} = 1,2 \text{ V}$; $I_{GT} = 10 \text{ mA}$

Lorsque le signal de commande TTL est au niveau logique 0, calculez:

- a) la valeur du courant I_F de la LED;
- b) la résistance directe de la LED;
- c) la valeur du courant I_C lorsque le photodarlington est saturé.
- d) Quel est alors l'état du triac?

Note: La caractéristique de transfert du photocoupleur TIL127 est illustré à la figure 11.105.

11.20 Un rayon lumineux voyageant dans l'air frappe une surface de verre avec un angle d'incidence θ_1 de 30° . Calculez l'angle de

réfraction θ_2 du rayon qui se propage à l'intérieur du verre.

Note: L'indice de réfraction du verre est égal à 1,5 et celui de l'air, à 1.

- 11.21** Calculez la valeur de l'angle critique d'un rayon lumineux se propageant à l'intérieur d'une fibre optique dont l'indice de réfraction du cœur est égal à 1,5 et celui de la gaine à 1,4.
- 11.22** Calculez l'ouverture numérique d'une fibre optique qui présente les caractéristiques suivantes: indice de réfraction du noyau de 1,5; indice de réfraction de la gaine de 1,4. L'ouverture numérique est calculée pour un rayon incident voyageant dans l'air.
- 11.23** Calculez l'indice de réfraction du cœur d'une fibre optique, si son ouverture numérique — à l'air libre — est égale à 0,53. L'indice de réfraction de la gaine est égal à 1,4.
- 11.24** Calculez la perte (en décibels) à la jonction entre la source de lumière et la fibre optique si l'ouverture numérique de la source est égale à 0,53 et celle du récepteur (fibre optique), à 0,42.
- 11.25** Calculez l'ouverture numérique de la source de lumière si l'ouverture numérique de la fibre optique (récepteur) est égale à 0,48 et si la perte à la jonction ne doit pas dépasser 2 dB.

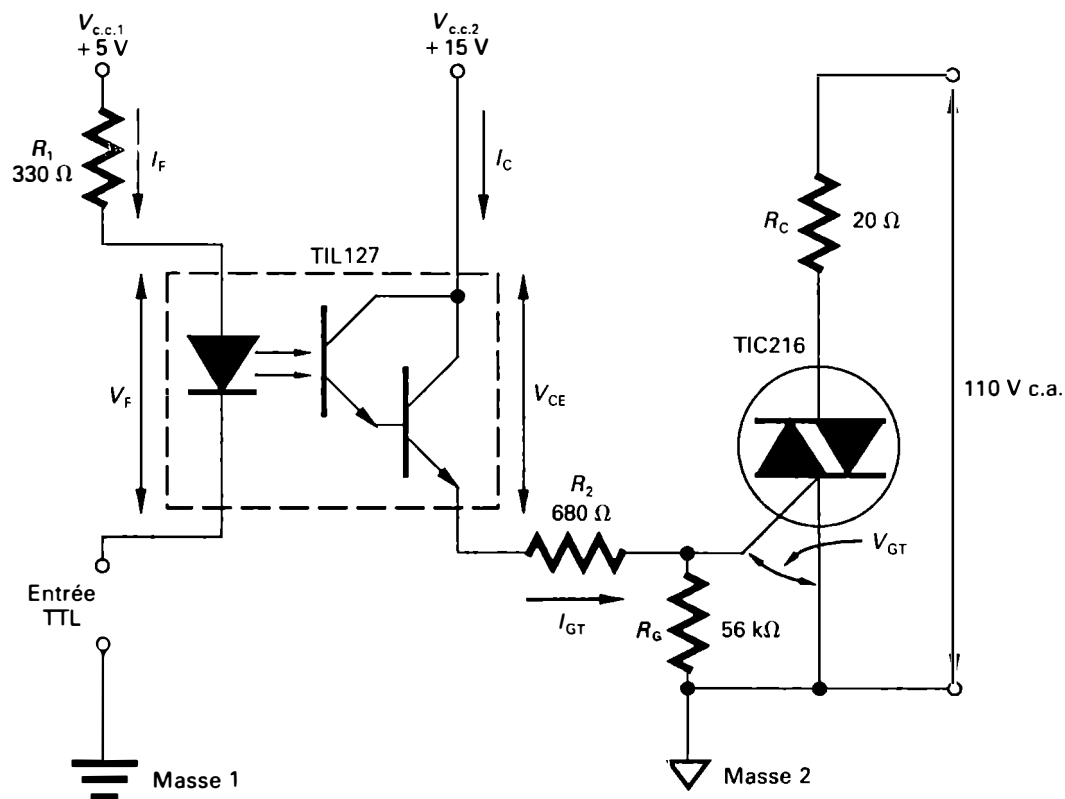


Figure 11.139 Problème 11.19.

Appendice 1

Valeur efficace d'une tension alternative de forme triangulaire

La figure A.1 est la représentation graphique d'une tension alternative de forme triangulaire. Celle-ci correspond approximativement à la forme d'onde de la tension d'ondulation à la sortie d'un redresseur à filtre capacitif. Le symbole ΔE désigne la valeur crête-à-crête de la tension d'ondulation alors que $\Delta E/2$ désigne la valeur de crête ou l'amplitude de la tension.

La valeur instantanée de la tension est:

$$e = \frac{\Delta E}{2} - \alpha t$$

où: $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$

Le symbole α désigne la pente:

$$\alpha = \frac{\Delta E}{T}$$

Par définition, la valeur efficace d'une tension périodique est:

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}$$

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} e^2 dt}$$

Dans le cas de la tension d'ondulation, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \left(\frac{\Delta E}{2} - \alpha t \right)^2 dt}$$

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \left(\frac{(\Delta E)^2}{4} - \alpha t \Delta E + \alpha^2 t^2 \right) dt}$$

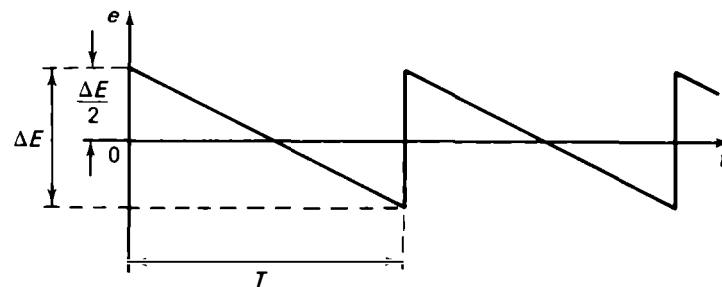


Figure A.1 Représentation approximative d'une tension alternative de forme triangulaire.

Après intégration, nous obtenons:

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \left[\frac{(\Delta E)^2 (T/2)}{4} - \frac{\alpha \Delta E (T/2)^2}{2} + \frac{\alpha^2 (T/2)^3}{3} \right]_0^{T/2}}$$

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{(\Delta E)^2}{4} - \frac{\alpha \Delta E (T/2)}{2} + \frac{\alpha^2 (T/2)^2}{3}}$$

En substituant α par sa valeur, nous avons:

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{(\Delta E)^2}{4} - \left(\frac{T \Delta E}{4} \right) \left(\frac{\Delta E}{T} \right) + \left(\frac{(\Delta E)^2}{T^2} \right) \left(\frac{T^2}{4 \times 3} \right)}$$

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{(\Delta E)^2}{4 \times 3}} = \frac{\Delta E}{2\sqrt{3}}$$

La valeur efficace de la tension d'ondulation de forme triangulaire est donc:

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{\Delta E_{\text{c.-à-c.}}}{2\sqrt{3}} \quad (\text{A1.1})$$

Appendice 2

Angle du début de conduction des diodes pour les redresseurs monophasés à filtre capacitif

L'angle de début de conduction des diodes dans les redresseurs monophasés simple et double alternances est fonction du taux d'ondulation du filtre. Par définition, le taux d'ondulation est:

$$r = \frac{E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation}}{E_{\text{moy}}}$$

Or, la tension efficace d'ondulation est:

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{E_{\text{crête}} \text{ d'ondulation}}{\sqrt{3}}$$

$$E_{\text{eff}} \text{ d'ondulation} = \frac{E_{\text{max}} - E_{\text{moy}}}{\sqrt{3}} \quad (\text{A2.1})$$

de sorte que:

$$r = \frac{(E_{\text{crête d'ondulation}})/\sqrt{3}}{E_{\text{moy}}}$$

En réarrangeant l'équation précédente, nous pouvons écrire:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{crête d'ondulation}}}{\sqrt{3}r}$$

ou:

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}} - E_{\text{moy}}}{\sqrt{3}r}$$

Nous pouvons maintenant déterminer le quotient $E_{\text{max}}/E_{\text{moy}}$:

$$E_{\text{max}} - E_{\text{moy}} = \sqrt{3}rE_{\text{moy}}$$

$$E_{\text{max}} = E_{\text{moy}} + \sqrt{3}rE_{\text{moy}}$$

$$E_{\text{max}} = E_{\text{moy}}(1 + \sqrt{3}r)$$

$$\boxed{\frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{moy}}} = 1 + \sqrt{3}r} \quad (\text{A2.2})$$

D'après la figure A.2 nous pouvons écrire:

$$\frac{E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{2} = E_{\text{max}} - E_{\text{moy}}$$

Divisons les deux membres de cette équation par E_{max} :

$$\frac{(E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}})/2}{E_{\text{max}}} = \frac{E_{\text{max}} - E_{\text{moy}}}{E_{\text{max}}}$$

$$\frac{(E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}})/2}{E_{\text{max}}} = 1 - \frac{E_{\text{moy}}}{E_{\text{max}}}$$

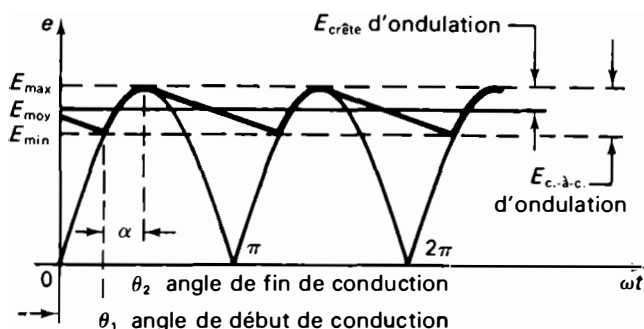


Figure A.2 Tension de sortie d'un redresseur double alternance à filtre capacitif.

Puisque:

$$E_{\text{crête d'ondulation}} = \frac{E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{2}$$

nous pouvons écrire en utilisant l'équation A2.1

$$\frac{(E_{\text{eff d'ondulation}})\sqrt{3}}{E_{\text{max}}} = 1 - \frac{E_{\text{moy}}}{E_{\text{max}}}$$

À l'aide de l'équation A2.2, remplaçons le quotient $\frac{E_{\text{moy}}}{E_{\text{max}}}$ par sa valeur:

$$\frac{\sqrt{3}(E_{\text{eff d'ondulation}})}{E_{\text{max}}} = 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{3}r}$$

$$\frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{max}}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(1 - \frac{1}{1 + \sqrt{3}r} \right)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{1 + \sqrt{3}r - 1}{1 + \sqrt{3}r} \right)$$

$$\boxed{\frac{E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{max}}} = \frac{r}{1 + \sqrt{3}r}} \quad (\text{A2.3})$$

À partir de l'équation 3.56, nous pouvons déterminer la valeur de l'angle du début de conduction des diodes:

$$\theta_1 = \arcsin \left[1 - \frac{E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{E_{\text{max}}} \right]$$

Puisque:

$$\frac{E_{\text{c.-à-c. d'ondulation}}}{E_{\text{max}}} = \frac{2\sqrt{3}E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{max}}}$$

nous obtenons:

$$\theta_1 = \arcsin \left(1 - \frac{2\sqrt{3}E_{\text{eff d'ondulation}}}{E_{\text{max}}} \right)$$

À l'aide de l'équation A2.3, nous pouvons écrire:

$$\theta_1 = \arcsin \left(1 - \frac{2\sqrt{3}r}{1 + \sqrt{3}r} \right)$$

Finalement, après transformation, nous obtenons:

$$\boxed{\theta_1 = \arcsin \left(\frac{1 - \sqrt{3}r}{1 + \sqrt{3}r} \right)} \quad (\text{A2.4}) \quad (3.59)$$

Appendice 3

Inductance et condensateur de sortie des régulateurs à découpage

Régulateur à découpage abaisseur de tension

Dans le régulateur à découpage abaisseur de tension, les variations croissantes et décroissantes du courant dans l'inductance illustrées à la figure A.3 sont déterminées à l'aide des équations suivantes:

$$\Delta I_L^+ = \left(\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat}} - V_{\text{sortie}}}{L} \right) t_{\text{cond.}}$$

$$\Delta I_L^- = \left(\frac{V_{\text{sortie}} + V_D}{L} \right) t_{\text{bloc.}}$$

de sorte que:

$$t_{\text{cond.}} = \frac{\Delta I_L^+ L}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat}} - V_{\text{sortie}}}$$

et:

$$t_{\text{bloc.}} = \frac{\Delta I_L^- L}{V_{\text{sortie}} + V_D}$$

En négligeant les faibles valeurs de V_{sat} et de V_D , nous écrivons:

$$T = t_{\text{cond.}} + t_{\text{bloc.}} = \frac{\Delta I_L^+ L}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}} + \frac{\Delta I_L^- L}{V_{\text{sortie}}}$$

La variation crête-à-crête du courant variable qui circule dans l'inductance est normalement égale à 40% de la valeur nominale du courant de sortie:

$$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- = 0,4 I_{\text{sortie}}$$

et:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{0,4 I_{\text{sortie}} L}{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}} + \frac{0,4 I_{\text{sortie}} L}{V_{\text{sortie}}}$$

Après résolution pour L , nous obtenons:

$$L = \frac{2,5 V_{\text{sortie}} (V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})}{I_{\text{sortie}} V_{\text{entrée}} f} \quad (\text{A3.1})$$

En examinant la figure A.4, nous remarquons que le condensateur de filtrage à la sortie du régulateur se charge durant la deuxième moitié du temps de conduction et durant la première moitié du temps de blocage, soit durant une demi-période, $T/2$. La valeur moyenne du courant circulant dans le condensateur durant le temps de charge est égal à:

$$\frac{\Delta I_L}{4}$$

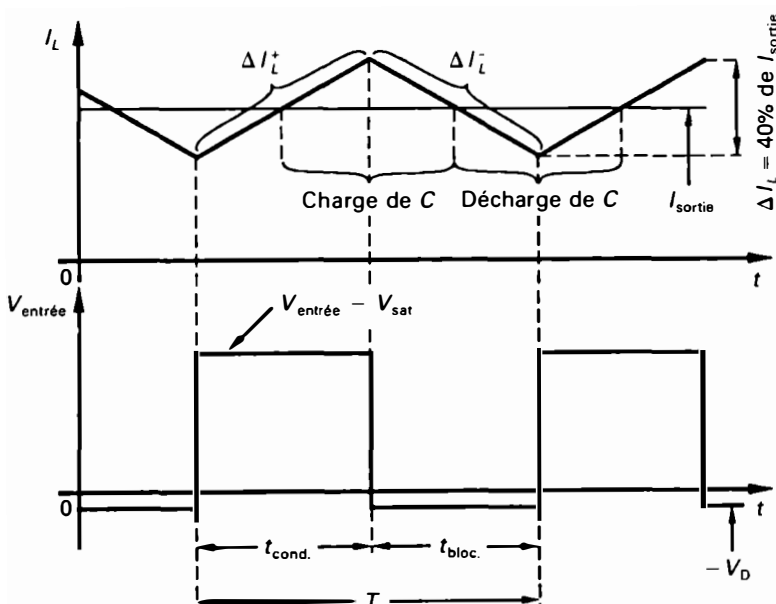


Figure A.3 Formes d'onde de la tension et du courant dans un régulateur à découpage abaisseur de tension.

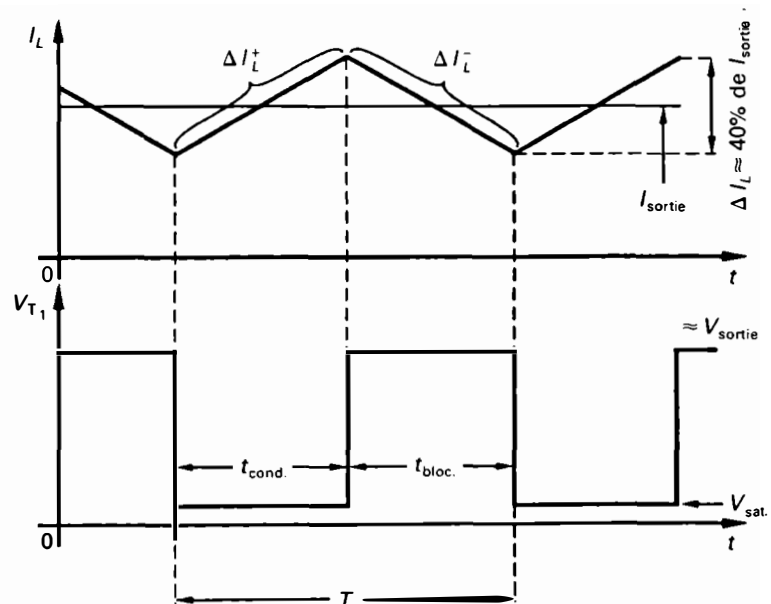


Figure A.4 Formes d'onde de la tension et du courant dans un régulateur à découpage élévateur de tension.

La variation de la tension aux bornes du condensateur de filtrage, V_C , qui correspond à la variation crête-à-crête de la tension de sortie du convertisseur, ΔV_{sortie} , est égale à:

$$\Delta V_{\text{sortie}} = \left(\frac{\Delta I_L}{4C}\right)\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{I_L T}{8C} \quad (\text{A3.2})$$

Puisque:

$$I_L = \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{L}\right)t_{\text{bloc.}}$$

alors:

$$I_L = \frac{V_{\text{sortie}}(T - t_{\text{cond.}})}{L} \quad (\text{A3.3})$$

D'après l'équation 4.127, nous pouvons écrire:

$$t_{\text{cond.}} = \frac{V_{\text{sortie}} T}{V_{\text{entrée}}} \quad (\text{A3.4})$$

En combinant les équations A3.2, A3.3 et A3.4, nous obtenons:

$$\Delta V_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{sortie}} \left(T - \frac{V_{\text{sortie}} T}{V_{\text{entrée}}}\right) T}{8LC}$$

Après résolution pour C , nous obtenons:

$$C = \frac{(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}) V_{\text{sortie}}}{8(\Delta V_{\text{sortie}}) V_{\text{entrée}} L f^2} \quad (\text{A3.5})$$

Régulateur à découpage élévateur de tension

À partir de l'équation 4.137 portant sur le régulateur à découpage élévateur de tension, nous écrivons:

$$L = \frac{V_{\text{entrée}} t_{\text{cond.}}}{\Delta I_L} \quad (\text{A3.6})$$

Durant le temps de conduction du transistor de commutation, la tension d'entrée, $V_{\text{entrée}}$, est appliquée aux bornes de l'inductance. Puisque la variation crête-à-crête du courant qui circule dans l'inductance est approximativement égale à 40% de la valeur moyenne du courant d'entrée, nous écrivons:

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= 0,4 I_L = 0,4 I_{\text{entrée}} \\ \Delta I_L &= 0,4 I_{\text{sortie}} \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}}\right) \end{aligned} \quad (\text{A3.7})$$

En combinant les équations A3.6 et A3.7, nous obtenons:

$$L = \frac{V_{\text{entrée}} t_{\text{cond.}}}{0,4 I_{\text{sortie}} \left(\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}}\right)} \quad (\text{A3.8})$$

Le temps de conduction du transistor de commutation est égal à:

$$t_{\text{cond.}} = \frac{(V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}}) T}{V_{\text{sortie}}} \quad (\text{A3.9})$$

En combinant les équations A3.8 et A3.9, nous obtenons, après résolution pour L :

$$L = \frac{2,5 V_{\text{entrée}}^2 (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{I_{\text{sortie}} V_{\text{sortie}}^2 f} \quad (\text{A3.10})$$

Le condensateur de filtrage à la sortie fournit le courant de sortie durant le temps de conduction du transistor de commutation. La variation de la tension aux bornes du condensateur durant le temps de conduction correspond à la valeur crête-à-crête de l'ondulation à la sortie du régulateur. Ainsi:

$$\Delta V_{\text{sortie}} = \frac{I_{\text{sortie}} t_{\text{cond.}}}{C} \quad (\text{A3.11})$$

ou:

$$C = \frac{I_{\text{sortie}} t_{\text{cond.}}}{\Delta V_{\text{sortie}}} \quad (\text{A3.12})$$

À partir de l'équation 4.142, nous écrivons:

$$\begin{aligned} t_{\text{cond.}} &= T - t_{\text{bloc.}} \\ t_{\text{cond.}} &= T - \frac{V_{\text{entrée}} T}{V_{\text{sortie}}} \end{aligned} \quad (\text{A3.13})$$

En combinant les équations A3.12 et A3.13, nous avons:

$$C = \frac{I_{\text{sortie}} \left[T - \left(\frac{V_{\text{entrée}} T}{V_{\text{sortie}}}\right)\right]}{\Delta V_{\text{sortie}}} \quad (\text{A3.14})$$

Comme $T = 1/f$, nous obtenons, après résolution pour C :

$$C = \frac{I_{\text{sortie}} (V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}})}{(\Delta V_{\text{sortie}}) V_{\text{sortie}} f} \quad (\text{A3.15})$$

Appendice 4

Valeur maximale du courant de collecteur du transistor de commutation d'un convertisseur à récupération d'énergie (Figure 4.66)

Durant la période de conduction, la valeur maximale du courant de collecteur du transistor de commutation est obtenue à partir de l'équation:

$$I_C = \frac{I_L}{n} \quad (\text{A4.1})$$

Le symbole I_L désigne le courant de crête circulant dans le primaire de l'inductance-transformateur, alors que n représente le quotient du nombre de tours de l'enroulement primaire par le nombre de tours de l'enroulement secondaire. Dans ce cas-ci, nous avons $n = 1$.

La puissance transférée à la sortie du convertisseur par l'intermédiaire de l'inductance est:

$$P_{\text{sortie}} = \left(\frac{LI_L^2}{2T} \right) \eta \quad (\text{A4.2})$$

où η désigne le rendement du convertisseur.

La tension aux bornes de l'inductance-transformateur est déterminée à l'aide de la relation:

$$V_{\text{entrée}} = L \frac{dI}{dt} \quad (\text{A4.3})$$

Si nous supposons que:

$$\begin{aligned} dI &= I_L \\ \frac{1}{dt} &= \frac{f}{\sigma_{\text{max}}} \end{aligned}$$

où $\sigma_{\text{max}} = t_{\text{cond.}}/T$ désigne le taux de service du transistor.

Nous obtenons alors:

$$V_{\text{entrée}} = \frac{LI_L f}{\sigma_{\text{max}}} \quad (\text{A4.4})$$

et, par conséquent:

$$L = \frac{V_{\text{entrée}} f \sigma_{\text{max}} I_L^2}{2fI_L} \quad (\text{A4.5})$$

En combinant les équations A4.2 et A4.5, nous obtenons:

$$P_{\text{sortie}} = \left(\frac{V_{\text{entrée}} f \sigma_{\text{max}} I_L^2}{2fI_L} \right) \eta$$

$$P_{\text{sortie}} = \frac{1}{2} \eta V_{\text{entrée}} \sigma_{\text{max}} I_L \quad (\text{A4.6})$$

de sorte que:

$$I_L = \frac{2P_{\text{sortie}}}{\eta V_{\text{entrée}} \sigma_{\text{max}}} \quad (\text{A4.7})$$

En combinant les équations A4.1 et A4.7, nous obtenons la valeur du courant de collecteur du transistor en fonction de la puissance de sortie du convertisseur ($\eta = 1$):

$$I_C = \frac{2P_{\text{sortie}}}{\eta V_{\text{entrée}} \sigma_{\text{max}}} \quad (\text{A4.8})$$

Dans le cas d'un rendement du convertisseur de 80% et d'un taux de service du transistor de 40%, nous avons:

$$I_C \approx \frac{6,2P_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} \quad (\text{A4.9})$$

Appendice 5

Valeurs de quelques grandeurs d'un circuit limiteur de courant par délestage

Courant de sortie maximal

Dans le circuit de protection de la figure A.5, l'action du délestage débute lorsque la tension de la base du transistor T_2 est supérieure à la tension de sortie, soit 0,6 V. Alors:

$$V_{R_2} = V_{\text{sortie}} + 0,6 \text{ V}$$

Mais la tension V_{R_2} est obtenue à partir du diviseur de tension formé par les résistances R_1 et R_2 :

$$V_{R_2} = V_M \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

La tension au point M est égale à:

$$V_M = V_{\text{sortie}} + V_{\text{CL}}$$

$$V_M = V_{\text{sortie}} + I_{\text{CL}} R_{\text{CL}}$$

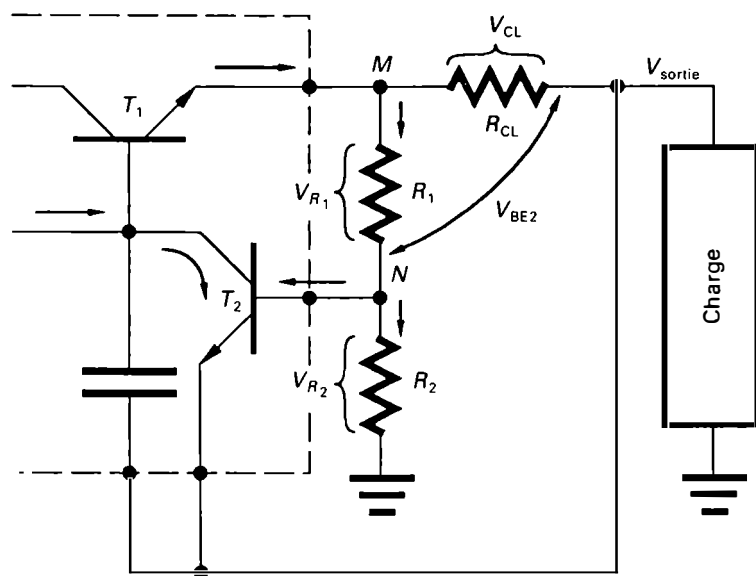


Figure A.5 Circuit de protection par délestage.

En remplaçant V_M par sa valeur, nous obtenons:

$$V_{R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{\text{sortie}} + I_{\text{CL}} R_{\text{CL}})$$

Après transformation, nous obtenons:

$$I_{\text{CL}} R_{\text{CL}} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_{R_2} - V_{\text{sortie}}$$

et:

$$I_{\text{CL}} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2 + R_{\text{CL}}} \right) V_{R_2} - \frac{V_{\text{sortie}}}{R_{\text{CL}}}$$

En remplaçant V_{R_2} par sa valeur, nous obtenons la valeur maximale du courant de sortie I_{CL} , juste avant que le délestage entre en jeu (voir la figure 4.94.a):

$$I_{\text{CL}} = \frac{(R_1 + R_2)(V_{\text{sortie}} + 0,6 \text{ V})}{R_2 R_{\text{s.c}}} - \frac{V_{\text{sortie}}}{R_{\text{CL}}}$$

Après transformation, nous obtenons la valeur du courant maximal (I_{CL} : courant limite) qui peut circuler dans la charge.

$$I_{\text{CL}} = \frac{0,6(R_1 + R_2) + V_{\text{sortie}} R_1}{R_2 R_{\text{CL}}} \quad (\text{A5.1})$$

Courant de court-circuit

En cas de court-circuit de la charge (lorsque $V_{\text{sortie}} = 0 \text{ V}$), la valeur du courant de court-circuit $I_{\text{s.c.}}$ (voir la figure 4.94.a) est:

$$I_{\text{s.c.}} = \frac{0,6(R_2 + R_1)}{R_2 R_{\text{CL}}} \quad (\text{A5.2})$$

Facteur de délestage

Nous définissons le facteur de délestage comme le quotient du courant maximal de charge par le courant de court-circuit

$$K = \frac{I_{\text{CL}}}{I_{\text{s.c.}}}$$

Ainsi, nous avons:

$$K = \frac{0,6(R_1 + R_2) + V_{\text{sortie}} R_1}{R_2 R_{\text{CL}}} \bigg/ \frac{0,6(R_1 + R_2)}{R_2 R_{\text{s.c.}}}$$

Après transformation, nous obtenons:

$$K = 1 + \frac{V_{\text{sortie}} R_1}{0,6(R_1 + R_2)} \quad (\text{A5.3})$$

Résistance série

D'après le circuit de la figure A.5, nous pouvons écrire:

$$V_{R_1} = V_M \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Dans le cas de court-circuit de la charge, nous avons:

$$V_M = V_{\text{CL}} = I_{\text{s.c.}} R_{\text{CL}}$$

$$V_{\text{sortie}} = 0 \text{ V}$$

$$V_M = V_{\text{CL}} = I_{\text{s.c.}} R_{\text{CL}}$$

Ainsi:

$$V_{\text{BE2}} = V_M = V_{R_1}$$

Au moment où l'action du délestage débute, $V_{\text{BE2}} = 0,6 \text{ V}$, alors:

$$0,6 \text{ V} = V_M - \left(\frac{V_M R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Après transformation et en remplaçant V_M par sa valeur, nous obtenons:

$$V_{\text{CL}} = 0,6 \text{ V} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

Puisque:

$$V_{\text{CL}} = I_{\text{s.c.}} R_{\text{CL}}$$

la valeur de la résistance série R_{CL} qui détecte le courant de sortie maximal est:

$$R_{\text{CL}} = \frac{0,6 \text{ V} (R_1 + R_2)}{I_{\text{s.c.}} R_2} \quad (\text{A5.4})$$

Appendice 6

Facteur d'utilisation des enroulements secondaires des transformateurs polyphasés

Le facteur d'utilisation des enroulements secondaires des transformateurs polyphasés est déterminé à l'aide de l'équation 7.35:

$$\boxed{F.U._s = \frac{E_{\text{moy}} I_{\text{moy}}}{n E_s I_s}} \quad (\text{A6.1})$$

où n désigne le nombre de phases.

La valeur moyenne de la tension de sortie d'un redresseur polyphasé est obtenue à l'aide de l'équation 7.28:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{max}} \left[\frac{n}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{n} \right) \right]$$

La valeur efficace du courant par diode (par phase) est:

$$I_{\text{eff}} (\text{diode}) = I_s = \frac{I_{\text{moy}}}{\sqrt{n}}$$

Quant à la tension au secondaire, elle est déterminée par:

$$E_s = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}}$$

Nous pouvons maintenant substituer, dans l'équation A3.1 E_{moy} , I_s et E_s par leur valeur respective:

$$F.U._s = \frac{E_{\text{max}} \left[\frac{n}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{n} \right) \right] I_{\text{moy}}}{n \left(\frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{I_{\text{moy}}}{\sqrt{n}} \right)}$$

Après simplification, nous obtenons:

$$\boxed{F.U._s = \frac{\sqrt{2}n}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{n} \right)} \quad (\text{A6.2}) \quad (7.36)$$

Le symbole n désigne le nombre de phases. Dans le cas d'un redresseur triphasé en pont, il correspond au nombre d'impulsions par période de la tension redressée pulsée.

Appendice 7

Valeur efficace d'une tension redressée contrôlée en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors

Redressement contrôlé monophasé à simple alternance

Selon la définition de la valeur efficace d'une tension alternative sinusoïdale (paragraphe 2.1.3), nous avons:

$$E_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{\text{max}}^2 \sin^2 x \, dx$$

où α désigne l'angle d'amorçage (ou angle de retard) du thyristor.

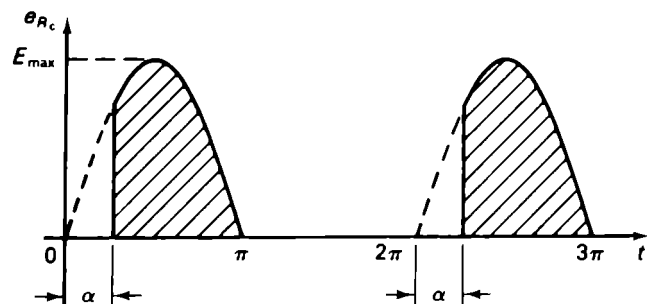


Figure A.6 Tension de sortie d'un redresseur contrôlé monophasé simple alternance.

À l'aide de la relation trigonométrique:

$$\sin^2 x = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2x$$

nous pouvons écrire:

$$E_{\text{eff}}^2 = \frac{E_{\text{max}}^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2x \right) dx$$

Après intégration, nous obtenons:

$$E_{\text{eff}}^2 = \frac{E_{\text{max}}^2}{4\pi} \left[x - \frac{\sin 2x}{2} \right]_{\alpha}^{\pi}$$

$$E_{\text{eff}}^2 = \frac{E_{\text{max}}^2}{4\pi} \left[\pi - \frac{\sin 2\pi}{2} - \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]$$

$$E_{\text{eff}}^2 = \frac{E_{\text{max}}^2}{4} \left(\frac{\pi}{\pi} - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)$$

de sorte que:

$$E_{\text{eff, simple alt.}} = \frac{E_{\text{max}}}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (\text{A7.1})$$

$$(8.25)$$

Redressement contrôlé monophasé à double alternance

Dans le cas du redressement contrôlé monophasé à double alternance, l'énergie par période est deux fois plus grande,

lorsque l'angle d'amorçage est le même pour les deux thyristors. Ainsi, la valeur efficace de la tension est multipliée par $\sqrt{2}$:

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{2} \left[\frac{E_{\text{max}}}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \right]$$

$$E_{\text{eff, double alt.}} = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (\text{A7.2})$$

$$(8.30)$$

Appendice 8

Dimensions standard des fils dans le système AWG

N° de jauge AWG	Diamètre nominal		
	millièmes de pouce	mm	millièmes circulaires
40	3,14	0,080	9,9
38	3,96	0,101	15,7
36	5,0	0,127	25,0
34	6,3	0,160	39,7
32	8,0	0,203	64,0
30	10,0	0,254	100
28	12,6	0,320	159
26	15,9	0,404	253
24	20,1	0,511	404
22	25,3	0,643	640
20	32,0	0,813	1 024
18	40,3	1,02	1 624
16	50,8	1,29	2 580
14	64,1	1,63	4 109
12	80,8	2,05	6 529
10	101,9	2,588	10 384
8	128,5	3,264	16 512
6	162,0	4,115	26 244
4	204,3	5,189	41 739
2	257,6	6,543	66 358
1	289,3	7,348	83 694
0	324,9	8,252	105 560

Pour déterminer le diamètre d'un fil dont le numéro de jauge AWG est impair, on multiplie par 1,123 le diamètre du fil correspondant au numéro de jauge pair directement supérieur. Par exemple, le diamètre du fil n° 21 est égal à celui du fil n° 22 multiplié par 1,123:

$$25,3 \times 1,123 = 28,4 \text{ millièmes de pouce}$$

ou:

$$0,643 \times 1,123 = 0,722 \text{ mm}$$

Valeurs standard des résistances au carbone

	Tolérance		
	20%	10%	5%
1,0	1,0	1,0	1,0
		1,1	1,1
		1,2	1,2
1,5	1,5	1,5	1,5
		1,6	1,6
		1,8	1,8
2,2	2,2	2,2	2,2
		2,4	2,4
		2,7	2,7
		3,0	3,0
3,3	3,3	3,3	3,3
		3,6	3,6
		3,9	3,9
4,7	4,7	4,7	4,7
		5,1	5,1
		5,6	5,6
6,8	6,8	6,8	6,8
		7,5	7,5
		8,2	8,2
		9,1	9,1

Fiche technique 1

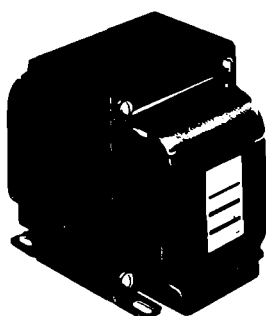
Transformateurs d'alimentation monophasés

FILAMENT — L.V. RECTIFIER TRANSFORMERS

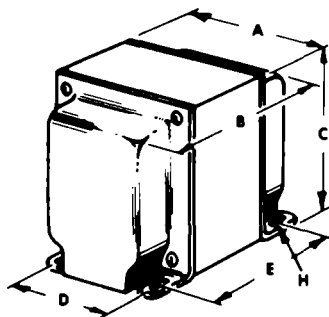
HAMMOND

167 SERIES — "X" Mounting

- Dual purpose — filament or LV rectifier, continuous service.
- Convenient, economical enclosed 4 hole "Type X" mounting.
- Conservative designs are CSA certified "LR 3902".
- Insulated flexible leads — 6"-8" long.
- Primary 115 volts 60 Hz.
- Secondary 5 to 100 volts 0.5 to 30 amps R.M.S.
- Insulation Test 2500 V.



"X" Mounting



Cat. No.	Full Load Secondary		No Load Secondary Volts	Dimensions					Wt. Lb.
	Volts	Amps		A	B	C	D	E	
167 M5	5.0 ct	3	5.4	2.50	2.13	3.00	2.13	1.25	1.8
167 Q5	5.0 ct	6	5.43	2.50	2.38	3.00	2.13	1.50	1.9
167 R5	5.0 ct	8	5.36	2.50	2.63	3.00	2.13	1.75	2.4
167 S5	5.0 ct	10	5.35	2.50	2.88	3.00	2.13	2.00	2.85
167 U5	5.0 ct	15	5.3	2.50	3.38	3.00	2.13	2.50	3.75
167 V5	5.0 ct	20	5.3	2.50	3.63	3.00	2.13	2.75	4.1
167 X5	5.0 ct	30	5.3	3.13	4.38	3.81	2.50	2.25	6.7
167 N6	6.3 ct	4	7.0	2.50	2.38	3.00	2.13	1.50	1.9
167 Q6	6.3 ct	6	6.7	2.50	2.63	3.00	2.13	1.75	2.4
167 R6	6.3 ct	8	6.74	2.50	2.88	3.00	2.13	2.00	2.85
167 S6	6.3 ct	10	6.7	2.50	3.13	3.00	2.13	2.25	3.25
167 T6	6.3 ct	12	6.8	2.50	3.38	3.00	2.13	2.50	3.75
167 U6	6.3 ct	16	6.75	3.13	3.63	3.81	2.50	2.25	4.7
167 U7	7.5 ct	15	8.1	3.13	3.63	3.81	2.50	2.25	4.7
167 V7	7.5 ct	21	8.0	3.13	4.38	3.81	2.50	3.00	6.7
167 N10	10.0 ct	4	10.7	2.50	2.63	3.00	2.13	1.75	2.4
167 P10	10.0 ct	5	10.7	2.50	2.88	3.00	2.13	2.00	2.85
167 R10	10.0 ct	8	10.6	2.50	3.38	3.00	2.13	2.50	3.75
167 S10	10.0 ct	10	10.65	2.50	3.63	3.00	2.13	2.75	4.1
167 P11	11.0 ct	5	11.8	2.50	2.88	3.00	2.13	2.00	2.85
167 S11	11.0 ct	10	11.75	3.13	3.63	3.81	2.50	2.25	4.7
167 U11	11.0 ct	15	11.65	3.13	4.38	3.81	2.50	3.00	6.7
167 L12	12.6 ct	2	13.7	2.50	2.38	3.00	2.13	1.50	1.9
167 N12	12.6 ct	4	13.4	2.50	2.88	3.00	2.13	2.00	2.85
167 Q12	12.6 ct	6	13.6	2.50	3.38	3.00	2.13	2.50	3.75
167 R12	12.6 ct	8	13.3	2.50	3.63	3.00	2.13	2.75	4.1
167 S12	12.6 ct	10	13.2	3.13	3.88	3.81	2.50	2.50	5.5
167 V12	12.6 ct	20	13.0	3.75	4.75	4.56	3.00	2.94	10.0
167 Q14	14.0 ct	6	15.1	2.50	3.63	3.00	2.13	2.75	4.1
167 M16	16.0 ct	3	16.9	2.50	2.63	3.00	2.13	1.75	2.4
167 P16	16.0 ct	5	17.4	2.50	3.63	3.00	2.13	2.75	4.1
◆167 M16	18.0 ct	3	19.4	2.50	3.00	3.13	2.13	2.13	3.2
◆167 P16	18.0 ct	5	18.7	2.50	3.63	3.13	2.13	2.75	4.1
167 S16	18.0 ct	10	18.8	3.13	4.38	3.81	2.50	3.00	—
167 U16	18.0 ct	15	18.8	3.75	4.75	4.56	3.00	3.00	—
167 V16	18.0 ct	20	18.5	3.75	5.75	4.56	3.00	4.00	—
◆167 M20	20.0 ct	3	20.8	2.50	3.13	3.00	2.13	2.25	3.25
◆167 P20	20.0 ct	5	21.0	3.13	3.63	3.81	2.50	2.25	4.7
◆167 T22	22.0 ct	12	22.1	3.75	4.50	4.56	3.60	2.88	10.0
167 V22	22.0 ct	20	22.5	3.75	6.25	4.56	3.00	4.50	—
◆167 L24	24.0 ct	2	25.4	2.50	2.88	3.00	2.13	2.00	2.85
167 J25	25.0 ct	1	27.0	2.50	2.38	3.00	2.13	1.50	1.9
167 K25	25.0 ct	1.5	26.8	2.50	2.63	3.00	2.13	1.75	2.4
167 M25	25.0 ct	3	26.6	2.50	3.38	3.00	2.13	2.50	3.75
167 N25	25.0 ct	4	26.6	2.50	3.63	3.00	2.13	2.75	4.1
167 P25	25.0 ct	5	27.2	3.13	3.88	3.81	2.50	2.50	5.5
167 S25	25.0 ct	10	26.1	3.75	4.75	4.56	3.00	2.94	10.0
167 J26	28.0 ct	1	30.5	2.50	2.38	3.00	2.13	1.50	1.9
◆167 L26	28.0 ct	2	27.7	2.50	2.88	3.00	2.13	2.00	2.85
167 K30	30.0 ct	1.5	31.6	2.50	2.88	3.00	2.13	2.00	2.85
167 M30	30.0 ct	3	32.0	2.50	3.63	3.00	2.13	2.75	4.1
◆167 P30	30.0 ct	5	31.4	3.13	4.13	3.81	2.50	2.75	6.7
◆167 S30	30.0 ct	10	31.4	3.75	4.50	4.56	3.00	2.88	10.0
167 J33	33.0 ct	1	35.0	2.50	2.38	3.00	2.13	1.50	1.9
167 J36	36.0 ct	1	39.5	2.50	2.38	3.00	2.13	1.50	1.9
167 L36	36.0 ct	2	38.3	2.50	3.13	3.00	2.13	2.25	3.25
167 M36	36.0 ct	3	37.9	3.13	3.63	3.81	2.50	2.25	4.7
167 P36	36.0 ct	5	38.2	3.13	4.38	3.81	2.50	3.00	6.7

◆New Product.

