

Cahiers Techniques N°3 SESCOSEM Informations / Avril 1976

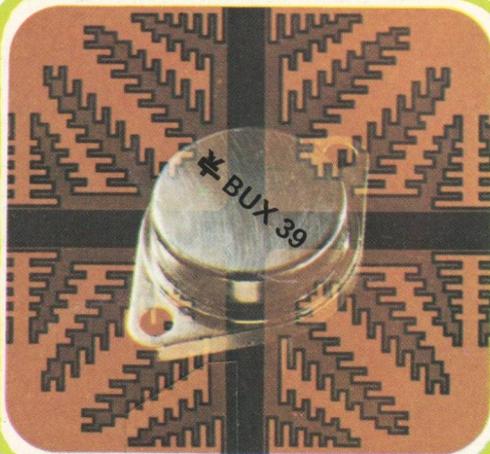


CAHIERS TECHNIQUES

SESCOSEM

INFORMATIONS

N°3/AVRIL 1976



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS



sescosem

INFORMATIONS

N° 3

AVRIL 1976

La protection efficace des équipements semiconducteurs de puissance pose de multiples problèmes :

Court circuits francs de la charge, réenclenchement sur court-circuits, surcharges de faible amplitude et de longue durée, bilan économique, Sescosem, grâce au transistor 100 A qu'elle a développé, propose ici une solution originale.

3 Disjoncteur à transistor 100 A 48 V

Afin de réduire les dimensions et les coûts des éléments auxiliaires dans les onduleurs, les techniciens utilisent des fréquences de plus en plus élevées et sont souvent limités dans cette voie par les performances des Thyristors de commutation.

Sescosem avec le ESM 313, propose une solution à ce problème.

10 Un nouveau Thyristor permet la réalisation d'un onduleur à 40 KHz.

Réaliser un variateur de vitesse pour des puissances comprises entre 0,5 et 10 kW fait intervenir de nombreux critères : coût, volume, poids, etc...

Cet article démontre que l'emploi de transistors de puissance de commutation adaptés et utilisés dans des circuits bien étudiés permet d'obtenir des résultats remarquables.

18 Les circuits de commande à transistors pour moteurs basse tension

Supprimant les pertes de commutation et, au moment du blocage, les surtensions, les diodes rapides permettent d'optimiser les dimensions des composants qui leur sont associés.

31 Quelques applications au redressement des diodes rapides.

L'allumage des moteurs à explosion construits en Europe, du fait de l'utilisation de taux de compression, et de vitesses de rotation élevées pose des problèmes spécifiques.

Sescosem a créé le ESM 233 Darlington répondant à la demande des fabricants de dispositifs d'allumage.

34 BUX 37 Un nouveau Transistor Darlington pour l'allumage automobile.

Constitué d'un amplificateur différentiel sensible associé à un amplificateur de puissance, le TDB 0791 avec un gain différentiel en boucle ouverte $> 50\,000$ et un courant de sortie $> 1\text{ A}$ apporte une solution simple à maints problèmes de régulation.

38 Utilisation du circuit TDB 0791 pour la régulation de température et de lumière.

Réguler la vitesse de petits moteurs à aimant permanent, commander directement un relais à partir d'une variation de seuil. Faire varier la vitesse de moteur continu moyenne puissance. Réguler une température par déclenchement de thyristors ou de triacs au zéro secteur. C'est ce que propose l'article de G. Pogam.

42 TDA 1065 – TDA 1066 – TDA 1067 Circuits intégrés pour la commande et la régulation en continu ou par découpage.



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS

* DISJONCTEUR A TRANSISTOR 100 A - 48 V

J. LE PONNER
Département Orientations Applications

Les progrès récemment effectués dans la technologie des transistors de puissance, ont permis d'en faire de véritables interrupteurs électroniques adaptés à la plupart des fonctions de l'électrotechnique.

Dans beaucoup de laboratoires, on entend encore dire " qu'il est impossible de protéger un transistor de puissance car, en cas de court-circuit, il est détruit bien avant le fusible rapide qui est sensé le protéger ". L'expérience pratique des nouvelles méthodes de protection permet d'affirmer le contraire.

Le disjoncteur est, par définition, un organe soumis à des contraintes sévères : en cas de défaut, il doit couper rapidement et supporter

la surtension de rétablissement. Il doit également supporter toutes les fausses manœuvres et les réenclenchements sur court-circuit.

Le disjoncteur réalisé avec un des derniers nés de la génération des transistors de puissance SESCOSEM, l'ESM 1000 ($I_C = 150 A$, $V_{CEO} = 100 V$) illustre parfaitement les possibilités de ces transistors.

Il est prévu pour une intensité de 100 A (correspondant à I_{Csat}), et fonctionne avec un réseau continu de $48 V \pm 20 \%$. Il doit protéger :

- en cas de court-circuit franc de la charge
- en cas de réenclenchement sur court-circuit
- en cas de surcharge en courant de faible amplitude et de longue durée.

1. - Principe du disjoncteur

La fonction " disjonction " se décompose en deux stades fondamentaux :

- la détection des défauts

- l'action à exercer sur l'organe de commande consécutive aux défauts.

1.1. - Détection des défauts :

1.1.1. - Court-circuit franc :

L'utilisation d'un shunt de mesure du courant est exclue, le courant élevé de 100 A entraînerait une dissipation de puissance inacceptable. Le transformateur d'intensité utilisé ne dissipe aucune puissance, il a cependant l'inconvénient de ne transmettre que les variations de courant di/dt dans la mesure où il n'est pas saturé.

Il ne transmet une information exploitable que dans les deux cas suivants :

- croissance du courant zéro jusqu'au courant nominal à la mise en conduction du transistor
- augmentation brusque de courant en régime permanent de conduction.

Cette information entraîne la coupure immédiate du disjoncteur.

1.1.2. - Surcharges en courant de faible amplitude et faible vitesse de montée en di/dt :
Ce type de défaut n'est pas décelable par le transformateur d'intensité. Une surcharge se traduit par une " désaturation " du transistor dont la tension collecteur-émetteur augmente. On surveille en permanence cette tension et, lorsqu'elle atteint 2 Volts, le signal de sortie entraîne la coupure immédiate du disjoncteur.

1.1.3. - Température de boîtier du transistor :
Dès qu'elle atteint 80 °C, elle déséquilibre un pont dont l'un des bras est constitué par une thermistance montée sur le radiateur du transistor. Ce déséquilibre entraîne la coupure du disjoncteur.

1.2. - Action consécutive à un défaut :

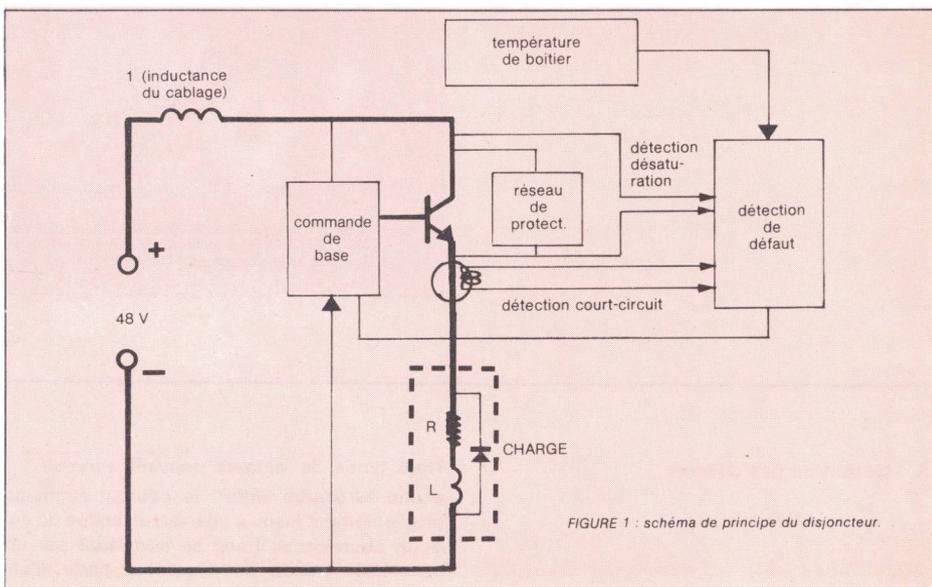


FIGURE 1 : schéma de principe du disjoncteur.



Le temps qui s'écoule entre l'apparition du défaut et la coupure du disjoncteur doit être aussi réduit que possible, surtout en cas de court-circuit. Cette action doit se traduire par l'arrêt de la commande de base du transistor en lui assurant une polarisation négative transitoire de base optimale de façon à ce qu'il commute dans les meilleures conditions possibles avec le minimum de contraintes.

Le disjoncteur est composé de trois parties essentielles :

- **le circuit de puissance** : l'interrupteur est un transistor ESM 1000 associé à un réseau de protection
- **les circuits de détection de défauts** qui agissent sur la commande de base
- **la commande de base** fournissant le courant base de saturation et la polarisation négative de base à la commutation.

La figure 1 donne le schéma de principe.

2. - Circuit de puissance

Il est constitué par :

- la charge : c'est une résistance de $0,45 \Omega$ dont l'inductance L de $35 \mu\text{H}$ n'est pas négligeable
- une diode de récupération en parallèle avec la charge (elle limite la surtension à la coupure due à l'inductance de la charge).
- le transistor de puissance
- son réseau de protection (figure 2).

Sans réseau de protection, la surtension à la coupure $L di/dt$ atteint environ 250 V. Cette surtension est due à l'inductance des connexions qui ne peut être compensée par une diode de récupération. Le réseau de protection a un double rôle (figure 3).

- retarder la remontée de la tension : cette fonction est assurée par le condensateur C
- limiter l'amplitude de la surtension : cette fonction est remplie par la diode de protection D .