Special designs of these series produced quickly to your specifications.

Source: Hammond Manufacturing Company Limited, Electronic Transformers (Catalogue 5C-5).

Fiche technique 2

Diodes de redressement

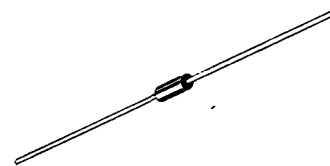
SILICON RECTIFIER DIODES
 DIODES DE REDRESSEMENT AU SILICIUM

1N4001
 → 1N4007

I_0 1 A (T_{amb} 75 °C)

$50 V \leq V_{RRM} \leq 1000 V$

Case DO 41 See outline drawing on last pages
 Boitier DO 41 Voir dessin coté CB 101 dernières pages



Weight : 0,35 g
 Masse

ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES) $T_{amb} = 25\text{ °C}$ (Unless otherwise stated)
 VALEURS LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION (Sauf indications contraires)

		1N 4001	1N 4002	1N 4003	1N 4004	1N 4005	1N 4006	1N 4007	
Continuous reverse voltage <i>Tension inverse continue</i>	V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
Repetitive peak reverse voltage <i>Tension inverse de pointe répétitive</i>	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Surge non repetitive forward current <i>Courant direct de surcharge t_p 10 ms accidentelle</i>	I_{FSM}	30	30	30	30	30	30	30	A
Mean forward current d 9,5 mm* <i>Courant direct moyen T_{amb} 75 °C</i>	I_0	1	1	1	1	1	1	1	
Operating temperature min <i>Température de fonctionnement max</i>	T_{oper}	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	°C
Storage temperature min <i>Température de stockage max</i>	T_{stg}	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	- 65 + 175	°C

* d : lead length. See also figure 1
 * d : longueur de connexion. Voir aussi figure 1



1/3
 105

Source: Sescosem (Thompson — CSF). Diodes de redressement — Thyristors (1976).

Fiche technique 3

Diodes de redressement

1N 4001 → 1N 4007

ELECTRICAL CHARACTERISTICS CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

		Test conditions <i>Conditions de mesure</i>	typ	max	
Reverse current <i>Courant inverse</i>	I_R	$V = V_{RRM}$ $T_{amb} 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{amb} 75\text{ }^{\circ}\text{C}$		5 50	μA
Forward voltage <i>Tension directe</i>	V_F	$I_F = 1\text{ A}$ $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1,1	V
Reverse recovery time <i>Temps de recouvrement inverse</i>	t_{rr}	$I_F = 0,5\text{ A}$ $I_R = 1\text{ A}$ $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	30		μs
Small signal capacitance <i>Capacité différentielle</i>	C	$V_R = 4\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$ $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	30		pF
Junction ambient thermal resistance <i>Résistance thermique jonction-ambiante</i>	$R_{th(j-a)}$		50		$^{\circ}\text{C/W}$

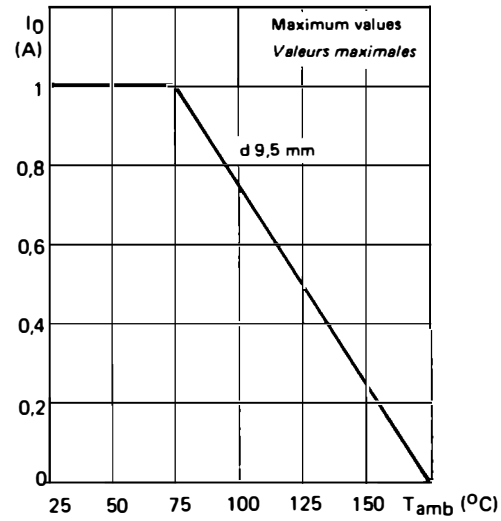
Source: Sescosem (Thompson — CSF). Diodes de redressement — Thyristors (1976).

Fiche technique 4

Diodes de redressement

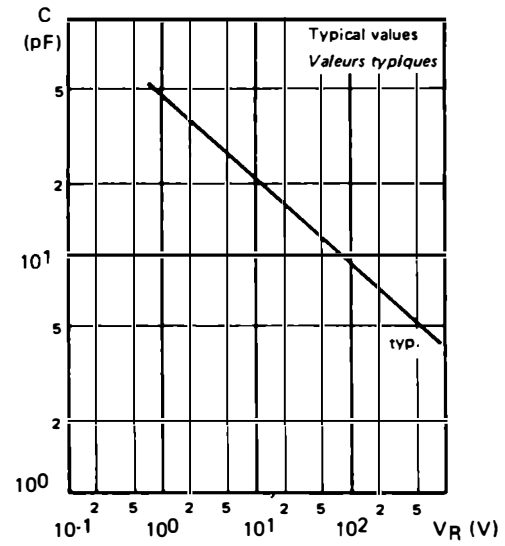
1N 4001 → 1N 4007

FIGURE 1



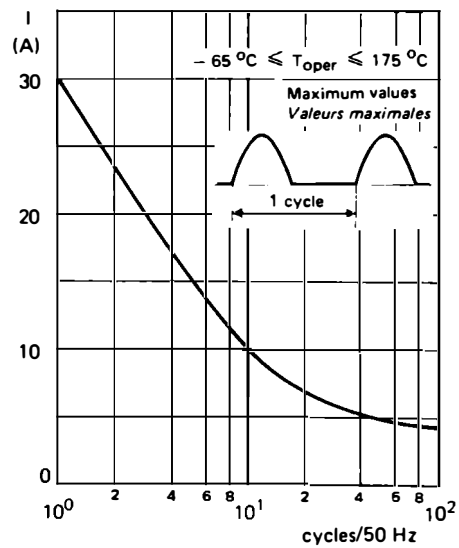
Maximum allowable ambient temperature
versus forward current
Température ambiante maximale admissible
en fonction du courant direct

FIGURE 2



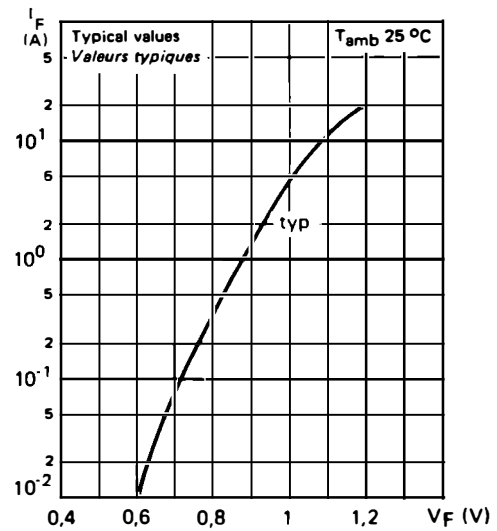
Junction capacitance versus reverse voltage
Capacité de jonction en fonction de la
tension inverse

FIGURE 3



Accidental peak surge current vs. cycles
applied at 50 Hz (limiting values)
Courant crête de surcharge accidentelle
en fonction du nombre de cycles appli-
qués à 50 Hz (valeurs limites)

FIGURE 4



Forward current vs. forward voltage drop
(typical values)
Courant direct en fonction de la chute de
tension directe (valeurs typiques)

Source: Sescosem (Thompson — CSF). Diodes de redressement — Thyristors (1976).

Fiche technique 4a

Diodes de redressement à haute tension

HIGH VOLTAGE RECTIFIERS ASSEMBLIES
REDRESSEURS HAUTE TENSION MOULÉS

1N 2901 _ 1N 2911
1N 2919 _ 1N 2923

Resin molded miniaturized diodes
APPLICATIONS
High voltage supplies
Electrostatic vacuum cleaning
Rectifying in radiology

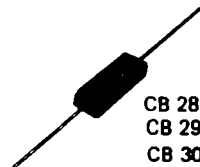
Moulage sous résine de diodes miniatures
APPLICATIONS
Alimentations haute tension
Dépoussiérage électrostatique
Redresseurs pour radiologie

I_0 250 mA (T_{amb} 25 °C)
 $3 \text{ kV} < V_{RRM} < 6 \text{ kV}$

Cases 1N 2901 CB 28
Boitiers 1N 2911, 1N 2919 CB 29
1N 2923 CB 30

(See outline drawings on lest pages)
(Voir dessins cotés en dernières pages)

Weight (depends on type) 8 – 15 g
Masse (selon le type)
Marking and polarity : clear
Marquage et polarité en clair



ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)
VALEURS LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION

(Unless otherwise stated)
(Sauf indications contraires)

		1N 2901	1N 2911	1N 2919	1N 2923	
Repetitive peak reverse voltage <i>Tension inverse de pointe répétitive</i>	V_{RRM}	3	4	5	6	kV
Mean forward current (air) T_{amb} 25 °C <i>Courant direct moyen (air)</i>	I_0	250	250	250	250	mA
Surge non repetitive forward current <i>Courant direct de pointe de surcharge</i> $T_{(vj)}$ 150 °C – 1/2 sin. – t_p 10 ms	I_{FSM}	10	10	10	10	A
Maximum junction temperature <i>Température de jonction maximale</i>	$T_{(vj)}$	+ 150	+ 150	+ 150	+ 150	°C
Storage temperature <i>Température de stockage</i>	T_{stg}	min - 65 max + 150	min - 65 max + 150	min - 65 max + 150	min - 65 max + 150	°C

10 - 1975 1/2

671



Source: Sescosem (Thompson — CSF). Diodes de redressement — Thyristors (1976).

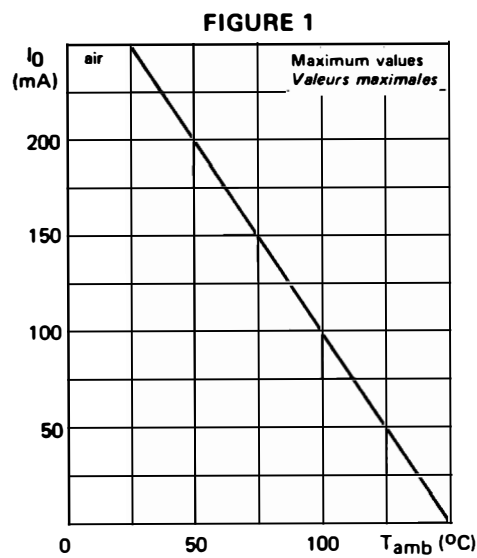
Fiche technique 4b

Diodes de redressement à haute tension

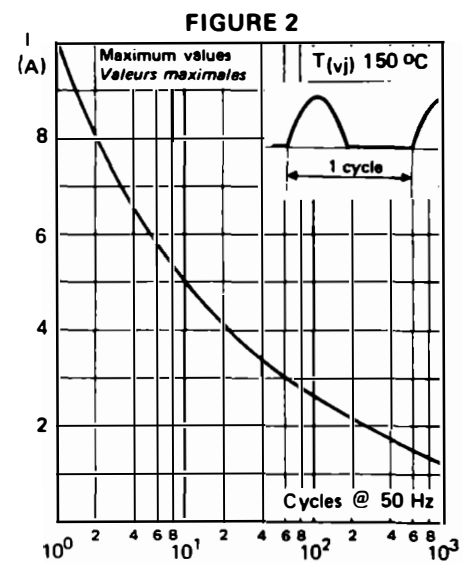
1N 2901, 1N 2911, 1N 2919, 1N 2923

ELECTRICAL CHARACTERISTICS - MAXIMUM VALUES
 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES - VALEURS MAXIMALES

			1N 2901	1N 2911	1N 2919	1N 2923	
Forward voltage <i>Tension directe</i>	V_F	$I_F = 250 \text{ mA}$ $T_{(vj)} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	6	8	10	12	V
Reverse current <i>Courant inverse</i>	I_R	$V_R = V_{RRM}$ $T_{(vj)} 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_{(vj)} 100 \text{ }^\circ\text{C}$	0,5 30	0,5 30	0,5 30	0,5 30	μA μA



Maximum allowable ambient temperature
 versus forward current
*Température ambiante maximale admissible
 en fonction du courant direct*



Accidental peak surge current versus cycles
 applied at 50 Hz
*Courant crête de surcharge accidentelle
 en fonction du nombre de cycles à 50 Hz*

Source: Sescosem (Thompson — CSF). Diodes de redressement — Thyristors (1976).

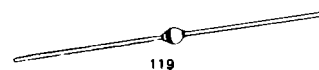
Fiche technique 5

Diodes de redressement (0,25 A à 3 A)

RECTIFIERS

THE INDUSTRY'S BROADEST LINE OF POWER RECTIFIERS— .250 TO 1500 AMPERES, UP TO 3000 VOLTS

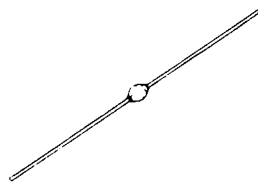
- CURRENT/VOLTAGE RATINGS
- PACKAGING
- MOUNTING AND COOLING
- HIGH-SPEED FAST RECOVERY
- TRANSIENT SELF-PROTECTION
- GENERAL PURPOSE



RECTIFIERS .25 TO 3 AMPERES

JEDEC	— 1N5059, 82 1N4245, 49 —		— 1N5624, 27 —		—		—		
GE TYPE	DT230	A14A-P	—	GER4001, 7	A114A-M	—	A15A-N	A115A-M	
SPECIFICATIONS									
$I_{FM(AV)}$ (A)	.25	1	1	1	1	3	3	3	
@ T_J (°C)	50	100	55	75	55	70	70	55	
$V_{RM(RMS)}$ — Max. repetitive peak reverse voltage (V)	50	DT230F	A14F	—	GER4001	A114F	—	A15F	A115F
	100	DT230A	A14A	—	GER4002	A114A	—	A15A	A115A
	150	DT230C	—	—	—	—	—	—	—
	200	DT230B	1N5059	1N4245	GER1003	A114B	1N5624	A15B	A115B
	250	DT230H1	—	—	—	—	—	—	—
	300	—	A14C	—	—	A114C	—	A15C	A115C
	400	—	1N5060	1N4246	GER4004	A114D	1N5625	A15D	A115D
	500	—	A14E	—	—	A114E	—	A15E	A115E
	600	—	1N5061	1N4247	GER4005	A114M	1N5626	A15M	A115M
	800	—	1N5062	1N4248	GER4006	—	1N5627	A15N	—
	1000	—	A14P	1N4249	GER4007	—	—	—	—
$I_{SM(SURGE)}$	Max. peak one cycle, non-recurrent surge current (50 Hz sine wave, 1 phase operation) @ max. rated load conditions (A)								
	5	50	25	30	40	125	125	110	
I_{RM}	Max. non-repetitive for 0.3 msec. (A/sec)								
	—	4	4	—	3.5	25	25	20	
T_J	Operating junction temperature range (°C)								
	-85 to 150	-65 to 175*	-85 to 180	-65 to 175	-85 to 175	-65 to 175	-85 to 175	-65 to 150	
T_{STG}	Storage temperature range (°C)								
	-85 to 200	-65 to 175	-65 to 200	-65 to 175	-85 to 175	-65 to 200	-85 to 175	-65 to 175	
V_{FM}	Max. peak forward voltage drop @ rated $I_{FM(AV)}$ (1 phase operation)								
	1.1	1.0	1.2 @ +55°C	1.1	1.1	1.0	1.0	1.0	
t_r	Max. reverse recovery time (µsec)								
	0.3	6	5	—	0.2	5	5	0.2	
PACKAGE OUTLINE NO.									
	38	119	110	119	110	119, 2	110, 2	119, 2	

NOTE:
* Average forward current 1 amp. @ $T_J=90^\circ\text{C}$. Junction, operating and storage temperature range -65 to +185°C.
** $V_F=1.0V$ @ 200 mA, 25°C DT230H.



The best way to assure reliability in a low-current rectifier pellet is to put it in a package that really protects it. Protects it from shock, humidity, vibration and temperature.

And that's just what we do with General Electric's glassivated 1 amp (A14) and 3 amp (A15) rectifiers. Solid glass provides passivation and protection of the silicon pellet's P-N junction - no organic material is present within the hermetically sealed package. In addition, rigid mechanical support and excellent thermal characteristics are provided by the dual heatsink construction.

For high-frequency applications, GE offers a fast-recovery rectifier, the 1 amp A114, with a 200 nsec. max. reverse recovery.

Source: General Electric. SCR manual, 6th Edition.

Fiche technique 6

Diodes Zener

Zener Voltage Regulators

T.C. Voltage References

INTERNATIONAL RECTIFIER 

TEMPERATURE COMPENSATED VOLTAGE REFERENCES

Power Rating (mW)	V _Z - Zener Voltage (V)	I _{ZT} - Test Current (mA)	Z _Z - Zener Impedance (Ω) @ I _{ZT}	Case Style	Nom. Temp. Coefficient (%/°C)	IR Part No.
250	5.9 - 6.5	7.5	15	DD-7	0.005	1N3496
					0.002	1N3497
					0.001	1N3498
					0.0005	1N3499
250	8.0 - 8.8	10.0	15	C-5	0.002 0.001	1N1530 1N1530A
400	5.9 - 6.5	7.5	15	DD-7	0.01	1N821 (1)
					0.005	1N823†
					0.002	1N825
					0.001	1N827
					0.0005	1N829
400	6.2 - 6.9	7.5	15	DD-7	0.002 0.001	1N826 1N828
400	5.9 - 6.5	7.5	20	C-1	0.01	1N429
400	6.3 - 6.7	7.5	10	DD-7	0.015	1N3779
					0.01	1N3780
					0.005	1N3781
					0.002	1N3782
					0.001	1N3783
					0.0005	1N3784
400	6.4 ± 5%	0.5	200	DD-7	0.01	1N4565 (2)
					0.005	1N4566
400	6.4 ± 5%	1.0	100	DD-7	0.01	1N4570 (2)
					0.005	1N4571
					0.002	1N4572
					0.001	1N4573
					0.0005	1N4574
					0.01	1N4575 (2)
400	6.4 ± 5%	2.0	50	DD-7	0.005	1N4576
					0.002	1N4577
					0.001	1N4578
					0.0005	1N4579
					0.01	1N4580 (2)
					0.005	1N4581
400	6.4 ± 5%	4.0	25	DD-7	0.002	1N4582
					0.001	1N4583
					0.0005	1N4584
					0.002	1N430 (3)
400	8.0 - 8.8	10.0	15	C-4	0.002	1N430 (3)
400	8.0 - 8.8	10.0	15	DD-7	0.01	1N3154 (4)
					0.005	1N3155
					0.002	1N3156
					0.001	1N3157
500	8.55 - 9.45	7.5	20	DD-7	0.01	1N935 (5)
					0.005	1N936†
					0.002	1N937
					0.001	1N938
					0.0005	1N939
Special Outline Series						
200	6.2	7.5	20	C-6	0.01	1N1735
400	12.4	40	1N1736 (6)			
600	18.6	60	1N1737			
800	24.8	80	1N1738			
1000	31.0	100	1N1739			
1200	37.2	120	1N1740			
1400	43.4	140	1N1741			
1600	49.6	160	1N1742			
Time Stable Devices						
250	6.2 - 6.5	7.5	12	DD-7	0.0013	1N3501 (7)
					0.00065	1N3502
					0.0013	1N3503
					0.0013	1N3504
400	5.9 - 6.5	7.5	15	DD-7	0.01	6.2SR1
					0.005	6.2SR2
					0.002	6.2SR3
					0.001	6.2SR4

Source: International Rectifier. Product Digest (1973).

International Rectifier has long been recognized as a leader in the development and production of standard, selected, and special order Zener Voltage Regulators.

Temperature Compensated Voltage References are specially constructed Zeners which offer predictable variations in voltage with respect to temperature. These conditions are stable for any given set of parameters specified.

These regulators and references are complementary to IR's power-oriented line of quality semiconductors.

ZENER VOLTAGE REGULATORS

Power Rating	150mW	250mW	250mW			
Max. Temp (°C)	200° (8)	150°	200°			
Tolerance (%)	-	5, 10%	-			
Notes	(9)	(9)	(10)			
Case	C-1	DD-7	DD-7			
Nominal Values (V _Z)	Part No.	I _{ZT} (mA)	Part No.	I _{ZT} (mA)	Part No.	I _{ZT} (mA)
(2.6)	1N465	5	-	-	1N702	5
(3.5)	1N466	5	-	-	1N703	5
(4.1)	1N467	5	-	-	1N704	5
(4.8)	1N468	5	1N761	10	1N705	5
(5.8)	1N469	5	1N762	10	1N706	5
(7.1)	1N470	5	1N763	10	1N707	5
(8.7)	1N1313	0.20	1N764	10	-	-
(10.5)	1N1314	0.20	1N765	10	-	-
(12.7)	1N1315	0.20	1N766	5	-	-
(15.7)	1N1316	0.20	1N767	5	-	-
(19.0)	1N1317	0.20	1N768	5	-	-
(23.5)	1N1318	0.20	1N769	5	-	-
(28.5)	1N1319	0.20	-	-	-	-
(34.5)	1N1320	0.20	-	-	-	-

() V_Z ratings in parenthesis (2.6) are nominal values.

1) For Z_Z = 10Ω, add "A" suffix.

2) ΔBV Temperature Range = 0° to 75°C. Add "A" suffix for -55° to 25°C, 25° to 100°C.

3) For 0.001 Temp. Coef., add "A" suffix.

4) ΔBV Temperature Range = -55° to 25°, 25° to 100°C. Add "A" suffix for -55° to 25°, 25° to 150°C.

5) ΔBV Temperature Range = 0° to 75°C. Add "A" suffix for -55° to 25°C, 25° to 100°C. Add "B" suffix for -55° to 25°, 25° to 150°C.

6) For Nom. Temp. Coeff. = 0.005% /°C, add "A" suffix.

7) Each device has time stability measured @ 40°C for 1,000 hours @ 7.5 mA.

8) For 1N1313 thru 1N1320, max. temp. = 150°C.

9) Add "A" for 5% tolerances.

10) "A" version offers tighter tolerances.

11) Add "A" for 10% tolerances.

12) Add "A" for 10% tolerance; "B" for 5%.

13) Add "T5" for 5% tolerance; "T10" for 10%; "T20" for 20%.

14) Polarity - Cathode-to-stud only.

15) Polarity - Anode-to-stud; add "R" for cathode-to-stud.

16) Polarity - 1N3993 Series: cathode-to-stud only. 1N2498 Series, 1N1816 Series, and 1N2008 Series: anode-to-stud, for cathode-to-stud, add "R".

† JAN types available.

Fiche technique 7

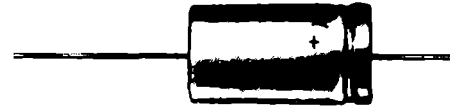
Condensateurs de filtrage (électrolytiques)

MALLORY

Tubular Electrolytic Capacitors

Tubular Electrolytic Capacitors Type TC

Mallory type TC and type TCN capacitors are single section metal tubulars with clear plastic insulating sleeves except those with the symbol (†) which have cardboard sleeving. The sizes listed below for TC and TCN capacitors without symbol (†) are bare unsleeved cans and you must add .015" to the diameter and .062" to the length to allow for plastic sleeving. Dimensions for capacitors with symbol (†) include the cardboard sleeve. Etched cathode construction is used in the manufacture of TC and TCN capacitors for maximum reliability. Type TC's and TCN's have 2" tinned leads except those shown with (■) which have 3" leads; TCD's and TCT's have 4" insulated leads. Temp. Range: -20° to +85°C. Tolerance: -10% to +100% up to 350WVDC; -10%, +50% for 351 WVDC and up.



TC SINGLE SECTION (POLAR)

Capacity (MFD)	Size	Catalog No.	Net Each
3 WVDC; 4 VDC SURGE			
200	3/8 x 3/4	TC304C	1.31
500	3/8 x 1 1/8	TC305C	1.33
1,000	7/16 x 1 1/8	TC310C	1.82
6 WVDC; 8 VDC SURGE			
250	3/8 x 3/4	TC602A	1.33
500	3/8 x 1 1/8	TC605B	1.52
1,000	7/16 x 1 1/8	TC610C	1.86
2,000	5/8 x 1	TC615B	2.14
12 WVDC; 15 VDC SURGE			
500	3/8 x 1 1/8	TC1205B	1.68
1,000	1/2 x 1 1/4	TC1210D	1.75
1,500	5/8 x 1 1/2	TC1215C	2.09
2,000	5/8 x 1 3/8	TC1220B	2.48
15 WVDC; 20 VDC SURGE			
200	3/8 x 3/4	TC1502B	1.36
250	3/8 x 7/8	TC15025A	—
500	3/8 x 1 3/8	TC1505C	1.68
1,000	1/2 x 1 1/4	TC1501C	2.02
2,000	5/8 x 1 3/8	TC1520C	2.48
3,000	7/8 x 1 5/8	TC1530A	2.90
4,000	7/8 x 1 7/8	TC1540A	3.70
5,000	7/8 x 2 5/8	TC1550B	3.70
25 WVDC; 30 VDC SURGE			
10	1/4 x 5/8	TC22A	.99
25	1/4 x 5/8	TC26C	1.06
50	5/16 x 1 1/16	TC29C	1.06
100	3/8 x 3/4	TC2501B	1.29
150	3/8 x 1	TC25015B	P.O.R.
250	7/16 x 1	TC25025B	P.O.R.
500	1/2 x 1 3/8	TC2505C	2.42
1,000	5/8 x 1 3/8	TC2510B	3.96
1,500	3/4 x 2 1/8	TC2515B	3.40
2,000	7/8 x 1 7/8	TC2520A	3.98
3,000	7/8 x 2 5/8	TC2530	4.83
4,000	1 x 2 5/8	TC2540	3.66
5,000	1 x 2 5/8	TC2550A	6.12
50 WVDC; 65 VDC SURGE			
1	1/4 x 5/8	TC31	.94
2	1/4 x 5/8	TC302	.92
5	1/4 x 5/8	TC30A	1.10
10	1/4 x 5/8	TC32C	.99
25	5/16 x 1 1/16	TC36C	1.06
50	3/8 x 3/4	TC39B	1.22
100	3/8 x 1 1/8	TC3501D	1.31
150	7/16 x 1 1/8	TC50015D	1.45
250	1/2 x 1 3/8	TC50025C	1.91
500	5/8 x 1 1/2	TC50050D	2.42
1,000	7/8 x 2 5/8	TC5010DC	3.82
1,500	1 x 2 5/8	TC50150A	5.13
2,000	1 x 2 5/8	TC50200B	5.80
3,000	1 x 3 5/8	TC50300A	6.14
5,000	1 3/8 x 3 3/8	TC50500A	6.88
75 WVDC; 95 VDC SURGE			
20	3/8 x 3/4	TC75200A	1.06
25	3/8 x 7/8	TC75250A	1.40
50	7/16 x 1 3/8	TC75500B	1.50
100	5/8 x 1 3/8	TC75101A	2.21
250	3/4 x 1 5/8	TC75251A	2.37
500	7/8 x 2 1/8	TC75501A	3.50
100 WVDC; 125 VDC SURGE			
1	1/4 x 5/8	TC10010	1.06
10	3/8 x 3/4	TC10100	1.31

Capacity (MFD)	Size	Catalog No.	Net Each
100 WVDC; 125 VDC SURGE (Continued)			
20	3/8 x 1	TC10200A	1.43
25	3/8 x 1 1/8	TC10250D	1.47
50	7/16 x 1 3/4	TC10500C	2.23
100	3/4 x 1 3/8	TC10101B	2.42
150	3/4 x 1 5/8	TC10151B	2.51
250	7/8 x 1 7/8	TC10251A	3.36
500	1 x 2 5/8	TC10501A	3.80
1,000	1 x 3 7/8	TC10102	7.73
150 WVDC; 175 VDC SURGE			
5	3/8 x 3/4	TC40C	1.20
8	3/8 x 7/8	TC41A	1.24
10	3/8 x 7/8	TC42B	1.36
12	3/8 x 1	TC43A	1.36
16	3/8 x 1 1/8	TC44A	1.36
20	3/8 x 1 3/8	TC45A	1.38
30	7/16 x 1 3/8	TC47B	2.21
40	7/16 x 1 3/4	TC48B	2.28
50	7/16 x 2	TC49B	2.28
80	3/4 x 1 5/8	TC492A	2.48
100	3/4 x 1 5/8	TC493B	2.55
150	7/8 x 1 5/8	TC495B	2.90
200	7/8 x 1 7/8	TC496B	3.20
300	1 x 2 1/8	TC499A	3.80
250 WVDC; 300 VDC SURGE			
1	1/2 x 1 1/8	TC56A	1.89
5	1/2 x 1 1/8	TC50XB	1.96
8	5/8 x 1 1/8	TC51A	2.02
10	5/8 x 1 1/8	TC52A	2.05
12	5/8 x 1 1/8	TC53A	2.05
16	5/8 x 1 3/8	TC54C	2.21
20	3/4 x 1 1/8	TC55B	2.28
30	3/4 x 1 3/8	TC57B	2.35
40	3/4 x 1 5/8	TC58A	2.48
50	3/4 x 1 5/8	TC59C	2.58
100	7/8 x 2 5/8	TC1265B	3.38
160	1 x 2 5/8	TC1266	4.07
225	1 x 3 1/8	TC1267	4.88
300 WVDC; 350 VDC SURGE			
150	1 x 3 1/8	TC593B	4.35
200	1 x 3 1/8	TC594A	5.06
350 WVDC; 400 VDC SURGE			
2	1/2 x 1 1/8	TC595A	1.96
5	5/8 x 1 1/8	TC60A	2.02
8	5/8 x 1 3/8	TC61C	2.02
10	5/8 x 1 3/8	TC62B	2.21
12	3/4 x 1 1/8	TC63B	2.23
16	3/4 x 1 3/8	TC64B	2.32
20	3/4 x 1 3/8	TC65B	2.44
40	7/8 x 1 5/8	TC67B	2.83
60	7/8 x 2 1/8	TC68B	3.20
100	7/8 x 2 5/8	TC69B	4.00
150	1 x 3 5/8	TC692A	4.97
450 WVDC; 525 VDC SURGE			
1	1/2 x 1 1/8	TC6942	1.93
2	5/8 x 1 1/8	TC695B	2.07
4	5/8 x 1 1/8	TC697B	2.16
5	3/4 x 1 1/8	TC70B	2.19
8	3/4 x 1 1/8	TC71C	2.28
10	7/8 x 1 3/8	TC72B	2.32
12	7/8 x 1 3/8	TC73B	2.37
16	3/4 x 1 5/8	TC74B	2.46
20	7/8 x 1 5/8	TC75A	2.67
30	1 x 1 5/8	TC77B	2.97

Capacity (MFD)	Size	Catalog No.	Net Each
450 WVDC; 525 VDC SURGE (Continued)			
40	1 x 2 1/8	TC78A	3.11
50	1 x 2 1/8	TC79B	3.61
60	1 x 2 5/8	TC795A	3.93
80	1 x 3 1/8	TC80B	4.55
100	1 3/8 x 2 13/16	TC805A	5.84
100	1 x 2 5/8	TC807A	4.87
160	1 3/8 x 3 7/8	TC808	7.73
500 WVDC; 550 VDC SURGE			
10	1 1/16 x 3	TC82A	4.37
600 WVDC; 825 VDC SURGE			
4	1 1/16 x 2 5/8	TC90A	4.28
10	1 3/16 x 2 1/2	TC92A	5.06
20	1 1/16 x 3	TC96A	6.03
TCN SINGLE SECTION (NON-POLAR)			
Cap. (MFD)	Size	Catalog No.	
10 WVNP			
5	1/4 x 5/8	TCN105A	2.83
8	1/4 x 5/8	TCN108A	3.22
25	3/8 x 3/4	TCN1025A	1.59
500	1/2 x 1 1/8	TCN412A	2.42
15 WVNP			
500	1/2 x 1 1/4	TCN1550B	3.29
1,000	5/8 x 1 3/8	TCN415A	4.97
25 WVNP			
16	5/16 x 1 1/16	TCN2516B	2.02
100	3/8 x 1 1/8	TCN425B	2.90
50 WVNP			
1	1/4 x 5/8	TCN501A	1.52
2	1/4 x 5/8	TCN502A	1.52
3	1/4 x 5/8	TCN503A	1.56
4	3/8 x 5/8	TCN504A	1.61
5	1/4 x 1 1/16	TCN505A	1.59
10	5/16 x 3/4	TCN5010A	1.63
100	7/16 x 1 1/2	TCN5099A	2.51
150 WVNP			
4	5/8 x 1 1/16	TCN510A	2.55
8	5/8 x 1 1/16	TCN158	P.O.R.
12	5/8 x 1 9/16	TCN1512	3.17
40	7/8 x 1 9/16	TCN1540	4.26
50	7/8 x 2 1/16	TCN1551	4.12
200 WVNP			
4	1 x 1 9/16	TCN2550	4.26
250 WVNP			
4	5/8 x 1 1/16	TCN254	P.O.R.
350 WVNP			
20	1 x 2 1/16	TCN3520	3.93
450 WVNP			
10	1 x 2 1/16	TCN511	4.42

■ Indicates 3" solid leads. All others are 2" solid leads.

† Indicates cardboard sleeve, the size includes sleeve. All others have plastic sleeve. Add .015 to diameter and .062 to the length to allow for plastic sleeve.

Fiche technique 8

Condensateurs de filtrage (au tantale)

MALLORY

Tantalum Capacitors

Epoxy Dipped Solid Tantalum Capacitors Type TDC-TDL-TDM

Type TDC-TDL-TDM capacitors offer the long life electrical stability characteristics of solid tantalum at low cost. The tough epoxy coating provides uniform lead spacing and protection against mechanical damage and moisture. These capacitors are ideal for industrial and consumer applications where premium performance, minimum size, and low cost are essential. Operating Temp.: -55°C to +85°C.

The TDC dip-coated solid tantalum capacitor offers high CV product in 4 miniature case sizes with radial stand-off lead spacing of .125 inch and .250 inch. Replaces 196D, T368 and DNS.

The TDL dip-coated solid tantalum capacitor is available in 6 low height case sizes with radial straight lead spacing of .100 inch and .200 inch. Replaces 199D.

The TDM is a low profile dip-coated rectangular thin body shaped solid tantalum capacitor available in 6 case sizes. Radial lead spacing is .125 inch and .200 inch in the smaller case sizes with .250 inch lead spacing in the larger case sizes. Replaces KNS.

KEY FEATURES

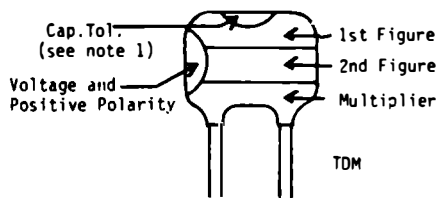
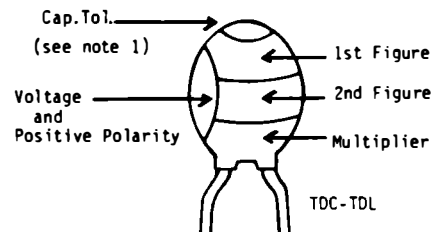
- Tough epoxy conformal coating
- Low cost
- Miniature size, low profile
- High capacitance per Case Size
- Low DCL, low ESR, low impedance
- Long life

APPLICATIONS

Bypass, Coupling, Timing, Filter circuits in consumer and industrial electronic equipment.

MARKING

Color	+85° C Voltage	Capacitance in Picofarads		Multiplier
		1st Figure	2nd Figure	
Black	4	0	0	—
Brown	6	1	1	—
Red	10	2	2	—
Orange	15	3	3	—
Yellow	20	4	4	x 10 ⁴
Green	25	5	5	x 10 ⁵
Blue	35	6	6	x 10 ⁶
Violet	50	7	7	x 10 ⁷
Gray	—	8	8	—
White	—	9	9	—



note 1
 ±20% tolerance - no dot
 ±10% tolerance - silver dot
 ± 5% tolerance - gold dot

SIZE CHART

Case Code	Dia. (in.)	Height (in.)	Lead Information		
			Spacing (S)	Dia.	AWL
E	.175	.350	.250 or .125*	.020	# 24
F	.250	.500	.250 or .125*	.020	# 24
G	.350	.650	.250	.025	# 22
H	.400	.750	.250	.025	# 22

*To order add "N" suffix to existing catalog number. (Example: TDC68 SMO06ELN.)

TDL DIMENSIONS

Case Code	Width (in.)	Height (in.)	Lead Spacing (S)	Dia.	AWL
A	.180	.280	.100	.020	# 24
B	.200	.300	.100	.020	# 24
C	.260	.360	.100	.020	# 24
D	.340	.400	.100	.020	# 24
E	.400	.560	.200	.020	# 24
F	.440	.680	.200	.020	# 24

TDM DIMENSIONS

Case Code	Width (in.)	Height (in.)	Thick. (in.)	Lead Information		
				Spacing (S)	Dia.	AWL
1	.275	.275	.180	.125	.020	# 24
2	.325	.325	.210	.200	.020	# 24
3	.375	.400	.225	.250	.020	# 24
4	.400	.400	.250	.250	.020	# 24
5	.460	.485	.325	.250	.020	# 24
6	.560	.585	.325	.250	.020	# 24

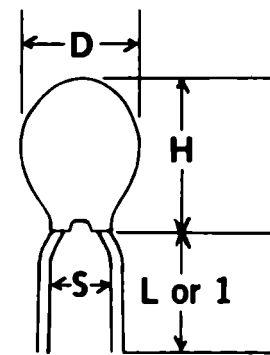


Fig. "A"

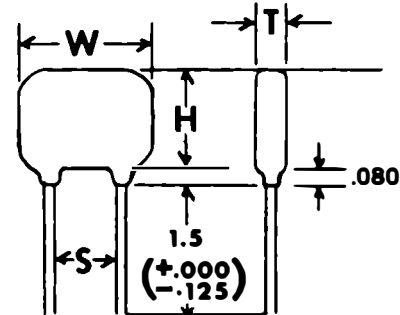


Fig. "B"

CATALOG NUMBER:

TYPE: Indicate proper letter C, L or M.

CAPACITY: In picofarads
 1st two digits are significant figures

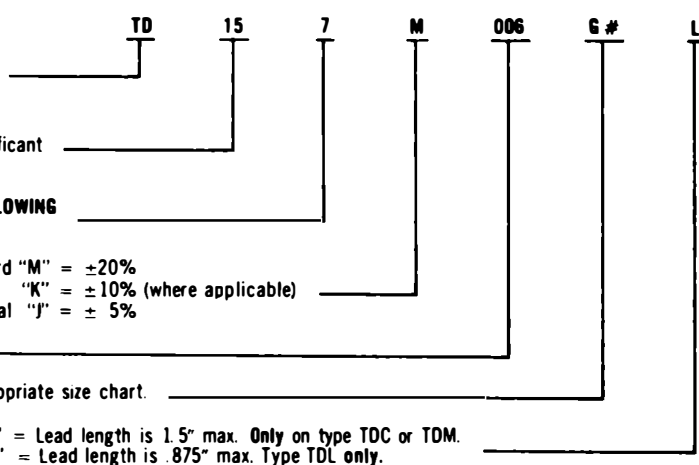
NUMBER OF ZEROS FOLLOWING SIGNIFICANT FIGURES

CAPACITY TOL.: Standard "M" = ±20%
 "K" = ±10% (where applicable)
 Special "J" = ± 5%

WVDC @ +85° C:

CASE CODE: #See appropriate size chart.

LEAD INFORMATION: "L" = Lead length is 1.5" max. Only on type TDC or TDM.
 "1" = Lead length is .875" max. Type TDL only.



Fiche technique 9

Régulateurs de tension à circuits intégrés

Output Current	Device ¹	VOUT (V)	TA = 25°C (± %)	Max Regulation		Max VIN (V)	Ripple (dB)	Typ Dropout Voltage (V)	Device	Pkg Style	Typ θJC (°C/W)	Typ θJA (°C/W)	Max PD (W)	
				Line ²	Load ³									
3.0	LM145K, LM245K LM345K	-5.0, -5.2	2	0.008	0.6	20	68	2	LM145K, LM245K LM345K	TO-3	2	35	25	
		-5.0, -5.2	4	0.008	0.6	20	68	2						
1.5	LM137, LM237	-1.2- -37 (adj)	N/A	0.006	0.3	40	77	2	LM137, LM237K STEEL	TO-3	2	35	20	
	LM337	-1.2- -37 (adj)	N/A	0.007	0.3	40	77	2	LM337K STEEL LM337T	TO-3 TO-220	2 3	35 50	20	
	LM137HV, LM237HV	-1.2- -47 (adj)	N/A	0.006	0.3	50	77	2	LM137HV, LM137HVK STEEL	TO-3	2	35	20	
	LM337HV	-1.2- -47 (adj)	N/A	0.007	0.3	50	77	2	LM337HVK STEEL	TO-3	2	35	20	
	LM120K, LM220K	-5, -5.2, -6, -8, -9, -12, -15, -18, -24	2	0.02	0.3	25 35 (9V, 12V) 40 (15V, 18V) 42 (24V)	64 80 75 70	2 2 2 2	LM120K series	TO-3	3	35	20	
	LM320K	-5, -5.2, -6, -8, -9, -12, -15, -18, -24	4	0.02	0.3	25 35 (9V, 12V) 40 (15V, 18V) 42 (24V)	64 80 75 70	2	LM120K series	TO-3	3	35	20	
	LM320T	-5, -5.2, -6, -8, -9, -12, -15, -18, -24	4	0.02	0.3	25 35 (9V, 12V, 15V, 18V) 40 (24V)	64 75-80 70	2 4 4	LM320T	TO-220	3	50	20	
	LM79XXC	-5, -5.2, -6, -8, -9, -12, -15, -18, -24	4	0.03	0.4	35, 40 (24V)	66-70	2-4	LM79XXCT	TO-220	3	50	20	
	0.5	LM137H, LM237H	-1.2- -37 (adj)	N/A	0.006	0.3	40	77	2	LM137H, LM237H	TO-39	15	150	2
		LM337H	-1.2- -37 (adj)	N/A	0.007	0.3	40	77	2	LM337H	TO-39	15	150	2
LM137HVH, LM237HVH		-1.2- -47 (adj)	N/A	0.006	0.3	50	77	2	LM137HVH, LM237HVH	TO-39	15	150	2	
LM337HVH		-1.2- -47 (adj)	N/A	0.007	0.3	50	77	2	LM337HVH	TO-39	15	150	2	
LM337M		-1.2- -37 (adj)	N/A	0.007	0.3	40	77							
LM120H, LM220H		-5.0, -5.2, -6, -8	2	0.02	0.6	25	64	2	LM120H, LM220H	TO-39	15	150	2	
LM320H		-5.0, -5.2, -6, -8	4	0.02	0.6	25	64	2	LM320H	TO-39	15	150	2	
LM320M		-5, -5.2, -8, -8, -9, -12, -15, -18, -24	4 4	0.02	0.6	25 35 (9V, 12V, 15V, 18V) 40 (24V)	60-64 70-80	2 2	LM320MP	TO-202	12	80	12	
LM79MXX	-5, -6, -8, -12, -15, -24	4	0.03	0.7	35, 40 (24V)	58-60	2	LM79MXXCP	TO-202	12	80	12		
0.25	LM320ML	-5, -6, -8, -10, -12, -15, -18, -24	4	0.01	0.5	35, 40 (24V)	50-60	2	LM320MLP	TO-202	12	80	12	
0.20	LM120H, LM220H	-9, -12, -15, -18, -24	2	0.02	0.1	35 (9V, 12V) 40 (15V, 18V) 42 (24V)	70-80	2	LM120H, LM220H	TO-39	15	150	2	
	LM320H	-15, -18, -24	4	0.02	0.1	35 (9V, 12V) 40 (15V, 18V) 42 (24V)	70-80	2	LM320H	TO-39	15	150	2	
0.10	LM320L	-5, -8, -8, -9, -12, -15, -18, -24	4	0.01	0.5	35, 40 (24V)	60-65	2	LM320LZ	TO-92	40	180	1	
	LM79LXXA	-5, -12, -15, -18, -24	4	0.02	0.6	35, 40 (24V)	50-55		LM79LXXACZ LM79LXXACH	TO-92 TO-39	40 40	180 140	1 2	

Source: National Semiconductor.

Fiche technique 10

Régulateurs de tension à circuits intégrés

Output Current	Device ¹	V _{OUT} (V)	T _A = 25°C (±%)	Max Regulation		Max V _{IN} (V)	Ripple (dB) ⁶	Typ Dropout Voltage (V)	Device	Pkg Style	Typ θ _{JC} (°C/W)	Typ θ _{JA} (°C/W)	Max PD (W)
				Line ⁷	Load ⁸								
5.0	LM138, LM238	1.2-32 (adj)	N/A	0.005	0.1	35	86	2	LM138K STEEL series	TO-3	2	35	30
	LM338	1.2-32 (adj)	N/A	0.005	0.1	35	86	2					
3.0	LM150, LM250	1.2-32 (adj)	N/A	0.005	0.1	35	86	2	LM150K STEEL (series)	TO-3	2	35	30
	LM350	1.2-32 (adj)	N/A	0.005	0.1	35	86	2					
	LM123K, LM223K	5	6	0.01	0.5	20	75	1.7-2					
LM323K	5	4	0.01	0.5	20	75	1.7-2						
1.5	LM117, LM217	1.2-37 (adj)	N/A	0.01	0.1	40	80	2	LM117, LM317K STEEL LM317K STEEL LM117HV, LM217HV LM317HV LM109K series LM140K LM140AK LM340K, LM340AK LM340AK, LM340AT LM340K, LM78XXKC LM340CT, LM340T, LM78XXCT	TO-3	2.3	35	20
	LM317	1.2-37 (adj)	N/A	0.01	0.1	40	80	2					
	LM117HV, LM217HV	1.2-57 (adj)	N/A	0.01	0.1	60	80	2					
	LM317HV	1.2-57 (adj)	N/A	0.01	0.1	60	80	2					
	LM109K, LM209K	5	6	0.004	1.0	35	80	1-2					
	LM309K	5	4	0.004	1.0	35	80	1-2					
	LM140K	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	4	0.02	0.5	35, 40 (24V)	66-80	1.6-2					
	LM140AK	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	2	0.002	0.1	35, 40 (24V)	66-80	1.6-2					
	LM340	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	4	0.02	0.5	35, 40 (24V)	66-80	1.6-2					
	LM340A	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	2	0.002	0.1	35, 40 (24V)	66-80	1.6-2					
	LM78XXC	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	4	0.03	0.5	35, 40 (24V)	66-80	1.6-2					
0.5	LM117H, LM217H	1.2-37 (adj)	N/A	0.01	0.1	40	80	1.5	LM117H, LM217H LM317H LM117HVH, LM217HVH LM317HVH LM317MP LM341P LM78MXXC	TO-39	15	150	2
	LM317H	1.2-37 (adj)	N/A	0.01	0.1	40	80	2.0					
	LM117HVH, LM217HVH	1.2-37 (adj)	N/A	0.01	0.1	40	80	1.5					
	LM317HVH	1.2-37 (adj)	N/A	0.01	0.1	40	80	1.5					
	LM317M	1.2-37 (adj)	N/A	0.01	0.1	40	80	2.0					
	LM341	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	4	0.02	0.5	35, 40 (24V)		1.2-1.7					
	LM78MXX	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	4	0.03	0.5	35, 40 (24V)		1.2-1.7					
0.25	LM342	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	4	0.03	0.5	35, 40 (24V)	53-84	1.5-2	LM342P	TO-202	12	80	10
0.20	LM109H, LM209H	5	6	0.004	0.4	35	80	1-2	LM109H, LM209H	TO-39	15	150	2
	LM309H	5	4	0.004	0.4	35	80	1-2					
0.10	LM140L, LM240L	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	2	0.02	0.25	35, 40 (24V)	48-62	1.5-2	LM140LAH, LM240LAH LM340LAH LM78LXXACH, LM78LXXACZ	TO-39	40	140	3
	LM340L	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	2	0.02	0.25	35, 40 (24V)	48-62	1.5-2					
	LM78LXXA	5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24	4	0.03	0.25	35, 40 (24V)	45-60	1.5-2					

- Operating temp range:
LM100 series -55°C to +125°C
LM200 series -25°C to +85°C
LM300 series 0°C to +70°C
- Max T_J = 150°C except 126°C for LM309, 320, 323, 345
- Typ at 50-100% of rated I_{OUT}, 25°C, max V_{IN} change
- Near zero to max rated I_{OUT}, 26°C pulse test
- Max mV per volt of out voltage rating
- Subtract (20 log V_{OUT}) for ripple rejection factor
- ±4% available for LM140A and LM340A
- ±10% available as LM78LCH and LM78LCZ
- DIP = 14-pin dual-in-line plastic pkg
SGS = special DIP with heat sink
- V_{IN} = 40V for LM120H15 & LM120K15 series

Source: National Semiconductor

Fiche technique 11

Dissipateur de chaleur

No attempt has been made to provide a complete list of all heat sink manufacturers. This list is only representative.

θ_{SA} Approx ¹ (°C/W)	Manufacturer & Type	θ_{SA} Approx ¹ (°C/W)	Manufacturer & Type	θ_{SA} Approx ¹ (°C/W)	Manufacturer & Type
For TO-202 Packages		For TO-5 Packages		For TO-3 Packages	
12.5 - 14.2	Staver V4-3-192	12	Thermalloy 1101, 1103 Series	0.4 (9" length)	Thermalloy (Extruded) 6590 Series
13	Staver V5-1	12 - 16	Wakefield 260-5 Series	0.4 - 0.5	Thermalloy (Extruded) 6660, 6560 Series
15.1 - 17.2	Staver V4-3-12B	15	Staver V3A-5	(6" length)	Wakefield 400 Series
19	Thermalloy 6106 Series	22	Thermalloy 1116, 1121, 1123 Series	0.56 - 3.0	Thermalloy (Extruded) 6470 Series
20	Staver V6-2	22	Thermalloy 1130, 1131, 1132 Series	0.7 - 1.2	Thermalloy (Extruded) 6423, 6443, 6441, 6450 Series
25	Thermalloy 6107 Series	24	Staver F5-5C	(5 - 5.5" length)	Thermalloy (Extruded) 6427, 6500, 6123, 6401, 6403, 6421, 6463, 6176, 6129, 6141, 6169, 6135, 6442 Series
37	IERC PA1-7CB with PVC-1B Clip	26 - 30	IERC Thermal Links	1.0 - 5.4	IERC E2 Series (Extruded)
40 - 42	Staver F7-3	27 - 83	Wakefield 200 Series	(3" length)	IERC E1, E3 Series (Extruded)
40 - 43	Staver F7-2	28	Staver F5-5B		Wakefield 600 Series
42	IERC PA2-7CB with PVC-1B Clip	30	Thermalloy 2227 Series		IERC HP3 Series
42 - 44	Staver F7-1	34	Thermalloy 2228 Series		Staver V3-5-2
For TO-220 Packages		35	IERC Clip Mount Thermal Link	1.9	IERC HP3 Series
4.2	IERC HP3 Series	39	Thermalloy 2215 Series	2.1	Thermalloy 6103 Series
5 - 6	IERC HP1 Series	42	Staver F5-5A	2.3 - 4.7	Staver V3-3-2
6.4	Staver V3-7-225	45 - 65	Wakefield 296 Series	4.2	Thermalloy 6001 Series
6.5 - 7.5	IERC VP Series	46	Staver F6-5, F6-5L	4.5	Wakefield 680 Series
8.1	Staver V3-5	50	Thermalloy 2225 Series	5 - 6	Wakefield 390 Series
8.8	Staver V3-7-96	50 - 55	IERC Fan Tops	5.2 - 6.2	Staver V3-7-224
9.5	Staver V3-3	51	Thermalloy 2205 Series	5.8 - 7.9	IERC UP Series
10	Thermalloy 6032, 6034 Series	53	Thermalloy 2211 Series	5.9 - 10	Staver V1-5
12.5 - 14.2	Staver V4-3-192	55	Thermalloy 2210 Series	6	Staver V3-5
13	Staver V5-1	56	Thermalloy 1129 Series	6.4	Staver V3-7-96
15	Thermalloy 6030 Series	58	Thermalloy 2230, 2235 Series	6.5 - 7.5	Thermalloy 6013 Series
15.1 - 17.2	Staver V4-3-12B	60	Thermalloy 2226 Series	8	Staver V3-3
16	Thermalloy 6106 Series	68	Staver F1-5	8.1	IERC LA Series
18	Thermalloy 6107 Series	72	Thermalloy 1115 Series	8.8	Wakefield 630 Series
19	IERC PB Series			8.8 - 14.4	Staver V1-3
20	Staver V6-2			9.5	Thermalloy 6117
25	IERC PA Series			9.5 - 10.5	
26	Thermalloy 6025 Series			9.8 - 13.9	
For TO-92 Packages				10	
30	Staver F2-7			13	
46	Staver F5-7A, F5-B-1				
50	IERC RUR Series				
57	Staver F5-7D				
65	IERC RU Series				
72	Staver F1-7				
85	Thermalloy 2224 Series				
			Staver Co, Inc: 41-51 N. Saxon Ave, Bay Shore, NY 11706		
			IERC: 135 W. Magnolia Blvd, Burbank, CA 91502		
			Thermalloy: PO Box 34829, 2021 W. Valley View Ln, Dallas TX		
			Wakefield Engin Ind: Wakefield MA 01880		

¹ All values are typical as given by mfr. or as determined from characteristic curves supplied by mfr.

Source: National Semiconductor.

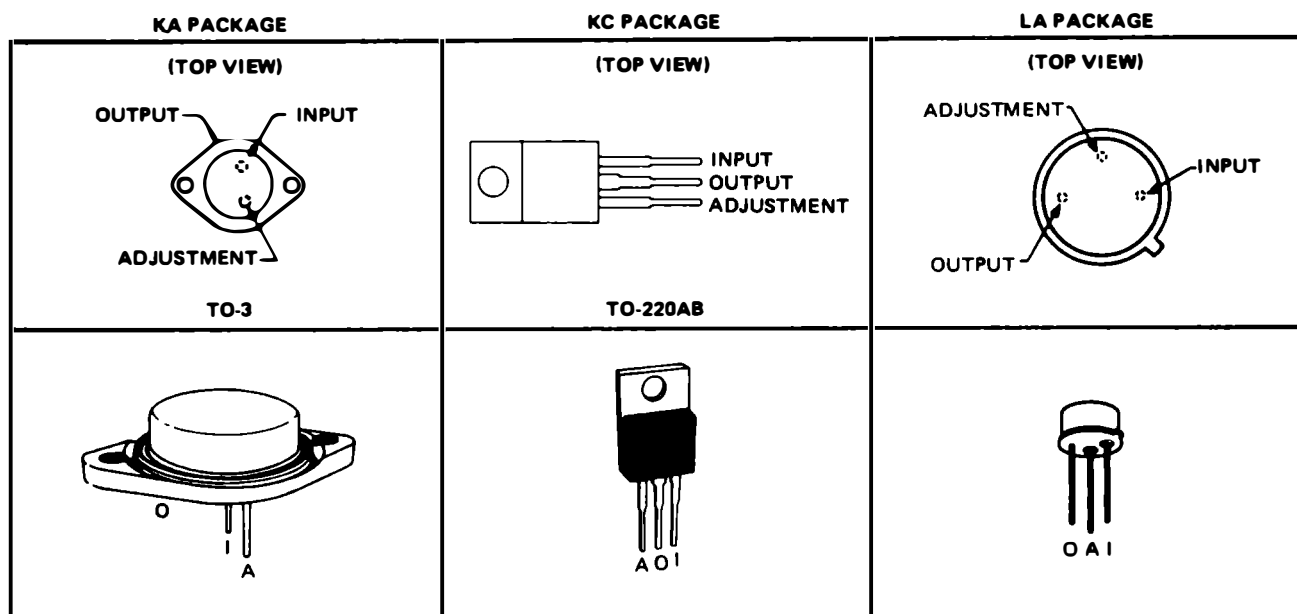
Fiche technique 12

Régulateurs de tension à circuits intégrés

TYPES LM117, LM217, LM317 3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

- Output Voltage Range Adjustable from 1.2 V to 37 V
- Guaranteed I_O Capability of 1.5 A for TO-3 and TO-220AB Packages
- Input Regulation Typically 0.01% Per Input-Volt Change
- Output Regulation Typically 0.1%
- Peak Output Current Constant Over Temperature Range of Regulator
- Popular 3-Lead Packages
- Ripple Rejection Typically 80 dB

terminal assignments



description

The LM117, LM217, and LM317 are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 1.5 amperes over a range of output voltage of 1.2 volts to 37 volts. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Both input and output regulation are better than standard fixed regulators. The devices are packaged in standard transistor packages that are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, these regulators offer full overload protection available only in integrated circuits. Included on the chip are current limit, thermal overload protection, and safe-area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected. Normally, no capacitors are needed unless the device is situated far from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection, which is difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, these regulators are useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is floating and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input-to-output differential is not exceeded. It makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or, by connecting a fixed resistor between the adjustment terminal and the output, these devices can be used as precision current regulators. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground, which programs the output to 1.2 volts where most loads draw little current.

The LM117 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The LM217 and LM317 are characterized for operation from -25°C to 150°C and from 0°C to 125°C respectively.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 9012 • DALLAS, TEXAS 75222

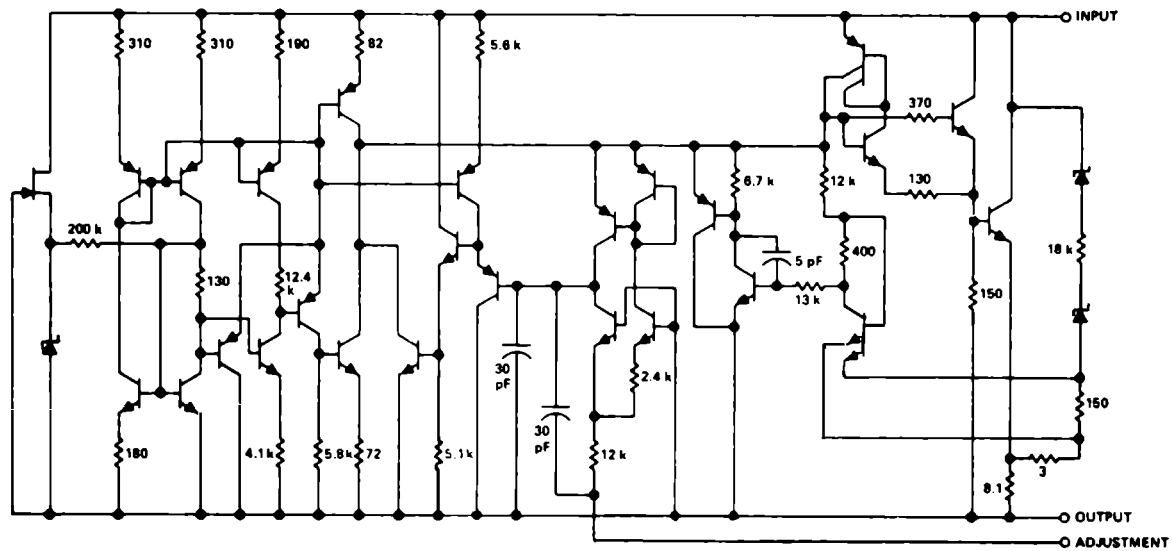
Source: Texas Instruments Incorporated.

Fiche technique 13

Régulateurs de tension à circuits intégrés

TYPES LM117, LM217, LM317 3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

schematic



All resistors values shown are nominal and in ohms.

absolute maximum ratings over operating temperature range (unless otherwise noted)

		LM117	LM217	LM317	UNIT
Input-to-output differential voltage, $V_I - V_O$		40	40	40	V
Continuous total dissipation at 25°C free-air temperature (see Note 1)	KA (TO-3) package	3.5	3.5	3.5	W
	KC (TO-220AB) package		2	2	
	LA package	0.6	0.6	0.6	
Continuous total dissipation at (or below) 25°C case temperature (see Note 1)	KA package	20	20	20	W
	KC package		20	20	
	LA package	2	2	2	
Operating free-air, case, or virtual junction temperature range		-55 to 150	-25 to 150	0 to 150	°C
Storage temperature range		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds	KA and LA packages	300	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds	KC package		260	260	°C

NOTE 1: For operation above 25°C free-air or case temperature, refer to Dissipation Derating Curves, Figures 1 through 4.

recommended operating conditions

		LM117		LM217		LM317		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Output current, I_O	All packages	5		5		10		mA
	KA package		1500		1500		1500	
	KC package				1500		1500	
	LA package		500		500		500	
Operating virtual junction temperature, T_J		-55	150	-25	150	0	125	°C

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

Source: Texas Instruments Incorporated.

Fiche technique 14

Régulateurs de tension à circuits intégrés

TYPES LM117, LM217, LM317 3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

electrical characteristics over recommended ranges of operating virtual junction temperature
(unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†		LM117, LM217			LM317			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input regulation‡	$T_J = 25^\circ\text{C}$	See Note 2	0.01	0.02		0.01	0.04	%V	
	$I_O = 10\text{ mA to MAX}$		0.02	0.05		0.02	0.07		
Ripple rejection	$V_O = 10\text{ V}, f = 120\text{ Hz}$		65			65			dB
	$V_O = 10\text{ V}, f = 120\text{ Hz},$ 10- μF capacitor between ADJ and ground		66	80		66	80		
Output regulation	$I_O = 10\text{ mA to MAX},$ $T_J = 25^\circ\text{C}$, See Note 2	$V_O < 5\text{ V}$	5	15		5	25	mV	
		$V_O > 5\text{ V}$	0.1	0.3		0.1	0.5	%	
	$I_O = 10\text{ mA to MAX},$ See Note 2	$V_O < 5\text{ V}$	20	50		20	70	mV	
		$V_O > 5\text{ V}$	0.3	1		0.3	1.5	%	
Output voltage change with temperature	$T_J = \text{MIN to MAX}$		1			1			%
Output voltage long-term drift (see Note 3)	After 1000 h at $T_J = \text{MAX}$ and $V_I - V_O = 40\text{ V}$		0.3	1		0.3	1	%	
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}, T_J = 25^\circ\text{C}$		0.003			0.003			%
Minimum output current to maintain regulation	$V_I - V_O = 40\text{ V}$		3.5	5		3.5	10	mA	
Peak output current	$V_I - V_O < 15\text{ V}$	KA and KC packages	1.5	2.2		1.5	2.2	A	
		LA package	0.5	0.8		0.5	0.8		
	$V_I - V_O < 40\text{ V}$	KA and KC packages	0.4			0.4			
		LA package	0.07			0.07			
Adjustment-terminal current			50	100		50	100	μA	
Change in adjustment-terminal current	$V_I - V_O = 2.5\text{ V to } 40\text{ V},$ $I_O = 10\text{ mA to MAX}$		0.2	5		0.2	6	μA	
Reference voltage (output to ADJ)	$V_I - V_O = 3\text{ V to } 40\text{ V},$ $I_O = 10\text{ mA to MAX}, P < \text{rated dissipation}$		1.2	1.25	1.3	1.2	1.25	1.3	V

† Unless otherwise noted, these specifications apply for the following test conditions: $V_I - V_O = 5\text{ V}$ and $I_O = 0.5\text{ A}$ for the KA (TO-3) and KC (TO-220AB) packages and $I_O = 0.1\text{ A}$ for the LA package. For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ Input regulation is expressed here as the percentage change in output voltage per 1-volt change at the input.

NOTES: 2. Input regulation and output regulation are measured using pulse techniques ($t_w < 10\ \mu\text{s}$, duty cycle $< 5\%$) to limit changes in average internal dissipation. Output voltage changes due to large changes in internal dissipation must be taken into account separately.

3. Since long-term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a guarantee or warranty. It is an engineering estimate of the average drift to be expected from lot to lot.

thermal characteristics

PARAMETER	KA	KC	LA	UNIT
	MAX	MAX	MAX	
$R_{\theta\text{JC}}$ Junction-to-case thermal resistance	3	4	15	$^\circ\text{C/W}$

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

Source: Texas Instruments Incorporated.

Fiche technique 15

Régulateurs de tension à circuits intégrés

TYPES LM117, LM217, LM317 3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

THERMAL INFORMATION

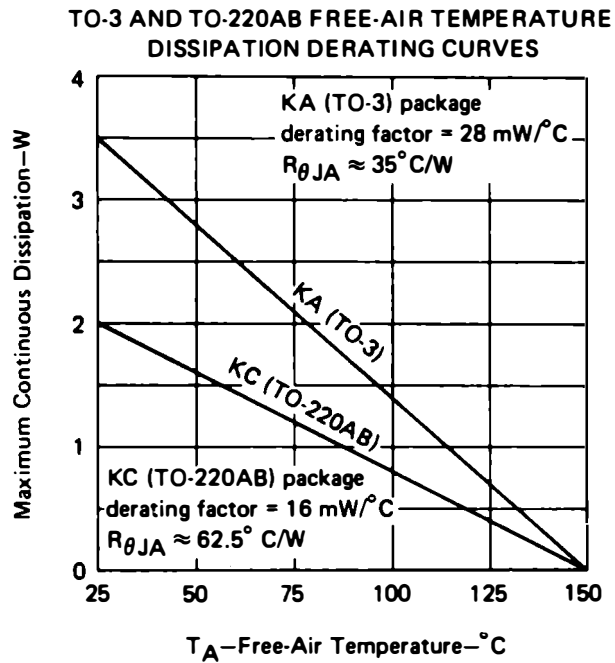


FIGURE 1

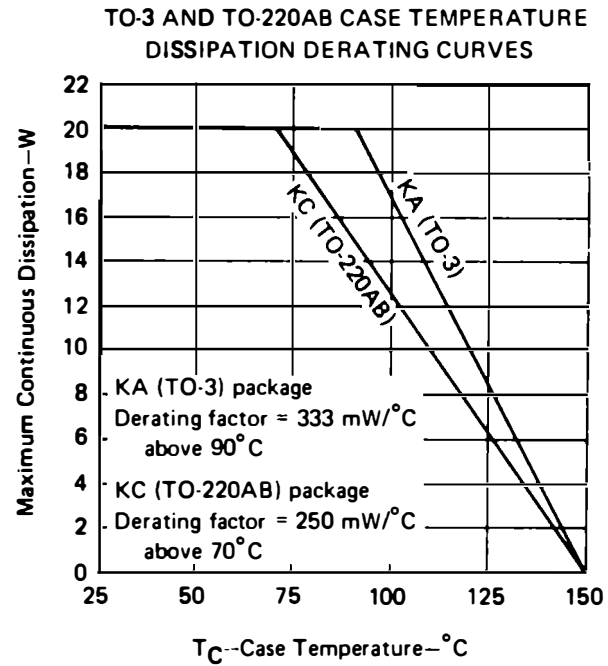


FIGURE 2

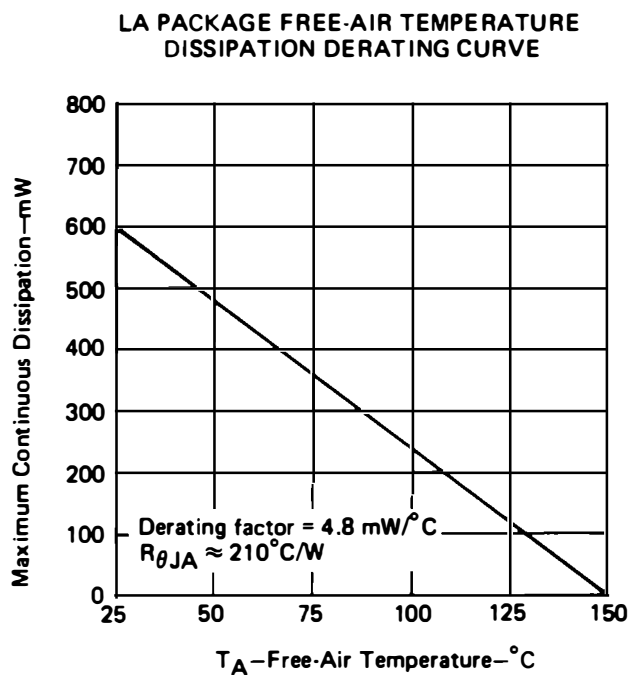


FIGURE 3

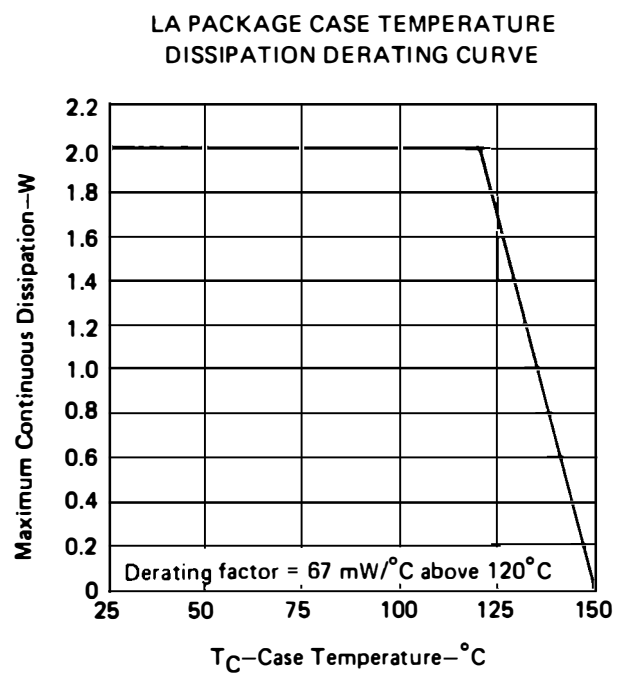


FIGURE 4

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

Source: Texas Instruments Incorporated.

Fiche technique 16

Régulateurs de tension à circuits intégrés

μA78G • μA79G

4-TERMINAL POSITIVE AND NEGATIVE ADJUSTABLE VOLTAGE REGULATORS

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

GENERAL DESCRIPTION — The μA78G and μA79G are 4-Terminal Adjustable Voltage Regulators. They are designed to deliver continuous load currents of up to 1.0 A with a maximum input voltage of 40 V for the positive regulator 78G and -40 V for the negative regulator 79G. Output current capability can be increased to greater than 1.0 A through use of one or more external transistors. The output voltage range of the 78G positive voltage regulator is 5 V to 30 V and the output voltage range of the negative 79G is -30 V to -2.2 V. For systems requiring both a positive and negative, the 78G and 79G are excellent for use as a dual tracking regulator with appropriate external circuitry. These 4-terminal voltage regulators are constructed using the Fairchild Planar* process.

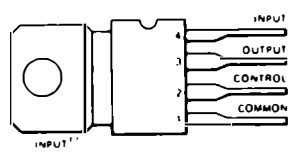
- OUTPUT CURRENT IN EXCESS OF 1.0 A
- μA78G POSITIVE OUTPUT VOLTAGE 5 TO 30 V
- μA79G NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE -30 TO -2.2 V
- INTERNAL THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- INTERNAL SHORT CIRCUIT CURRENT PROTECTION
- OUTPUT TRANSISTOR SAFE AREA PROTECTION
- MILITARY AND COMMERCIAL VERSIONS AVAILABLE
- AVAILABLE IN 4-PIN TO-202 TYPE AND 4-PIN TO-3

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage	
μA78G, μA78GC	40 V
μA79G, μA79GC	-40 V
Control Pin Voltage	
μA78G, μA78GC	$0 < V < V_{OUT}$
μA79G, μA79GC	$-V_{OUT} < -V < 0$
Power Dissipation	Internally Limited
Operating Junction Temperature Range	
Military (μA78G, μA79G)	-55°C to 150°C
Commercial (μA78GC, μA79GC)	0°C to 150°C
Storage Temperature Range	
4-Pin Power TAB (U1)	-55°C to +150°C
4-Pin TO-3 (K)	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
4-Pin Power TAB (U1) (Soldering, 10 s)	230°C
4-Pin TO-3 (K) (Soldering, 60 s)	300°C

μA78G CONNECTION DIAGRAMS (TOP VIEWS)

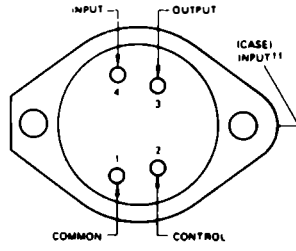
POWER TAB PACKAGE
PACKAGE OUTLINE 8Z
PACKAGE CODE U1



ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA78GC	μA78GU1C

TO-3 PACKAGE
PACKAGE OUTLINE GK
PACKAGE CODE K



ORDER INFORMATION

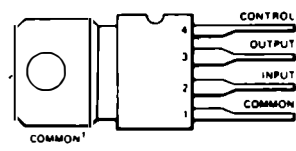
TYPE	PART NO.
μA78G	μA78GKM
μA78GC	μA78GKC

††NOTE: Heat sink tabs connected to input through device substrate. Not recommended for direct electrical connection.

μA78G

POWER TAB PACKAGE
CONNECTION DIAGRAMS
(TOP VIEW)

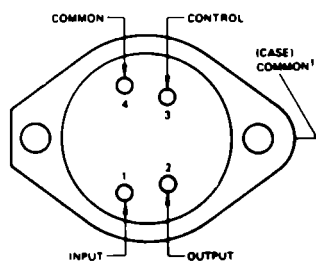
PACKAGE OUTLINE 8Z
PACKAGE CODE U1



ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA78GC	μA78GU1C

TO-3 PACKAGE
PACKAGE OUTLINE GK
PACKAGE CODE K
(TOP VIEW)



ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA78G	μA78GKM
μA78GC	μA78GKC

†NOTE: Heat sink tabs connected to common through device substrate.

*Planar is a patented Fairchild process.

Source: Fairchild Semiconductor.

Fiche technique 17

Régulateurs de tension à circuits intégrés

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS • μ A78G • μ A79G

μ A78G EQUIVALENT CIRCUIT

μ A78G, μ A78GC

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless otherwise specified, the following applies: $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$ for 78GC and $-55^{\circ}\text{C} < T_J < 150^{\circ}\text{C}$ for 78G, $V_{IN} = 10\text{ V}$, $I_{OUT} = 500\text{ mA}$, Test Circuit 1.

PARAMETER	CONDITION (Note 1)	MIN	TYP	MAX	UNITS		
Input Voltage Range	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	7.5		40	V		
Output Voltage Range	$V_{IN} = V_{OUT} + 5\text{ V}$	5.0		30	V		
Output Voltage Tolerance	$V_{OUT} + 3\text{ V} < V_{IN} < V_{OUT} + 15\text{ V}$, $5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.0\text{ A}$ $P_D < 15\text{ W}$, $V_{IN}(\text{MAX}) = 38\text{ V}$		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	4.0	%(V_{OUT})		
				5.0	%(V_{OUT})		
Line Regulation	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{OUT} < 10\text{ V}$ $(V_{OUT} + 2.5\text{ V}) < V_{IN} < (V_{OUT} + 20\text{ V})$			1.0	%(V_{OUT})		
				$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{OUT} \geq 10\text{ V}$ $(V_{OUT} + 3\text{ V}) < V_{IN} < (V_{OUT} + 15\text{ V})$ $(V_{OUT} + 3\text{ V}) < V_{IN} < (V_{OUT} + 7\text{ V})$	0.75 0.67	%(V_{OUT})	
Load Regulation	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{IN} = V_{OUT} + 5\text{ V}$	$250\text{ mA} < I_{OUT} < 750\text{ mA}$ $5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.5\text{ A}$		1.0 2.0	%(V_{OUT})		
Control Pin Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			1.0	μA		
				8.0	μA		
Quiescent Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			3.2	mA		
				6.0	mA		
Ripple Rejection	$8\text{ V} < V_{IN} < 18\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$ $V_{OUT} = 5\text{ V}$			μA78G	68	78	dB
				μA78GC	62	78	dB
Output Noise Voltage	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$, $V_{OUT} = 5\text{ V}$			40	μV		
Dropout Voltage	Note 2			μA78G		3.0	V
				μA78GC		2.5	V
Short Circuit Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{IN} = 30\text{ V}$			750	mA		
Peak Output Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			2.2	A		
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$V_{OUT} = 5\text{ V}$, $I_{OUT} = 5\text{ mA}$			-1.1	$\text{mV}/^{\circ}\text{C}$		
Control Pin Voltage (Reference)	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			4.8	5.0	5.2	V
				4.75		5.25	V

NOTES:

- V_{OUT} is defined for the 78GC as $V_{OUT} = \frac{R1 + R2}{R2} (5.0)$; The 79GC as $V_{OUT} = \frac{R1 + R2}{R2} (-2.23)$.
- Dropout voltage is defined as that input-output voltage differential which causes the output voltage to decrease by 5% of its initial value.

Source: Fairchild Semiconductor.

Fiche technique 18

Régulateurs de tension à circuits intégrés

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS • $\mu A78G$ • $\mu A79G$

79G EQUIVALENT CIRCUIT

$\mu A79G, \mu A79GC$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless otherwise specified, the following applies: $0^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}$ for 79GC and $-55^\circ\text{C} < T_J < 150^\circ\text{C}$ for 79G. $V_{IN} = -10\text{ V}$, $I_{OUT} = 500\text{ mA}$; Test Circuit 2 and Note 3.

PARAMETER	CONDITION (Note 1)		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range	$T_J = 25^\circ\text{C}$		-40		-7.0	V
Nominal Output Voltage Range	$V_{IN} = V_{OUT} - 5\text{ V}$		-30		-2.23	V
Output Voltage Tolerance	$V_{OUT} - 15\text{ V} < V_{IN} < V_{OUT} - 3\text{ V}$, $5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.0\text{ A}$ $P_D < 15\text{ W}$, $V_{IN(\text{MAX})} = -38\text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			4.0	%(V_{OUT})
					5.0	%(V_{OUT})
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_{OUT} \geq -10\text{ V}$ $(V_{OUT} - 20\text{ V}) < V_{IN} < (V_{OUT} - 2.5\text{ V})$				1.0	%(V_{OUT})
	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_{OUT} < -10\text{ V}$ $(V_{OUT} - 15\text{ V}) < V_{IN} < (V_{OUT} - 3\text{ V})$ $(V_{OUT} - 7\text{ V}) < V_{IN} < (V_{OUT} - 3\text{ V})$				0.75 0.67	%(V_{OUT})
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$250\text{ mA} < I_{OUT} < 750\text{ mA}$			1.0	%(V_{OUT})
	$V_{IN} = V_{OUT} - 5\text{ V}$	$5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.5\text{ A}$			2.0	%(V_{OUT})
Control Pin Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			0.4	2.0	μA
					3.0	μA
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			0.5	1.5	mA
					2.0	mA
Ripple Rejection	$-18\text{ V} < V_{IN} < -8\text{ V}$ $V_{OUT} = -5\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	$\mu A79G$	50	60		dB
		$\mu A79GC$	50	60		dB
Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$, $V_{OUT} = -5\text{ V}$			125		μV
Dropout Voltage	Note 2				2.8	V
					2.3	V
Short Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_{IN} = -30\text{ V}$			250		mA
Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			2.2		A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$V_{OUT} = -5\text{ V}$, $I_{OUT} = 5\text{ mA}$			-0.4		mV/ $^\circ\text{C}$
Control Pin Voltage (Reference)	$T_J = 25^\circ\text{C}$		-2.32	-2.23	-2.14	V
			-2.35		-2.11	V

Note 3.
The convention for negative regulators is the algebraic value, thus -15 is less than -10 V.