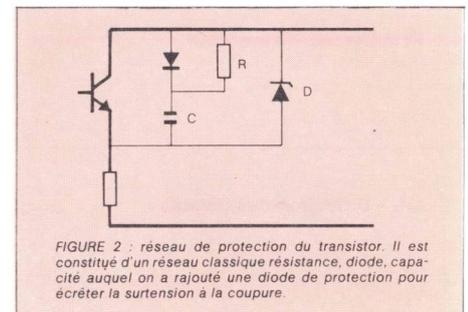


FIGURE 2 : réseau de protection du transistor. Il est constitué d'un réseau classique résistance, diode, capacité auquel on a rajouté une diode de protection pour écrêter la surtension à la coupure.

Avec réseau de protection, la surtension est réduite à 90 V et l'énergie dissipée dans le transistor est négligeable.

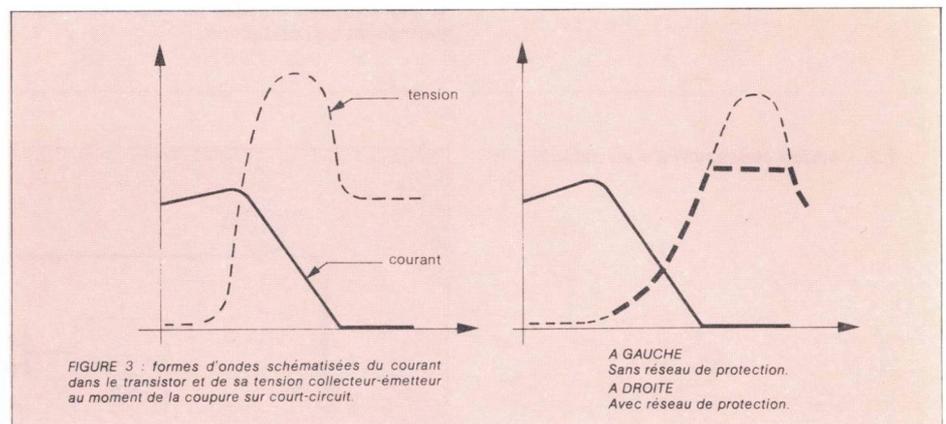


FIGURE 3 : formes d'ondes schématisées du courant dans le transistor et de sa tension collecteur-émetteur au moment de la coupure sur court-circuit.

A GAUCHE
Sans réseau de protection.
A DROITE
Avec réseau de protection.

3. - Détection des défauts

Trois types de défauts peuvent survenir :

- une surcharge lente : le courant augmente plus lentement jusqu'à une valeur limitée ou non
- un court-circuit franc se traduisant par une croissance rapide du courant à partir d'une valeur initiale constante

- un court-circuit à l'enclenchement se traduisant de la même façon mais à partir d'une valeur initiale de courant nulle.



3.1. - Surcharge lente :

Elle provoque soit une désaturation du transistor, soit une augmentation excessive de sa température de boîtier.

3.1.1. - Désaturation :

Le schéma de principe est donné figure 4. Dès que la tension collecteur-émetteur dépasse 2 V, l'information résultante entraîne la coupure du disjoncteur.

3.1.2. - Limitation de température de boîtier :

Dans certains cas, la puissance dissipée par le transistor peut s'avérer excessive et provoquer une élévation de température de boîtier inacceptable (exemple : transistor proche de la désa-

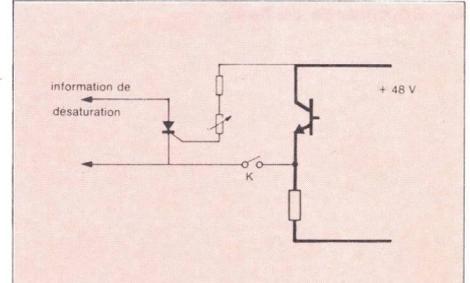


FIGURE 4 : schéma de principe de détection de désaturation du transistor de puissance. L'interrupteur K est en réalité, un transistor qui se sature avec un léger temps de retard par rapport à la mise en conduction du transistor de puissance, ceci afin de permettre le réarmement du disjoncteur.

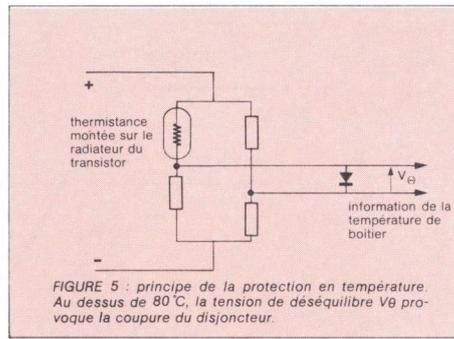


FIGURE 5 : principe de la protection en température. Au dessus de 80 °C, la tension de déséquilibre V_{θ} provoque la coupure du disjoncteur.

turation $V_{CE} = 2 V$ et courant anormalement élevé de 130 A soit une puissance dissipée de 260 W, conduisant à une température supérieure à celle admissible).

C'est pourquoi une protection thermique constituée par un pont à thermistance (figure 5) entraîne la coupure du disjoncteur dès que la température de boîtier du transistor dépasse 80 °C.

3.2. - Court-circuit franc et réarmement sur court-circuit :

La détection du défaut se fait par l'intermédiaire d'un transformateur d'intensité (circuit magnétique à entrefer pour limiter au maximum les

phénomènes de saturation dus aux forts courants). Le circuit de détection est donné figure 6.

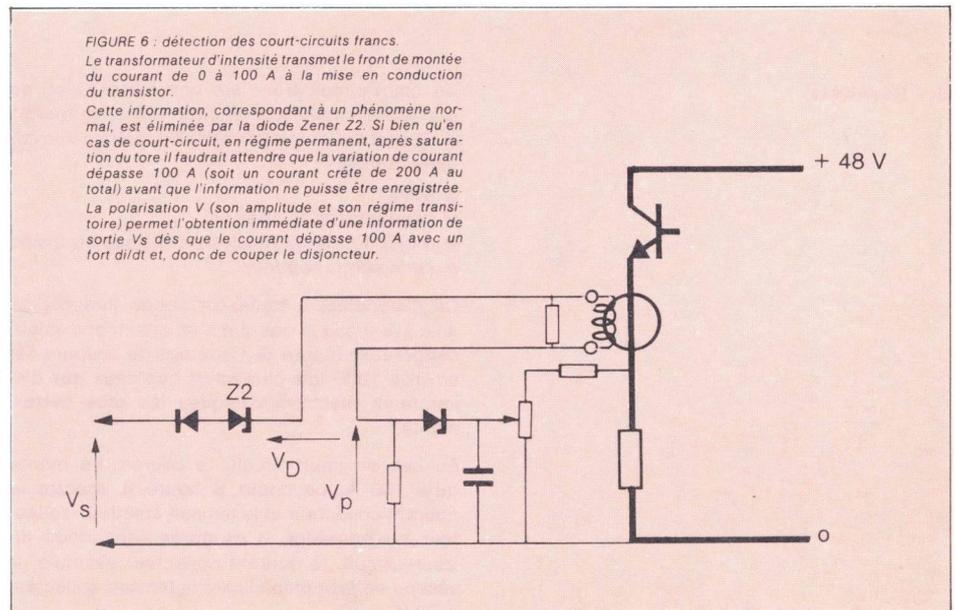


FIGURE 6 : détection des court-circuits francs. Le transformateur d'intensité transmet le front de montée du courant de 0 à 100 A à la mise en conduction du transistor. Cette information, correspondant à un phénomène normal, est éliminée par la diode Zener Z2. Si bien qu'en cas de court-circuit, en régime permanent, après saturation du tore il faudrait attendre que la variation de courant dépasse 100 A (soit un courant crête de 200 A au total) avant que l'information ne puisse être enregistrée. La polarisation V (son amplitude et son régime transitoire) permet l'obtention immédiate d'une information de sortie V_s dès que le courant dépasse 100 A avec un fort di/dt et, donc de couper le disjoncteur.



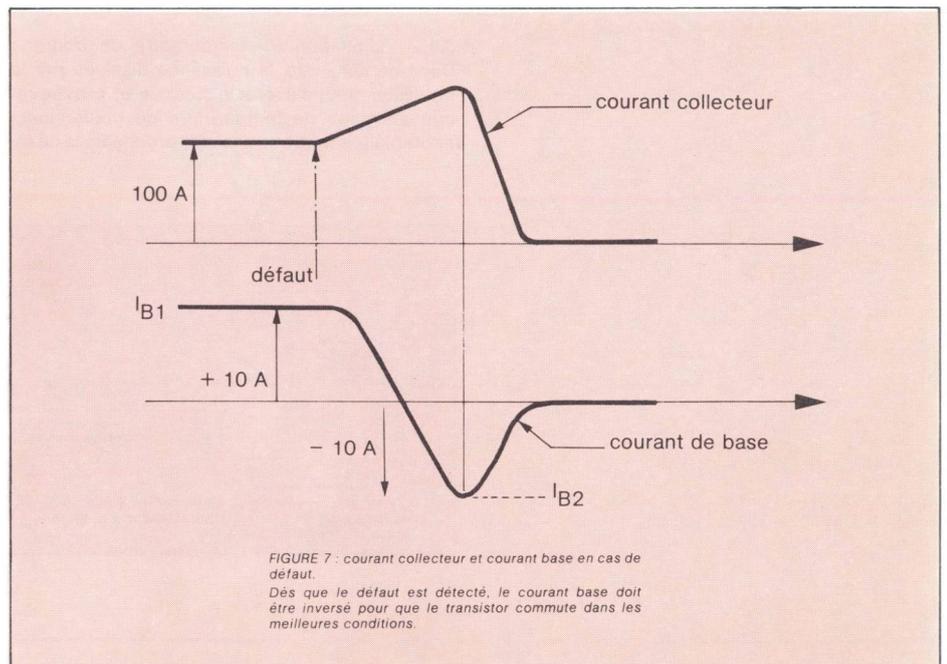
4. - Commande de base

Elle assure deux fonctions :

- le maintien du transistor en conduction : pour faire passer 100 A dans un transistor ESM 1000 dans de bonnes conditions de saturation, il faut lui fournir un courant base I_{B1} de 10 A. Un convertisseur auxiliaire fournit ce courant sous basse tension à partir de l'alimentation de puissance. Une commande par transistor Darlington aurait

nécessité beaucoup moins de courant base, mais la chute de tension aux bornes d'un Darlington saturé (environ 2 V) aurait entraîné des pertes importantes.

- en cas de défaut, le courant base doit passer rapidement de la valeur $I_{B1} = 10$ A à la valeur $I_{B2} = -10$ A pour assurer la coupure dans de bonnes conditions (voir figure 2 et figure 8 a).



5. - Résultats

Un court-circuit franc sur une alimentation de puissance capable de débiter 100 A, se traduit, la plupart du temps par des phénomènes physiques notables :

- bruit
- dégagement de chaleur
- projection de particules de métaux en fusion
- connexions soudées ...

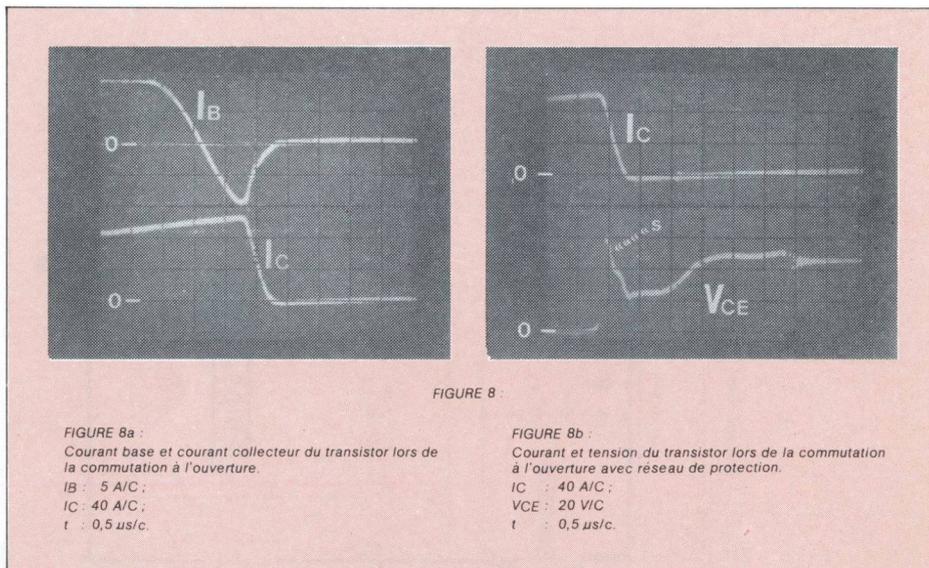
Ce disjoncteur à transistor coupe très vite en 4 μ s avant que le courant n'ait atteint une valeur dangereuse (figure 8). Ce temps de coupure est environ 1000 fois plus court que ceux des disjoncteurs électromécaniques les plus performants.

En cas de court-circuit, le courant ne monte qu'à 150 A. La photo B figure 8, montre le courant collecteur et la tension émetteur-collecteur du transistor. 3 μ s après l'apparition du court-circuit, le courant collecteur s'annule, le réseau de protection limite la tension collecteur à 70 V.

La quantité d'électricité qui transite dans la charge entre le début du court-circuit et l'instant où le courant s'annule, est environ 600 μ C (soit une énergie de 30 mJ). Elle est si faible qu'elle permet de court-circuiter la charge de 4,8 kW par un très petit thyristor plastique BRY 55 sans qu'il soit détérioré.

D'autre part, la faible tension collecteur-émetteur de saturation du transistor permet d'obtenir un très bon rendement de 87,5 %, y compris les pertes du courant de commande de base.

Ce disjoncteur a été étudié à partir d'une alimentation disponible au laboratoire. En modifiant quelques valeurs de composants, ce même disjoncteur peut fonctionner avec un réseau 72 V (± 20 %). La limite de tension est fixée par la tension $V_{CEO(sus)}$ du transistor de puissance qui doit toujours être supérieure à la tension d'alimentation.



6. - Conclusion

Le transistor de puissance a, par rapport aux autres composants, un avantage fondamental :

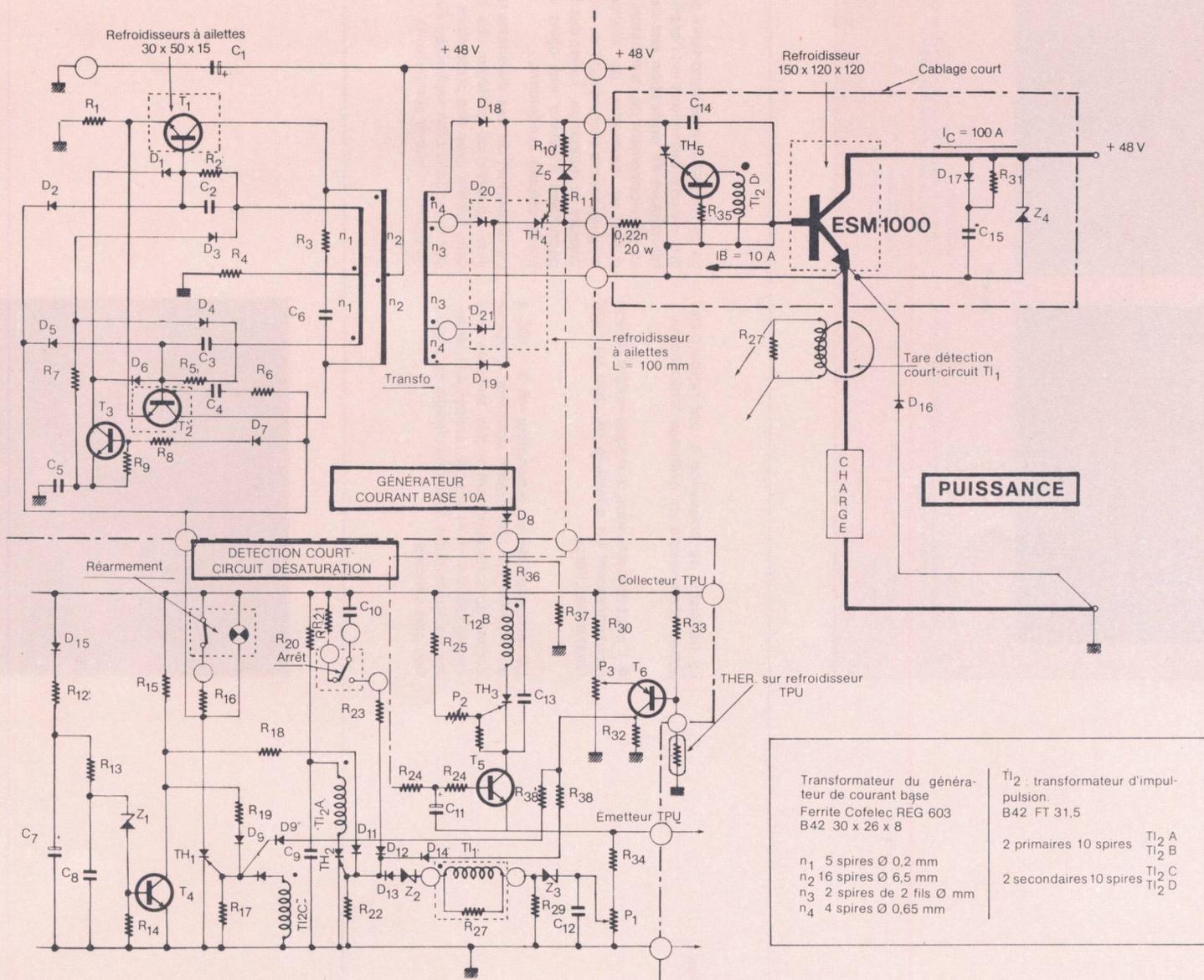
- il peut être rebloqué à chaque instant de son fonctionnement en quelques μ s, quel que soit l'état de la charge.

La réalisation de ce disjoncteur 48 V - 100 A en montre une application concrète. D'autres disjoncteurs fonctionnant à des tensions plus élevées (300 V - 6 A) ont été réalisés au Laboratoire d'Applications avec des circuits de protection plus simples.

La conclusion la plus importante que l'on puisse tirer de ces réalisations est **l'application de ces techniques de protection aux convertisseurs**. Le développement des transistors de forte puissance va permettre de réaliser beaucoup d'équipements (commande de moteur, convertisseurs de puissance...) avec des transistors qui permettent d'obtenir des gains importants en poids, volume, rendement.

La réalisation de ces disjoncteurs montre qu'il sera possible de protéger ces convertisseurs sans fusible avec des protections rapides, dans des conditions bien meilleures que celles obtenues avec d'autres composants.





PLAN DU DISJONCTEUR 100 A. 48 V.