Source: Fairchild Semiconductor.

Fiche technique 19

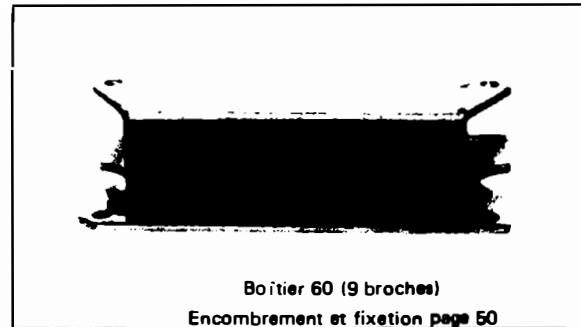
Régulateurs de tension de puissance à circuits intégrés

LAS Série 7000

régulateurs de tension continue, hybrides 400 w-30 A

DESCRIPTION GÉNÉRALE

Les LAS série 7000 sont des régulateurs de tension continue réalisés en technologie hybride sur couche épaisse et délivrant une tension POSITIVE AJUSTABLE.



CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS DE TEST	MINI	MAXI	UNITÉ
Tension d'entrée borne 1	V_0 (1)		7,35	40 (A)	Volts
Tension d'entrée borne 20 (B)	V_0 (20)		12,3	40	Volts
Tension de sortie	V_s		4,75	29,4	Volts
Différence de tension Entrée/Sortie	$V_0 - V_s$	1 seule tension d'entrée (bornes 1 et 20 reliées)	7,60	28,6	Volts
Différence de tension Entrée/Sortie	$V_0 - V_s$	2 tensions d'entrée séparées (puissance V_0 (1) - auxiliaire V_0 (20))	2,5	28,6	Volts
Courant de sortie	I_s			30	Ampères
Courant de repos	I_Q (1)			40	mA
	I_Q (20)			7	mA
Puissance dissipée	P_D	sur refroidisseur à 25°C ambiant		400	Watts
Résistance thermique jonction/Face 1	θ_{j-C1}			0,44	°C/Watt
Température de stockage	T_s		55	+ 125	°C
Température de jonction	T_j			+ 200	°C
Régulation en fonction des variations de V_e		I_s constant		$1,6 \cdot 10^{-4}$	% de ΔV_0
Régulation en fonction des variations de charge		V_0 constant $\Delta I_s = 0$ à I_s max		0,2	%
Programmation extérieure de V_s		par résistance		1000	Ω/V
		par tension		1/1	Volt/Volt
Coefficient de température	T_c			$1,5 \cdot 10^{-4}$	$V_s/°C$
Atténuation de l'ondulation		V_0 mini - I_s maxi	60(c)		dB

Note : (A) V_0 max = 30 V pour les modèles LAS 7205 et LAS 7206

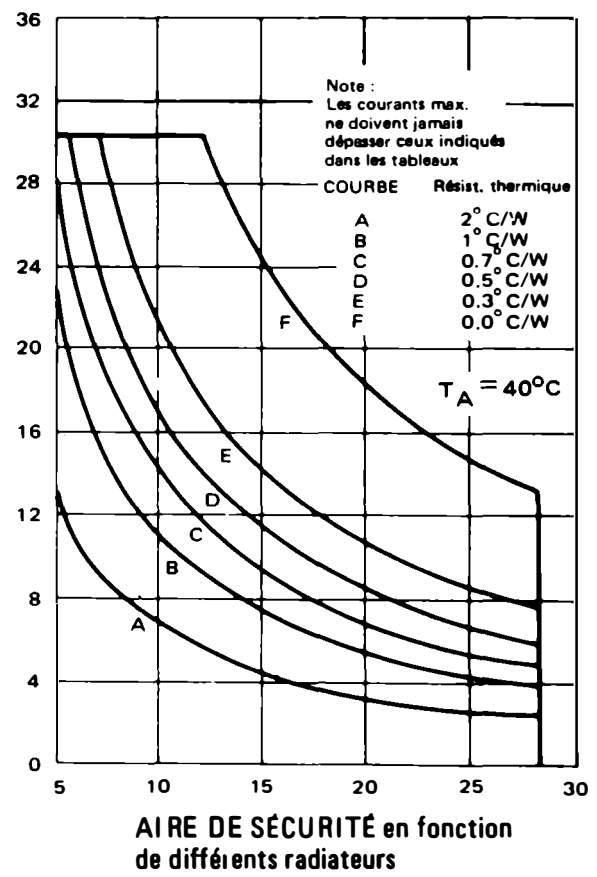
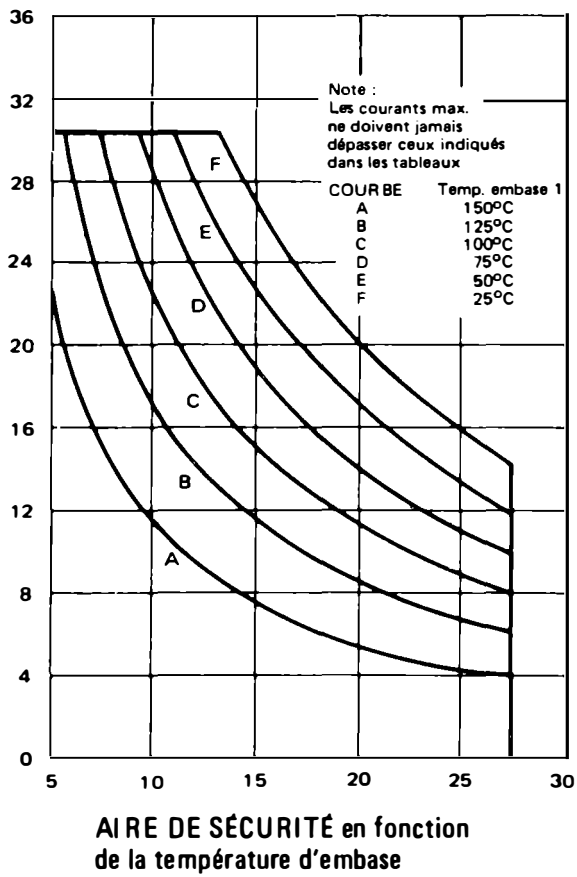
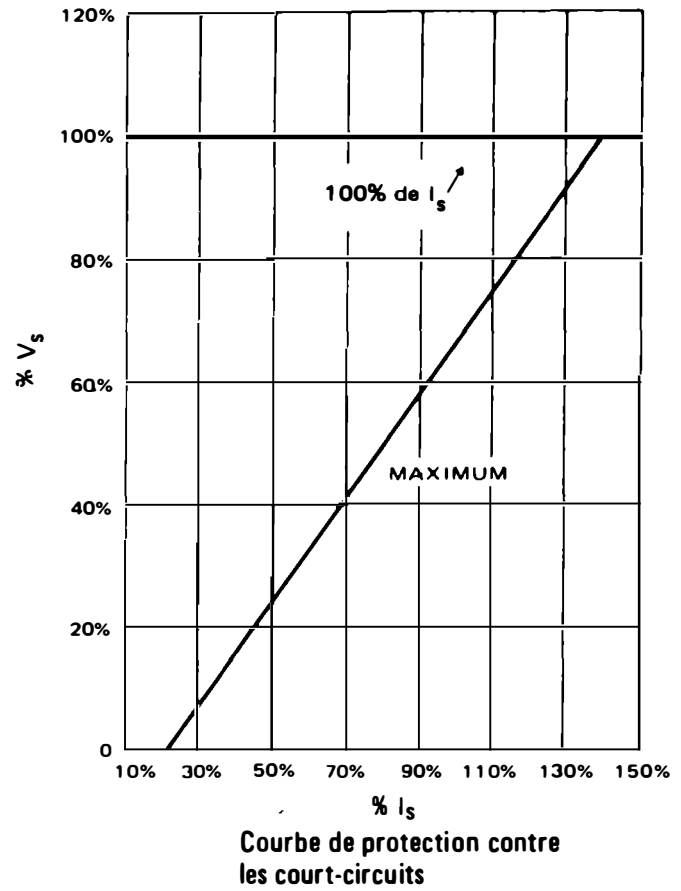
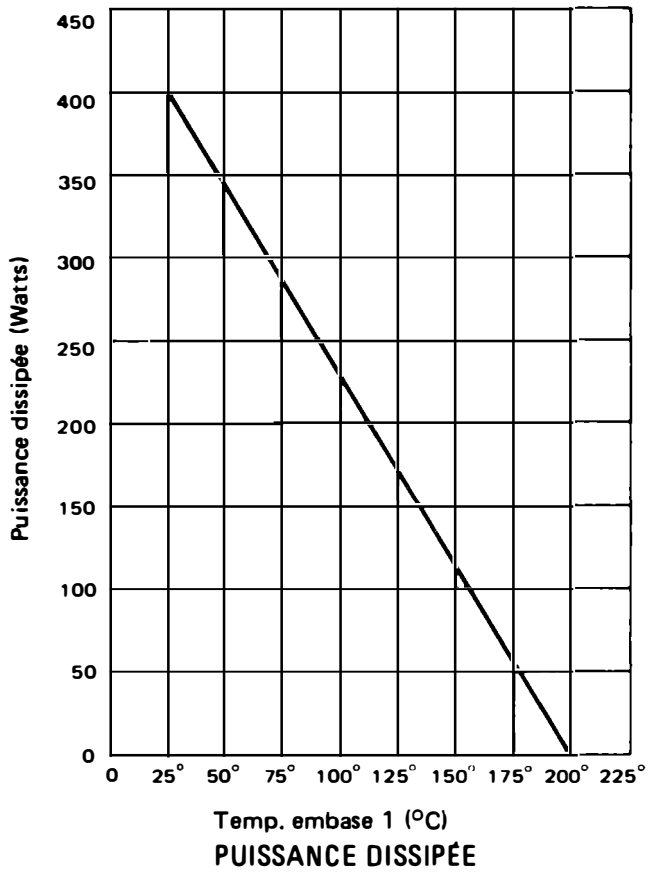
Note : (B) Lorsqu'une tension auxiliaire ALTERNATIVE est appliquée à la borne 20 avec une résistance de source inférieure à 10 Ω sa valeur minimum est de 12 V efficaces

Note : (C) 54 dB pour modèles 24 V et 28 V.

Source: Lambda Électronique. CG 15 1978.

Fiche technique 20

Régulateurs de tension de puissance à circuits intégrés



Source: Lambda Électronique. CG 15 1978.

Fiche technique 21

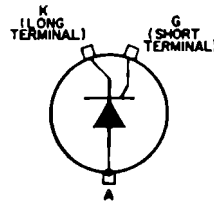
Thyristors

RCA Transistor, Thyristor, & Diode Manual

2N3870- 2N3873

SILICON CONTROLLED RECTIFIERS

Si all-diffused three-junction types for use in power-control and power-switching applications. Outline No.36. For curve of forward gate characteristics, refer to type 2N3668.

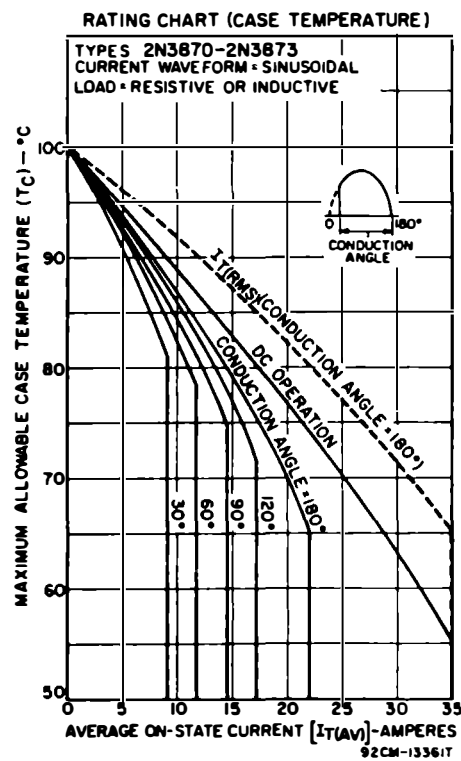


MAXIMUM RATINGS (For sinusoidal ac supply voltage at $f = 50$ to 400 Hz with resistive or inductive load)

	2N3870	2N3871	2N3872	2N3873	
V_{RSOM}	150	330	660	700	V
V_{RRM}	100	200	400	600	V
V_{DRM}			700		V
$I_{T(AV)}$ (conduction angle = 180° , $T_c = 65^\circ\text{C}$)					A
$I_{T(RMS)}$			22		A
I_{TSM} (1 cycle of principle voltage)			35		A
Critical di/dt			350		A
P_{OM} (peak, forward, or reverse for $10 \mu\text{s}$)			200		A/ μs
$P_{O(AV)}$			40		W
T_{stg}			0.5		W
T_c		-40 to	125		$^\circ\text{C}$
		-40 to	100		$^\circ\text{C}$

CHARACTERISTICS (At maximum electrical rating at $T_c = 25^\circ\text{C}$)

	2N3870	2N3871	2N3872	2N3873	
$V_{F(BD)}$ ($T_c = 100^\circ\text{C}$)	100 min	200 min	400 min	600 min	V
I_{DOM} ($V_D = V_{F(BD)}$ min value, $T_c = 100^\circ\text{C}$)	0.2 typ	0.25 typ	0.3 typ	0.35 typ	mA
I_{RRM} ($V_{RD} = V_{F(BD)}$ min value, $T_c = 100^\circ\text{C}$)	2 max	2.5 max	3 max	4 max	mA
v_T (on-state current = 100 A)		3 max			mA
v_T (initial) ($I_T = 300$ A, $t = 2 \mu\text{s}$, $V_D = V_{F(BD)}$ min value, $I_{GT} = 200$ mA)		1.7 typ; 2.1 max			V
I_{GT}		15 typ; 25 max			V
V_{GT}		1 min; 25 typ; 40 max			mA (dc)
I_{HO}		1.1 typ; 2 max			V (dc)
Critical dv/dt ($V_D = V_{F(BD)}$ min value, exponential rise, $T_c = 100^\circ\text{C}$)		0.5 to 70			mA
t_{st} ($V_D = V_{F(BD)}$ min value, $I_T = 30$ A, $I_{GT} = 200$ mA, $t_r = 0.1 \mu\text{s}$)		10 min; 100 typ			V (dc)
t_a ($I_T = 18$ A, $50 \mu\text{s}$ pulse width, $dv/dt = 20$ V/ μs , $di/dt = 30$ A/ μs , $I_{GT} = 200$ mA, $T_c = 80^\circ\text{C}$)		0.75 to 2			μs
		15 to 40			μs



Source: RCA, Transistor, Thyristor & Diode Manual, Technical Series SC 14.

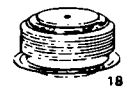
Fiche technique 22

Thyristors (235 A à 850 A)

GENERAL ELECTRIC THYRISTOR AND DIODE CONDENSED SPECIFICATIONS



PHASE CONTROL SCR's
235 TO 850 AMPERES



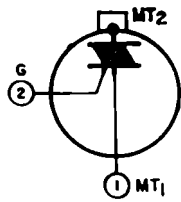
GE TYPE	C180	C180X500	C380	C380X555	C380X500	C390	C381	C801	C802
ELECTRICAL SPECIFICATIONS									
VOLTAGE RANGE									
FORWARD CONDUCTION									
$I_{T(AV)}$	225	300	380	450	500	600	800	850	850
Max. average on-state current @ 180°C	180	255	235	315	375	500	600	560	475
production (A) @ T _c	@ 80°C	@ 70°C	@ 80°C	@ 80°C	@ 70°C	@ 50°C	@ 60°C	@ 67°C	@ 87°C
$I_{T(AV)}$	125	225	180	215	220	440	420	575	400
Max. average on-state current for 3 _p	@ 80°C	@ 70°C	@ 80°C	@ 80°C	@ 70°C	@ 50°C	@ 60°C	@ 70°C	@ 80°C
conduction (A) @ T _c									
I_{TSM}	3800	5500	3800	3200	6000	8000	8000	8000	8000
Max. peak one cycle, non-repetitive surge									
current (A)									
I_{T^2}	50,000	125,000	60,000	42,000	128,000	265,000	285,000	285,000	285,000
Max. I ² t for fusing for 0.3 msec									
(A ² Sec)									
V_{TM}	1.7	1.35	1.8	2.3 (@150°C)	1.48	2.0	1.9	1.9	1.8
Peak on-state voltage @ 120°C, 180°									
conduction, rated I _{T(AV)} (V)									
$R_{\theta JC}$.14	.14	.098	.06	.088	.06	.06	.06	.06
Max. internal thermal resistance, case,									
junction-to-case (°C/W)									
t_{q1}	260	250	250	75	180	125	200	200	125
Typical turn-off time (µsec)									
t_{q2}	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.8
Typical turn-on time (µsec)									
dI/dt	200	200	200	200	200	500	180	30.75	100
Rate-of-rise of forward current (A/µsec)									
T_j	-40 to 125°C	-40 to 125°C	-40 to 125°C	-40 to 150°C	-40 to 125°C	-40 to 125°C	-40 to 125°C	-40 to 125°C	-40 to 125°C
Junction operating temperature range (°C)									
BLOCKING									
dI/dt	200	200	200	200	200	200	200	108 V _{OR} 100	8.8 V _{OR} 800
Min. critical rate-of-rise of off-state									
voltage, exponential @ max. rated									
T _j (V/µsec)									
FIRING									
I_{GT}	200	200	200	200	200	300	300	225	278
Min. required gate current to trigger (mA)									
@ -40°C									
@ 125°C	128	125	128 (@150°C)	125	128	125	128	75	80
V_{GT}	3	3	3 (@150°C)	3	3	5	5	5.5	4.5
Min. required gate voltage to trigger (V)									
@ -40°C									
@ 125°C	.18	.15	.18 (TYP @ 150°C)	.26	.18	.25	.18	.15	.3
V_{GT}									
Min. required gate voltage to trigger (V)									
@ 125°C									
VOLTAGE TYPES									
Repetitive Peak Forward and Reverse Voltage									
100		C180X500	C380A	C380X555	C380X500				
200	CONSULT	C180X500	C380B	C380X555	C380X500	C380B		CONSULT	
300	FACTORY	C180X500	C380C	C380X555	C380X500	C380C		FACTORY	
400		C180X500	C380D	C380X555	C380X500	C380D			
600		C180E	C180X500	C380H	C380X555	C380X500	C380E		
800		C180H	C180X500	C380M	C380X555	C380X500	C380M		
900		C180H		C380N	C380X555		C380N		
1000		C180T		C380Y	C380X555		C380T		
1100		C180P		C380P	C380X555		C380P		
1200		C180PA		C380PA	C380X555		C380PA		
1300		C180PB		C380PB	C380X555		C380PB		C801PB
1400		C180PC		C380PC			C380PC		C801PC
1500									C801PD
1600									C801PE
1700									C801PF
1800									C801PH
1900									C801PI
2000									C801PL
PACKAGE TYPE									
	N° STUD	N° STUD	N° PRESS PAK	N° PRESS PAK	N° PRESS PAK	PRESS PAK	PRESS PAK	PRESS PAK	PRESS PAK
PACKAGE OUTLINE NO.	110	110	280	280	280	278	278	186	186

Source: General Electric. SCR Manual, 6th Edition.

Fiche technique 23

Triacs

Technical Data



TRIACS

40485
40486

Si gate-controlled full-wave types used for the control of ac loads in applications such as heating controls, motor controls, light dimmers, and power switching systems. Outline No.7.

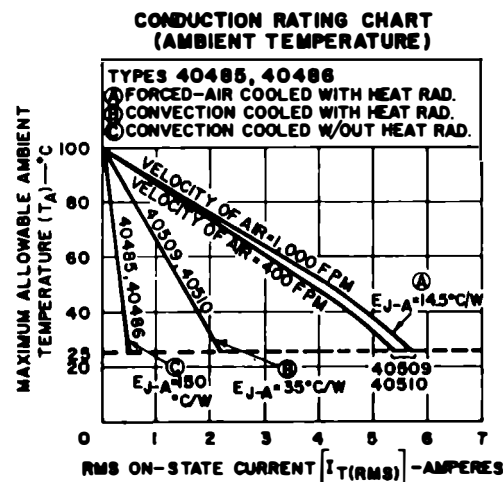
MAXIMUM RATINGS (For sinusoidal ac supply voltage at 50/60 Hz with resistive or inductive load)

	40485	40486	
V_{DROM}^* ($T_J = -65^\circ\text{C}$ to 100°C)	200	400	V
$I_{T(RMS)}^\Delta$ ($T_C = 75^\circ\text{C}$, conduction angle = 360°)	6		A
$I_{T(RMS)}^\bullet$ (T_A up to 100°C , conduction angle = 360°)	See Rating Chart (Ambient Temperature)		
I_{TSM} (1 cycle of principal voltage)	100		A
I_{OTM} (1 μs max)	4		A
P_{OM} (1 μs max, $I_{OTM} \leq 4$ A peak)	16		W
$P_{G(AV)}$	0.2		W
$T_{stg}^\#$	-65 to 150		$^\circ\text{C}$
$T_C(\text{opr})^\#$	-65 to 100		$^\circ\text{C}$
$T_C(\text{soldering})^\#$	225		$^\circ\text{C}$

CHARACTERISTICS (At maximum electrical ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$)

I_{DROM} ($T_J = 100^\circ\text{C}$, $V_{DROM} = \text{max rated value}$)	0.1 typ; 4 max	0.2 typ; 4 max	mA
V_{TM} ($I_T = 30$ A peak)	1.6 typ; 2.25 max		V
I_{HO} (initial principal current = 150 mAdc)	15 typ; 30 max		A
Commutating dv/dt ($V_D = V_{DROM}$, $I_{T(RMS)} = 6$ A, commutating $di/dt = 3.2$ A/ms, gate unenergized at $T_C = 75^\circ\text{C}$)	3 min; 10 typ		V/ μs
Critical dv/dt ($V_D = V_{DROM}$, exponential voltage rise, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	30 min; 150 typ	20 min; 100 typ	V/ μs
I_{OT}^\ddagger ($V_D = 12$ Vdc, $R_L = 12 \Omega$):			
I- mode, V_{MT2} positive, V_G positive	15 typ; 25 max		mA
I- mode, V_{MT2} positive, V_G negative	25 typ; 40 max		mA
III- mode, V_{MT2} negative, V_G positive	25 typ; 40 max		mA
III- mode, V_{MT2} negative, V_G negative	15 typ; 25 max		mA
V_{OT}^\ddagger ($V_D = 12$ Vdc, $R_L = 12 \Omega$)	1 typ; 2.2 max		V
V_{OT}^\ddagger ($V_D = V_{DROM}$, $R_L = 125 \Omega$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	0.2 min		V
t_{st} ($V_D = V_{DROM}$, $I_{OT} = 80$ mA, $t_r = 0.1 \mu\text{s}$, $I_T = 10$ A)	2.2		μs
θ_{J-C}^\bullet (steady-state)	4 max		$^\circ\text{C}/\text{W}$

- For either polarity of main terminal 2 voltage (V_{MT2}) with reference to main terminal 1.
- † For either polarity of gate voltage (V_G) with reference to main terminal 1.
- ▲ This characteristic does not apply to types 40509 and 40510.
- This characteristic does not apply to types 40638 and 40639.
- When soldered directly to heat sink, a 60/40 solder should be used. Case heating time should be a minimum . . . sufficient to allow the solder to flow freely.



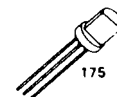
Source: RCA. Transistor, Thyristor & Diode Manual, Technical Series SC 14.

Fiche technique 26

Transistors unijonction programmables et complémentaires

GENERAL ELECTRIC THYRISTOR AND DIODE CONDENSED SPECIFICATIONS

PROGRAMMABLE UNIJUNCTIONS (PUT - D13T SERIES)



The 2N6028 is specifically characterized for long interval timers and other applications requiring low leakage and low peak point current. The 2N6027 has been characterized for general use where the low peak point current of the 2N6028 is not essential.

Applications:

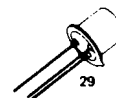
- SCR Trigger
- Pulse & Timing Circuits
- Oscillators
- Sensing Circuits
- Sweep Circuits

Outstanding Features of the PUT:

- Low Cost
- Low Leakage Current
- Low Peak Point Current
- Low Forward Voltage
- Fast, High Energy Trigger Pulse
- Programmable r_{μ}
- Programmable R_{μ}
- Programmable I_{μ}
- Programmable I_{μ}
- Planar Passivated Structure

JEDEC Type	Gate to Anode Reverse Voltage Max. (V)	DC Anode Current Max. (mA)	Peak Anode Current 20 μ sec 1% D.C. Max. (A)	Leakage Current @ 40V Max. (nA)	Pb. Point Current Max.		I_{ν} Valley Current Min. (μ A)	V_{ν} Output Voltage Min. (V)	I_{ν} Pulse Rate of Rise Max. (nsec.)	Package
					@ $R_c =$ 10 h (μ A)	@ $R_c =$ 1 M Ω (μ A)				
2N6027	40	150	2	10	5	2	70	6	80	175
2N6028	40	150	2	10	1	.15	25	6	80	175

COMPLEMENTARY UNIJUNCTIONS (DSK SERIES)



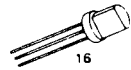
The DSK offers the ultimate in unijunction stability and uniformity. Low frequency oscillators and timers can be built using the DSK with better than 1.0% accuracy over extended temperature ranges. The DSK has characteristics like those of a standard unijunction except the currents and voltages applied to it are of opposite polarity than those of the standard devices.

GE Type	R_{μ} Intrinsic Resistance @ $I_{\nu} = 0.1$ mA h \cdot	r_{μ} Intrinsic Standoff Ratio	I_{ν} Valley Current Min. (mA)	I_{ν} Peak Point Emitter Current Max. (μ A)	I_{ν} Emitter Reverse Current Max. (nA)	V_{ν} Peak Reverse Voltage Min. (V)	Operating Temp. Range ($^{\circ}$ C)	Frequency Stability from 25 $^{\circ}$ C -50 to +150 $^{\circ}$ C %	Package
DSK1	5.5-8.2	56-67	1	5	10	3.5	-55 to +150	1.0	29
DSK2	5-15	56-62	1	15	10	3.5	-55 to +100	2.0	29

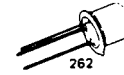
Source: General Electric. SCR Manual, 6th Edition.

Fiche technique 27

Commutateurs unidirectionnels (SUS) et bidirectionnels (SBS) — Thyristors à deux électrodes de commande (SCS) — Diodes de déclenchement (Diac)



SILICON UNILATERAL AND BILATERAL SWITCHES (SUS, SBS)



The General Electric SUS is a silicon, planar monolithic integrated circuit having thyristor electrical characteristics closely approximating those of an "ideal" four-layer diode. The device is designed to switch at 8 volts with a typical temperature coefficient of 0.02% / °C. A gate lead is provided to eliminate rate effect, obtain triggering at lower voltages, and to obtain transient-free waveforms.

The SBS is a bilateral version of the forward characteristics of the SUS. It provides excellently matched characteristics in both directions with the same low temperature coefficient.

GE Type	V _{RR} Reverse Voltage (V)	I _F Continuous Forward Current (mA)	I _{FR} Peak Recurrent Forward Current @ 100°C, 10 μs, 1% duty cycle (mA)	P _D Dissipation (mW)	T _C Temperature Coefficient of Switching Voltage (%/°C)	V _S Switching Voltage (V)		I _S Switching Current (mA)	I _B Forward Blocking Current @ 5V (μA)	V _F Forward Voltage @ 200mA (V)	I _H Holding Current (mA)	V _{PO} Peak Pulse Voltage (V)	Package
						Min.	Max.						
2N4987	30	175	1.0	300	—	6	10	500	1.0	1.5	1.5	3.5	16
2N4988	30	200	1.0	350	±0.5	7.5	9	150	0.1	1.5	5	3.5	H
2N4989	30	200	1.0	350	±0.2	7.5	8.7	300	0.01	1.5	1.0	3.5	
2N4990	30	175	1.0	300	—	7	9	200	0.1	1.5	7.5	3.5	G
2N4993	30	175	1.0	300	—	6	10	500	1.0	1.5	1.5	3.5	
2N4994	30	200	1.0	350	±0.5	7.5	9	150	0.1	1.5	5	3.5	262
2N4995	30	200	1.0	350	±0.2	7.5	8.7	300	0.01	1.5	1.0	3.5	
2N4996	30	175	1.0	300	—	7	9	200	0.1	1.5	7.5	3.5	16
2N4991	—	175	1.0	300	—	6	10	500	1.0	1.7	1.5	3.5	
2N4992	—	200	1.0	350	±0.5	7.5	9	120	0.1	1.7	5	3.5	262
2N4993	—	175	1.0	300	—	6	10	500	1.0	1.7	1.5	3.5	

SILICON CONTROL SWITCHES (SCS)



High triggering sensitivity, 4 lead capability for multiple load or dv/dt suppression.

GE Type	V _{BR} Anode Blocking (V)	I _F Continuous DC Forward Current (mA)	I _{FR} Peak Recurrent Forward Current @ 100μsec (mA)	Cathode Gate Peak Current (mA)	P _D (mW)	I _{GT} @ V _{GT} = 10V, 150°C (μA)	I _{HM} @ V _{GT} = 10V, 100°C (mA)	V _{GT} (V)	Gate Triggering Characteristics			Package		
									V _{GT} (V)	I _{GT} (μA)	V _{GT} (V)			
3N81	85	200	1.0	500	400	20	1.5	5	65	1.0	.4 to .65	1.5	4 to 8	28
3N82	100	200	1.0	500	400	20	1.5	5	100	1.0	.4 to .65	1.5	4 to 8	28
3N83	70	50	0.1	50	200	20	4.0	1	70	150	.4 to .80	—	—	28
3N84	60	175	0.5	100	320	20	2.0	5	40	10	.4 to .85	—	—	28
3N85	100	175	0.5	100	320	20	2.0	5	100	10	.4 to .85	—	—	28
3N86	85	200	1.0	500	400	20	0.2	5	65	1.0	.4 to .65	0.1	4 to 8	28

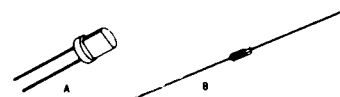
* Measured @ 125°C. † Measured in special test circuit (See specification sheet).

ADDITIONAL REFERENCE PUBLICATIONS

ORDER BY PUBLICATION NUMBER

- 90 10 The Unijunction Transistor Characteristics and Applications
- 90 19 Unijunction Frequency Divider
- 90 72 Complementary Unijunction Transistors
- 90 12 Unijunction Temperature Compensation
- 90 70 The D13T—A Programmable Unijunction Transistor

TRIAC TRIGGERS



The ST2 (diac) is a silicon bi-directional diode which may be used for triggering triacs or SCR's. It has a three layer structure with negative resistance switching characteristics in both directions.

The ST4 is an asymmetrical AC trigger integrated circuit for use in triac phase control applications. This device reduces the snap-on effects that are present in conventional trigger circuits by eliminating control circuit hysteresis. This performance is possible with a single RC time constant where as a symmetrical circuit of comparable performance would require at least three more passive components.

GE Type	V _{S1} Switching Voltage (V)		V _{S2} Switching Voltage (V)		I _{S1} , I _{S2} Switching Current (mA)	Pulse Output (V)	Package Outline No.
	Min.	Max.	Min.	Max.			
ST2	28	36	28	36	200	3.0	B
ST4	7	9	14	18	80	3.5	A

For ST2, V_{S1} = V_{S2} = 10%

Source: General Electric. SCR Manual, 6th Edition.

Fiche technique 28

Dissipateurs de chaleur

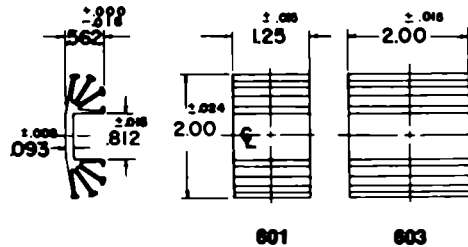


SERIES
600

Heat Sinks for Mounting on Circuit Boards and on Chassis Exterior

601 — Ideal for printed circuit boards. Dissipation up to 10W using silicon TO-8 case transistor in a 40°C ambient under natural convection conditions.

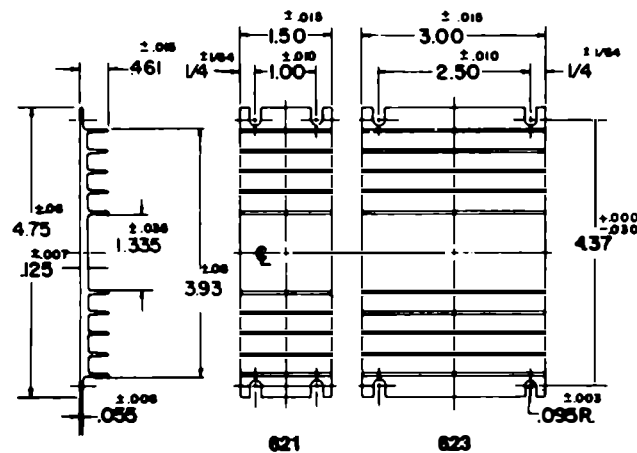
603 — Specially designed to accommodate TO-8 package with heat sink clamp. Provides ample cooling at 10 watts for TO-8 silicon transistor under natural convection conditions at 60° C ambient.



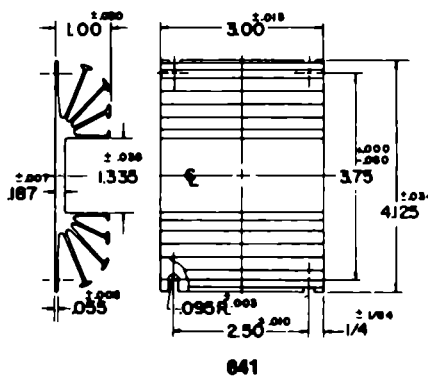
(ACCEPTS ONLY MTGS, E, F, K, & H 1)

621 — Low profile cooler ideal for compact designs. Minimum mass for shock and vibration conditions. 4.5° C/W with natural convection cooling

623 — Excellent for replacing marginal flat plates dissipation. Accepts all transistor case styles. Provides 3.5° C/W under natural convection conditions.



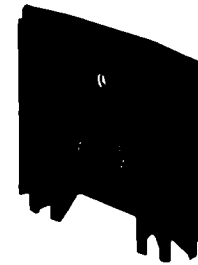
641 — Optimized fin design provides unusually large surface area for maximized natural convection. Attractive profile for external mounting.



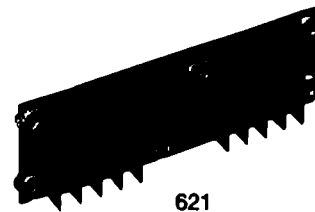
See pg. 44 for Heat Sinks vs. Extrusions Cross Reference Nos. in Table II.



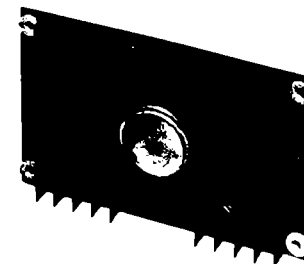
601



603



621




623



641

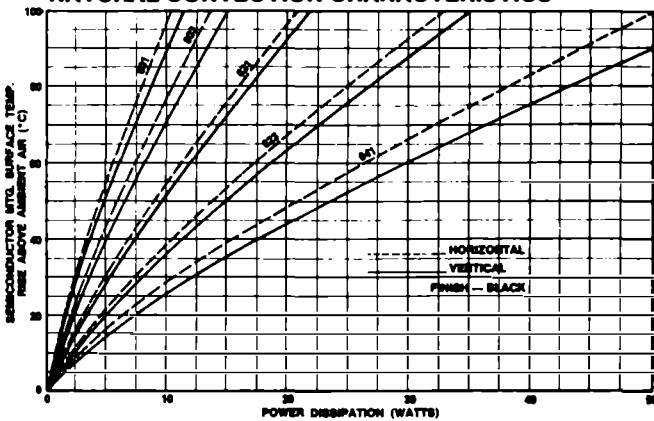
Fiche technique 29

Dissipateurs de chaleur

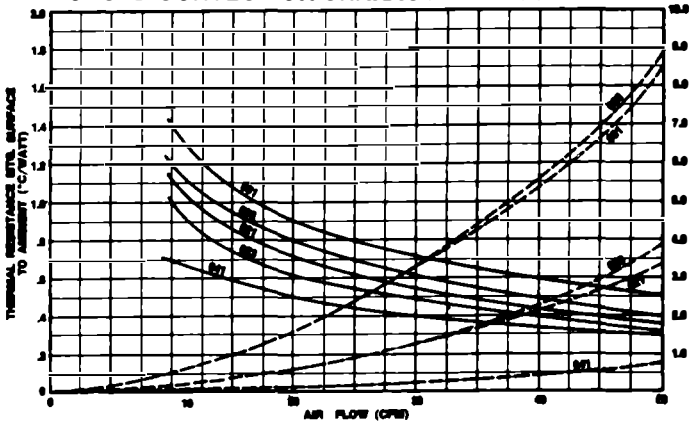


SERIES
600

NATURAL CONVECTION CHARACTERISTICS



FORCED CONVECTION CHARACTERISTICS



The thermal characteristics of Series 600 Coolers were determined by mounting an open junction thermocouple directly beneath the semiconductor, thereby sensing the hottest portion of the cooler. The forced convection characteristics are for a cooler mounted flush against a plastic board so air flow was blocked on the back surface. When a cooler is mounted 1/4" or more off the circuit board, 10% to 15% lower thermal resistance is achieved.

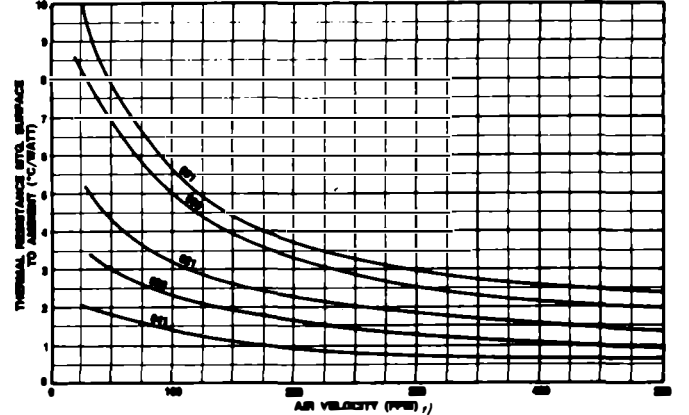
Material:
Aluminum alloy
6063-T5 per QQ-A-200.


Finish:
Black anodize
per MIL-A-8625 Type II.

How To Order

623	—	A
↑		↑
TYPE		HOLE PATTERN*

*See chart on page 51 for stock hole patterns. Hole pattern drawings are on page 50.

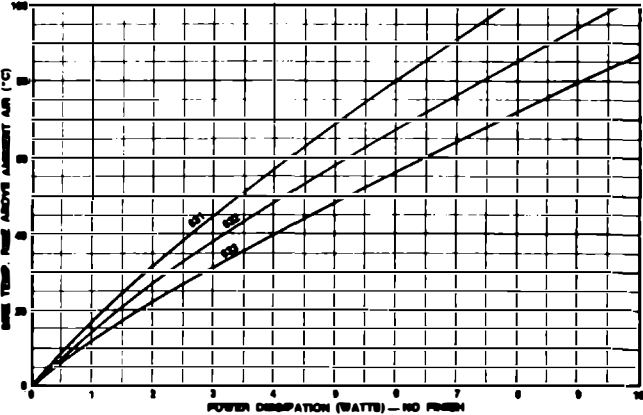


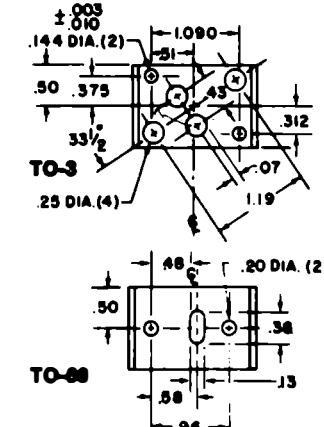


SERIES
630 Maximum Cooling
For TO-3 and TO-66

Series 630 Heat Sink is available in three types utilizing same base size but with three leg lengths.