<p>Transformateur du générateur de courant base Ferrite Cofelec REG 603 B42 30 x 26 x 8</p> <p>n_1 5 spires \varnothing 0,2 mm n_2 16 spires \varnothing 6,5 mm n_3 2 spires de 2 fils \varnothing mm n_4 4 spires \varnothing 0,65 mm</p>	<p>T₁₂ : transformateur d'impulsion. B42 FT 31,5</p> <p>2 primaires 10 spires T₁₂ A T₁₂ B 2 secondaires 10 spires T₁₂ C T₁₂ D</p>
---	--



NOMENCLATURE

R 1	Résistance	0,1	Ω	2W	R 20	Résistance	8,2K	Ω	
R 2	Résistance	82	Ω	2W	R 21	Résistance	100	Ω	
R 3	Résistance	1	Ω	5W	R 22	Résistance	470	Ω	
R 4	Résistance	33	Ω	5W	R 23	Résistance	1	K Ω	
R 5	Résistance	12	Ω		R 24	Résistance	470	Ω	
R 6	Résistance	12	Ω		R 25	Résistance	1	K Ω	
R 7	Résistance	12	Ω		R 26	Résistance	470	Ω	
R 8	Résistance	220	Ω	5W	R 27	Résistance	5	Ω	
R 9	Résistance	33	Ω	2W	R 28	Résistance	1	K Ω	
R 10	Résistance	56	Ω		R 29	Résistance	1	K Ω	
R 11	Résistance	1	K Ω		R 30	Résistance	330	Ω	
R 12	Résistance	10	Ω		R 31	Résistance	10	Ω	
R 13	Résistance	2,2	K Ω		R 32	Résistance	10	K Ω	
R 14	Résistance	470	Ω		R 33	Résistance	330	Ω	
R 15	Résistance	1	K Ω	2W	R 34	Résistance	1	K Ω	
R 16	Résistance	2x330	Ω	5W en //	R 35	Résistance	1	K Ω	
R 17	Résistance	470	Ω		R 36	Résistance	820	Ω	
R 18	Résistance	1	K Ω		R 37	Résistance	220	Ω	
R 19	Résistance	1	K Ω		R 38	Résistance	100	Ω	
P 1	Potentiomètre	1	K Ω						
P 2	Potentiomètre	1	K Ω						
P 3	Potentiomètre	1	K Ω						
C 1	Condensateur	100	μ F	63V	C 9	Condensateur	0,47	μ F	
C 2	Condensateur	0,1	μ F		C 10	Condensateur	0,1	μ F	
C 3	Condensateur	0,1	μ F		C 11	Condensateur	10	μ F	
C 4	Condensateur	22	nF		C 12	Condensateur	0,47	μ F	
C 5	Condensateur	2,2	μ F		C 13	Condensateur	1	μ F	
C 6	Condensateur	20	nF		C 14	Condensateur	3x10	μ F	
C 7	Condensateur	470	μ F				63V en parallèle		
C 8	Condensateur	0,1	μ F		C 15	Condensateur	10	μ F	
T 1	Transistor	BU 109	en TO 126		TH 1	Thyristors	BRY 54 100		
T 2	Transistor	BU 109			TH 2	Thyristors	BRY 54 100		
T 3	Transistor	BC 327			TH 3	Thyristors	BRY 54 100		
T 4	Transistor	2N1711			TH 4	Thyristors	ESM 248 50R		
T 5	Transistor	2N1711			TH 5	Thyristors	BTW 275 200 R		
T 6	Transistor	2N2905							
D 1	Diodes	1N4148			D 18	Diodes	ESM 255 50		
à					D 19	Diodes	ESM 255 50		
D 14					D 20	Diodes	BYX 61 50		
D 15	Diodes	ESM 181 100			D 21	Diodes	BYX 61 50		
D 16	Diodes	ESM 255 100							
D 17	Diodes	ESM 181 100							
Z 1	Diode Zener	BZX 55C - 30V			Z 4	Diode Zener	ESM 233 - 56V		
Z 2	Diode Zener	BZX 55C - 10V			Z 5	Diode Zener	BZX 55C - 8,2V		
Z 3	Diode Zener	BZX 55C - 10 V							



UN NOUVEAU THYRISTOR PERMET LA RÉALISATION D'UN ONDULEUR A 40 kHz

Jean-Marie PETER
Orientation - Thomson CSF
division SESCOSEM
Centre d'AIX-EN-PROVENCE

Des progrès récents dans la technologie ont permis d'améliorer considérablement les possibilités des thyristors rapides.

Ce document décrit un onduleur de 1,2 kW pour four à induction fonctionnant à 40 kHz avec un seul thyristor, en insistant sur les particularités des composants semiconducteurs. On montre ensuite l'extension à d'autres schémas pour des applications différentes.

Depuis longtemps, on cherche à améliorer les thyristors rapides, c'est-à-dire à diminuer leur temps de désamorçage t_q . Ceci permet, non seulement d'augmenter la fréquence de fonc-

tionnement des équipements, mais encore de réduire le dimensionnement des auxiliaires (condensateur-thyristor d'extinction-inductance) du circuit de commutation forcée.

Les possibilités des thyristors rapides étaient limitées jusqu'en 1975 à :

- $t_q \cong 10 \mu s$ pour des tensions maximales d'environ 400 V
- $t_q \cong 20 \mu s$ pour des tensions maximales d'environ 1.000 V.

Pour qu'un thyristor rapide soit utilisable dans de bonnes conditions, il est nécessaire de posséder entre autres caractéristiques :

Une très bonne tenue aux gradients de tension dv/dt :

En effet, le réseau de protection qui transforme un échelon de tension en rampe consomme d'autant plus d'énergie que la pente de la rampe est plus faible. Il est donc intéressant

d'avoir des thyristors capables de supporter des valeurs élevées du gradient dv/dt pour réduire les pertes du réseau.

De faibles pertes de commutation à l'amorçage :

Certains thyristors sont inutilisables dans des onduleurs à fréquence élevée car ils ont trop de

pertes pendant la durée de l'amorçage.

La possibilité de tenir des tensions assez élevées :

Pour réaliser un thyristor rapide, le constructeur fait un choix dans le compromis entre la tension et la rapidité : il est possible de faire un thyristor rapide 400 V, ou moins rapide à 800 V, un thyristor ultra-rapide mais ne tenant que 200 V n'offrirait en pratique, aucun intérêt.

En effet, lorsque l'on fonctionne en moyenne puissance, on cherche souvent à travailler directement sur le secteur et la tension normalisée pour ces puissances est 220/240 V en Europe. Ceci conduit à des tensions maximales de 400 à 800 V.

Le nouveau thyristor ESM 313 a été conçu en tenant compte de ces différents éléments

Le thyristor ESM 313 :

- a un temps de désamorçage garanti inférieur à $5 \mu s$;
- tient des dv/dt de 1.000 V/ μs ;
- peut être réalisé pour des tensions allant jusqu'à 600 V ;
- a des pertes de commutation à l'amorçage restant aussi faibles que celles des meilleurs thyristors de modulateur radar réalisés jusqu'à présent.

Un progrès aussi important ne se fait pas sans introduire quelques modifications. La principale concerne la commande. Pendant le temps de désamorçage il est nécessaire de mettre une

légère polarisation négative. La puissance correspondante est très faible et cette technique est bien connue et très utilisée pour tous les circuits à transistors de puissance.

Par ailleurs ce thyristor ne tient pratiquement pas de tension inverse : à priori ceci peut paraître un inconvénient. En fait, dans beaucoup de montages utilisant la commutation forcée, le thyristor est monté en parallèle avec une diode rapide. Pendant la commutation la tension aux bornes du thyristor est de $-1 V$.

Dans le cas de l'ESM 313 la valeur du temps de désamorçage de $5 \mu s$ est garantie avec une diode en parallèle.

Onduleur série élémentaire

Nous avons choisi un circuit très simple à un thyristor pour montrer les possibilités du nouveau thyristor ESM 313.

On a réalisé ainsi, dans des conditions d'échauffement tout à fait normales, un onduleur alimenté sous 200 V continu, dont la puissance de sortie est de 1,2 kW à 40 kHz.



THYRISTOR ESM 313 100 R à 600 R			
Valeurs limites absolues d'utilisation			
Tension maximale d'utilisation à l'état bloqué	V_{DWM}	100 - 600 V	
Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué	V_{DSM}	200 - 750 V	
Tension inverse	V_{RWM}	10 V	
Courant efficace à l'état passant	I_{eff}	40 A	
Vitesse critique de croissance du courant	di/dt	400 A/ μ s	
Température maximale de jonction	$T_{(vj)}$	125°	
Caractéristiques électriques			
Tension à l'état passant	$I = 70$ A	V_T	2,05 V
Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué	$V_D = 0,67 V_{DWM}$	$V_G = -3$ V	$T_{vj} = 125^\circ$
Courant de gâchette d'amorçage		I_{GT}	150 mA
Temps de désamorçage			
$I_T = 40$ A	$\frac{di}{dt} = -5$ A/ μ s	$V_R = -1$ V	
$\frac{dv}{dt} = 800$ V/ μ s	$V_D = 0,67 V_{DWM}$	$T_{vj} = 125^\circ$	$t_q = 5$ μ s
	$V_G = -3$ V		
Résistance thermique jonction boîtier		R_{th}	0,9°/W

FIGURE 1
Principales caractéristiques du nouveau thyristor ultra-rapide.

Principe

Le schéma de principe est représenté figure 2. La charge est une résistance R adaptée par un transformateur TR. Pour simplifier le raisonnement nous supposons :

- que l'inductance de fuite et la résistance ohmique des enroulements de TR sont négligeables : la charge est donc équivalente à l'inductance primaire L en parallèle avec R, résistance de charge ramenée au primaire.
- que l'inductance L1 est grande devant L.

Lorsqu'on amorce le thyristor (le condensateur C est préalablement chargé à une tension V2) l'ensemble thyristor diode est parcouru par un courant qui est la somme :

- d'une composante alternative dont la durée est une période et d'amplitude maximale :

$$V_2 \sqrt{\frac{C}{L}} \text{ et de période } T \cong 2\pi \sqrt{LC}$$

- d'une composante continue égale au courant qui circulait dans l'inductance L1 avant l'amorçage du thyristor ($L1 \gg L$). Cette composante est faible devant la précédente et nous la négligerons.

Le courant dans le thyristor se coupe après la première demi-alternance et son temps de désamorçage doit être inférieur à la demi-période ($\pi\sqrt{LC}$), pour qu'il retrouve son pouvoir de blocage après la conduction de la diode. Pendant la période de repos (durée $T - \tau$), le

courant continue à passer dans l'inductance L et recharge le condensateur C. Le système a une fréquence de répétition. L'énergie qui a été transférée dans la charge est donnée par :

$$W = \frac{1}{2} C (V_2^2 - V_{20}^2)$$

V_{20} est la tension aux bornes du condensateur à la fin de la durée T.

Le système fonctionne à une fréquence de répétition $f = \frac{1}{T}$

La valeur approchée de la tension dans le cas du fonctionnement à vide peut être calculée simplement, en partant du principe que la valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance en régime périodique est nulle.

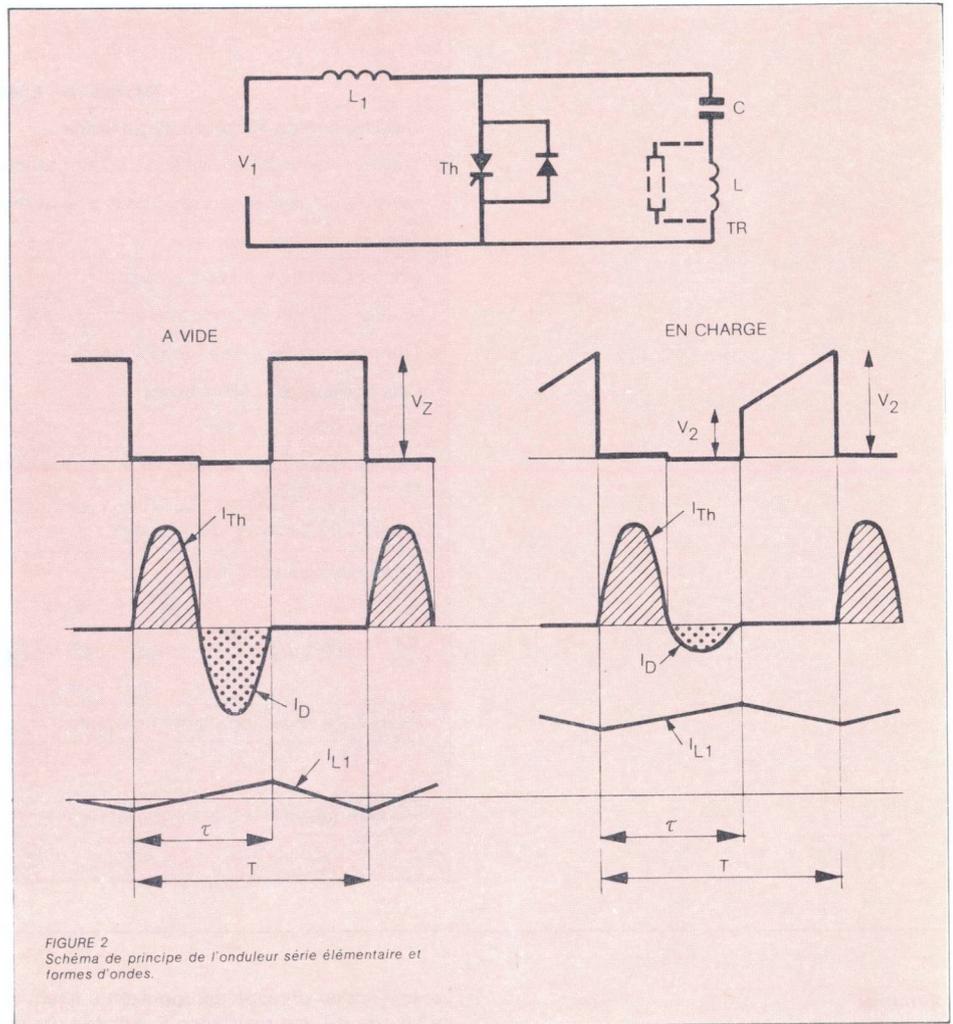
Pendant la durée τ la tension aux bornes de L est V_1 .

Pendant la durée $T - \tau$ la tension aux bornes de L est $V_1 - V_2$.

$$V_1\tau + (V_1 - V_2)(T - \tau) = 0$$

$$V_2 = \frac{1}{1 - \frac{\tau}{T}} V_1$$

Cette formule est importante pour le dimensionnement du thyristor. On peut noter que dans le cas général la tension V2 (qui sera utilisée pour dimensionner le thyristor) est supérieure à la tension d'alimentation V1.



Principales caractéristiques de l'onduleur série élémentaire

A. - La grandeur de sortie est une suite de sinusoïdes plus ou moins amorties de durée approximative.

$\tau = 2\pi\sqrt{LC}$ répétée à une fréquence $f = \frac{1}{T}$ (avec T toujours supérieur à $2\pi\sqrt{LC}$).

B. - La résistance ramenée R au primaire doit toujours être bien supérieure à une valeur critique :

$$R_C = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

La puissance maximale théorique est :

$$P_M = \frac{V_1^2}{2T} \cdot C \frac{1}{(1 - \frac{\tau}{T})^2}$$

C. - Lorsque l'onduleur fonctionne à vide l'ensemble thyristor diode est traversé par un courant important (correspondant à une puissance réactive). En charge le courant dans le thyristor varie très peu et le courant dans la diode diminue. Les pertes seront donc plus importantes à vide qu'en charge.

D. - Le thyristor doit être choisi avec :

$$V_{DWM} > V_2 \quad t_q < \pi \sqrt{LC}$$

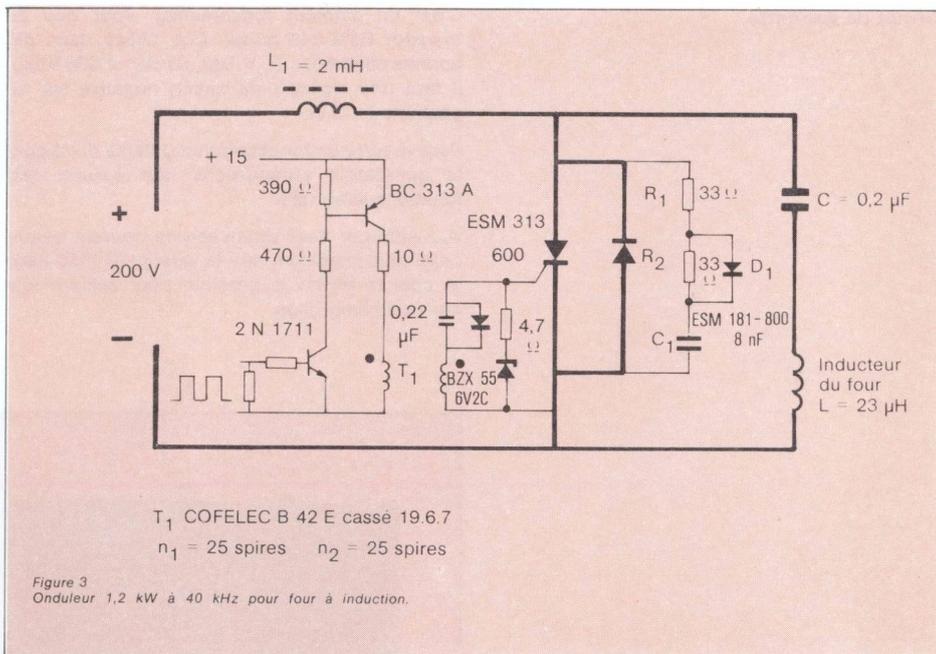
Réalisation

L'onduleur prototype a été réalisé pour alimenter un petit four à induction. Le schéma en est donné figure 3.

La charge est constituée par un inducteur de 83 spires (4 fils de 0,8 mm en parallèle pour

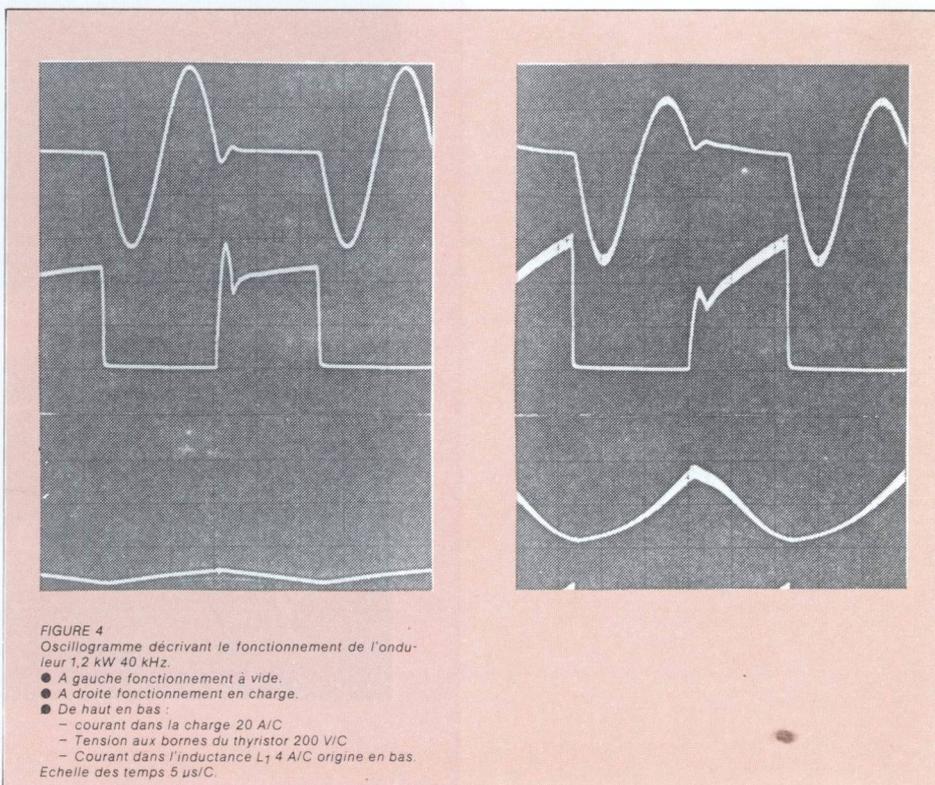
diminuer les pertes par effet de peau) bobiné sur un mandrin de quartz de diamètre 30 mm.