NATURAL CONVECTION CHARACTERISTICS

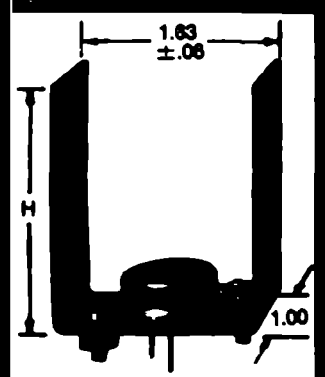




Material:
Type 1100-H14 aluminum
.062 thick

Finishes:
Suffix "P" is plain, no finish.
Suffix "B" is Black Anodize.

Tolerances:
(Unless otherwise noted)
± 1/64 for fractions
± .010 for .00 (2-digits)
± .005 for .000 (3-digits)



TYPE	H ± 1/32
631	1"
632	2"
633	3"

How To Order:

631	66	—	B
↑	↑		↑
TYPE	T.O. #		FINISH

Source: Wakefield Engineering, Inc. Heat Sinks, Catalog Number 103 A.

Fiche technique 30a

Régulateur de tension à découpage à circuit intégré

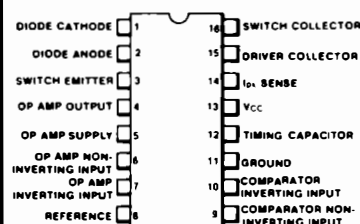
μA78S40 UNIVERSAL SWITCHING REGULATOR SUBSYSTEM FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

GENERAL DESCRIPTION — The μA78S40 is a Monolithic Regulator Subsystem consisting of all the active building blocks necessary for switching regulator systems. The device consists of a temperature-compensated voltage reference, a duty-cycle controllable oscillator with an active current limit circuit, an error amplifier, high-current, high-voltage output switch, a power diode and an uncommitted operational amplifier. The device can drive external npn or pnp transistors when currents in excess of 1.5 A or voltages in excess of 40 V are required. The device can be used for step down, step up or inverting switching regulators as well as for series pass regulators. It features wide supply voltage range, low standby power dissipation, high efficiency and low drift. It is useful for any stand-alone, low part-count switching system and works extremely well in battery operated systems.

- STEP UP, STEP DOWN OR INVERTING SWITCHING REGULATORS
- OUTPUT ADJUSTABLE FROM 1.3 to 40 V
- OUTPUT CURRENTS TO 1.5 A WITHOUT EXTERNAL TRANSISTORS
- OPERATION FROM 2.5 TO 40 V INPUT
- LOW STANDBY CURRENT DRAIN
- 80 dB LINE AND LOAD REGULATION
- HIGH GAIN, HIGH CURRENT, INDEPENDENT OP AMP

CONNECTION DIAGRAM 16-PIN DIP (TOP VIEW)

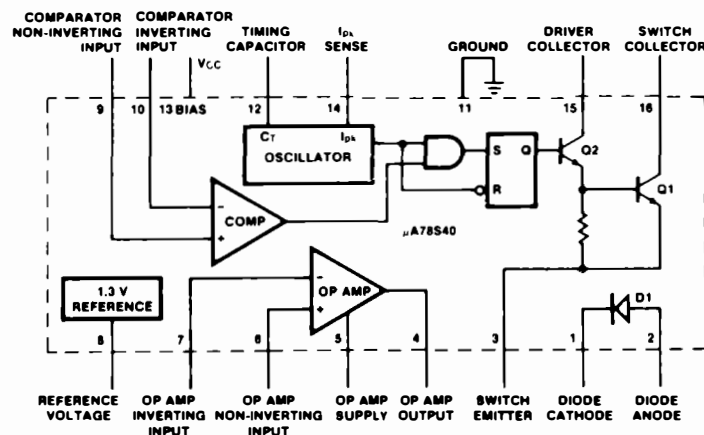
PACKAGE OUTLINES 6B 9B
PACKAGE CODES D P



ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA78S40	μA78S40DM
μA78S40	μA78S40DC
μA78S40	μA78S40PC

BLOCK DIAGRAM



© 1977 Fairchild Camera and Instrument Corporation Printed in U.S.A. 234-11-0020-117 15 M

464 ELLIS STREET, MOUNTAIN VIEW, CALIFORNIA, 94042 (415) 962-5011/TWX 910-379-6435

FAIRCHILD

μA78S40 UNIVERSAL SWITCHING REGULATOR SUBSYSTEM

Fiche technique 30b

Régulateur de tension à découpage à circuit intégré

FAIRCHILD • μ A78S40

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input voltage from V^+ to V^-	40 V	Current through Power Switch	1.5 A
Input voltage from V^+ op amp to V^-	40 V	Current through Power Diode	1.5 A
Common mode input range (Error Amplifier and Op Amp)	-0.3 to V^+	Internal Power Dissipation (Note 2)	
Differential input voltage (Note 1)	± 30 V	Plastic DIP	1500 mW
Output Short Circuit Duration (Op Amp)	continuous	Hermetic DIP	1000 mW
Current from V_{REF}	10 mA	Storage Temperature Range	-65°C to + 150°C
Voltage from Switch Collectors to GND	40 V	Operating Temperature Range	
Voltage from Switch Emitters to GND	40 V	Military (μ A78S40M)	-55°C to 125°C
Voltage from Switch Collectors to Emitter	40 V	Commercial (μ A78S40C)	0°C to 70°C
Voltage from Power Diode to GND	40 V	Lead Temperature	
Reverse Power Diode Voltage	40 V	Hermetic DIP (Soldering, 60 s)	300°C
		Plastic DIP (Soldering, 10 s)	260°C

NOTES

1 For supply voltages less than 30 V, the absolute maximum voltage is equal to the supply voltage.

2 Ratings apply to 25°C. Above 25°C ambient, derate hermetic DIP at 8 mW/°C and plastic DIP at 14 mW/°C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_{IN} = 5.0$ V, $V_{Op\ Amp} = 5.0$ V, $T_A = 25^\circ$ C unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GENERAL CHARACTERISTICS					
Supply Voltage		2.5		40	V
Supply Current	$V_{IN} = 5.0$ V		1.8	2.5	mA
(Op Amp Disconnected)	$V_{IN} = 40$ V		2.3	3.5	mA
Supply Current Op Amp	$V_{IN} = 5.0$ V		0.4	1.0	
	$V_{IN} = 40$ V		0.5	1.5	
REFERENCE SECTION					
Reference Voltage	$I_{REF} = 1.0$ mA	1.180	1.245	1.310	V
Reference Voltage Temperature Coefficient	$I_{REF} = 1.0$ mA		100		ppm/°C
Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.0$ V to $V_{IN} = 40$ V, $I_{REF} = 1.0$ mA		0.04	0.2	mV/V
Reference Voltage Load Regulation	$I_{REF} = 1.0$ mA to $I_{REF} = 10$ mA		0.2	0.2	mV/mA
OSCILLATOR SECTION					
Charging Current			25		μ A
ON Time	$C_T = 0.01$ μ F		200		μ s
Discharge Current			225		μ A
OFF Time	$C_T = 0.01$ μ F		22		μ s
Oscillator Voltage Swing			0.5		V
CURRENT LIMIT SECTION					
Current Limit Sense Voltage			330		mV
OUTPUT SWITCH SECTION					
Output Saturation Voltage 1	$I_{SW} = 1.0$ A		1.1	1.3	V
Output Saturation Voltage 2	$I_{SW} = 1.0$ A		0.45	0.7	V
Output Transistor h_{FE}	$I_C = 1.0$ A, $V_{CE} = 5.0$ V		70		
Output Leakage Current	$V_{OUT} = 40$ V		10		nA

Fiche technique 30c

Régulateur de tension à découpage à circuit intégré

FAIRCHILD • μ A78S40

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_{IN} = 50$ V, $V_{Op Amp} = 5.0$ V, $T_A = 25^\circ$ C unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
POWER DIODE					
Forward Voltage Drop	$I_D = 1.0$ A		1.25	1.5	V
Diode Leakage Current	$V_D = 40$ V		10		nA
COMPARATOR					
Input Offset Voltage	$V_{CM} = V_{REF}$		1.5	10	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = V_{REF}$		35	200	nA
Input Offset Current	$V_{CM} = V_{REF}$		5.0	75	nA
Common Mode Voltage Range		0		$V^+ - 2$	V
Power Supply Rejection Ratio	$V_{IN} 3.0$ V to 40 V	70	96		dB
OUTPUT OPERATIONAL AMPLIFIER					
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 2.5$ V		4.0	10	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 2.5$ V		30	200	nA
Input Offset Current	$V_{CM} = 2.5$ V		5.0	75	nA
Voltage Gain +	$R_L = 2.0$ k to GND; $V_O = 1.0$ to 2.5 V	25 k	250 k		V/V
Voltage Gain -	$R_L = 2.0$ k to V^+ Op Amp; $V_O = 1.0$ to 2.5 V	25 k	250 k		V/V
Common Mode Voltage Range		0		$V^+ - 2$	V
Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = 0$ to 3.0 V	76	100		dB
Power Supply Rejection Ratio	V^+ Op Amp = 3.0 to 40 V	76	100		dB
Output Source Current		100	150		mA
Output Sink Current		10	35		mA
Slew Rate			0.6		V/ μ s
Output Voltage LOW	$I_L = -5.0$ mA			1.0	V
Output Voltage HIGH	$I_L = 50$ mA		V^+ Op Amp -2.5 V		V

DESIGN FORMULAS

CHARACTERISTIC	STEP DOWN	STEP UP	INVERTING
$\frac{t_{on}}{t_{off}}$	$\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT}}$	$\frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{IN} - V_{SAT}}$	$\frac{ V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT}}$
$(t_{on} + t_{off})_{(max)}$	$\frac{1}{f_{min}}$	$\frac{1}{f_{min}}$	$\frac{1}{f_{min}}$
C_T	$4 \times 10^{-5} t_{on}$	$4 \times 10^{-5} t_{on}$	$4 \times 10^{-5} t_{on}$
I_{pk}	$2 I_{OUT(max)}$	$2 I_{OUT(max)} \cdot \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}}$	$2 I_{OUT(max)} \cdot \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}}$
$L_{(min)}$	$\left(\frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT}}{I_{pk}} \right) t_{on(max)}$	$\left(\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{I_{pk}} \right) t_{on(max)}$	$\left(\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{I_{pk}} \right) t_{on(max)}$
R_{SC}	$0.33 / I_{pk}$	$0.33 / I_{pk}$	$0.33 / I_{pk}$
C_O	$\frac{I_{pk} (t_{on} + t_{off})}{8 V_{RIPPLE}}$	$\frac{I_{out}}{V_{ripple}} \cdot t_{on}$	$\frac{I_{out}}{V_{ripple}} \cdot t_{on}$

Note:
 V_{SAT} - Saturation voltage of the switching element V_D - Forward voltage of the flyback diode

Fiche technique 31a

Régulateur de tension à modulateur de largeur d'impulsion



**National
Semiconductor**

LM1524/LM2524/LM3524 Regulating Pulse Width Modulator

General Description

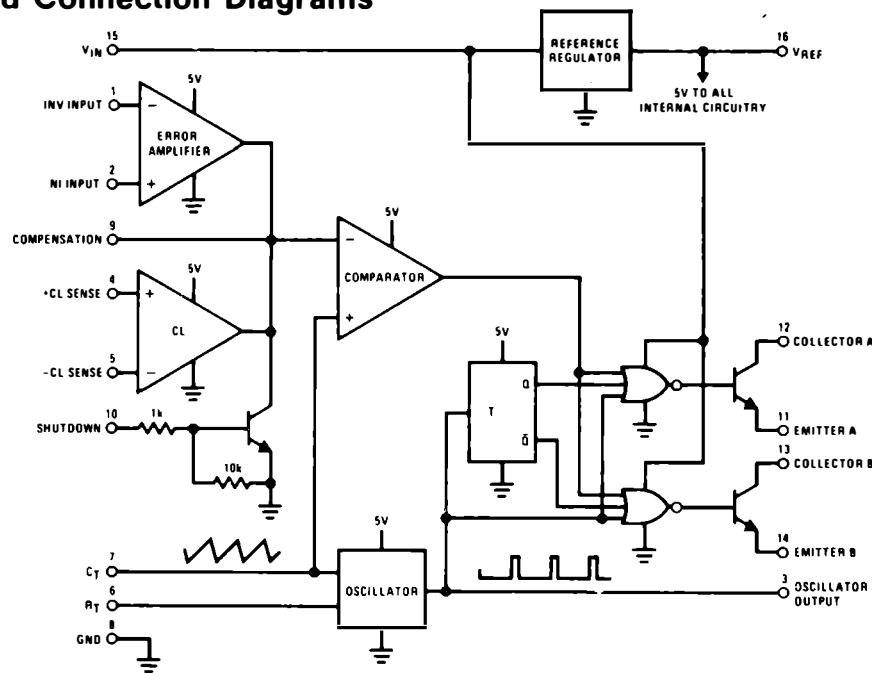
The LM1524 series of regulating pulse width modulators contains all of the control circuitry necessary to implement switching regulators of either polarity, transformer coupled DC to DC converters, transformerless polarity converters and voltage doublers, as well as other power control applications. This device includes a 5V voltage regulator capable of supplying up to 50 mA to external circuitry, a control amplifier, an oscillator, a pulse width modulator, a phase splitting flip-flop, dual alternating output switch transistors, and current limiting and shutdown circuitry. Both the regulator output transistor and each output switch are internally current limited and, to limit junction temperature, an internal thermal shutdown circuit is employed. The LM1524 is rated for operation from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ and is packaged in a hermetic 16-lead DIP (J). The LM2524 and LM3524 are rated for operation from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ and are

packaged in either a hermetic 16-lead DIP (J) or a 16-lead molded DIP (N).

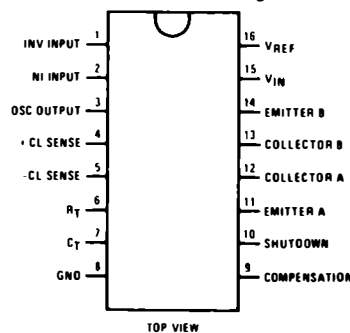
Features

- Complete PWM power control circuitry
- Frequency adjustable to greater than 100 kHz
- 2% frequency stability with temperature
- Total quiescent current less than 10 mA
- Dual alternating output switches for both push-pull or single-ended applications
- Current limit amplifier provides external component protection
- On-chip protection against excessive junction temperature and output current
- 5V, 50 mA linear regulator output available to user

Block and Connection Diagrams



Dual-In-Line Package



© 1979 National Semiconductor Corp.

Fiche technique 31b

Régulateur de tension à modulateur de largeur d'impulsion

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage	40V	Maximum Junction Temperature	
Reference Voltage, Forced	6V	(J Package)	150°C
Reference Output Current	50 mA	(N Package)	125°C
Output Current (Each Output)	100 mA	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Oscillator Charging Current (Pin 6 or 7)	5 mA	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Internal Power Dissipation (Note 1)	1W		
Operating Temperature Range			
LM1524	-55°C to +125°C		
LM2524/LM3524	0°C to +70°C		

Electrical Characteristics

Unless otherwise stated, these specifications apply for $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ for the LM1524 and 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the LM2524 and LM3524, $V_{IN} = 20\text{V}$, and $f = 20\text{ kHz}$. Typical values other than temperature coefficients, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

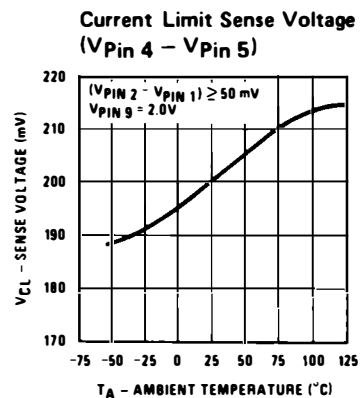
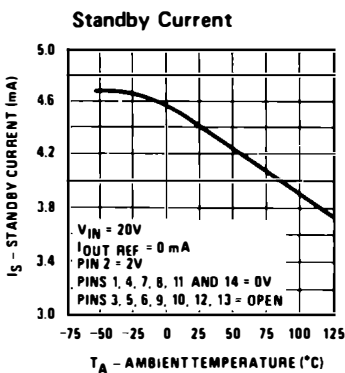
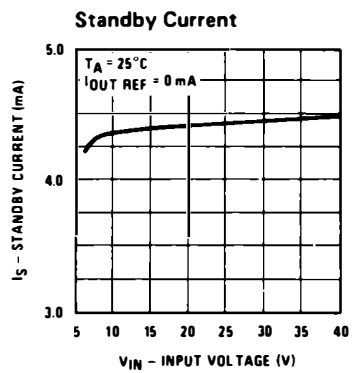
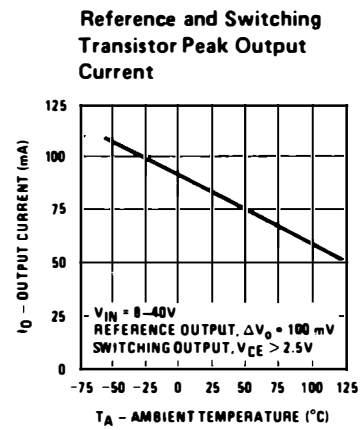
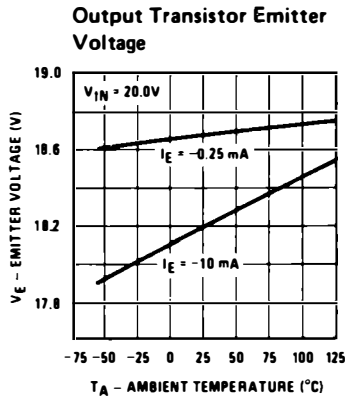
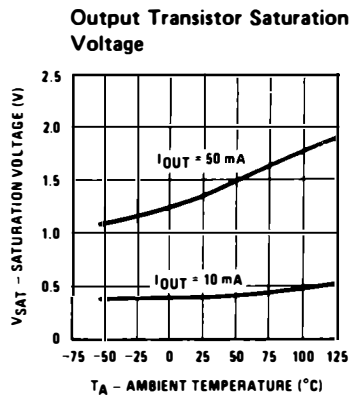
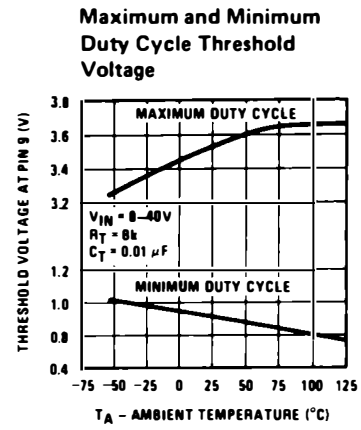
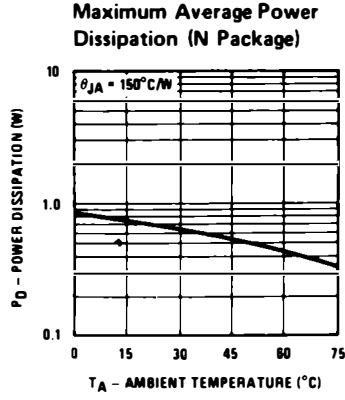
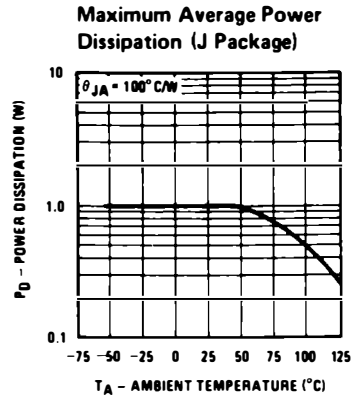
PARAMETER	CONDITIONS	LM1524/ LM2524			LM3524			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage		4.8	5.0	5.2	4.6	5.0	5.4	V
Line Regulation	$V_{IN} = 8\text{--}40\text{V}$		10	20		10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0\text{--}20\text{ mA}$		20	50		20	50	mV
Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		66			66		dB
Short-Circuit Output Current	$V_{REF} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		100			100		mA
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range		0.3	1		0.3	1	%
Long Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C}$		20			20		mV/khr
Oscillator Section								
Maximum Frequency	$C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 2\ \text{k}\Omega$		350			350		kHz
Initial Accuracy	R_T and C_T constant		5			5		%
Frequency Change with Voltage	$V_{IN} = 8\text{--}40\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$			1			1	%
Frequency Change with Temperature	Over Operating Temperature Range			2			2	%
Output Amplitude (Pin 3)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.5			3.5		V
Output Pulse Width (Pin 3)	$C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.5			0.5		μs
Error Amplifier Section								
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 2.5\text{V}$		0.5	5		2	10	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 2.5\text{V}$		2	10		2	10	μA
Open Loop Voltage Gain		72	80		60	80		dB
Common-Mode Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.8		3.4	1.8		3.4	V
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$		70			70		dB
Small Signal Bandwidth	$A_V = 0\ \text{dB}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		3			3		MHz
Output Voltage Swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5		3.8	0.5		3.8	V
Comparator Section								
Maximum Duty Cycle	% Each Output ON	45			45			%
Input Threshold (Pin 9)	Zero Duty Cycle		1			1		V
Input Threshold (Pin 9)	Maximum Duty Cycle		3.5			3.5		V
Input Bias Current			-1			-1		μA
Current Limiting Section								
Sense Voltage	$V_{(Pin\ 2)} - V_{(Pin\ 1)} \geq 50\ \text{mV}$, $Pin\ 9 = 2\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	190	200	210	180	200	220	mV
Sense Voltage T.C.			0.2			0.2		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Common-Mode Voltage		-0.7		1	-0.7		1	V
Output Section (Each Output)								
Collector-Emitter Voltage		40			40			V
Collector Leakage Current	$V_{CE} = 40\text{V}$		0.1	50		0.1	50	μA
Saturation Voltage	$I_C = 50\ \text{mA}$		1	2		1	2	V
Emitter Output Voltage	$V_{IN} = 20\text{V}$, $I_E = -250\ \mu\text{A}$	17	18		17	18		V
Rise Time (10% to 90%)	$R_C = 2\ \text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2			0.2		μs
Fall Time (90% to 10%)	$R_C = 2\ \text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.1			0.1		μs
Total Standby Current	$V_{IN} = 40\text{V}$, Pins 1, 4, 7, 8, 11 and 14 are grounded, Pin 2 = 2V, All Other Inputs and Outputs Open		5	10		5	10	mA

Note 1: For operation at elevated temperatures, devices in the J Package must be derated based on a thermal resistance of $100^\circ\text{C}/\text{W}$, junction to ambient, and devices in the N package must be derated based on a thermal resistance of $150^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient.

Fiche technique 31c

Régulateur de tension à modulateur de largeur d'impulsion

Typical Performance Characteristics



Fiche technique 32a

Cellules photoconductrices au sulfure de cadmium

1 WATT CADMIUM SULPHIDE PHOTOCONDUCTIVE CELLS

GENERAL DESCRIPTION

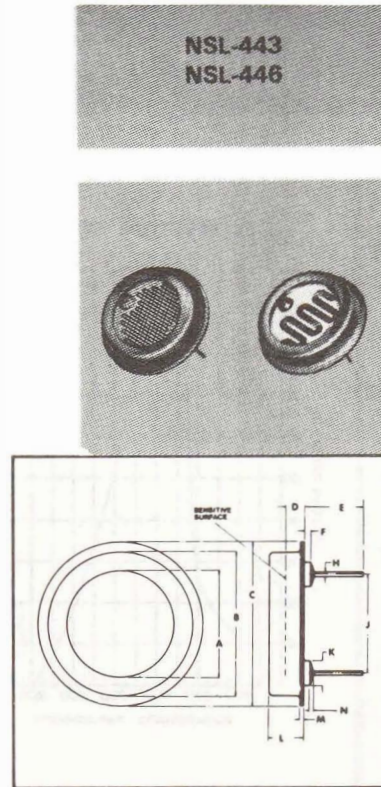
The NSL-443 series rated at 2000V and the 420V NSL-446 series are highly stable, sensitive Cadmium Sulphide photoconductive cells with a spectral response similar to that of the human eye. This characteristic with minimal red response ideally suits these photocells for photoelectric and oil burner control applications where high power and/or high voltages are encountered and reliable, long operational life is required.

The CdS photoconductive element is hermetically sealed in rugged glass and metal enclosures which contain a special mixture of extremely dry gases ensuring stable characteristics and long life.

2 resistance ranges are available in the coarse grid high voltage NSL-443 series while 3 ranges of the extremely sensitive NSL-446 series are offered.

FEATURES

- 1000 mW dissipation
- Rugged construction
- Hermetically sealed
- Reliable, Long life



PHOTOCELL BULLETIN 15008

Ref.		A	B	C	D	E	F	H	J	K	L	M	N
Inches	Min.	.810	1.097	1.247	.067	.484	.042	.038	.745	.180	.257	.040	.015
	Max.	.820	1.103	1.260	.101	.516	.055	.042	.755	.187	.273	.051	
Milli-metres	Min.	20.57	27.86	31.66	1.70	12.29	1.06	.96	18.91	4.57	6.52	1.01	.38
	Max.	20.82	28.03	32.00	2.56	13.10	1.39	1.06	19.17	4.74	6.92	1.29	

MAJOR PHOTOCELL PARAMETERS

NSL PART No.	1 FTC RES. KILOHMS*	35 FTC RES. KILOHMS •	TYP. 100 FTC RES. (OHMS)	MIN. DARK RES. MEGOHMS	+ MAX. PEAK VOLTAGE
NSL-443		10.0	4500	300	2000
NSL-444		5.5	2500	100	2000
NSL-445	26.0		550	15	420
NSL-446	11.4		200	5	420
NSL-447	5.5		140	1	420

- * ... 1 Ftc Resistance Tolerance + 40%
- ... 35 Ftc Resistance Tolerance + 30%
- + ... Peak AC or DC

NATIONAL SEMICONDUCTORS LTD.
 MANUFACTURERS OF OPTOELECTRONIC DEVICES

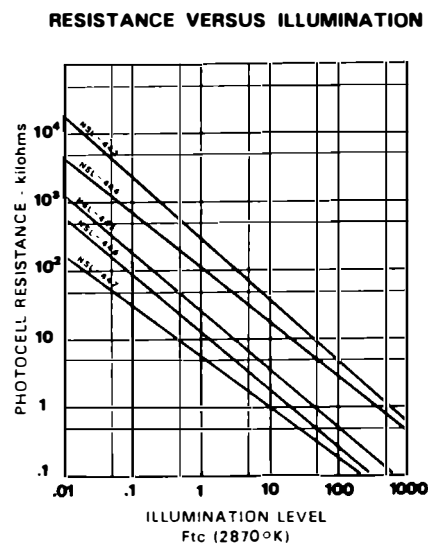
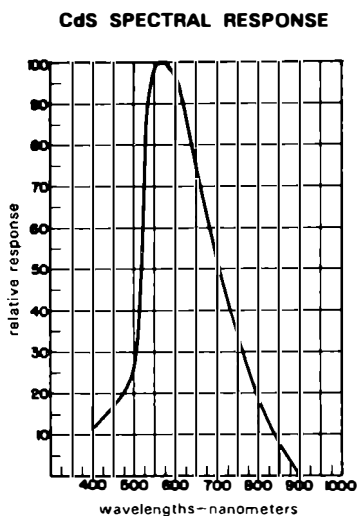
331 CORNELIA ST., PLATTSBURGH, N.Y. 12901 TEL. (518) 561-3160
 2150 WARD STREET, MONTREAL, QUE. H4M 1T7 TEL. (514) 744-5507
 TWX 610-421-3362

Source: National Semiconductor Ltd.

Fiche technique 32b

Cellules photoconductrices au sulfure de cadmium

NSL-443/446 PHOTOCONDUCTIVE CELLS



NSL-443/446 RATINGS

TEMPERATURE RANGE	POWER DISSIPATION	POWER DE RATING	MAX CURRENT	MAX DC VOLTAGE**
-60° to +75°	1000mW @ 25°C	Linearly to 75°C	100mA	1500V

** Shorted terminals to case

PHOTOCELL OPERATING CHARACTERISTICS

PART No.	RISE TIME (mSECS) DARK TO 110% R _L (1)		DECAY TIME (mSECS) TO 10xR _L (1)		TYP. TEMP. COEFF. %/°C		TYPICAL CAPACITANCE DARK - pF
	α 1 FTC (2)	α 100 FTC	from 1 FTC	from 100 FTC	α 1 FTC	α 100 FTC	
NSL-443	1.8	0.98	18	12.	.08	.04	13
NSL-444	2.4	1.5	25	20.	.06	.02	13
NSL-445	10.	0.7	11	3.2	0.11	0.04	13
NSL-446	12.	0.94	33	11.	0.12	0.03	13
NSL-447	15.	1.2	55	25.	0.13	0.01	13

1.0 FTC = 10.76 LUX

(1) R_L = Photocell resistance under given illumination.

(2) Low illumination rise, decay, and temperature coefficient data recorded at 35 Ftc rather than 1 Ftc for the NSL-443 and NSL-446.

MEASUREMENT DATA

Cells light adapted at 30 - 50 Ftc for 8 hours minimum prior to test. All measurements conducted at 25°C ambient, 2870°K. Dark resistances measured 15 seconds after removal of room light (30 - 50 Ftc).



Fiche technique 33

Photodiodes au silicium

TYPE TIL100 LARGE-AREA SILICON PHOTODIODE

D2478, MAY 1978 - REVISED JULY 1978

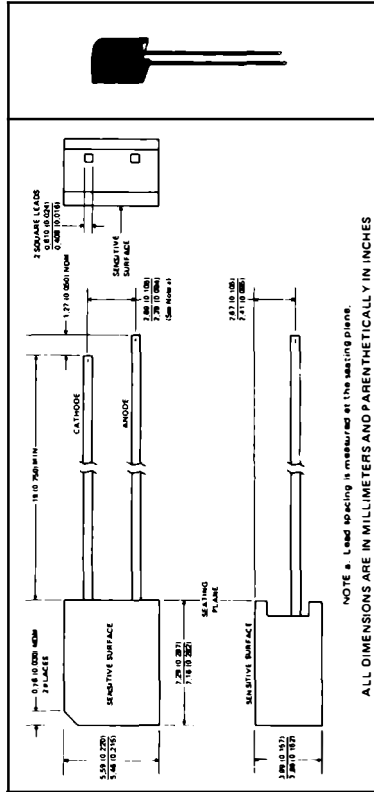
- High Photosensitivity
- Fast Response
- Low-Cost Plastic Package
- Designed for Infrared Remote Control Systems
- Compatible with TIL38, TIL39, TIL905, and TIL906 IR Emitters

description

The TIL100 is a high-speed PIN photodiode designed to operate in the reverse-bias mode. It provides low capacitance with high speed and high photosensitivity suitable for near-infrared applications.

mechanical data

The photodiode chip is mounted on a lead frame and molded in a black infrared-transmissive plastic. The active chip area is typically 6.63 millimeters (0.0137 square inches). Its centerline is nominally 4 millimeters (0.157 inch) above the seating plane.



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Reverse Voltage	30 V
Continuous Power Dissipation at (or below) 25°C Free Air Temperature (See Note 1)	150 mW
Operating Free-Air Temperature Range	-25°C to 80°C
Storage Temperature Range	-25°C to 100°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Case for 3 Seconds	260°C

NOTE 1: Derate linearly to 80°C free-air temperature at the rate of 2.73 mW/°C.

Copyright © 1978 by Texas Instruments Incorporated
TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 779011 • DALLAS, TEXAS 75278

5-17

TYPE TIL100 LARGE-AREA SILICON PHOTODIODE

electrical characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V(BR)	Breakdown Voltage $I_R = 100 \mu A$, $E_0 = 0$	30			V
I _D	Dark Current $V_R = 10 V$, $E_0 = 0$		5	50	nA
I _L	Light Current $V_R = 10 V$, $E_0 = 250 \mu W/cm^2$ at 940 nm	10	15		μA
C _T	Total Capacitance $V_R = 3 V$, $E_0 = 0$, $f = 1 MHz$		35	50	pF
t _r	Rise Time $V_R = 10 V$, $R_L = 1 k\Omega$		100		ns
t _f	Fall Time $V_R = 10 V$, $R_L = 1 k\Omega$		100		ns

¹ Irradiance (E_0) is the radiant power per unit area incident on a surface.

TYPICAL CHARACTERISTICS

REVERSE CURRENT
VS
IRRADIANCE

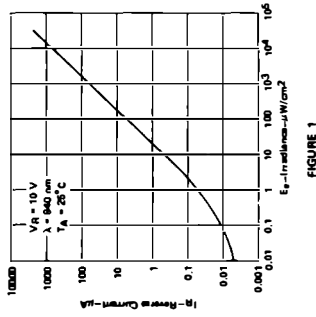


FIGURE 1

TOTAL CAPACITANCE
VS
REVERSE VOLTAGE

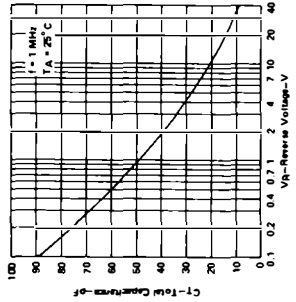


FIGURE 2

5 PHOTODETECTORS

5-18

Fiche technique 34

Phototransistor NPN au silicium

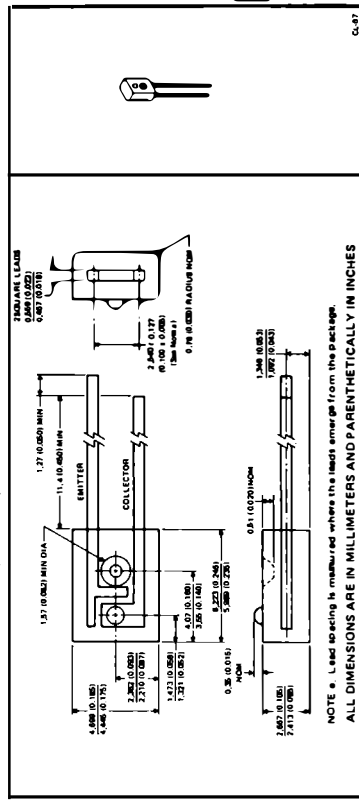
TYPE TIL411 N-P-N SILICON PHOTOTRANSISTOR

02689, JULY 1980

- Recommended for Applications Requiring Low-Cost Discrete Photo Transistors
- Spectrally and Mechanically Compatible with TIL40 Infrared Emitter
- Designed for use in Housings or Printed Circuit Boards

mechanical data

This device has a clear molded plastic body.



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Collector-Emitter Voltage	30 V
Emitter-Collector Voltage	7 V
Continuous Collector Current	50 mA
Operating Free-Air Temperature Range	-40°C to 80°C
Storage Temperature Range	-40°C to 100°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Case for 5 Seconds	240°C

electrical characteristics at free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V(BR)CEO	Collector-Emitter Breakdown Voltage $I_C = 100 \mu A, E_B = 0$	30			V
V(BR)ECO	Emitter-Collector Breakdown Voltage $I_E = 100 \mu A, E_B = 0$	7			V
I_D	Dark Current $V_{CE} = 5 V, E_B = 0$		100		nA
I_C	Light Current $V_{CE} = 5 V, E_B = 500 \mu W/cm^2$, See Note 2	100	400		μA
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage $I_C = 80 \mu A, E_B = 500 \mu W/cm^2$, See Note 2		0.15		V

switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	MAX	UNIT
t_r	Rise Time $V_{CC} = 10 V, I_L = 100 \mu A$, See Figure 1	25		μs
t_f	Fall Time $R_L = 1 k\Omega$, See Figure 1	25		μs

- NOTES: 1. Device linearly to 80°C free-air temperature at the rate of 0.91 mW/°C.
2. Irradiance (E_B) is the radiant power per unit area incident upon a surface. For these measurements the source is an infrared-emitting diode, wavelength at peak emission is 930 nm, and spectral bandwidth is 40 nm.

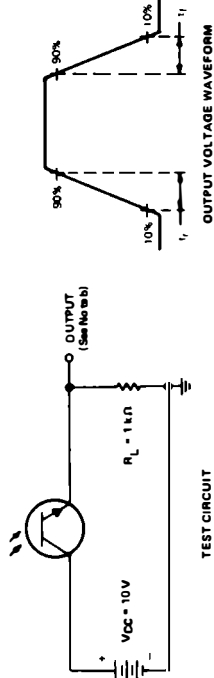
Copyright © 1980 by Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 275012 • DALLAS TEXAS 75285

6-19

TYPE TIL411 N-P-N SILICON PHOTOTRANSISTOR

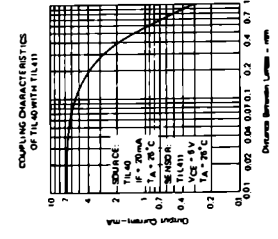
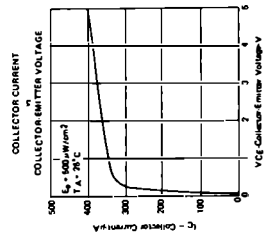
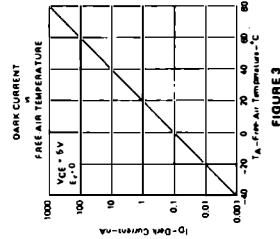
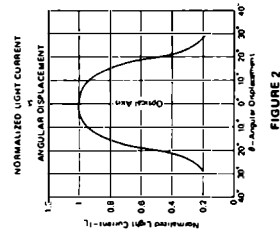
PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



TEST CIRCUIT

- FIGURE 1
- NOTES: a. Input irradiance is supplied by a pulsed gallium arsenide infrared emitter with rise and fall times of less than 50 ns. Incident light is incident on the emitter for 50 ns. $I_{inc} = 100 \mu W/cm^2$.
- b. Output waveform is monitored on an oscilloscope with the following characteristics: $t_r \leq 25 ns, t_{fa} > 1 \mu s, C_{in} \leq 20 pF$.

TYPICAL CHARACTERISTICS



- NOTE 2: Irradiance (E_B) is the radiant power per unit area incident upon a surface. For these measurements the source is an infrared-emitting diode, wavelength at peak emission is 930 nm, and spectral bandwidth is 40 nm.

6-20

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 275017 • DALLAS TEXAS 75285

PHOTODETECTORS

PHOTODETECTORS

Fiche technique 35

Diodes électroluminescentes au phosphore de gallium (GaP)

TYPES TIL224, TIL228, TIL234 GALLIUM PHOSPHIDE LIGHT-EMITTING DIODES

operating characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_v	Luminous Intensity (See Note 3)	TIL224-1	2.1		
		TIL224-2	8		
		TIL228-1	2.1		
		TIL228-2	8		
		TIL234-1	0.8		
		TIL234-2	2.1		
λ_p	Wavelength at Peak Emission	TIL224	580		nm
		TIL228	620		
θ_{HI}	Half-Intensity Beam Angle		60°		
V _F	Static Forward Voltage			3.2	V
I _R	Static Reverse Current			100	μA

NOTE 3: Luminous intensity is measured with a light sensor and filter combination that approximates the CIE (International Commission on Illumination) eye-response curve.

TYPES TIL224, TIL228, TIL234 GALLIUM PHOSPHIDE LIGHT-EMITTING DIODES

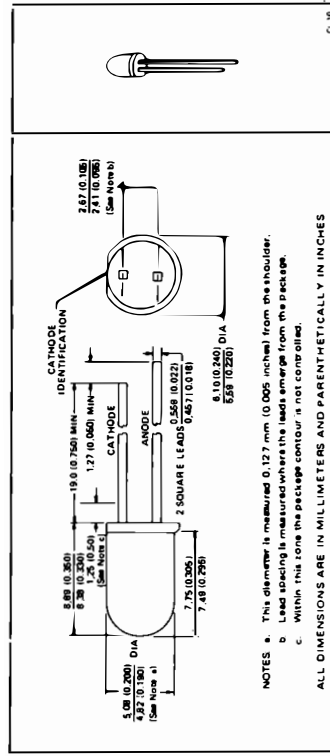
02487, JANUARY 1983

YELLOW, RED, OR GREEN HIGH-INTENSITY LIGHT SOURCES

- Good Viewing Angles
- Rugged Construction
- Solid-State Reliability
- Compatible with TTL Circuitry
- Versatile Mounting in PCB, Panel, or Socket

mechanical data

These devices are similar in size to lamp style T1½ and may be panel mounted using mounting clip TILM4 (formerly TILM2).