La valeur de l'inductance à vide est de 23 μH . La charge proprement dite est une tige d'acier qui est introduite dans le tube de quartz.



La figure 4 représente les oscillogrammes du fonctionnement à vide et en charge. Ils diffèrent des formes d'onde théoriques de la figure 1 par la suroscillation provoquée par le réseau de protection contre le dv/dt , et par la courbure des caractéristiques du courant dans l'inductance L_1 (cette courbure est due à la variation de l'induc-

tance en fonction du courant). Cet onduleur alimenté sous 200 V permet de fournir à la charge une puissance de 1,2 kW à une fréquence de 40 kHz. (La fréquence des arches de sinusoïde est en fait 75 kHz. Cette fréquence est intéressante pour l'application au chauffage.)



Circuit de gachette

C'est un élément fondamental. Pour que le thyristor ESM 313 puisse être utilisé dans de bonnes conditions ($t_q < 5 \mu s$ $dv/dt > 1.000 V/\mu s$) il faut une légère polarisation négative sur la gachette ($-3 V$).

Pour assurer un fonctionnement fiable du circuit le générateur d'impulsions doit assurer les fonctions suivantes :

A. - Amorcer avec un niveau de courant beaucoup plus important que la valeur IGT (150 mA) et ceci le plus vite possible pour réduire les pertes à l'amorçage.

B. - Appliquer après l'amorçage une polarisation négative et ceci même pendant les régimes transitoires (démarrage) ou à la première impulsion de départ.

Le circuit dont le schéma est donné figure 3 a été étudié pour tenir cette dernière exigence et pour avoir une marge de sécurité (et tenir compte des dispersions des thyristors) il donne une polarisation de $-5 V$.

Les formes d'ondes correspondantes sont données figure 5.

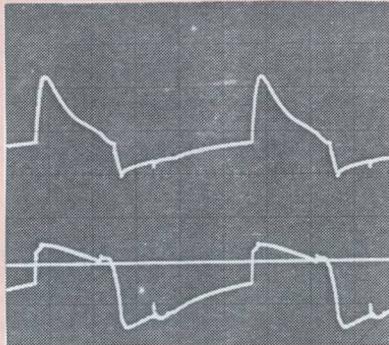


FIGURE 5
Oscillogramme du circuit de gachette
● En haut courant dans la gachette 0,5 A/C.
● En bas tension gachette cathode 5 V/C.
Echelle des temps 5 μs /C.

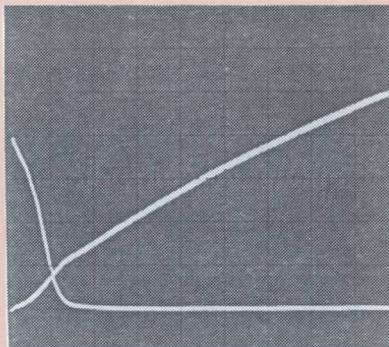


FIGURE 6
Commutation du thyristor à l'amorçage.
● En haut à gauche départ de la tension 100 V/C.
● En bas à gauche départ du courant 5 A/C.
Echelle des temps 0,2 μs /C.
La valeur du di/dt est de 15 A/ μs .

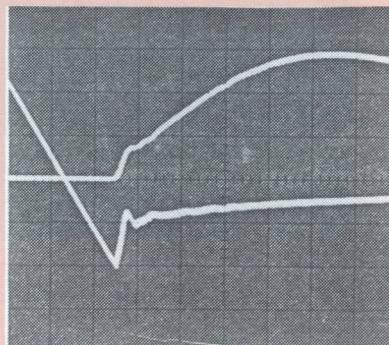


FIGURE 7
Rétablissement de la tension aux bornes du thyristor.
● En haut tension 200 V/C.
● En bas courant dans la diode D 2 A/C.
Echelle des temps 0,2 μs /C.
La pente moyenne dv/dt est de 700 V par μs .



Protection contre les dv/dt

Cette protection est assurée par le réseau $R_1R_2C_1D_1$ (figure 3). Le thyristor ESM 313 est garanti à 1.000 V/ μ s. En pratique il est nécessaire de limiter le gradient de tension réappliqué à 700 V/ μ s environ. La photo de la figure 7 montre le comportement de la tension réappliqué aux bornes du thyristor.

Les pertes de commutation au moment du blocage sont négligeables puisqu'à ce moment il n'y a pas de tension inverse appliquée.

Par contre, les pertes de commutation dans la diode sont très importantes. Le prototype a été réalisé avec une diode BYX 62.600 dont le temps

de recouvrement garanti est de 0,2 μ s. L'expérience montre qu'en remplaçant cette diode par une BYX 66.600 ($t_{rr} = 0,5 \mu$ s) les pertes de commutation sont telles que cette dernière diode est très rapidement détruite.

L'utilisation de diodes de puissance très rapides (série BYX 61-65) permet d'avoir pour un réseau donné un gradient dv/dt minimal.

Dans la pratique si la diode n'est pas assez rapide on augmente considérablement le dv/dt. Le calcul en est assez complexe (voir référence 1).

Comportement à l'amorçage

Les pertes pendant l'amorçage jouent un rôle très important dans l'échauffement du thyristor, et par ailleurs elles sont localisées autour de la gachette ce qui favorise la formation de points chauds préjudiciables à la fiabilité du composant.

La figure 6 montre que le thyristor ESM 313

s'amorce très vite et que la quantité d'énergie perdue pendant l'amorçage est très faible (inférieure à 200 μ J). A 40 kHz il y correspond une puissance de 8 W.

La résistance R_2 du réseau de protection limite le courant instantané de décharge du condensateur C_1 .

Résultat

Cet onduleur alimenté sous 200 V continus fonctionne à 40 kHz et délivre une puissance de 1,25 kW à la charge.

Le rendement du prototype réalisé au laboratoire d'orientation de la SESCOSEM était de 85 %. Une analyse détaillée de ce circuit montre qu'une réalisation différente permettrait de dépasser 88 %.

La puissance dissipée dans le thyristor est maximale à vide. Sa valeur est acceptable (22 W) ce qui permet de conserver une température de jonction raisonnable, condition indispensable pour avoir une bonne fiabilité des composants.

Le réglage de la puissance de sortie se fait très simplement par l'intermédiaire de la fréquence du générateur de commande.

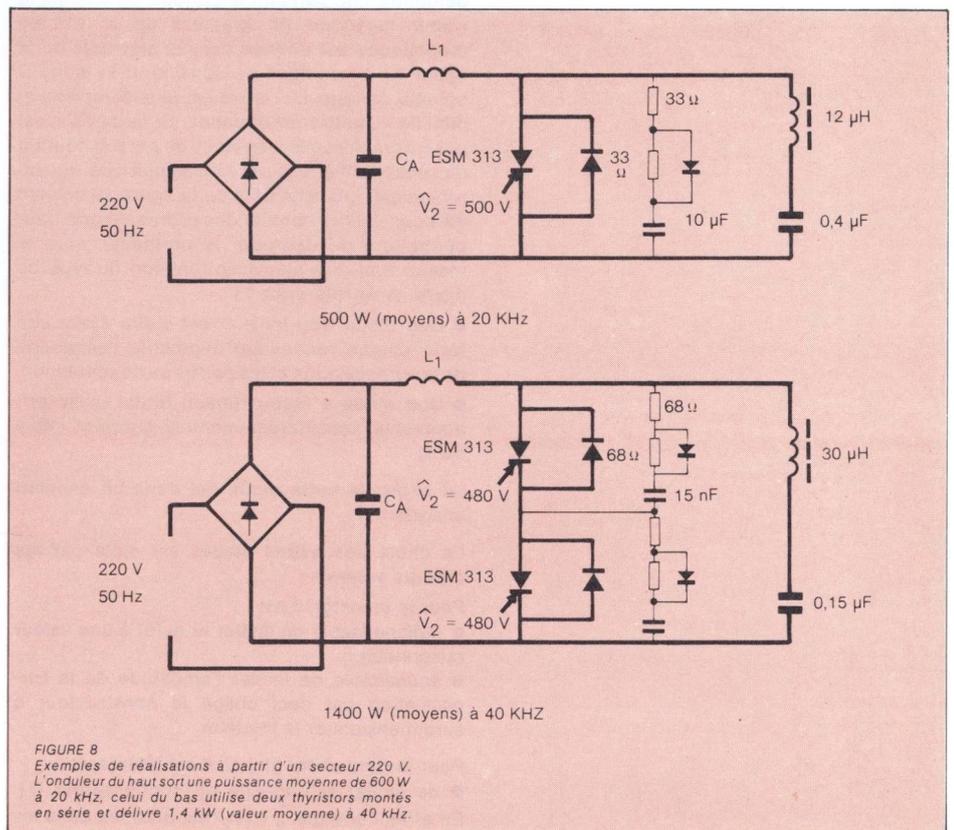


FIGURE 8
Exemples de réalisations à partir d'un secteur 220 V.
L'onduleur du haut sort une puissance moyenne de 600 W à 20 kHz, celui du bas utilise deux thyristors montés en série et délivre 1,4 kW (valeur moyenne) à 40 kHz.

Améliorations

Utilisation avec un réseau alternatif 220 V :

La tension normalisée des réseaux industriels 220 V 50 Hz $\pm 15\%$ conduit à des sources de tension redressées de valeur crête 310 V et de valeur moyenne 200 V.

La figure 8 donne des exemples de réalisation. La capacité du condensateur C_A reste faible, son rôle est de rendre l'impédance de source négligeable à la fréquence de travail.