- NOTES: a. This diameter is measured 0.127 mm (0.005 inch) from the shoulder.
b. Lead spacing is measured where the leads emerge from the package.
c. Within this zone the package contour is not controlled.

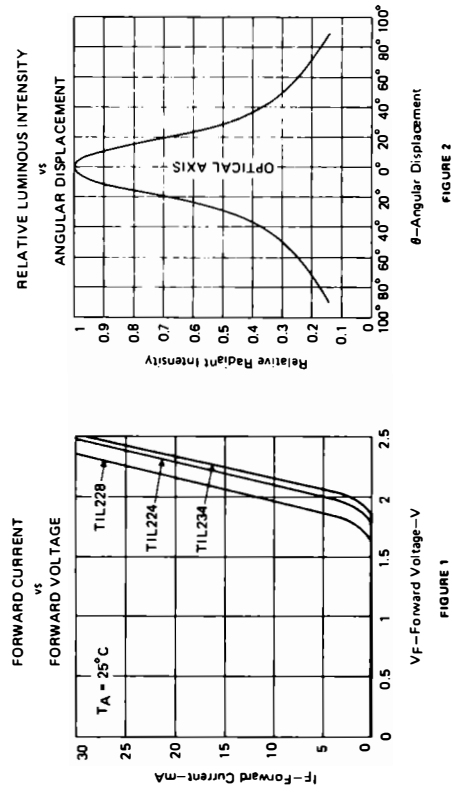
ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS AND PARENTHESES IN INCHES

absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Reverse Voltage	5 V
Continuous Forward Current (See Note 1)	50 mA
Peak Forward Current (See Note 2)	1 A
Operating Free-Air Temperature Range	-40°C to 80°C
Storage Temperature Range	-40°C to 100°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) From Case for 3 Seconds	260°C

NOTES: 1. Device lifetime is 80°C free-air temperature at the rate of 0.91 mcd/C.
2. This value applies for $I_v = 1 \mu A$, PRR = 300 Hz.

TYPICAL CHARACTERISTICS



9 LEDs

9 LEDs

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75285

8-12

8-11

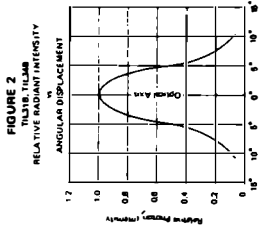
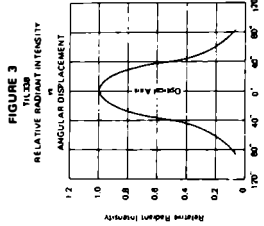
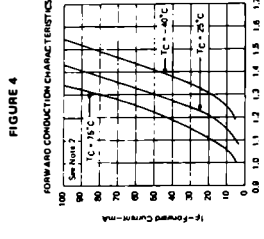
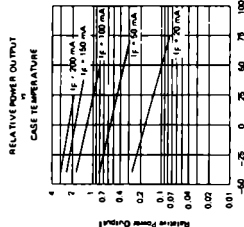
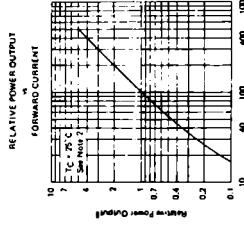
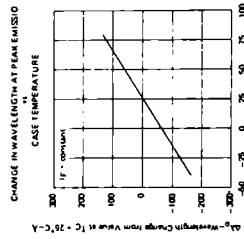
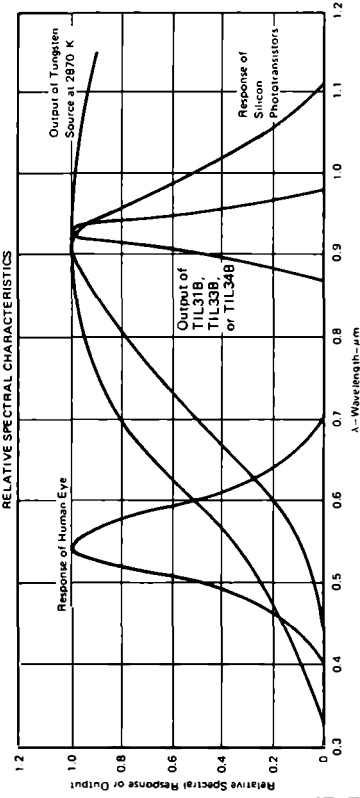
Copyright © 1983 by Texas Instruments Incorporated
TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75285

Fiche technique 36

Diodes émettrices à infrarouge à l'arséniure de gallium (GaAs)

TYPES TIL31B, TIL33B, TIL34B P-N GALLIUM ARSENIDE INFRARED-EMITTING DIODES

TYPICAL CHARACTERISTICS



NOTE 2: This parameter must be measured using pulse techniques. $I_{FM} = 0.04$ mA, duty cycle $\leq 10\%$.
*Normalized to output at $I_F = 10$ mA, $T_C = 25^\circ\text{C}$.

3 IR EMITTERS

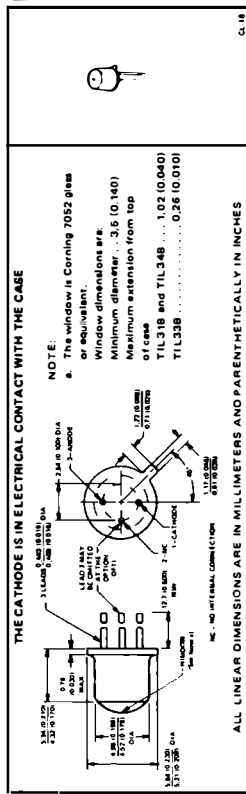
TYPES TIL31B, TIL33B, TIL34B P-N GALLIUM ARSENIDE INFRARED-EMITTING DIODES

DESIGNED TO EMIT NEAR-INFRARED RADIATION WHEN FORWARD BIASED

- "B" Versions Especially Designed for Low Degradation and are Direct Replacements for the "A" Versions
- Spectrally and Mechanically Compatible with TIL81 and TIL99 Phototransistors
- Typical Applications Include Card Readers, Encoders, Intrusion Alarms, Sector Sensors, Level Indicators, and Beginning-of-Tape/End-of-Tape Indicators
- TIL31HR2* Includes High-Reliability Processing and Lot Acceptance (See Page 3-11 for Summary of Processing)

mechanical data

Each device is in a hermetically sealed welded case similar to JEDEC TO-18 with window. The TIL31B and TIL34B have convex lenses while that of the TIL33B is essentially flat. A coinheader is used to increase dissipation capability. All TO-18 registration notes also apply to this outline. Approximate weight is 0.35 gram.



THE CATHODE IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE

- NOTE:
- The window is Corning 7052 glass equivalent.
 - Window diameter is 3.5 (0.140) minimum extension from top of case.
 - TIL31B and TIL34B ... 1.02 (0.040)
 - TIL33B ... 0.26 (0.010)

ALL LINEAR DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS AND PARENTHETICALLY IN INCHES

*On the original TIL31, TIL33, and TIL34, the anode was in electrical contact with the case. Lead 2, which had no internal connection, is omitted on the 8-lead version.

absolute maximum ratings

- Reverse Voltage at 25°C Case Temperature 5 V
- Continuous Forward Current at 25°C Case Temperature (See Note 1) 200 mA
- Operating Case Temperature Range -65°C to 150°C
- Storage Temperature Range -65°C to 150°C
- Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Case for 10 Seconds 240°C

operating characteristics at 25°C case temperature

PARAMETER	TIL31B			TIL33B			TIL34B			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
P_D Radiant Power Output	3.3	6	2.5	5	2	3				mW
λ_p Wavelength at Peak Emission	915	940	975	915	940	975	915	940	975	nm
$\Delta\lambda$ Spectral Bandwidth	50	75	50	75	50	75	50	75	50	nm
$\theta_{1/2}$ Half-Intensity Beam Angle	10°			80°	10°					°
V_F Static Forward Voltage	1.4	1.75	1.4	1.75	1.4	1.75	1.4	1.75	1.4	V
I_F Radiant Pulse Rise Time*	600			600	800					ns
t_f Radiant Pulse Fall Time*	350			350	350					ns

*All electrical and mechanical specifications for the TIL24 also apply for TIL24HR2.
*Radiant pulse rise time is the time required for a change in radiant intensity from 10% to 90% of its peak value for a step change in current; radiant pulse fall time is the time required for a change in radiant intensity from 90% to 10% of its peak value for a step change in current.
NOTE 1: Deviate linearly to 150°C case temperature at the rate of 1.8 mA/°C.

Copyright © 1983 by Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 225017 • DALLAS, TEXAS 75286

3-9

3-10

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 225017 • DALLAS, TEXAS 75286

Fiche technique 37a

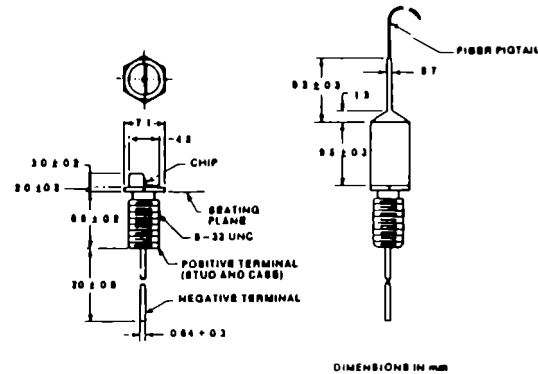
Diodes émettrices à infrarouge (AlGaAs)

CELWAVE VALTEC

HIGH-SPEED AlGaAs IR EDGE EMITTING DIODES

T-7501 – T-7531 – T-7522

- Continuous and Pulsed Operation
- Low Noise and Distortion
- Long Life
- Sealed Package
- Fiber Pigtail Coupled
- Emitting Area $1 \times 20 \mu\text{m}$



DESCRIPTION AND APPLICATION

The Celwave T-7500 Series Stripe Geometry IR Emitting Diodes were developed for dc or pulsed operation. Three configurations are available, each stud mounted on a TO5 type package. The T-7501 is the basic IR diode on an open header allowing the user a wide choice of applications. The T-7521 and T-7522 are "pigtail" coupled to $50 \mu\text{m}$ or $100 \mu\text{m}$ core Celwave Graded Index Fibers for communications system applications.

MAXIMUM RATINGS (Case temperature 25°C)

PARAMETER	SYMBOL	T-7501 Uncoupled)		T-7531 $50 \mu\text{m}$		T-7522 $100 \mu\text{m}$		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Forward dc drive current	I_F		200		200		200	mA
Peak reverse voltage	V_R		2		2		2	V
Case temperature operation	T_O	dcw point	75	-20	75	-20	75	$^\circ\text{C}$
Case temperature storage	T_S	dcw point	75	-20	75	-20	75	$^\circ\text{C}$

OPERATING CONDITIONS (Case temperature 25°C)

PARAMETER	SYMBOL	T-7501 (Uncoupled)			T-7531 $50 \mu\text{m}$			T-7522 $100 \mu\text{m}$			UNIT	FIG
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
$I_F = 100\text{mA}$ Total output power CW	P_O	1000	1500		35	40		60	80		$\mu\text{ watt}$	3
$I = 100\text{mA}$ Forward voltage	V_F		1.8	2.2		1.8	2.2		1.8	2.2	V	4
$I = 100\text{mA}$ Peak emission	λ	800	840	880	800	840	880	800	840	880	nm	1
Rise/fall time 10-90 percent	t_r t_f	5	6	7	5	6	7	5	6	7	nsec	
Spectral width FWHM	$\Delta\lambda$		50			50			50		nm	1
Second Harmonic Linearity 70% Mod.	dB		-35			-35			-35		d	

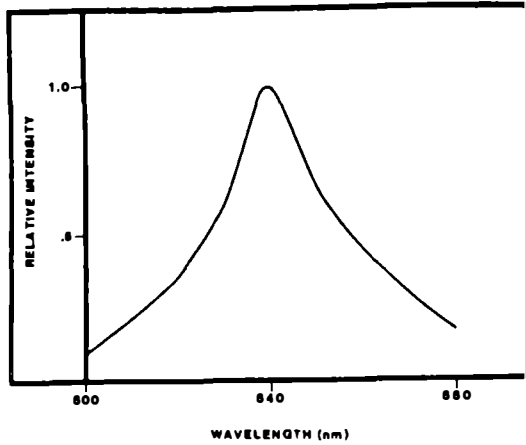
CELWAVE VALTEC PRODUCTS

7635 Plantation Rd NW Caller # 19000 Roanoke, VA 24019
Telephone: (703) 265-0600, Telex 062006399 ESL, Telefax 265-0618, 1-800-235-9283

Fiche technique 37b

Diodes émettrices à infrarouge (AlGaAs)

HIGH SPEED AlGaAs IR EDGE EMITTING DIODE



TYPICAL SPECTRAL OUTPUT
FIG. 1

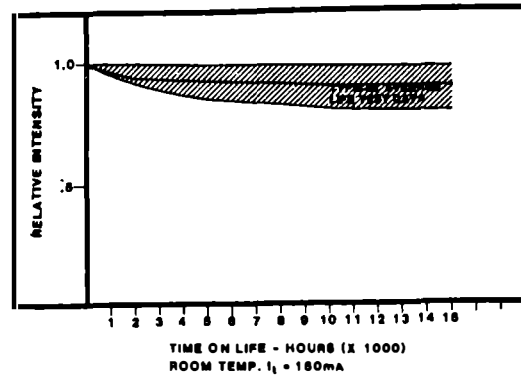
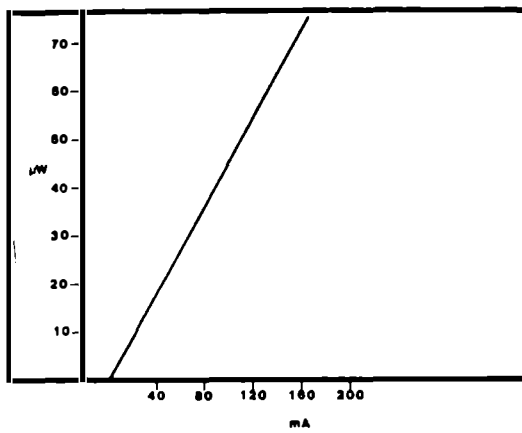
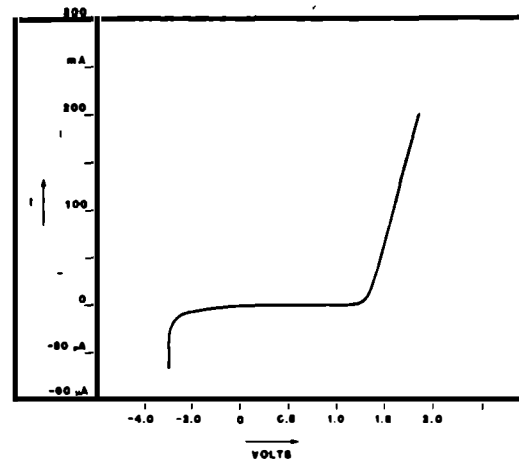


FIG. 2



TYPICAL POWER OUTPUT VS. DC FORWARD
CURRENT 50 µm CORE FIBER

FIG. 3



LED FORWARD CURRENT VERSUS VOLTAGE

FIG. 4

Represented by

CELWAVE VALTEC PRODUCTS

7635 Plantation Rd NW Caller # 19000 Roanoke, VA 24019

Telephone: (703) 265-0600, Telex 062006399 ESL, Telefax 265-0618, 1-800-235-9283

Fiche technique 38a

Optocoupleurs

TYPES TIL127, TIL128, TIL128A OPTOCOUPLEURS

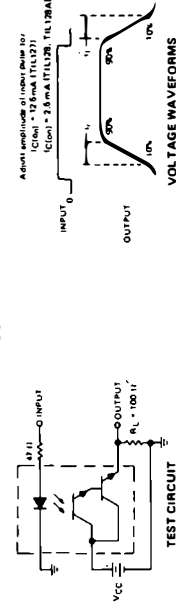
electrical characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TIL127		TIL128, TIL128A		UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	
V _{IBR(CB)} Collector-Base Breakdown Voltage	I _C = 10 μA, I _E = 0, I _F = 0	30				V
V _{IBR(CE)} Collector-Emitter Breakdown Voltage	I _C = 1 mA, I _B = 0, I _F = 0	30		30		V
V _{IBR(EB)} Emitter-Base Breakdown Voltage	I _E = 10 μA, I _C = 0, I _F = 0	7				V
V _{IBR(EC)} Emitter-Collector Breakdown Voltage	I _E = 10 μA, I _C = 0, I _F = 0	7				V
I _R Reverse Current	V _R = 3 V		10			μA
I _{CO(1)} On-State Collector Current	V _{CE} = 1 V, I _F = 10 mA	30	100			mA
I _{CO(2)} Off-State Collector Current	V _{CE} = 2 V, I _F = 10 mA		30	160		mA
I _{CE(sat)} Saturation Collector Current	V _{CE} = 10 V, I _B = 0, I _F = 0		100			100 nA
h _{FE} Forward Transistor Static Transfer Ratio	V _{CE} = 1 V, I _C 10 mA, I _F = 0		15 000			
V _F Forward Voltage	I _F = 10 mA		1.5			1.5 V
V _{CE(1st)} Collector-Emitter Saturation Voltage	I _C 125 mA, I _B = 0, I _F = 50 mA		1.2			1 V
r _{IO} Input-to-Output Internal Resistance	V _{in-out} = 500 V, See Note 5		10 ¹¹			Ω
C _{IO} Input-to-Output Capacitance	V _{in-out} = 0, f = 1 MHz, See Note 5		1	1.3		1 1.3 pF

Notes: † These parameters are measured between both input diodes leads shorted together and all the phototransistor leads shorted together. Reference to the base is not applicable to the TIL128 or TIL128A.
‡ switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TIL127		TIL128, TIL128A		UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	
t _r Rise Time	V _{CC} = 15 V, I _{CO(1)} = 125 mA, R _L = 100 Ω, See Figure 1		300			μs
t _f Fall Time	V _{CC} = 10 V, I _{CO(1)} = 2.5 mA, R _L = 100 Ω, See Figure 1		300			μs

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



Notes: a. The input waveform is supplied by a generator with the following characteristics: Z_{out} = 50 Ω, t_r < 15 ns, duty cycle = 1%, I_{avg} = 500 μA.
b. The output waveform is monitored on an oscilloscope with the following characteristics: t_r < 12 ns, R_{in} > 1 MΩ, C_{in} < 20 pF.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 778017 • DALLAS, TEXAS 75278

7-82

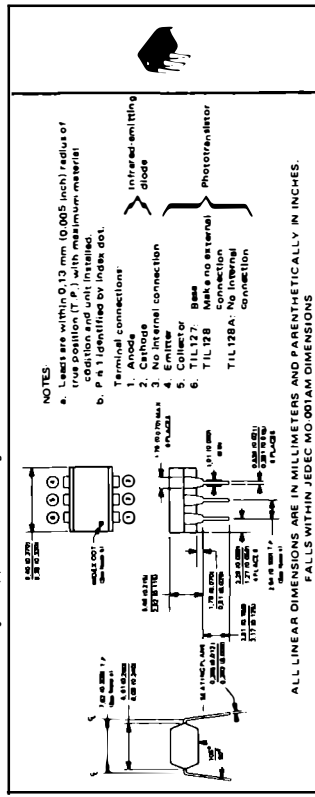
TYPES TIL127, TIL128, TIL128A OPTOCOUPLEURS

D2328, MAY 1977—REVISED DECEMBER 1982

- Gallium Arsenide Diode Infrared Source Optically Coupled to a Silicon N-P-N Darlington-Connected Phototransistor
- High Direct-Current Transfer Ratio . . . 300% Minimum at 10 mA
- High-Voltage Electrical Isolation . . . 5000-Volt Rating
- Plastic Dual-In-Line Package
- Typical Applications Include Remote Terminal Isolation, SCR and Triac Triggers, Mechanical Relays, and Pulse Transformers
- No Base Connection on TIL 128A for Environments with High Electromagnetic Interference

mechanical data

The package consists of a gallium arsenide infrared-emitting diode and an n-p-n silicon phototransistor mounted on a 6-lead frame encapsulated within an electrically nonconductive plastic compound. The case will withstand soldering temperature with no deformation, and device performance characteristics remain stable when operated in high-humidity conditions. Unit weight is approximately 0.52 grams.



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

- Input-to-Output Voltage (TIL127) 55 kV
- Collector-Base Voltage (TIL127) 30 V
- Collector-Emitter Voltage (See Note 1) 7 V
- Emitter-Collector Voltage 7 V
- Emitter-Base Voltage (TIL 127) 3 V
- Input Diode Reverse Voltage 3 V
- Input Diode Continuous Forward Current 100 mA
- Continuous Power Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature:
 - Phototransistor (See Note 2) 150 mW
 - Total (Infrared-Emitting Diode plus Phototransistor, See Note 4) 150 mW
 - Storage Temperature Range 250 mW
 - Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Case for 10 Seconds -55°C to 150°C

Notes: 1. This value applies when the base-emitter diode is open-circuited.
2. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 2 mW/°C.
3. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 2 mW/°C.
4. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 3.33 mW/°C.

Copyright © 1982 by Texas Instruments Incorporated
TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 778017 • DALLAS, TEXAS 75278

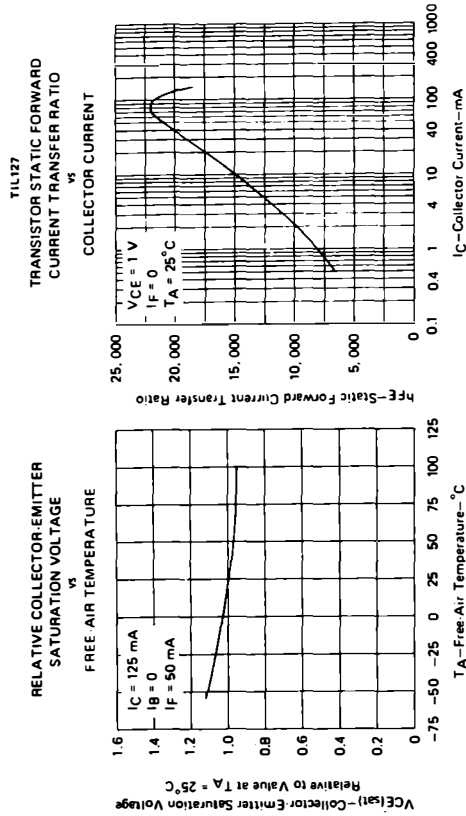
7-81

Fiche technique 38b

Optocoupleurs

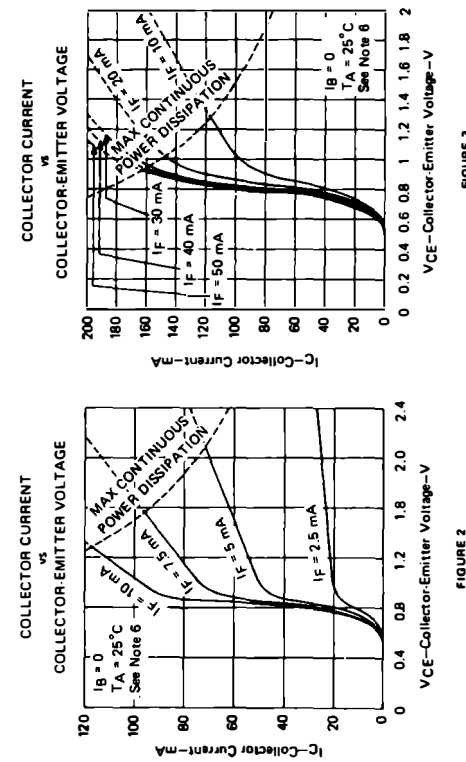
TYPES TIL127, TIL128, TIL128A OPTOCOUPLEURS

TYPICAL CHARACTERISTICS



TYPES TIL127, TIL129, TIL128A OPTOCOUPLEURS

TYPICAL CHARACTERISTICS

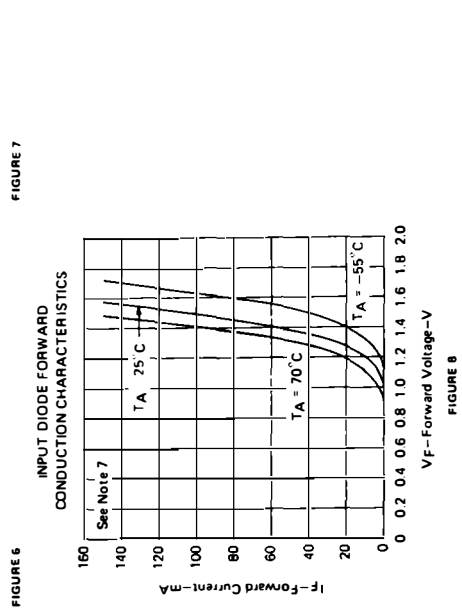


7

OPTOCOUPLEURS

7

OPTOCOUPLEURS



NOTE 7: This parameter was measured using pulse techniques, t_{pw} = 1 ms, duty cycle ≤ 2%.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 225017 • DALLAS, TEXAS 75265

7-43

7-64

Fiche technique 39b

Optocoupleurs avec détecteur de passage à zéro pour le déclenchement des triacs

MOC3041, MOC3042, MOC3043

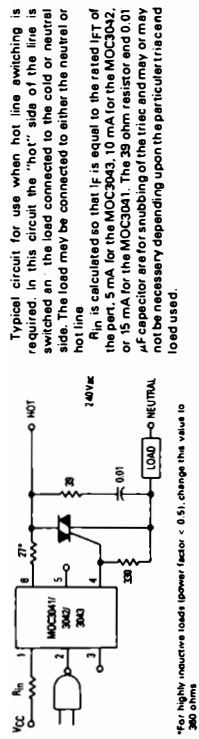


Figure 8. Hot-Line Switching Application Circuit

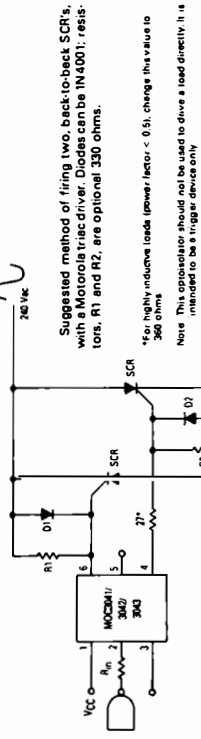
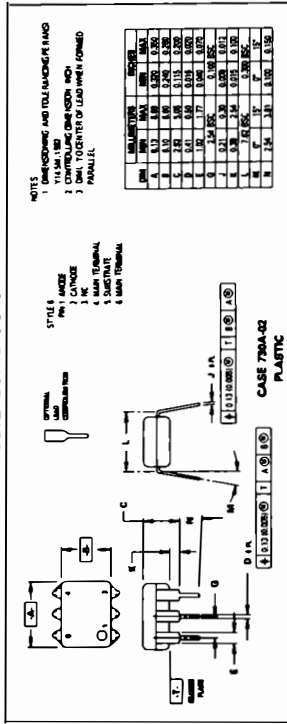


Figure 9. Inverse-Parallel SCR Driver Circuit

OUTLINE DIMENSIONS



MOC3041, MOC3042, MOC3043

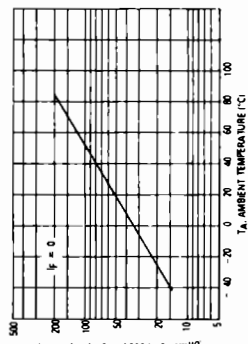


Figure 3. I_{DRM1} : Peak Blocking Current versus Temperature

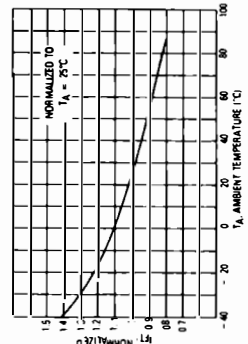


Figure 5. Trigger Current versus Temperature

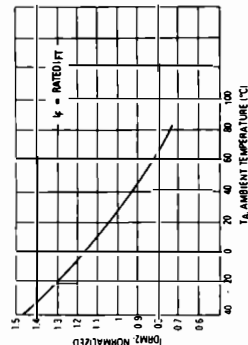


Figure 4. I_{ORM2} : Leakage in Inhibit State versus Temperature

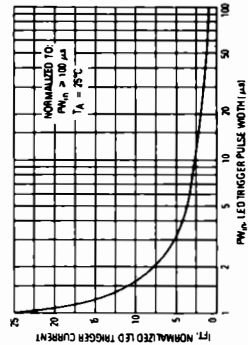


Figure 6. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

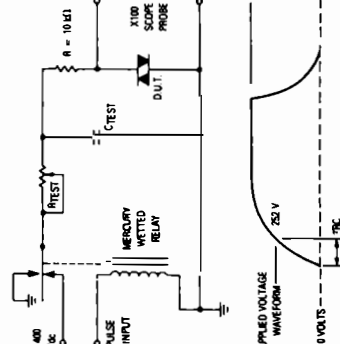


Figure 7. Blank divert Test Circuit

Fiche technique 40

Modules optoélectroniques avec photo-émetteur et photodétecteur

TYPES TIL167-1, TIL167-2 SOURCE AND DETECTOR ASSEMBLIES

electrical characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹			TIL167-1			TIL167-2		
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
V _{BRCEO} Collector-Emitter Breakdown Voltage	IC = 100 µA, I _F = 0	30		30			30		
V _{BRCEO} Collector-Collector Breakdown Voltage	I _E = 100 µA, I _F = 0	7		7			7		
I _{C(OH)} On-State Collector Current	V _{CE} = 10 V, I _F = 0	5	100	5	100	5	100	5	100
I _{C(OH)} On-State Collector Current	V _{CE} = 5 V, I _F = 20 mA	0.2	0.5	0.2	0.5	0.2	0.5	0.2	0.5
V _F Input-Diode Static Forward Voltage	I _F = 20 mA	1.2	1.6	1.2	1.6	1.2	1.6	1.2	1.6

switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹			MIN	TYP	MAX	UNIT
	1 _r	1 _f	1 _f				
1 _r Rise Time	V _{CC} = 5 V, I _{C(OH)} = 1 mA, R _L = 1 kΩ. See Figure 1				15		µs
1 _f Fall Time					15		µs

¹Stew variation outside the range of device sensitivity may be present. A satisfactory condition has been achieved when the parameter being measured approaches a value which cannot be altered by further radiation shielding.

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

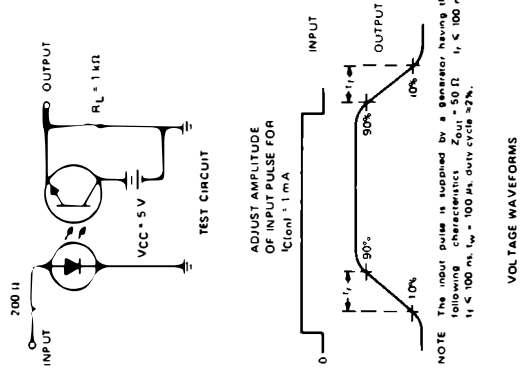


FIGURE 1 - SWITCHING TIMES

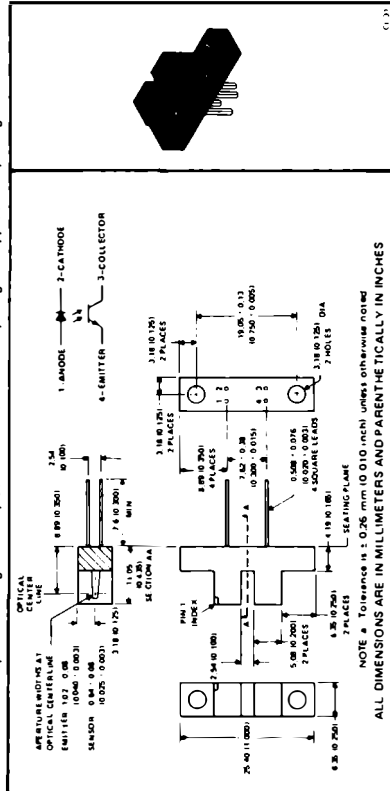
TYPES TIL167-1, TIL167-2 SOURCE AND DETECTOR ASSEMBLIES

D 2824, APRIL 1983

OPTOELECTRONIC ENCODER ASSEMBLIES FOR TRANSMISSIVE SENSING APPLICATIONS

- Compatible With Standard TTL Integrated Circuits
 - High-Speed Switching . . . t_r = 15 µs, t_f = 15 µs Typical
 - For Counting, Speed Control, Position Sensing, Beginning-of-Tape Sensing, and High-Voltage Isolation
 - Designed for Base Mounting—Standard 7.6 mm (0.300-inch) Dual-In-Line Pin Spacing
 - PC Board or Bracket Mounting
 - Contains Infrared Emitter and Phototransistor
 - 1.02-mm (0.040-inch) Sensor Window Provides High On/Off Resolution
- mechanical data

Each assembly consists of an infrared-emitting diode and an n-p-n silicon phototransistor mounted in a plastic housing. The assembly will withstand soldering temperature with no deformation and device performance characteristics remain stable when operated in high-humidity conditions. Total assembly weight is approximately 1.5 grams.



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

- Source Reverse Voltage 3 V
- Source Continuous Forward Current (See Note 1) 40 mA
- Source Peak Forward Current (See Note 2) 3 A
- Source Collector-Emitter Voltage 30 V
- Sensor Emitter-Collector Voltage 7 V
- Sensor Continuous Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 3) 50 mW
- Source-to-Sensor Voltage ± 4 kV
- Operating Free-Air Temperature Range -40°C to 100°C
- Storage Temperature Range -40°C to 100°C
- Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Assembly for 5 Seconds 240°C

NOTES: 1. Derate linearly to 80°C free-air temperature at the rate of 0.73 mW/°C.
2. This value applies for I_r ≤ 1.4 A, P_{tot} ≤ 300 mW.
3. Derate linearly to 80°C free-air temperature at the rate of 0.91 mW/°C.

Copyright © 1983 by Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 279017 • DALLAS, TEXAS 75226

8.19

8.20

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 279017 • DALLAS, TEXAS 75226

Fiche technique 41a

Afficheurs numériques à sept segments

TYPES TIL302, TIL302A, TIL303, TIL303A, TIL304, TIL304A NUMERIC DISPLAYS

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Reverse Voltage at 25°C Free-Air Temperature:	6 V
Each Segment	3 V
Decimal Point	200mA
Peak Forward Current, Each Segment or Decimal Point (See Note 1)	
Continuous Forward Current:	
Each Segment or Decimal Point	30mA
Total for TIL302, TIL302A, TIL303, TIL303A	240mA
Total for TIL304, TIL304A	150mA
Operating Free-Air Temperature Range	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-25°C to 85°C

NOTE 1: This value applies for PRR > 60 Hz, duty cycle < 10%.

operating characteristics of each segment at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_L Luminous Intensity (See Note 2)		100	275		μ cd
λ_p Wavelength at Peak Emission	$I_F = 20$ mA		650		nm
$\Delta\lambda$ Spectral Bandwidth			20		nm
V_F Static Forward Voltage		3	3.4	3.8	V
αV_F Average Temperature Coefficient of Static Forward Voltage	$I_F = 20$ mA, $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		-2.7		mV/°C
I_R Static Reverse Current	$V_R = 6$ V		100		μ A
C Anode-to-Cathode Capacitance	$V_R = 0, f = 1$ MHz		85		pF

operating characteristics of decimal point at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_L Luminous Intensity (See Note 2)		40	110		μ cd
λ_p Wavelength at Peak Emission	$I_F = 20$ mA		650		nm
$\Delta\lambda$ Spectral Bandwidth			20		nm
V_F Static Forward Voltage		1.5	1.65	2	V
αV_F Average Temperature Coefficient of Static Forward Voltage	$I_F = 20$ mA, $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		-1.4		mV/°C
I_R Static Reverse Current	$V_R = 3$ V		100		μ A
C Anode-to-Cathode Capacitance	$V_R = 0, f = 1$ MHz		120		pF

NOTE 2: Luminous intensity is measured with a light sensor and filter combination that approximates the CIE International Commission on Illumination eye response curve.

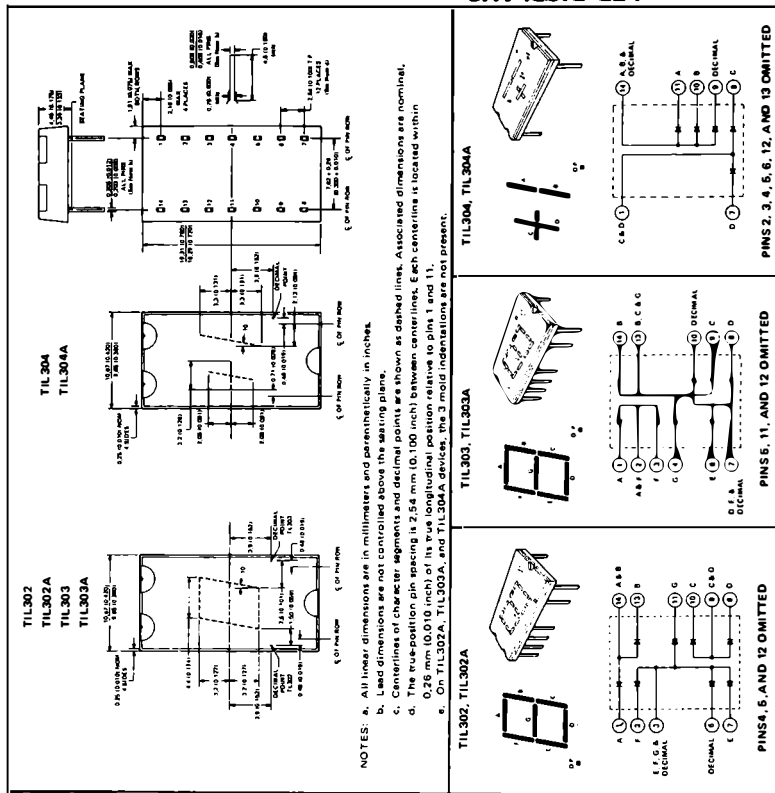
TYPES TIL302, TIL302A, TIL303, TIL303A, TIL304, TIL304A NUMERIC DISPLAYS

01021, APRIL 1971 - REVISED JUNE 1982

RED SOLID-STATE DISPLAYS

- 6.9-mm (0.270-inch) Character Height
- High Luminous Intensity
- Low Power Requirements
- Each Unit Visually Checked for Uniformity of Elements
- Sign, Overflow, Left or Right Decimal Capability
- Wide Viewing Angle
- Compatible with Most TTL and DTL Circuits

These assemblies consist of display chips mounted on a header with either a red molded plastic body for the TIL302, TIL303, and TIL304 or a red plastic cap for the TIL302A, TIL303A, and TIL304A. Multiple displays may be mounted on 11.43-mm (0.450-inch) centers.