Par rapport au circuit de la figure 3, on note deux différences :

- Les thyristors fonctionnent normalement avec une marge de sécurité en tension plus impor-

tante pour tenir compte des variations du secteur. (Le thyristor est dimensionné pour fonctionner à 220 V + 15 %).

- La puissance de sortie n'est qu'une fraction (0,64) de la puissance crête.

L'expérience (notamment celle du balayage ligne en télévision) montre que pour des circuits de ce genre, toutes les surtensions brèves sont amorties par l'ensemble $C_A L_1$ et qu'il est possible de faire fonctionner ces circuits avec une faible marge entre la tension admissible en régime permanent V_{DWM} et la tension crête aux bornes des composants.

Réseau de protection :

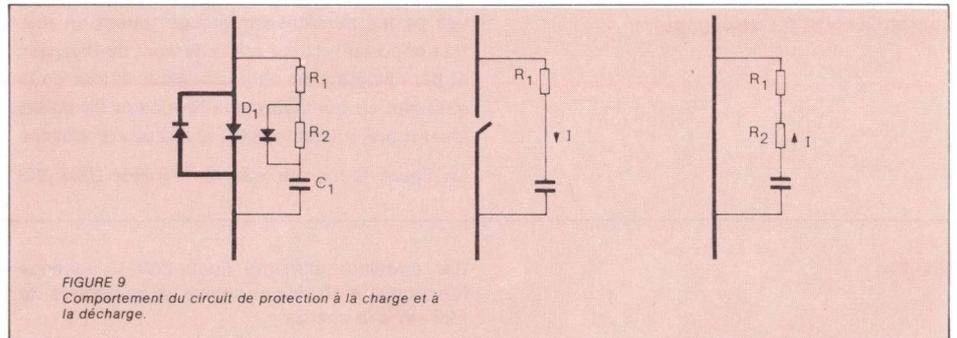


FIGURE 9
Comportement du circuit de protection à la charge et à la décharge.

Le but de ce réseau est de maintenir la contrainte en dv/dt à un niveau acceptable.

La figure 9 représente le comportement du réseau à la charge (réapplication de la tension) et à la décharge (amorçage du thyristor). On démontre que pendant la période de charge, la valeur moyenne du gradient de la tension réappliquée est donnée par les éléments de la figure 10, à condition de considérer la diode D comme parfaite. La réalité est plus complexe et difficile à mettre en équation. Si la diode n'est pas très rapide, elle intervient, de par son courant de recouvrement et par la progressivité de son reblocage. Les éléments de la figure 10 doivent être considérés comme des ordres de grandeur permettant de dégrossir le problème, mais le réseau doit être ajusté en fonction du type de diode. (Voir référence 1.)

- Une diode trop lente (c'est-à-dire ayant une forte charge recouvrée) augmente l'amplitude de la suroscillation et les pertes de commutation.
- Une diode à recouvrement brutal (snap off) augmente considérablement le gradient initial dv/dt .

Le choix de cette diode est donc un élément important.

Le choix des autres diodes est dicté par les critères suivants :

Pour le thyristor, il est :

- indispensable de limiter le dv/dt à une valeur raisonnable ;
- souhaitable de limiter l'amplitude de la suroscillation car ceci oblige le constructeur à surdimensionner le thyristor.

Pour le rendement global, il est intéressant :

- de limiter la capacité du condensateur C_1 . En effet, l'énergie $\frac{1}{2} C_1 V_2^2$ est dissipée dans les

résistances R_1 et R_2 après chaque amorçage.

- de conserver une valeur faible pour R_1 car il se produit dans cette résistance des pertes Joules pendant la charge du condensateur.
- de conserver une valeur élevée pour la résistance R_2 de façon à limiter l'amplitude du courant initial de décharge du réseau dans le thyristor (ce qui limite les pertes à l'amorçage dans le thyristor).

Les pertes dans les réseaux de protection restent importantes (80 W) devant celles des thyristors (22 W). Avec des thyristors classiques tenant 200 V/ μ s au lieu de 1.000 V/ μ s les pertes auraient été cinq fois plus fortes.

● Nous pensons donc qu'il est important de progresser dans la technique de ces réseaux de protection, notamment en mettant au point un système permettant de récupérer l'énergie stockée dans le condensateur. C'est un des objectifs du laboratoire d'orientation de la SESCOSEM. Un exemple se trouve décrit dans la référence 3 et d'autres circuits sont en étude.

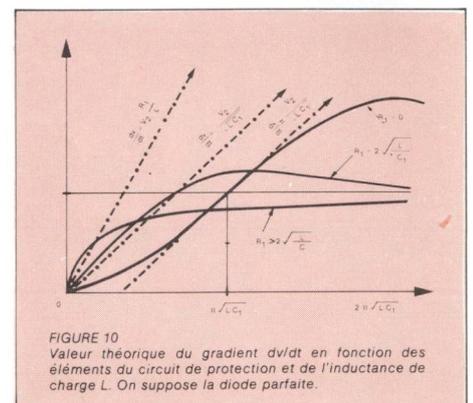


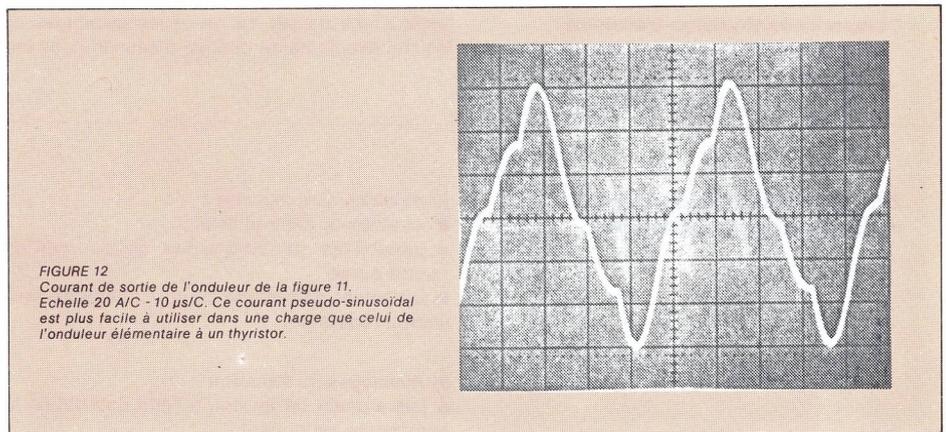
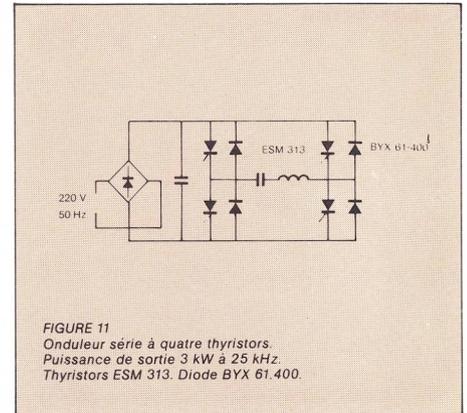
FIGURE 10
Valeur théorique du gradient dv/dt en fonction des éléments du circuit de protection et de l'inductance de charge L . On suppose la diode parfaite.



Autres schémas :

L'onduleur série élémentaire a été étudié parce qu'il s'agit d'un circuit sur lequel il est possible d'analyser de façon simple les principaux phénomènes de commutation et de protection. En fait, on utilise dans de nombreux montages industriels des montages à deux ou quatre thyristors connus sous le nom d'onduleurs série ou parallèle. L'analyse du fonctionnement de ces circuits sort du cadre de cet article (voir référence n° 2).

La figure 11 montre le schéma d'un onduleur série à 4 thyristors qui délivre une puissance de 3 kW à 25 kHz. Le courant de sortie (figure 12) se rapproche beaucoup de la sinusoïde et permet d'utiliser ce type d'onduleur avec un meilleur rendement sur beaucoup de charges accordées.



Conclusion

L'apparition de ces thyristors ultra rapides, qui pourraient être caractérisés par un facteur de mérite (du compromis tension t_q) 2 à 3 fois meilleur que les thyristors rapides classiques, ouvre des perspectives très intéressantes dans toutes les applications des onduleurs et des convertisseurs.

La première catégorie d'application est celle des charges accordées : chauffage par induction - ultrason - émetteurs VLF, etc. On peut remarquer également que dans le domaine des générateurs à haute tension, les transformateurs ont de très fortes inductances de fuite et qu'il est relative-

ment plus intéressant de faire fonctionner certains de ces générateurs en circuit oscillant qu'en signaux carrés.

D'autres applications comme les générateurs d'impulsions ou l'électroérosion pourraient se faire dans de meilleures conditions avec ces thyristors ultrarapides qui supportent des di/dt élevés.

Enfin, utilisés comme des circuits classiques, ces thyristors permettent de réduire considérablement le volume et le poids des circuits de commutation auxiliaires.

Bibliographie

1. - **B. MAURICE**
Les diodes de redressement rapides.
Application des diodes rapides dans " Les Transistors de puissance en régime de commutation ". SESCOSEM 1975. pp 81-134.
2. - **F. BRICHANT**
L'Ondistor. Dunod.
3. - **J. LE PONNER**
Le chauffage par induction. Note interne SESCOSEM RT 319.



LES CIRCUITS DE COMMANDE DE MOTEUR BASSE TENSION A TRANSISTORS

K. RISCHMUELLER

1. - Introduction

Lors de la conception d'un circuit variateur de vitesse pour moteur à courant continu basse tension, on peut envisager d'utiliser :

- soit des thyristors,
- soit des transistors.

Pour des circuits de très faible ou de très forte puissance, le choix est simple :

- les systèmes à très forte puissance (hacheurs pour locomotive par exemple) utilisent des thyristors ;
- pour les petits moteurs de moins de 100 W (magnétophones, servomoteurs...), on préfère utiliser des transistors.