10 LED DISPLAYS

10-12

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 215017 • DALLAS, TEXAS 75285

10 LED DISPLAYS

10-11

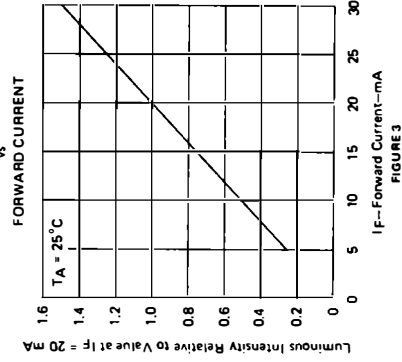
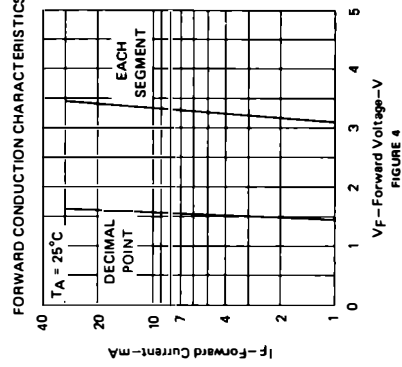
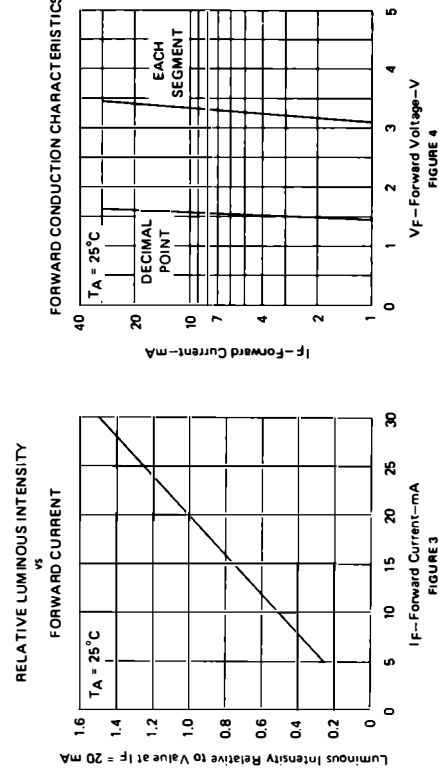
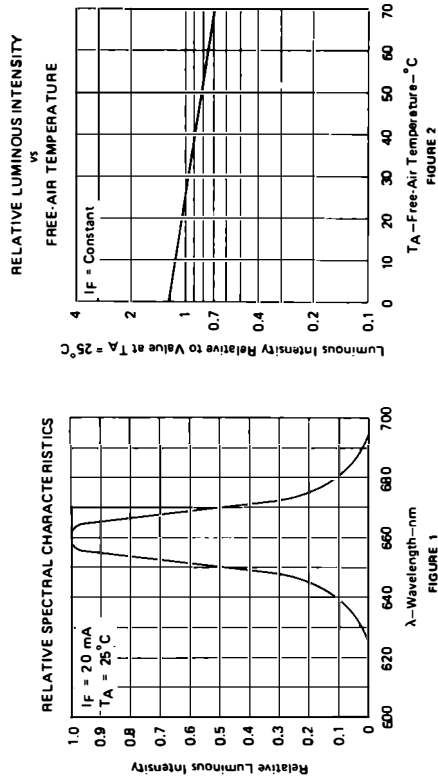
Copyright © 1982 by Texas Instruments Incorporated
TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 215017 • DALLAS, TEXAS 75285

Fiche technique 41b

Afficheurs numériques à sept segments

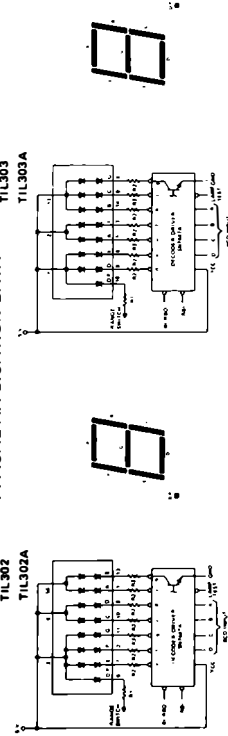
TYPES TIL302, TIL302A, TIL303, TIL303A, TIL304, TIL304A
NUMERIC DISPLAYS

TYPICAL CHARACTERISTICS



TYPES TIL302, TIL302A, TIL303, TIL303A, TIL304, TIL304A
NUMERIC DISPLAYS

TYPICAL APPLICATION DATA



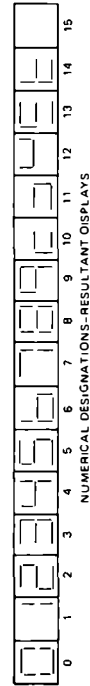
NOTE: R1 and R2 are selected for desired brightness.

FUNCTION TABLE
SN7447A

DECIMAL OR FUNCTION	INPUTS				BI/RBD ¹	SEGMENTS							NOTE			
	LT	RBI	D	C		B	A	a	b	c	d	e		f	g	
0	H	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
1	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
2	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
3	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
4	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
5	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
6	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
7	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
8	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
9	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
10	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
11	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
12	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
13	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
14	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
15	H	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	1
BI	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2
RBI	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	3
LT	L	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	4

H = high level logic; L = low level logic; 0 = positive logic; X = irrelevant

¹BI/RBD is wire-AND logic serving as blanking input (BI) and/or ripple blanking output (RBD).
 NOTES: 1. The blanking input (BI) must be open or held at a high logic level when output functions 0 through 15 are desired. The ripple blanking output (RBD) must be open or held at a high logic level when output functions 0 through 15 are desired.
 2. When a low logic level is applied directly to the blanking input (BI), all segment outputs are off regardless of any other input.
 3. When the ripple blanking output (RBD) and outputs A, B, C, and D are at a low logic level with the lamp test input high, all segment outputs are off and the ripple blanking output (RBD) of the decade gate is a low level (response conditional).
 4. When the blanking output/ripple blanking output (BI/RBD) is open or held high and a low is applied to the lamp test input, all segments are illuminated.



NUMERICAL DESIGNATIONS-RESULTANT DISPLAYS

10 LED DISPLAYS

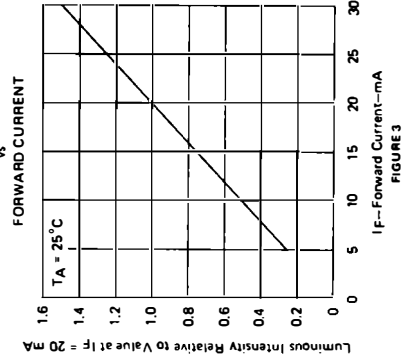
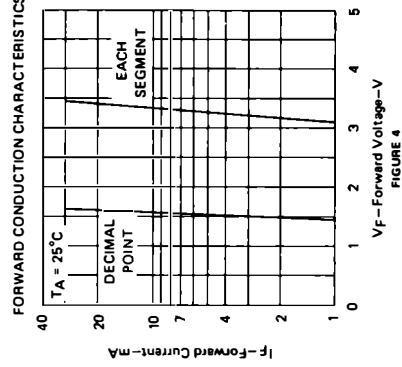
10-14

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 278017 • DALLAS, TEXAS 75285

10-13

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 278017 • DALLAS, TEXAS 75285

10 LED DISPLAYS



Glossaire

Alimentation sans coupure (*Uninterruptible Power Supply*): Alimentation fournissant des tensions continues régulées qui ne sont pas interrompues en cas de panne du secteur alternatif. Une batterie d'accumulateurs ou un générateur diesel remplacent automatiquement et sans aucun délai le secteur alternatif défaillant.

Alimentation à découpage (*Switching Power Supply*): Montage électrique fournissant des tensions continues (positives et négatives) régulées. Ces tensions sont maintenues constantes à l'aide d'un régulateur à découpage qui comprend essentiellement un commutateur électronique (transistor de puissance) commandé par un dispositif logique (modulateur de largeur d'impulsion) et fonctionnant à des fréquences de l'ordre de 50 kHz à 300 kHz.

Alimentation régulée ou stabilisée (*Regulated Power Supply*): Montage électrique fournissant les tensions continues (positive et/ou négative) fixe ou ajustable et les courants nécessaires au fonctionnement d'appareils électroniques tels que récepteurs de radio, amplificateurs, etc. Ces tensions sont maintenues constantes pour une variation définie du courant débité et pour une variation de la tension du réseau de $\pm 10\%$.

Angle d'amorçage d'un thyristor ou d'un triac (*Firing Angle*): Angle plan correspondant à l'intervalle de temps s'écoulant depuis le début d'une alternance (angle de 0°) jusqu'à l'instant où l'impulsion d'amorçage est appliquée à la gâchette du thyristor ou du triac.

Angle de conduction d'un thyristor ou d'un triac (*Conduction Angle*): Angle plan correspondant à l'intervalle de temps durant lequel le thyristor ou le triac laissent passer le courant pendant une alternance, c'est-à-dire depuis l'instant de l'amorçage jusqu'à la fin de l'alternance (angle de 180°).

Angström (\AA): Unité de longueur d'onde des radiations lumineuses. Elle est égale à 10^{-10} m.

Boîtier (*Case*): Revêtement métallique ou plastique protégeant le cristal semi-conducteur (les jonctions) sur lequel sont fixés les électrodes.

Cœur ou noyau d'une fibre optique (*Core*): Partie centrale d'une fibre optique, qui présente un indice de réfraction élevé et à travers laquelle se propagent les radiations lumineuses.

Commutation forcée: Dans un redresseur polyphasé contrôlé, passage à l'état conducteur d'un thyristor par son amorçage avec un temps de retard.

Commutation naturelle: Dans un redresseur polyphasé, passage à l'état conducteur d'un élément redresseur (diode) à l'instant précis où sa tension anodique devient supérieure aux tensions anodiques des autres éléments du redresseur.

Courant d'obscurité (*Dark Current*): Faible courant de fuite qui circule dans un dispositif photodétecteur (photodiode, phototransistor, etc.) lorsque celui-ci est placé dans l'obscurité.

Courants relatifs aux diodes

I_0 ou $I_{F(AV)}$ (*Average Forward Current*): Courant moyen direct à l'état passant.

I_{FRM} (*Repetitive Peak Forward Current*): Courant direct de pointe répétitif.

I_{FSM} (*Surge Non Repetitive Forward Current*): Courant de pointe de surcharge.

Courants relatifs aux thyristors et aux triacs

$I_{T(AV)}$ (*Average On-State Current*): Valeur moyenne du courant pour un angle de conduction donné.

$I_{T(RMS)}$ (*Root-Mean-Square*): Valeur efficace du courant à l'état passant.

I_{TSM} (*Surge Non Repetitive On-State Current*): Courant de surcharge accidentel non répétitif à l'état passant.

I_{TRM} (*Peak Repetitive On-State Current*): Courant direct de surcharge répétitif à l'état passant.

I^2t (*Maximum Non Repetitive Current for 1,0 ms*): Valeur ($A^2 \cdot s$) proportionnelle à l'énergie pouvant détruire le dispositif durant le temps t .

I_{GT} (*Gate Trigger Current*): Courant de gâchette assurant le déclenchement.

I_H (*Holding Current*): Courant de maintien ou *courant hypostatique*; valeur du courant direct en dessous de laquelle le thyristor ou le triac se reloquent.

I_L (*Latching Current*): Courant d'accrochage; valeur minimale du courant direct à l'amorçage en dessous de laquelle le thyristor ou le triac se reloquent dès la suppression du courant de gâchette.

Courant triphasé: Courant alternatif transmis par trois fils dont les tensions sont décalées de 120° les uns par rapport aux autres.

Courbe de dérive thermique d'une diode (*Derating Curve*): Courbe indiquant la variation de la puissance thermique maximale pouvant être dissipée par la diode (ou la variation du courant direct maximal pouvant traverser la diode) en fonction de la température du boîtier ou de l'ambiance.

Cycloconvertisseur (*Cycloconverter*): Système électronique de conversion statique qui convertit une tension alternative d'entrée d'une certaine fréquence en une tension

alternative de sortie d'une fréquence plus basse et, dans la plupart des cas, variable.

Diode de commutation ou **diode de roue libre** (*Free Wheeling Diode*): Diode placée en parallèle avec une charge inductive (moteur électrique, par exemple) qui procure un passage au courant produit par la charge inductive lorsqu'elle passe à l'état bloqué. La tension créée par l'énergie emmagasinée dans la charge inductive est ainsi court-circuitée par la diode.

Dissipateur thermique ou **radiateur** (*Heat Sink*): Dispositif de refroidissement des composants semi-conducteurs (diodes, thyristors, triacs, transistors, etc.). Il est constitué de clips à ailettes, de plaques ou de profilés en aluminium moulé augmentant la surface de refroidissement des composants pour faciliter l'échange d'énergie calorifique.

Effet photo-électrique: Création d'une force électromotrice à la jonction de deux matériaux semi-conducteurs sensibles à la lumière, lorsque celle-ci reçoit des radiations lumineuses.

Électroluminescence: Émission de radiations lumineuses visibles causées par l'application d'une énergie électrique sur un matériau ou une jonction semi-conductrice sensibles à la lumière.

Émission spontanée: Émission d'un photon lorsqu'un électron tombe d'un niveau d'énergie élevé (état excité) à un niveau d'énergie bas.

Émission stimulée: Émission se produisant lorsqu'un photon incident frappe un électron à l'état excité (niveau d'énergie supérieur) pour l'amener à un niveau d'énergie inférieur, tout en émettant un deuxième photon. L'émission stimulée est utilisée dans les lasers.

Facteur de forme (*Form Factor*): Quotient de la valeur efficace sur la valeur moyenne d'un courant périodique.

Facteur d'utilisation d'un transformateur d'alimentation (*Transformer Utilization Factor*): Quotient de la puissance (en courant continu) fournie à la charge par l'enroulement secondaire du transformateur d'alimentation sur la valeur de la puissance nominale (en voltampères) de l'enroulement secondaire.

Filtrage (dans une alimentation): Élimination (ou blocage) de la composante alternative du courant pulsé provenant du redressement d'un courant alternatif, afin d'obtenir une tension continue présentant une ondulation résiduelle minimale.

Gâchette (*Gate*): Électrode de commande du thyristor et du triac où est appliqué le signal d'amorçage provoquant son déclenchement.

Gaine d'une fibre optique (*Cladding*): Mince couche d'un matériau transparent qui recouvre le cœur de la fibre optique. La gaine possède un indice de réfraction inférieur à celui du cœur. Elle permet la réflexion interne totale des rayons se propageant à l'intérieur de la fibre optique.

Gradateur: Dispositif électronique composé de thyristors ou de triacs, qui permet de contrôler la puissance alternative fournie à des charges résistives (fours électriques, système d'éclairage, etc.) et inductives (moteurs électriques).

Gradient d'indice: Modification progressive selon une loi parabolique de l'indice de réfraction du cœur d'une fibre optique. L'indice de réfraction diminue graduellement entre l'axe de la fibre et la gaine.

Hacheur (*Chopper*): Dispositif électronique constitué de thyristors qui permet de transformer directement une tension continue en une autre tension continue dont la grandeur est réglable.

Harmoniques (*Harmonics*): Oscillations secondaires s'ajoutant à une oscillation principale et la modifiant. Leur fréquence est un multiple de celle de l'oscillation principale appelée *oscillation fondamentale*. Le ronflement dans un récepteur de radio apparaît quand le filtrage de la tension continue fournie par l'alimentation n'est pas assez efficace et qu'il laisse passer non seulement l'oscillation fondamentale (60 Hz ou 50 Hz) mais aussi ses harmoniques (120 Hz, 180 Hz, etc. ou 100 Hz, 150 Hz, etc.).

Holographie: Technique de photographie en relief qui utilise les interférences produites par deux faisceaux lasers pour impressionner une plaque photographique, appelée *plaque holographique*. L'un des faisceaux provient directement de la source laser, alors que l'autre est réfléchi par l'objet à photographier.

Indice de réfraction: Rapport entre la vitesse de la lumière dans le vide (ou dans l'air) et la vitesse de la lumière dans un matériau transparent donné.

Longueur d'onde: Distance parcourue dans le vide par une radiation lumineuse monochromatique (une seule couleur) pendant la durée d'une période.

Lumière cohérente: Radiation lumineuse monochromatique composée de photons émis en concordance de phase et orientée dans une seule direction.

Modulation de largeur d'impulsion (*Pulse Width Modulation*): Type de modulation caractérisé par des impulsions de fréquence fixe mais de durée variable.

Modulation d'impulsion en fréquence (*Pulse Rate Modulation*): Type de modulation caractérisé par des impulsions de durée fixe mais de fréquence variable.

Ondulation résiduelle (*Ripple*): Signal alternatif superposé à la tension continue obtenue à la sortie d'un filtre ou d'une alimentation. Il est généralement défini par sa valeur efficace ou par sa valeur crête-à-crête.

Onduleur (*Inverter*): Dispositif électronique constitué de thyristors qui permet de transformer une tension continue constante en une tension alternative. De plus l'onduleur est capable, dans certains cas, de régler la valeur efficace et la fréquence de cette tension alternative.

Ouverture numérique (*Numerical Aperture*): Nombre défini par le sinus de la moitié de l'angle d'ouverture d'une fibre optique. L'angle d'ouverture est l'angle maximal formé par les rayons lumineux incidents qui peuvent se propager par réflexion interne totale.

Photoconduction: Phénomène qui se manifeste par une variation de la conductivité électrique de matériaux semi-conducteurs soumis à des radiations lumineuses.

Photocoupleur ou **optocoupleur** ou **opto-isolateur**: Composant optoélectronique comprenant, dans le même boîtier, un photo-émetteur (LED) et un photodétecteur (phototransistor, photodarlington, etc.). Il est utilisé pour transmettre des signaux électriques entre deux circuits par l'intermédiaire de radiations lumineuses.

Photo-émission: Émission d'électrons par certains matériaux photosensibles (césium, lithium, cadmium, etc.) lorsqu'ils sont éclairés.

Photométrie: Partie de la physique qui traite de la mesure des intensités lumineuses.

Photon: Particule élémentaire d'énergie associée aux ondes lumineuses dans la théorie des quanta.

Puissances relatives aux thyristors et aux triacs

P_D ou P_{total} (*Total Power Dissipation*): Puissance totale dissipable dans le thyristor ou dans le triac à l'état passant contribuant à l'élévation de la température de la jonction.

$P_{G(AV)}$ (*Average Gate Power Dissipation*): Puissance moyenne pouvant être dissipée par la gâchette dans le cas d'un signal d'amorçage en courant continu.

P_{GM} (*Peak Gate Power Dissipation*): Puissance de crête pouvant être dissipée par la gâchette dans le cas d'un signal d'amorçage non continu (impulsion).

Radiométrie: Partie de la physique qui mesure le contenu énergétique des radiations de l'ensemble du spectre électromagnétique (radiations visibles et invisibles).

Rapport intrinsèque d'un transistor unijonction (*Intrinsic Stand-off Ratio*): Quotient de la tension de pic moins la

tension de seuil de la jonction d'émetteur sur la tension interbase.

Rapport de transfert de courant (*Current Transfert Ratio*: CTR): Quotient du courant de sortie d'un photocoupleur par le courant direct d'entrée de la diode électroluminescente. Il est exprimé en pour cent.

Redressement (*Rectification*): Transformation d'un courant alternatif en un courant ne circulant que dans un seul sens et appelé courant continu.

Rendement d'un redresseur: Quotient de la puissance en courant continu fournie à la charge sur la puissance en courant alternatif demandée au réseau d'alimentation.

Régulation dans les alimentations: Maintien de la tension de sortie (ou du courant de sortie) dans des limites déterminées.

Régulation du secteur ou de la ligne (*Line Regulations*): Taux maximal de la variation de la tension (ou du courant) par l'alimentation en fonction des variations de la tension du secteur, pour une température sensiblement constante.

Régulation de la charge (*Load regulation*): Taux maximal de la variation de la tension (ou du courant fourni par l'alimentation) en fonction des variations de la charge comprise dans des limites déterminées et pour une température sensiblement constante.

Résistance thermique R_{th} ou R_{θ} (*Thermal Resistance*): Résistance offerte par un élément (jonction, boîtier, dissipateur et air ambiant) au passage de la chaleur depuis le point le plus chaud jusqu'au point d'évacuation le plus froid. Elle est exprimée en degrés Celsius par watt ($^{\circ}C/W$); elle permet de déterminer la température de la jonction en fonction de la puissance dissipée par le composant.

Réseau électrique: Ensemble des lignes électriques desservant un territoire.

Saut d'indice: Variation brutale entre l'indice de réfraction du cœur et l'indice de réfraction de la gaine d'une fibre optique. L'indice de réfraction de la gaine est inférieur à celui du cœur.

Secteur électrique: Courant distribué par une entreprise telle qu'Hydro-Québec.

Sensibilité lumineuse: Rapport du courant de sortie d'un photodétecteur sur le flux lumineux incident, pour une température de couleur donnée. La sensibilité lumineuse est habituellement exprimée en microampères par lumen ($\mu A/lm$) ou en milliampères par lumen (mA/lm).

Sensibilité spectrale: Rapport exprimé en pour cent entre la tension de sortie ou le courant de sortie d'un photodé-

tecteur et la longueur d'onde des radiations lumineuses incidentes, pour un flux lumineux constant.

Stéradian: Unité d'angle solide. Angle solide qui, ayant son sommet au centre d'une sphère, découpe sur la surface de cette sphère une aire égale au carré du rayon de la sphère. Une sphère contient 4π stéradians (sr). Le nombre de stéradians d'un cône formé par un angle solide θ est égal à $2\pi(1 - \cos \theta/2)$.

Taux d'ondulation (Ripple Factor): Quotient de la valeur efficace de la composante alternative (ou ondulation) sur la valeur moyenne de la composante continue d'un courant pulsé (ou ondulé).

Taux de réjection d'un régulateur de tension ou d'un amplificateur opérationnel (Ripple Rejection Factor): Proportion selon laquelle le dispositif atténue ou « rejette » les signaux parasites (bruits, ondulation, etc.). Pour un régulateur de tension, il s'agit du quotient de la tension d'ondulation crête-à-crête de l'entrée sur la tension d'ondulation crête-à-crête à la sortie. Le taux de réjection est exprimé en décibels.

Taux de service ou taux d'utilisation (Duty Cycle): Rapport existant entre le temps de fonctionnement (durée de l'impulsion) et la période de fonctionnement d'un train d'impulsions.

Temps de descente (Fall Time): Temps pendant lequel le front descendant à la fin d'une impulsion passe de 90% à 10% de son amplitude maximale.

Temps de montée (Rise Time): Temps pendant lequel le front montant au début d'une impulsion passe de 10% à 90% de son amplitude maximale.

Tensions relatives aux diodes, aux thyristors et aux triacs

$V_{(BO)}$ (*Forward Breakover Voltage*): Tension de retournement provoquant le déclenchement du thyristor et du triac par avalanche, sans commande de gâchette.

V_T (*On-State Voltage*): Tension aux bornes du dispositif à l'état passant.

V_F (*Forward Voltage*): Tension directe aux bornes d'une diode à l'état passant.

V_{DRM} ou V_{DROM} (*Repetitive Peak Off-State Voltage*): Tension répétitive de crête à l'état bloqué.

V_{DWM} (*Working Peak Off-State Voltage*): Tension maximale d'utilisation en fonctionnement sinusoïdal.

V_{RWM} (*Peak Working Reverse Voltage*): Tension maximale d'utilisation en régime inverse.

V_{RRM} (*Repetitive Peak Reverse Voltage*): Tension inverse de crête répétitive.

V_{RSM} (*Non Repetitive Peak Reverse Voltage*): Tension inverse de surcharge non répétitive.

V_{GT} (*Gate Trigger Voltage*): Tension de gâchette assurant le déclenchement.

Tension de référence d'un régulateur à C.I., $V_{Réf}$: Tension de sortie régulée fournie par le régulateur. Dans le cas du régulateur à trois broches, elle est mesurée entre la broche de sortie et la broche commune alors que, dans le cas d'un régulateur à quatre broches, elle est mesurée entre la broche de contrôle et la broche commune.

Tension différentielle d'un régulateur à C.I., V_{dif} : Différence de tension entre l'entrée et la sortie du régulateur. On distingue la tension différentielle maximale que peut supporter le régulateur de la tension différentielle minimale permettant le fonctionnement du régulateur.

Valeur nominale (Rated Value): Spécification relative à un composant ou à un appareil fournie par le fabricant. La valeur nominale des caractéristiques est indiquée dans les fiches techniques ou inscrite sur la fiche signalétique de l'appareil.

Variateur électronique de vitesse: Dispositif électronique utilisé pour commander ou asservir la vitesse et le sens de rotation des moteurs électriques à courant continu et à courant alternatif. Les différents types de variateurs électroniques de vitesse sont constitués de redresseurs contrôlés, d'onduleurs, de hacheurs ou de cycloconvertisseurs.

Vitesses de croissance

di/dt (*Critical Rate of Rise of On-State Current*): Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant (d'un thyristor ou d'un triac). Elle est exprimée en ampères par microseconde.

dv/dt (*Critical Rate of Rise of Off-State Voltage*): Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué (d'un thyristor ou d'un triac). Elle est exprimée en volts par microseconde.

$dv/dt_{(c)}$ (*Critical Rate of Applied Commutating Voltage*): Vitesse critique de la croissance de la tension à la commutation d'un triac. Elle indique la valeur maximale ne provoquant pas le réamorçage du triac sans signal de gâchette.

Bibliographie

Ouvrages en langue anglaise

- Alloca, John A., et Allen Stuart, *Transducers — Theory & Applications*, Reston, VA, Reston Publishing Company, a Prentice-Hall Company, 1984.
- Barry, Davis, *Understanding D.C. Power Supplies*, Sidney, Prentice-Hall of Australia Pty Limited, 1981.
- Boylestad, Robert, et Louis Nashelsky, *Electronics and Circuit Theory* (third edition), Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall Inc., 1982.
- Chryssis George, *High-Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design*, New York, McGraw-Hill Book Company, 1984.
- Deboo/Burrous, *Integrated Circuits and Semiconductor Devices* (2th ed.), New York, McGraw-Hill, 1977.
- Jacob, J. M., *Applications and Design with Analog Integrated Circuits*, Reston, VA, Reston Publishing Company Inc., a Prentice-Hall Company, 1982.
- Lander, Cyril W., *Power Electronics*, Maidenhead (Berkshire, England), McGraw-Hill (UK) Limited, 1981.
- McDonald, L., *Practical Analysis of Advanced Electronic Circuits through Experimentation*, Seal Beach, CA, The Technical Education Press, 1984.
- McMenamin Michael J., *Linear Integrated Circuits: Operation and Applications*, Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall Inc., 1985.
- Maloney, T. J., *Industrial Solid-State Electronics, Devices and Systems*, Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, 1979.
- Olla, Robert, *Concepts in Switching Regulators, Applications Note 349*, Fairchild Camera and Instrument Corporation, Mountain View, CA, December 1979.
- Patrick, Dale R. et Stephen W. Fardo, *Industrial Electronics — Devices and Systems*, a Reston Book, Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall Inc., 1986.
- Pearman, R. H., *Solid State Industrial Electronics*, Reston, VA, Reston Publishing Company Inc., a Prentice-Hall Company, 1984.
- Penfold, R. A., *Power Supply Projects*, London, Bernard Babani (Publishing) Ltd., 1980.
- Schade, O. N., *Analysis of Rectifier Operation*, Proc. I.R.E., Vol. 31, p. 341-361, July 1943.
- Shepard, Jeffrey D., *Power Supplies*, Reston, VA, Reston Publishing Company Inc., a Prentice-Hall Company, 1984.
- Fairchild Linear Products, *μA78S40 Switching Voltage Regulator, Application Note 370*, Mountain View, CA, July 1982.
- General Electric, *SCR Manual* (6th ed.), Auburn, N.Y., 1979.

- Lambda, *Power Supply Catalog 1987; Semiconductor Catalog 1987*, Melville, N.Y.
- Motorola Semiconductor Products Inc., *Linear Switchmode Voltage Regulator Handbook*, Phoenix, Arizona, 1982.
- Motorola Semiconductor Products Inc., *Silicon Rectifier Handbook*, Phoenix, Arizona.
- National Semiconductor Corporation, *Voltage Regulator Handbook*, Santa Clara, CA, 1975.
- National Semiconductor Corporation, *Linear Data Book*, Santa Clara, CA, 1982.
- RCA, *Solid-State Power Circuits, Designer's Handbook*, Somerville, N.J.
- Tab Books Inc., *The Power Supply Handbook*, Blue Ridge Summit, PA, 1979.
- Texas Instruments Incorporated, *Optoelectronics Data Book 1983-84*, Dallas, Texas, 1983.

Ouvrages en langue française

- Boylestad, R. L. et L. Nashelsky, *Semi-conducteurs et amplificateurs* (2^e éd.), Montréal, Éditions du Renouveau Pédagogique Inc., 1981.
- Brichant, F., *Électronique de puissance*, Paris, Éditions Techniques et Scientifiques Françaises, 1977.
- Brichant, F., *Les onduleurs autonomes*, Paris, Dunod, 1982.
- Chabanne, J. P., *Les triacs* (2^e éd.), Paris, Éditions Techniques et Scientifiques Françaises, 1979.
- Hédencourt, L., et H. Lilen, *Optoélectronique, 90 applications*, Paris, Éditions Radio, 1979.
- Lander, Cyril W., *Électronique de puissance*, Montréal, McGraw-Hill, 1988.
- Lilen, H., *Thyristors et triacs* (4^e éd.), Paris, Éditions Radio, 1978.
- Lucas, F., *Électronique — Les Systèmes*, Paris, Delagrave, 1981.
- Malvino, P. A., *Principes d'électronique* (2^e éd.), Montréal, McGraw-Hill Éditeurs, 1980.
- Nérou, Jean-Pierre, *Les fibres optiques*, Québec, Éditions le Griffon d'argile Inc., 1983.
- Renucci, R., *Les thyristors et les triacs* (3^e éd.), Paris, Éditions Techniques et Scientifiques Françaises, 1975.
- Roussez, J. C., *Construisez vos alimentations* (3^e éd.), Paris, Éditions Techniques et Scientifiques Françaises, 1978.
- Séguier, G., *L'électronique de puissance* (4^e éd.), Paris, Éditions Dunod, 1979.
- Vo-Ho Hai, et Ralph Mullen, *Électronique Industrielle — Mesures en milieu industriel*, Québec, Éditions le Griffon d'argile Inc., 1983.

Réponses aux problèmes

Note: Certaines réponses aux problèmes ont été arrondies, et il faut donc tenir compte d'une marge de tolérance de l'ordre de $\pm 1\%$ à $\pm 2\%$. Les valeurs obtenues dépendent du nombre de décimales utilisées dans les calculs.

Chapitre 1

1. a) 7,07 A; b) 0 A, 3,5 A, 5,4 A, -6,9 A.
2. a) 162,6 V; b) 325,2 V, 103,4 V.
3. 668,115 kV.
4. a) 0,434; b) 96,6%.
5. a) 40 spires; b) 75 spires; c) 8 spires, 40 spires; d) 5,5 V, 8,25 V, 13,75 V, 27,5 V.
6. a) 1100 V; b) 10,20 A; c) 550 Ω .
7. 0,15 W.
8. 112 W.
9. 3 A, 100 V; 1 A, 300 V.
10. a) 3 A, 225 V; b) 1N1125, 3F30, 30S3.

Chapitre 2

1. a) 0,9 A, 1,4 A; b) 113,12 V; c) 49,5 W.
2. a) 53,3 V; 0,628 A, 33, 46 VA; b) 0,5 A, 1,56 A, 113,2 V.
3. a) 2,35 V, 4,7 A; b) 90 V, 283 V; c) 200 V, 2,93 A, 586 VA; d) 1,87 A, 5,87 A, 353,75 V.
4. b) 66,6 V-0-66,6 V, 1,17 A, 155,8 VA; c) 0,75 A, 2,35 A, 235,7 V;
5. b) 66,6 V, 1,66 A, 110,5 VA; c) 0,75 A, 2,35 A, 117,9 V.
6. 2,6 A, 8,17 A, 679,2 V: 120 V-0-120 V, 3,16 A, 758,4 VA, 2.
7. 2,6 A, 8,17 A, 339,6 V; 120 V, 4,44 A, 538,2 VA, 1.
8. a) 6,89 A et 13,78 A, 3,44 A et 6,89 A, 3,33 A et 6,67 A, 10,83 A et 21,66 A, 5,44 A, 15,29 A, 325,22 V et 325,22 V; b) I_{\max} : 4,12 A et 8,26 A, I_{\max} : 13 A et 26 A, T.I.C.: 520,35 V et 520,35 V.
9. a) 691,8 V; b) 691,8 V; c) 345,9 V.
10. a) 5,28 W; b) 5,77°C/W.
11. a) 112 W; b) 153,2°C.
12. a) 112°; b) 15,9 A; c) 279,6 V
13. a) 128,4°, 5,9 ms; b) 2,4 Ω ; c) 6,75 A, 29,1 A, 165,4 V.
14. a) 0,9, 2,66 Ω ; b) 7,04 A, 15 h 37 min.

Chapitre 3

1. 0,8%.
- 0,76%.
- 24 V.
- 11,1%.
- 26,9 V.
- 25 mV.
- a) 0,1%; b) 402.
- a) 1923 μF ; b) 25,8 V, 0,516 A.
- a) 960 μF ; b) 27 V, 0,540 A.
- a) 1200 μF , 63,6 V; b) 205 mA, 40,94 V; c) 22°; d) 3,33 A.
- a) 600 μF , 63,6 V; b) 205 mA, 40,94 V; c) 22,7°; d) 1,62 A.
- a) 15,8 V; b) 4,16 W; c) 1,2 V, 0,69 V; d) 20 mA, 11,5 mA; e) 4%; f) 33°, 1,4 A.
- a) 31,58 V; b) 16,62 W; c) 2,36 V; 2,36 V; d) 39,3 mA, 22,6 mA; e) 4%; f) 33°, 2,86 A.
- a) 21,6 V-0-21,6 V, 375 mA; b) 210 mA, 4,92 A, 110 V; c) 2400 μF , 45,8 V.
- a) 14,26 V, 285 mA, 0,118; b) 125 mA, 4,16 A, 25,2 V. c) 4800 μF , 30,2 V.
- a) 1237 μF ; b) 38,2 V.
- a) 619 μF ; b) 39,4 V.
- a) 3,75 H; b) 0,7 A.

- 50,3 V.
- a) 0,9 H, 92 μF ; b) 110 V: 111 V-0-111 V, 0,125 A; c) 75 mA, 472 V.
- a) 0,707 H, 104 μF ; b) 88,6 V-0-88,6 V.
- a) 84,8 V; b) 72,5 V; c) 0,115%; d) 16,9%.
- a) 0,884 H, 86,4 μF ; b) 32,1 V, 114 mA.
- a) 27,2 V, 10 mA; b) 2,5%.
- a) 64,6 V; b) 0,4%; c) 31,2%.

Chapitre 4

- a) 0,67%; b) 1,2%.
- a) 30 mA, 30 mA; b) 30 mA, 20 mA; c) 334 Ω ; d) 0,3 W.
- a) 68,2 Ω , 183,28 MA; b) 2,5 mA; c) 0,0099, 1,48 Ω .
- 144 Ω .
- a) 105,5 Ω ; b) 4 W; c) 0,053, 5,67 Ω ; d) 0,892 V.
- a) 10,6 V; b) 70,6 mA, 77 mA, 0,125 mA; c) 0,8 W.
- a) 11,8 V, 59 mA; b) 1,15 mA, 59 mA; c) 4,29 mA, 3,14 mA, 62,14 mA; d) 0,719 W.
- a) 7,1 V, 71 mA; b) 9,14 mA, 8,44 mA.
- a) 71 mA, 0,71 mA; b) 4,26 mV, 0,06%.
- a) 5,6 V; b) 2,15 W.
- a) 10 mA, 10 mA, 19,4 mA, 3,06 mA, 94 μA , 10 mA, 9,4 mA, 1,01 A, 12,4 mA; b) 20 V, 10 V, 19,4 V, 30,6 V, 30 V, 20 V, 11,2 V; c) 30 Ω .
- a) 820 $\Omega \pm 10\%$, 4960 Ω ; b) 0,63 Ω .
- 30 V, 14 V; b) 1 mV; c) 0,3%.
- a) 13 W; b) 3,7°C/W.
- 1,8 mV.
- a) 1,2 V à 27 V; b) 5 mV; c) 6,3°C/W.
- a) 4,8 k Ω ; b) 28 V, 8 V; c) 1,16°C/W.
- a) 8,89 V; b) 0,395 A; c) 277,75 μH ; d) 44,5 μF ; e) 89,8%.
- a) 15 V; b) 2,5 A; c) 72 μH ; d) 480 μF ; e) 83,3%.
- a) -16,5 V; b) 0,605 A; c) 1,19 mH; d) 640 μF ; e) 88%.
- a) 5 k Ω , 5 k Ω , 5 k Ω , 5 k Ω ; b) 5 k Ω , 0,01 μF ; c) 0,30 Ω ; d) 37,5 μH , 62,5 μF .
- a) 0,33; b) 208 μF , 480 pF; c) 228 μH ; d) 3,7 k Ω , 1,3 k Ω ; e) 113,2 mH, 85%.
- a) 0,32 Ω , 13,7 k Ω , 1,3 k Ω , 148 Ω , 155 μH , 1418 pF, 273 μF ; b) 0,515 A, 86%.
- 12 V, 2700 Ω , 600 Ω , $V_{\text{CE, max}} = 14$ V, $P_{\text{CE, max}} = 250$ mW.
- a) 57 mA; b) $R_1 = 384,6$ Ω , $R_c = 850$ Ω .
- a) 5130 Ω , 67,5 Ω ; b) 120 Ω , 1 Ω ; c) 40 V, 29,2 V.

Chapitre 5

- a) 678,8 V; b) 678,8 V; c) 339,4 V, 678,8 V; d) 60 Hz.
- a) 678,8 V; b) 678,8 V; c) 339,4 V; d) 120 Hz.
- a) 8,5 μF , 17 μF ; b) 1018,2 V, 2036,4 V; c) 2036,4 V; d) 7,74%.
- a) 0,2 μF , 0,4 μF ; b) 1060,5 V, 2121 V; c) 2121 V; d) 8,77%.
- a) 288 V; b) 4%; c) 0,720 A; d) 17,8%; e) 339,4 V, 254,5 V.
- a) 509 V; b) 339,4 V; c) 169,7 V, 339,4 V.
- a) 678,8 V; b) 339,4 V; c) 169,7 V, 339,4 V.
- a) 943 V; b) 5333 V; c) 2000 V, 4000 V, 6000 V.
- a) 1697 V; b) 1357 V; c) 509 V, 1018 V.
- a) 3 étages; b) 0,2 μF ; c) 2262,4 V; d) 1131,2 V, 2262,4 V.

Chapitre 7

1. a) 10 A; b) 17,32 A; c) 10 A; d) 3,6 kVA; e) 2,88 kW; f) 2,06 A; g) 3,57 kVA, 2,96 kW.
2. a) 561,3 V; 102,7 V; b) 12,47 A, 45,25 A; c) 21,7 A; d) 1175,5 V; e) 18,7 A, 67,9 V; 2351 V; f) 31,08 kVA; g) 25,62 kVA.
3. a) 701,7 V, 128,4 V; b) 19,5 A, 70,7 A; c) 33,9 A; d) 1469,6 V; e) 29,25 V, 106 V, 2939,2 V; f) 60,72 kVA, 50,05 kVA.
4. a) 20 A, 72,6 A; b) 522,5 V; c) 22 kVA, 18,3 kVA; d) 34,8 A; e) 10,5 V.
5. a) 25,7 A, 28 A, 46,7 A, 35 A; b) 9,3 A, 11,6 A, 33,9 A, 42,4 A; c) 538,8 V, 881,6 V, 1175,6 V, 1469,4 V.
6. a) 445,5 V; b) 12,36 A, 44,9 A; c) 933 V.
7. a) 297 V; b) 12,4 A; c) 3,3 A, 20,7 A; d) 662,2 V; e) 10,6 kVA; f) 360 Hz.
8. a) 513 V; b) 21,5 V; c) 4,27 A, 26,8 A; d) 1074,6 V; e) 23,8 kVA; f) 360 Hz.
9. a) 561,3 V; b) 18,7 A, 58,7 A; c) 587,7 V; d) 24,9 A, 78,2 A, 782,6 V; e) 46 A, 240,2 V; f) 33,08 kVA, 33,08 kVA; g) 360 Hz.
10. a) 701,6 V; b) 46,77 A, 147 A; c) 734,7 V; d) 62,2 A, 196 A, 979,6 V; e) 115 A, 300,2 V; f) 103,35 kVA, 103,35 kVA; g) 360 Hz.
11. a) 935,8 V; b) 26 A, 81,65 A; c) 980 V; d) 34,66 A, 108,86 A, 1306,66 V; e) 64 A, 400,5 A; f) 76,64 kVA, 76,64 kVA; g) 360 Hz.
12. Triphasé en étoile à simple alternance: a) 257,3 V; b) 4,28 A, 15,55 A; c) 538,8 V; d) 3,3 kW; e) 4,88 kVA. Triphasé en pont: a) 514,5 V; b) 8,57 A, 26,93 A; c) 538,8 V; d) 13,2 kW; e) 13,86 kVA.
13. a) 380 V; b) 13,1 A, 41,5 A; c) 30 A, 325 V; d) 44,4 kVA, 31,5 kVA.
14. a) 260 V; b) 14,4 A, 45,4 A; c) 25,1 A, 222,3 V; d) 33,3 kVA, 23,6 kVA.

Chapitre 8

1. a) 5,1°C/W; b) 106°C; c) 13,4 W.
2. 90°C/W.
3. a) 97°C; b) 83°C.
4. a) 180°; b) 22 W; c) 20 W.
5. a) 12 A, 20 A; b) 12 A, 22 A, 32 A.
6. a) 1996 Ω; b) 6824 Ω, 12 504 Ω, amorçage impossible à 120°; c) 14 774 Ω; d) 6,75°.
7. b) 3,5 V; c) 306 Ω; d) 172°; e) 90°.
8. 1055 Ω, 137 810 Ω.
9. 169,7 V; 84,85 V, 8,48 A, 720 W; b) 95°, 169 V, 56,6 V, 5,6 A, 2,4 A; c) 55°, 139 V, 110 V, 11 A, 0 A.
10. a) 339,4 V, 169,7 V, 33,9 V, 5760 W; b) 75°, 327,8 V, 139 V, 27,8 A, 13,5 A; c) 122°, 287,8 V, 101,8 V, 20,3 A.
11. 35° à 150°.
12. 48°, 150°.
13. 50°, 90°.
14. a) 26,7, 5760 W, 11,7 A, 21,21 A, 3599 W.
15. a) 2 A, 1,9 A, 1,35 A; b) 0 A, 0 A, 0,763 A.
16. a) 3 A, 2,86 A, 2,03 A; b) 0 A, 0 A, 1,14 A.
17. a) 1,8 A, 1,34 A, 0,678 A; b) 2 A, 1,77 A, 1,25 A.
18. a) 55,65 kW, 35,1 A, 5248,8 W, 10,8 A; b) 1175,7 V; c) 180 Hz.
19. a) 142,877 kW; b) 39 A, 39 A, 16,3 A (diode de roue libre); c) 1469,6 V; d) 180 Hz.
20. a) 60°; b) 9,35 A; c) 587,8 V.
21. a) 15,36 kW; b) 7,68 kW.
22. a) 15,36 kW; b) 11,48 kW.
23. a) 60 V, 76,4 V; b) 57,45 V, 73,8 V.

24. a) $t_{\text{cond.}} = 1 \text{ ms}$, $t_{\text{bloc.}} = 1,5 \text{ ms}$; b) 260 V; c) 8,66 A.
25. a) $t_{\text{cond.}} = 3,75 \text{ ms}$, $t_{\text{bloc.}} = 1,25 \text{ ms}$; b) 240 V; c) 30 A.
26. a) 16,36 Hz; b) 352 V.

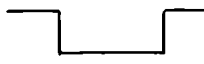
Chapitre 9

1. a) 1077 Ω; b) 3077 Ω; c) 13 V; d) 13,6 V.
2. a) 21 834 Ω, 10 917 Ω, 1090 Ω; b) 4,2 MΩ, 2625 Ω.
3. a) 15,7 V, 503 Hz; b) $6428 \Omega \leq R \leq 1,655 \text{ M}\Omega$; c) 2,45 mA, 245 mV.
4. a) 74,7°; b) 39 971 Ω; c) 3340 Ω, 116,9 kΩ; d) 93 Ω.
5. a) 118,5°; b) 15 120 Ω; c) 1255 Ω, 44,2 kΩ; d) 97 Ω.
6. a) Diminue; b) plus vite; c) positif; d) R doit augmenter.
7. 545,4 Ω, 6,5 V.
8. 30 kΩ, 20 kΩ.
9. 15 kΩ, 7,06 V, 5,3 V.
10. a) 0,57, 6,2 V, 5,7 V; b) 71 μF.
11. a) 0,4, 4,5 V, 4 V; b) 27 170 Ω; c) 4530 Ω, 158,8 kΩ; d) 33 mA.
12. a) 1650 Ω; b) 2257 Ω.
13. a) 46 Ω, 7700 Ω; b) 140 Ω.

Chapitre 10

1. a) 3,3 ms, 108,5° par alternance; b) 27 kΩ.
2. 6800 Ω.
3. a) 45,5°; b) 2520 Ω, 88 410 Ω.
4. a) 22,9 A, 120 V; b) 67°; c) SC265D (GE).
5. a) 36,7 A, 278 V; b) 45°; c) 60AC80.

Chapitre 11

1. 0,1 lm, 0,3 m², 0,4 m², 75 lx, 1600 lx, 80 lm.
2. 4,83 eV, 2,24 eV, 3,95 eV, 3,62 eV.
3. 5,4 eV.
4. 545,4 THz, 2,26 eV.
5. a) 1005,3 lm; b) 16,75 lm/W; c) 80 lx.
6. 11 dynodes.
7. a) 200 μA; b) 228 μA; c) 28 μA; d) 20 kΩ; e) 2 lx à 3 lx.
8. a) 15 V; b) 40 mW/cm²; c) 2,5 V.
9. 22,5 mW/cm².
10. a) 50 nA; b) 2 V; c) 8 V.
11. a) 7 mW/cm²; b) $3,75 \times 10^{14} \text{ Hz}$.
12. a) 19,6 V  18 V.
13. a) 0,9 V; b) 28,57 cm².
14. a) 17,4 Ω, 27,7 Ω; b) 9,2 mW, 4,68 mW; c) 10,2%, 9,3%; c) lorsque $E_e \downarrow$, $R_{\text{opt.}} \uparrow$, $P \downarrow$ et $n\% \uparrow$.
15. a) 476 THz, 288 THz; b) rouge et proche infrarouge.
16. a) 150 Ω; b) 300 Ω.
17. a) 0,4%; b) 12 A; c) 1,6 V; d) 1,6 W.
18. a) 5 V, niveau 1; b) 31,8 mA, 6,35 mA, 0,25 V, niveau 0.
19. a) 12,12 mA; b) 123,7 Ω; c) 18,8 mA; d) état passant.
20. 19,4°.
21. 68,9°.
22. 0,538.
23. 1,496.
24. 2 dB.
25. 0,604.

Index

A

Adaptateur d'impédance, 138
Affichage à cristaux liquides, 513-519
Alimentation régulée
à courant continu, 227-234
 diodes de redressement, 230, 231
 dissipateurs de chaleur, 234
 de faible puissance, 234-238
 fils et câbles, 232, 233
 filtre, 231, 232
 à fort courant, 243-245
 fusibles, 233
 interrupteurs, 233, 234
 de moyenne puissance, 238-243
 régulateur, 228
 à tension ajustable, 236-238
 à tension fixe, 234-236
 transformateur d'alimentation, 228-230
de faible puissance, 234-238
 à tension ajustable, 236-238
 à tension fixe, 234-236
à fort courant, 243-245
de moyenne puissance, 238-243
 symétrique à tension fixe, 238-240
 à tension ajustable, 240-243
à tension ajustable, 236-238, 240-243
 condensateur de filtrage, 237, 241
 diodes de redressement, 237, 241
 dissipateur thermique, 238, 241-243
 fusible, 238, 241-243
 régulateur, 236, 237, 240, 241
 transformateur d'alimentation, 237, 241
à tension fixe, 234-236, 238-240, 243-245
 condensateur de filtrage, 234, 235, 239, 244
 diodes de redressement, 234, 239, 244
 dissipateur thermique, 235, 236, 239, 240, 244, 245
 fusible, 235, 236, 239, 240, 245
 régulateur, 234, 238, 243
 transformateur d'alimentation, 234, 238, 239, 243, 244
Alimentation stabilisée, 227
Alimentation symétrique, 79, 80, 238-240
Alternance, 8
Amorçage du thyristor, 294-296, 307, 308
 accroissement très rapide de la tension directe, 306, 307
 circuit à déphaseur, 309, 310
 circuit magnétique à saturation
 amplificateur magnétique à autosaturation, 310, 311
 inductance saturable, 310
 élévation de température, 307
 lumière, 306
 résistance et condensateur, 308, 309
 semi-conducteur à seuil de tension, 311, 312
 signal de gâchette, 306

 tension d'anode, 307, 308
 tension continue, 307
 tension de retournement, 306
 transformateur d'impulsions, 312
 transistor unijonction, 412, 413
Amorçage du triac, 432-435
 commutateur bilatéral, 442
 courant alternatif, 438, 439
 courant continu, 437, 438
 diac, 439-441
 diode asymétrique, 441, 442
 diode Shockley, 443
 lampe au néon, 442
 mode I+ , 433
 mode I- , 433
 mode III+ , 434
 mode III- , 433, 434
 transistor unijonction, 443, 444
Amplificateur différentiel, 131-133
Amplificateur opérationnel
 courant maximal de sortie, 135
 gain de tension, 135
 non inverseur, 136, 137
 gain de tension, 137
 rapport de réjection en mode commun, 135, 136
 suiveur, 137, 138
 gain de tension, 138
 tension
 d'alimentation, 135
 d'entrée en mode commun, 135
 maximale différentielle d'entrée, 135
 maximale de sortie, 135
Angström, 465
ASCR, 306
AWG, 232, 233, 554

B

Bande de conduction, 477
Bande interdite, 477
Bande de valence, 477
Blocage du thyristor, 294, 295, 306, 307, 312-314
 commutation forcée, 313
 commutation naturelle, 312
 gâchette, 305
Bobine interphase, 278
Brown & Sharpe Gauge, 232
B & S, 232

C

Calotte de sinusoides, 257
Candela, 469

Cellules

 photoconductrices, 461, 477-494
 photo-émisives, 461, 473-476
 photovoltaïques, 461, 494-499
 à jonction *PN* au silicium, 494, 495
Centrales d'énergie, 3, 4
Circuit de Morgan, 314
Circuits intégrés
 régulateur de courant, 190
 régulateur de tension
 à découpage, 173-181
 linéaire, 111, 112
Coefficient de température
 diode Zener, 115
Commande de phase du thyristor, 315-338
Commutateur bilatéral, 423, 424, 442
Commutateur unilatéral, 421, 422
Conception d'alimentations à courant continu, 225-246
Condensateurs électrolytiques
 aluminium, 80, 81
 tantale, 82
Condensateur de filtrage
 alimentation régulée à courant continu, 231, 232
 alimentation régulée à tension ajustable, 237, 241
 alimentation régulée à tension fixe, 234, 235, 239, 244
Constante de Planck, 465
Constante de temps
 filtre capacitif, 63, 69
Convertisseur à récupération d'énergie, 168, 169
Couplage de thyristors
 parallèle, 339
 série, 338, 339
Coupleurs optiques, 462
Courant alternatif
 alternance, 8
 définition, 7
 facteur de forme, 9
 fréquence, 7
 période, 7, 8
 tensions, 8, 9
Courant de charge
 moyen (filtre inductif), 83, 84
 redresseur hexaphasé (montage en étoile à simple alternance), 270
 redresseur triphasé
 montage en double étoile, 280
 montage en étoile à simple alternance, 263
 montage en pont, 275, 276
Courant continu
 alimentation régulée, 227
 définition, 7
Courant critique, 279

- Courant direct
 de crête répétitif (filtre capacitif), 75-79
 maximal répétitif, 17
 moyen d'une diode, 17
 de surcharge non répétitif d'une diode, 17
- Courant d'entrée
 régulateur de tension à découpage abaisseur, 161
 régulateur de tension à découpage élévateur, 165
 régulateur de tension à découpage inverseur, 167, 168
- Courant inverse
 maximal
 diode Zener, 114
 minimal
 diode Zener, 114
- Courant de repos
 régulateur de tension fixe à trois broches, 143
- Courant de sortie
 redresseur double alternance montage à deux diodes
 efficace, 35, 36
 maximal, 34
 moyen, 34, 35
 redresseur simple alternance
 efficace, 29
 maximal, 27
 moyen, 28, 29
 régulateur de tension à découpage abaisseur, 161, 162
 régulateur de tension à découpage élévateur, 165
 régulateur de tension à découpage inverseur, 167, 168
 régulateur de tension fixe à trois branches, 143
- Courant de surcharge
 initial non répétitif (filtre capacitif), 73-75
- Courant dans un thyristor
 d'accrochage, 294
 hypostatique, 294
 de maintien, 294
- Courant triphasé, 249
- Courant de vallée, 416
- Court-circuit
 protection des alimentations, 193, 194
- Cristaux liquides, 514-519
 affichage à, 513-519
- CSCR, 303
- CUJT, 407
- Cycloconvertisseur, 375-380
- D**
- Déclenchement du thyristor (Voir *amorçage*)
 Désamorçage du thyristor (Voir *blocage*)
 Diac, 407, 422, 439-441
 Diffraction, 468
 Diode asymétrique, 423, 441, 442
 Diode laser à injection, 510-512
- Diode de redressement
 alimentation régulée à courant continu, 230, 231
 courant de crête répétitif, 230
 courant direct moyen, 230
 tension inverse de crête répétitive, 231
 alimentation régulée à tension ajustable, 237, 241
 alimentation régulée à tension fixe, 234, 239, 244
 redresseur hexaphasé
 montage en étoile à simple alternance, 270, 271
 redresseur polyphasé, 260
 redresseur triphasé
 montage en double étoile, 280
 montage en étoile à simple alternance, 263, 264
 montage en pont, 275, 276
- Diode à semi-conducteurs, 14-20, 43
 choix, 43
 chute de tension en direct, 18
 constitution, 15
 courant direct de surcharge non répétitif, 17
 courant direct maximal répétitif, 17
 courant direct moyen, 17
 courbe de dérive thermique, 48, 49
 dissipateur thermique, 46
 effet thermique, 45-48
 idéale, 15
 limites de fonctionnement, 17-19
 produits I^2t , 17
 de redressement, 16, 17
 résistance directe, 16
 résistance inverse, 16, 17
 tension de seuil, 16
 résistances thermiques, 46-48
 température maximale de la jonction, 18, 19
 tension inverse de crête non répétitive, 18
 tension inverse de crête répétitive, 17
 utilisation, 19, 20
- Diode Shockley, 291, 407, 419, 420, 443
 amorçage du triac, 443
 tension de déclenchement, 420
 tension de retournement, 420
- Diode Zener, 114-117
 coefficient de température, 115
 courant inverse maximal, 114
 courant inverse minimal, 114
 impédance dynamique, 115
 programmable, 117
 puissance nominale, 115
 régulateur de tension série, 126, 127
 régulateur de tension shunt, 119, 120
 résistance dynamique, 115
 température maximale de la jonction, 115, 116
 tension, 114
- Diodes électroluminescentes, 500-507
- Diodes à infrarouge, 507, 508
- Dispositifs à seuil de tension
 bidirectionnels, 407
 unidirectionnels, 407
- Dissipateur thermique, 46
 alimentation régulée à courant continu, 234
 alimentation régulée à tension ajustable, 238, 241, 242
 alimentation régulée à tension fixe, 235, 236, 239, 240, 244, 245
 régulateur de tension fixe à trois broches, 142-147
- Doubleur en cascade, 209
- Doubleur de tension, 209-216
 double alternance en pont, 214, 215
 simple alternance, 209-211
- Dynodes, 476
- E**
- Éclairage, 469
- Éclairage énergétique, 471
- Efficacité d'un filtre capacitif, 67-69
- Émission secondaire, 476
- Énergie rayonnante, 472
- F**
- Facteurs de régulation, 109-111
- Facteur d'utilisation d'un transformateur, 13, 14
 redresseur double alternance
 montage à deux diodes, 37, 38
 montage en pont de quatre diodes, 41
 redresseur simple alternance, 32, 33
- Fibres optiques, 462, 463, 528-537
 ouverture numérique, 531, 533
- Fiches techniques, 19
- Fil
 alimentation régulée à courant continu, 232, 233
 AWG, 232, 233, 554
 B & S, 232
 neutre, 251
- Filtrage par condensateur en tête, 63
- Filtre
 alimentation régulée à courant continu, 231, 232
 capacitif, 68-82, 95
 choix des composants, 80-82
 constante de temps, 63, 69
 courant direct de crête répétitif, 75-79
 courant initial de surcharge non répétitif, 73-75
 efficacité, 67-69
 paramètres R_c , C et ω , 64, 65, 72, 73
 redresseur double alternance, 69-79
 redresseur simple alternance, 63, 64
 taux d'ondulation, 66, 67, 70-72
 taux de régulation, 67
 tension moyenne de sortie, 65, 66, 69, 70, 72, 73
 en π , 92, 93, 95, 228
 inductif, 82-87, 95
 courant moyen de charge, 83, 84
 redresseur monophasé double alternance, 85-87

- redresseur monophasé simple alternance, 83-85
 taux d'ondulation, 84, 86
 tension inverse de crête, 84
 tension moyenne de sortie, 83, 86
LC, 87-91, 228
 inductance critique, 88-90
 taux d'ondulation, 90, 91
 tension moyenne de sortie, 88
 résistif *RC*, 93-96
 Flux énergétique, 471
 Flux lumineux, 469
 Fréquence, 7
 lumière, 465
 Fusible
 alimentation régulée à courant continu, 233
 alimentation régulée à tension ajustable, 238
 241, 242
 alimentation régulée à tension fixe, 235,
 239, 240, 244, 245
- G**
 Gâchette du thyristor, 291
 GCS, 291
 Gradateurs monophasés, 331-333
 Gradateurs triphasés, 334-338, 351, 352
 GTO, 291, 305
- H**
 Hacheur, 369-375
 Harmonique, 28, 29
 Holographie, 512, 513
 Hystérésis, 441
- I**
 Impédance
 dynamique
 diode Zener, 115
 de sortie
 régulateur de tension shunt, 122-124
 Indice de réfraction, 467, 468
 Inductance critique, 88-90
 Intensité énergétique, 471
 Intensité lumineuse, 469
 Interférence, 468
 Interrupteur
 alimentation régulée à courant continu,
 233, 234
- L**
 Lampe au néon, 424, 442
 LASCR, 291, 305, 306
 LASCS, 291
- Lasers, 506-514
 applications, 512-514
 à gaz, 510
 à liquide, 510
 à semi-conducteur, 510-512
 à solide, 509
 Limiteur de courant
 régulateur de tension série, 130, 131
 Longueur d'onde, 465
 Lumen, 469
 Lumière, 463-472
 blanche, 464
 cohérente, 472
 diffraction, 468
 énergie, 465, 466
 fréquence, 465
 longueur d'onde, 465
 interférence, 461
 nature, 463
 polarisation, 468
 réflexion, 466, 467
 réfraction, 467, 468
 sources, 472
 spectre électromagnétique, 464
 température de couleur, 466
 unités photométriques, 469-471
 unités radiométriques, 471
 vitesse, 464
 Luminance, 470
 Luminance énergétique, 471
- M**
 Mécanisme ondulatoire, 463
 Military Standard, 227
 Montage
 étoile, 251
 parallèle-inverse, 331
 triangle, 251
 zigzag, 253
 Multiplicateur de tension, 209-222
 applications, 221, 223
 doubleur de tension, 209-216
 double alternance, 211-214
 double alternance en pont, 214, 215
 simple alternance, 209-211
 à *n* étages, 219-221
 quadrupleur de tension, 217-219
 double alternance, 218, 219
 simple alternance, 217, 218
 tripleur de tension, 216, 217
 double alternance, 216, 217
 simple alternance, 216
- O**
 Ondulation
 filtre capacitif, 66, 67, 69, 70, 72, 73
 filtre inductif, 84, 86
 filtre *LC*, 90, 91
- redresseur double alternance
 montage à deux diodes, 37
 montage en pont de quatre diodes, 41
 redresseur simple alternance, 22
 redresseur triphasé
 montage en double étoile, 281
 montage en étoile à simple alternance,
 264, 265
 montage en pont, 276, 277
 Onduleur, 353-369
 Optocouplage analogique, 525
 Optocoupleurs, 519
 Optoélectronique, 459-551
 Opto-isolateurs, 519
 Oscillateur relaxateur, 407, 410, 411, 416, 417
- P**
 Paramètres R_c , C et ω
 filtre capacitif, 64, 65, 72, 73
 Parasites radios, 341, 342
 Période, 7, 8
 Phonons, 500
 Photocoupleurs, 462, 519-528
 Photodarlington, 491, 492
 Photodétecteurs, 461, 472-500
 Photodiodes à avalanche, 485, 486
 Photodiodes à jonction *PN*, 481-485
 Photodiodes *PIN*, 484, 485
 Photo-émetteurs, 461, 500-514
 Photons, 463
 Photorésistances, 477-481
 Photothyristor, 305, 306, 493, 494
 Phototransistors, 486-491
 Phototransistors à effet de champ, 492, 493
 Phototriacs, 493, 494
 Phototubes à vide, 474, 475
 sensibilité lumineuse, 474, 475
 sensibilité spectrale, 475
 Pied-bougie, 469
 Piles solaires, 494
 Planck
 constante de, 465
 Plasma, 514
 Polarisation, 468
 Protection des alimentations
 courts-circuits, 193-197
 surintensités, 193-197
 surtensions, 197-199
 Puissance
 système triphasé, 262
 Puissance nominale
 diode Zener, 115
 PUT, 407
- Q**
 Quadrupleur de tension, 217-219
 double alternance, 218, 219
 simple alternance, 217, 218
 Quanta
 théorie des, 462

R

- Radiance, 471
- Radiations monochromatiques, 464
- Rapport intrinsèque
 - transistor unijonction, 408
 - transistor unijonction complémentaire, 324
- Rapport de transformation, 12
- Rayons infrarouges, 465
- Rayons ultraviolets, 465
- Redresseur contrôlé au silicium, 291
- Redresseur dodécaphasé, 273-274
- Redresseur double alternance
 - filtre capacitif, 69-79
 - taux d'ondulation, 72, 73
 - monophasé à filtre inductif, 85-87
 - montage à deux diodes, 33-39, 51-53
 - courant de sortie
 - efficace, 35, 36
 - maximal, 34
 - moyen, 34, 35
 - facteur d'utilisation du transformateur, 37, 38
 - force contre-électromotrice, 51-53
 - ondulation, 37
 - rendement de la conversion c.a.-c.c., 36, 37
 - tension inverse de crête répétitive, 34
 - tension de sortie
 - facteur de forme, 36
 - valeur efficace, 36
 - valeur maximale, 36
 - valeur moyenne, 36
 - montage en pont de quatre diodes, 39-42, 53, 54
 - courant de sortie
 - efficace, 41
 - maximal, 40
 - moyen, 40
 - facteur d'utilisation du transformateur, 41
 - force contre-électromotrice, 53, 54
 - ondulation, 41
 - rendement de la conversion c.a.-c.c., 41
 - tension inverse de crête, 39
 - tension de sortie
 - efficace, 41
 - maximale, 40
 - moyenne, 40
- Redresseur monophasé contrôlé
 - double alternance, 319-326
 - simple alternance, 318, 319
- Redresseur hexaphasé
 - montage en étoile à simple alternance, 268-273
 - courant de charge
 - maximal, 270
 - moyen, 270
 - facteur de forme, 271
 - rendement de la conversion, c.a.-c.c., 271, 272
 - tension instantanée, 270
 - tension inverse de crête des diodes, 271
 - tension de sortie
 - efficace, 271
 - maximale, 270
 - moyenne, 270
 - transformateur d'alimentation, 272, 273
- Redresseur au silicium à électrode de commande, 291
- Redresseur simple alternance, 28-33, 49-51
 - courant de sortie
 - efficace, 29
 - maximal, 27
 - moyen, 28, 29
 - facteur d'utilisation du transformateur, 32, 33
 - filtre capacitif, 63, 64
 - taux de régulation, 67
 - force contre-électromotrice, 49-51
 - monophasé à filtre inductif, 83-85
 - ondulation, 31, 32
 - rendement maximal de la conversion c.a.-c.c., 30, 31
 - tension inverse de crête répétitive, 27
 - tension de sortie
 - facteur de forme, 30
 - valeur efficace, 30
 - valeur maximale, 30
 - valeur moyenne, 30
- Redresseur à tension continue réglable, 315
- Redresseur triphasé, 261-268, 274-282
 - contrôlé en pont complet, 329-331
 - contrôlé en pont mixte, 328, 329
 - montage en double étoile, 278-282
 - courant de charge
 - maximal, 280
 - moyen, 280
 - facteur de forme, 280
 - ondulation, 281
 - rendement de la conversion c.a.-c.c., 281
 - tension inverse de crête des diodes, 280, 281
 - tension de sortie
 - efficace, 280
 - maximale, 280
 - moyenne, 280
 - transformateur d'alimentations, 281
 - montage en étoile à simple alternance, 261-266
 - courant efficace charge, 263
 - diode, 264
 - courant maximal charge, 263
 - courant moyen charge, 263
 - diode, 263
 - facteur de forme, 264
 - ondulation, 264, 265
 - rendement de la conversion c.a.-c.c., 265
 - tension instantanée, 262, 263
 - tension inverse de crête des diodes, 264
 - tension de sortie
 - efficace, 263
 - maximale, 263
 - moyenne, 263
 - transformateur d'alimentation, 265, 266
- montage en étoile zigzag à simple alternance, 266-268
- montage en pont, 274-280
 - courant de charge
 - efficace, 276
 - maximal, 275
 - moyen, 276
 - facteur de forme, 276
 - ondulation, 276, 277
 - tension instantanée, 275
 - tension inverse de crête des diodes, 276
 - tension de sortie
 - efficace, 276
 - maximale, 275
 - moyenne, 275
 - transformateur d'alimentation, 277
 - simple alternance, 318, 319
- Redresseurs polyphasés, 257-261
 - pertes, 261
 - rendement, 260
 - taux d'ondulation, 259
 - tensions efficaces, 258
 - tensions instantanées, 257
 - tensions moyennes, 257, 258
 - transformateur d'alimentation, 259, 260
- Redresseurs secs, 20
- Réflexion, 466, 467
- Réflexion interne totale, 529
- Réfraction, 467, 468
- Réglage de phase du thyristor, 315-338
- Régulateur de courant, 187-193
 - à circuit intégré, 190
 - à transistor, 188-190
- Régulateur monolithique, 142
- Régulateur de tension
 - ajustable, 147-151
 - à quatre broches de raccordement, 150, 151
 - à trois broches de raccordement, 147-150
 - alimentation régulée à courant continu, 228
 - alimentation régulée à tension ajustable, 236, 237, 240, 241
 - alimentation régulée à tension fixe, 234, 238, 243
 - à amplificateurs opérationnels, 133-141
 - à circuits intégrés, 113, 114
 - à composants discrets, 113-133
 - à découpage, 112, 113, 157-187
 - abaisseur de tension, 159-163
 - courant maximal de sortie, 161
 - courant moyen d'entrée, 161
 - rendement, 161, 162
 - tension de sortie, 160, 161
 - à circuits intégrés, 173-180
 - élévateur de tension, 163-166
 - courant maximal de sortie, 165
 - courant moyen d'entrée, 165
 - rendement, 165
 - inverseur de tension, 166-168
 - courant maximal de sortie, 167, 168
 - courant moyen d'entrée, 167, 168
 - rendement, 168
 - à deux voies symétriques asservies, 154-157

- faible courant, 138, 139
 fixe et ajustable, 153, 154
 fixe à trois broches, 142-147
 courant maximal de sortie, 143
 courant de repos, 143
 dissipateurs de chaleur, 143, 144
 puissance dissipée, 143
 résistances thermiques, 143, 144
 taux de régulation, 144
 taux de réjection, 144
 température de la jonction, 143
 tension d'entrée, 143
 tension de sortie régulée, 143
 intégré LM317T, 149, 150
 intégré LM340K-5, 144-147, 148, 149
 linéaire à C.I., 141-157
 négative fixe, 147
 parallèle (voir *régulateur de tension shunt*)
 positive fixe, 144-147
 série, 111, 112, 126-133
 amplificateur différentiel, 131-133
 à composants discrets, 126-132
 diode Zener, 126-129
 à limiteur de courant, 130, 131
 puissance de dissipation de la diode Zener, 127
 puissance de dissipation du transistor, 127, 128
 à rétroaction, 129-133
 tension régulée de sortie, 130, 132
 transistor, 126-129
 shunt, 111, 114-126
 courant de base, 124
 courant de charge, 119, 124
 courant de collecteur, 124
 courant dans la diode Zener, 119
 courant dans la résistance en série, 119, 124
 diode Zener, 119, 120
 facteur de stabilisation, 121, 124
 impédance de sortie, 122, 123
 puissance de dissipation, 124
 régulation amont, 118
 régulation aval, 118, 119
 régulation de charge, 118, 119
 régulation de ligne, 118
 résistance de charge minimale, 120, 121
 résistance en série, 119, 124
 tension de claquage collecteur-émetteur, 124
 tension régulée de sortie, 119, 124
 à transistors, 139-141
 Régulation, 109
 amont, 118
 aval, 118, 119
 de charge, 118, 119
 à découpage, 112, 113
 de ligne, 118
 de tension à courants forts, 151-153
 Régulation d'un transformateur, 13
 Rendement de la conversion c.a.-c.c.
 redresseur double alternance
 montage à deux diodes, 36, 37
 montage en pont de quatre diodes, 41
 redresseur hexaphasé (montage en étoile à simple alternance), 271, 272
 redresseur polyphasé, 260
 redresseur simple alternance, 30, 31
 redresseur triphasé
 montage en double étoile, 281
 montage en étoile à simple alternance, 265
 montage en pont, 277
 Rendement d'un transformateur, 12, 13
 Réseau électrique, 4-7
 Résistance
 de charge minimale, 120, 121
 directe, 16
 dynamique
 diode Zener, 115
 inverse, 16, 17
 Résistance au carbone, 554
 Résistances thermiques
 diodes, 46-48
 régulateur de tension fixe à trois broches
 142-147
 Rétroaction
 régulateur de tension série, 129-133
- S**
 SBS, 291, 407
 Schade, 72
 SCR, 291
 SCS, 291, 303
 Sensibilité lumineuse, 4, 4-475
 Sensibilité spectrale, 475
 Seuil de sensibilité, 473, 474
 Sources d'alimentation à tension continue, 9-11
 alimentation à découpage, 10, 11
 alimentation stabilisée à régulation linéaire, 10
 redresseurs industriels, 10
 Sources de lumière, 472
 Spectre électromagnétique, 464
 Standard American Wire Gauge, 232, 233, 554
 Surintensité
 protection des alimentations, 193-197
 Surtension
 protection des alimentations, 197-199
 SUS, 291, 407
 Système de distribution polyphasé, 249
 Système triphasé
 montage en étoile à quatre fils, 249
 montage en étoile à trois fils, 249
 montage triangle, 249, 250
 puissance, 250
 redresseur hexaphasé en étoile à simple alternance, 268-273
 redresseur triphasé
 montage en étoile à simple alternance, 261-266
 montage en étoile zigzag à simple alternance, 266-268
 redresseurs polyphasés, 257-261
- tension composée, 249, 250
 tension de ligne, 249
 tension par phase, 249, 250
 tension simple, 249, 250
 transformateur, 252-257
- T**
 Taux de régulation, 109
 filtre capacitif, 67, 70-72
 régulateur fixe à trois broches, 144
 régulateur de tension fixe à trois broches, 144
 Température de couleur, 466
 Température de jonction
 maximale, 18, 19
 diode Zener, 115, 116
 régulateur de tension fixe à trois broches, 143
 Tension
 de claquage
 régulateur de tension shunt, 124
 composée, 249, 250
 d'entrée
 régulateur de tension fixe à trois broches, 143
 de ligne, 249
 par phase, 249, 250
 redresseurs polyphasés, 257, 258
 régulée de sortie
 amplificateur opérationnel, 135
 régulateur de tension à découpage abaisseur, 160, 161
 régulateur de tension fixe à trois broches, 143
 régulateur de tension série, 129, 132
 régulateur de tension shunt, 119
 simple, 249, 250
 valeur de crête, 8
 valeur efficace, 8
 valeur instantanée, 8
 valeur maximale, 8
 valeur moyenne, 8, 9
 de Zener, 114
 Tension instantanée
 redresseur hexaphasé (montage en étoile à simple alternance), 270
 redresseur triphasé
 montage en étoile à simple alternance, 262, 263
 montage en pont, 275
 redresseurs polyphasés, 257
 Tension inverse de crête
 filtre inductif, 84
 non répétitive d'une diode, 18
 redresseur hexaphasé (montage en étoile à simple alternance), 271
 redresseur triphasé
 montage en double étoile, 280, 281
 montage en étoile à simple alternance, 264
 montage en pont, 276

- répétitive d'une diode, 17
 - redresseur double alternance
 - montage à deux diodes, 34
 - montage en pont de quatre diodes, 39
 - redresseur simple alternance, 27
- Tension de pic, 408, 409
- Tension de retournement
 - thyristor, 294
 - triac, 436
- Tension de seuil, 16
- Tension de sortie
 - filtre capacitif, 65, 66, 69, 70, 72, 73
 - filtre inductif, 83, 86
 - filtre *LC*, 88
 - redresseur double alternance montage à deux diodes
 - facteur de forme, 36
 - valeur efficace, 36
 - valeur maximale, 36
 - valeur moyenne, 36
 - redresseur hexaphasé (montage en étoile à simple alternance), 270, 271
 - redresseur simple alternance
 - facteur de forme, 30
 - maximale, 30
 - moyenne, 30
 - redresseur triphasé
 - montage en double étoile, 280
 - montage en étoile à simple alternance, 263
 - montage en ponts, 275, 276
- Tension de vallée, 416
- Théorie de l'émission, 463
- Théorie des quanta, 462, 463
- Théorie vibratoire, 463
- Thyristor
 - amorçage, 294, 306, 307
 - accroissement très rapide de la tension directe, 306, 307
 - circuit déphaseur, 309, 310
 - circuit magnétique à saturation, 310
 - amplificateur magnétique à autosaturation, 310, 311
 - inductance saturable, 310
 - élévation de température, 307
 - lumière, 306
 - résistance et condensateur, 308, 309
 - semi-conducteurs à seuil de tension, 311, 312
 - signal de gâchette, 306
 - tension d'anode, 307, 308
 - tension continue, 307
 - tension de retournement, 306
 - transformateur d'impulsions, 312
 - transistor unijonction, 412, 413
 - applications, 342-380, 446-456
 - blocage, 294, 306, 307, 312
 - commutation forcée, 312-314
 - commutation naturelle, 312
 - gâchette, 305
 - caractéristiques, 302
 - dynamiques, 295-297
 - de gâchette, 295, 296
 - thermiques, 298-301
 - commande de phase (Voir *réglage de phase*)
 - commande de puissance alternative, 350
 - commande de vitesse des moteurs, 380-393
 - commutation statique, 344-347
 - complémentaire, 303
 - contrôle de puissance en c.a., 331-338
 - montage parallèle-inverse, 331
 - pont de diodes, 331
 - couplage
 - en parallèle, 339
 - en série, 338, 339
 - courant d'accrochage, 294
 - courant hypostatique, 294
 - courant de maintien, 294
 - cycloconvertisseur, 375-380
 - déclenchement (Voir *amorçage*)
 - désamorçage (Voir *blocage*)
 - fabrication, 293, 294
 - fonctionnement, 293-295
 - gâchette, 291
 - hacheur, 369-375
 - limites absolues d'utilisation, 301, 302
 - onduleur, 353-369
 - paramètres de commutation, 295
 - photthyristor, 305, 306
 - polarisation directe, 293, 294
 - polarisation inverse, 293
 - protection, 339-342
 - échauffements excessifs, 341
 - parasites radios, 341, 342
 - surintensités, 340, 341
 - surtensions, 339, 340
 - rapide, 302
 - rapide à gâchette amplificatrice, 306
 - redresseur ajustable par réglage de phase, 347-350
 - réglage de phase, 315-338
 - commande de puissance alternative, 350-352
 - redresseur contrôlé monophasé double alternance, 319-326
 - redresseur contrôlé monophasé simple alternance, 315-318
 - redresseur contrôlé triphasé en pont complet, 329-331
 - redresseur contrôlé triphasé en pont mixte, 328, 329
 - redresseur contrôlé triphasé simple alternance, 326-328
 - redresseur à tension continue réglable, 315
 - sensible, 302
 - standard à fréquence industrielle, 302
 - structure, 291, 292
 - temps d'amorçage, 295, 296
 - temps de blocage, 296
 - temps de désamorçage, 296
 - temps de montée, 295
 - temps de retard, 295
 - tension de retournement, 294
 - tétrode à double gâchette, 303
 - types, 302-306
 - ultra-rapide, 306
 - vitesse de croissance du courant principal, 297
 - vitesse de croissance de la tension d'anode, 297
- Transformateur d'alimentation, 11-14
 - alimentation régulée à courant continu, 228, 229
 - courant au secondaire, 229
 - puissance, 230
 - alimentation régulée à tension ajustable, 237, 241
 - alimentation régulée à tension fixe, 234, 238, 239, 243, 244
 - choix, 43-45
 - facteur d'utilisation, 13, 14
 - primaire, 11
 - rapport de transformation, 12
 - redresseur hexaphasé (montage en étoile à simple alternance), 270, 273
 - redresseur triphasé
 - montage en double étoile, 281
 - montage en étoile à simple alternance, 265, 266
 - montage en pont, 277
 - redresseurs polyphasés, 259, 260
 - rendement, 12, 13
 - régulation, 13
 - secondaire, 11
- Transformateur triphasé, 252-257
 - refroidissement, 255
 - rendement, 254, 255
- Transistor
 - admittance de sortie, 123
 - ballast, 228
 - facteur d'amplification, 123
 - impédance d'entrée, 123
 - rapport de transfert inverse de tensions, 123
 - régulateur de courant, 187-193
 - régulateur de tension à amplificateurs opérationnels, 139-141
 - régulateur de tension série, 126-128
 - régulateur de tension shunt, 117-126
- Transistor unijonction, 407-413
 - amorçage du thyristor, 412, 413
 - amorçage du triac, 443-444
 - caractéristiques électriques, 409
 - fonctionnement, 407-409
 - limites absolues d'utilisation, 409
 - rapport intrinsèque, 408
 - oscillateur relaxateur, 410-411
 - structure, 407-408
 - méthode par alliage, 409
 - procédé Planar, 409
 - tension de pic, 408, 409
- Transistor unijonction complémentaire, 413-415
 - limites absolues d'utilisation, 414, 415
 - rapport intrinsèque, 414
- Transistor unijonction programmable, 415, 416
 - applications, 418, 419
 - courant de vallée, 416
 - fonctionnement, 416
 - oscillateur relaxateur, 416, 417

- structure, 415, 416
 - tension de vallée, 416
 - Travail de sortie, 473
 - Triac, 431-456
 - amorçage, 432-435
 - commutateur bilatéral, 442
 - courant alternatif, 438, 439
 - courant continu, 437, 438
 - diac, 439
 - diode asymétrique, 441, 442
 - diode Shockley, 443
 - lampe au néon, 442
 - mode I+, 433
 - mode I-, 433
 - mode III+, 434
 - mode III-, 433, 434
 - transistor unijonction, 443, 444
 - caractéristiques, 435-437
 - courant-tension, 435
 - dynamiques, 436, 437
 - thermique, 437
 - commande de puissance par réglage de phase, 448-456
 - commutateur statique, 444
 - fonctionnement, 431, 432
 - gâchette, 437
 - gradateurs de puissance, 449-453
 - interrupteur de puissance, 446, 447
 - interrupteur statique, 447
 - protection, 446
 - réglage de phase, 444, 445
 - relais statiques, 447, 448
 - structure, 431
 - temps d'amorçage, 437
 - tension critique de claquage, 436
 - tension de retournement, 436
 - variateurs de lumière, 448, 449
 - variateurs de vitesse de moteurs, 453-456
 - vitesse critique de la croissance de la tension à l'état bloqué, 436
 - vitesse de croissance du courant principal, 436
 - vitesse de croissance de la tension à la commutation, 436
 - Tripleur de tension, 216, 217
 - double alternance, 216, 217
 - simple alternance, 216
 - Tube cathodique, 221, 222
 - Tube photomultiplicateur, 475, 476
- U**
- UJT, 407
 - Unités photométriques, 469-471
 - Unités radiométriques, 471
- V**
- Variateur de vitesse, 380-393
 - avec hacheur, 384-385
 - moteurs asynchrones, 386-391
 - moteurs à courant alternatif, 385-393
 - moteurs à courant continu, 380-385
 - moteurs synchrones, 391-393
 - non réversible, 382
 - réversible, 382-384
 - Verrouilleur, 407

ISBN 2-7613-0491-8



ÉDITIONS
DU RENOUVEAU
PÉDAGOGIQUE INC.



JAN 98

ERPI 60842

48.40 54.95



9 782761 304917