Par contre, dans le domaine des puissances moyennes (de 0,5 à 10 kW), le choix est plus difficile et des critères tels que prix de revient, volume et poids de l'équipement, rendement, régulation, fiabilité fonctionnelle doivent être sérieusement pris en compte.

Le but de cette note est de montrer que, dans cette gamme de puissance, l'utilisation de transistors de commutation modernes, dans des circuits bien étudiés, permet d'obtenir des résultats remarquables.

2. - Comparaison thyristor-transistor dans les circuits de commande de moteur basse tension

Nous allons passer en revue les avantages et les inconvénients de chaque dispositif dans les

circuits de commande de moteur pour engins de manutention alimentés sur batteries.

2.1. - Avantages et Inconvénients des thyristors et des transistors :

a) Avantages du thyristor :

- commande par impulsions
- possibilités de surcharges en courant de courte durée
- isolement galvanique de la commande facilement réalisable.

b) Avantages du transistor :

- faible chute de tension à l'état passant (si la commande est bonne)
- absence de circuit de commutation forcée
- faibles pertes de commutation
- temps de réaction faible (protection court-circuit possible)
- fréquence de découpage pouvant être élevée (réduction de l'ondulation du courant dans le moteur).

c) Inconvénients du thyristor :

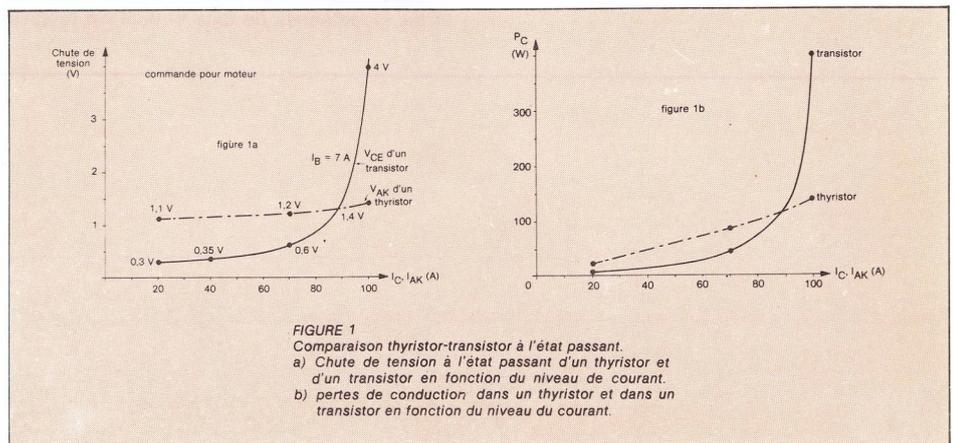
- pertes de conduction supérieures à celles du transistor
- nécessité d'un circuit de commutation forcée utilisant des éléments de puissance

- pertes de commutation plus élevées que celles des transistors modernes
- fréquence de fonctionnement limitée
- risque de " ratée de commutation " en cas de surcharge
- sensibilité aux phénomènes parasites (amorçage parasite, dv/dt).

d) Inconvénients du transistor :

- très faibles possibilités de surcharge en courant
- commande continue de base
- difficultés d'isolement galvanique de la commande lorsque le rapport cyclique doit varier entre 0 et 100 %.

Cet inventaire montre que, si l'on parvient à éliminer ses principaux inconvénients ou ce qui revient au même à tourner les difficultés par un circuit adapté, le transistor de puissance se révèle le composant idéal pour les commandes de moteur. Dans la suite de cette note, nous allons montrer que c'est techniquement réalisable.





2.2. - Comportement en surcharge :

On sait qu'en cas de surcharge en courant, un thyristor peut être protégé par un fusible rapide alors qu'un transistor est presque toujours détruit avant que le fusible ne fasse son office. Un raisonnement très simple peut expliquer ce phénomène :

● nous avons représenté sur la figure 1a l'évolution de la tension collecteur-émetteur d'un transistor lorsque, le courant base restant constant, le courant collecteur (généralement imposé par le circuit extérieur) augmente. Du fait de la chute du gain à fort niveau de courant collecteur, le transistor se désature.

La figure 2 montre que son point de fonctionnement quitte la zone de saturation et entre dans la zone d'amplification de son réseau de caractéristiques VCE - IC. En fonctionnement normal, le point de fonctionnement du transistor est en A. La tension collecteur-émetteur est faible et par conséquent, les pertes sont réduites le transistor est bien saturé.

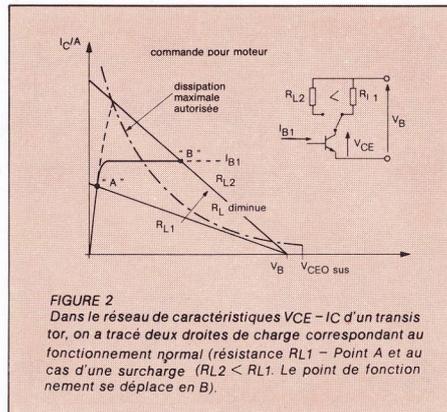


FIGURE 2
Dans le réseau de caractéristiques VCE - IC d'un transistor, on a tracé deux droites de charge correspondant au fonctionnement normal (résistance RL1 - Point A et au cas d'une surcharge (RL2 < RL1. Le point de fonctionnement se déplace en B).

Quand la résistance de charge diminue, le courant collecteur augmente. Le point de fonctionnement se déplace en B. On remarque alors que la tension collecteur-émetteur augmente considérablement. Le transistor se désature. Le point de fonctionnement sort de la zone de dissipation autorisée. Si l'on ne coupe pas le courant très rapidement, le transistor subit une surcharge thermique qui peut être dangereuse. Dans le cas du thyristor, les choses se passent différemment. Nous avons représenté sur la figure 1a l'évolution de la tension anode-cathode VAK d'un thyristor en fonction du niveau de courant anode. On constate que cette tension reste pratiquement constante dans une très grande plage de courant (c'est une caractéristique propre au thyristor due à sa structure).

Pour des courants inférieurs à une certaine valeur (90 A dans l'exemple choisi), la chute de tension dans le thyristor est plus élevée que la chute de tension dans le transistor. En fonctionnement normal, les pertes dans le transistor seront donc plus faibles que dans le thyristor, mais en cas de surcharge, la situation s'inverse (figure 1b). Nous allons illustrer ceci par un exemple.

On compare un thyristor de calibre 70 A moyens - 110 A efficaces avec un transistor caractérisé à ICsat = 80 A et ayant un courant collecteur crête ICM = 120 A.

Les deux dispositifs sont montés sur refroidisseur de façon que la résistance thermique jonction-ambiante Rth (j-amb) soit de 1°C/W. La température ambiante est de 25°C. En fonctionnement normal, le courant de charge est de 70 A.

Calculons la température moyenne de la jonction :

$$T_{j1} = PC R_{th} (j-amb) + T_{amb}$$

En utilisant les valeurs de la figure 1, on trouve :
pour le thyristor $T_{j1} = 109 \text{ }^\circ\text{C}$
pour le transistor $T_{j1} = 67 \text{ }^\circ\text{C}$

Si le courant de charge passe à 100 A (surcharge), les dispositifs chauffent plus. On trouve, à l'aide des valeurs de la figure 1 :

pour le thyristor $T_{j2} = 165 \text{ }^\circ\text{C}$
pour le transistor $T_{j2} = 425 \text{ }^\circ\text{C}$

Supposons qu'il existe une température de jonction critique Tjk au delà de laquelle le dispositif est dégradé (on sait qu'une jonction P-N perd son pouvoir de blocage au-delà d'une certaine température).

Soit to l'instant d'apparition de la surcharge (figure 3). La température de la jonction croît de sa valeur initiale Tj1 à sa valeur finale Tj2 selon une loi approximativement exponentielle.

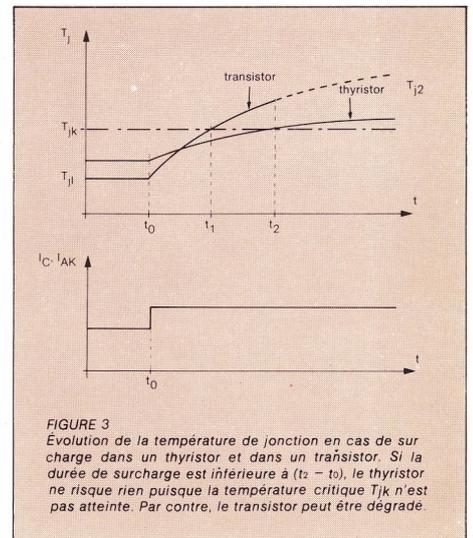


FIGURE 3
Evolution de la température de jonction en cas de surcharge dans un thyristor et dans un transistor. Si la durée de surcharge est inférieure à (t2 - t0), le thyristor ne risque rien puisque la température critique Tjk n'est pas atteinte. Par contre, le transistor peut être dégradé.

La jonction du transistor atteint la température critique Tjk plus rapidement que celle du thyristor. On doit donc bloquer le transistor avant l'instant t1 si l'on ne veut pas risquer une dégradation de celui-ci. Pour le thyristor, on dispose d'un temps (t2 - t0).

C'est pour cette raison que le thyristor est réputé " robuste " en surcharge alors que le transistor est dit " sensible ".

Il est heureusement possible de pallier cette difficulté et de réaliser des circuits à transistors qui supportent bien les surcharges. On utilise pour cela le principe de la protection active(1) qui consiste à détecter les surintensités ou les surtensions et à réagir immédiatement de manière à ce que le composant n'ait pas le temps de souffrir. Ce genre de circuit est du point de vue robustesse, rendement et régulation, bien meilleur que le circuit classique à thyristors.



2.3. - Comparaison des pertes de conduction dans quelques circuits classiques :

Pour cette comparaison, on utilisera les hypothèses suivantes:

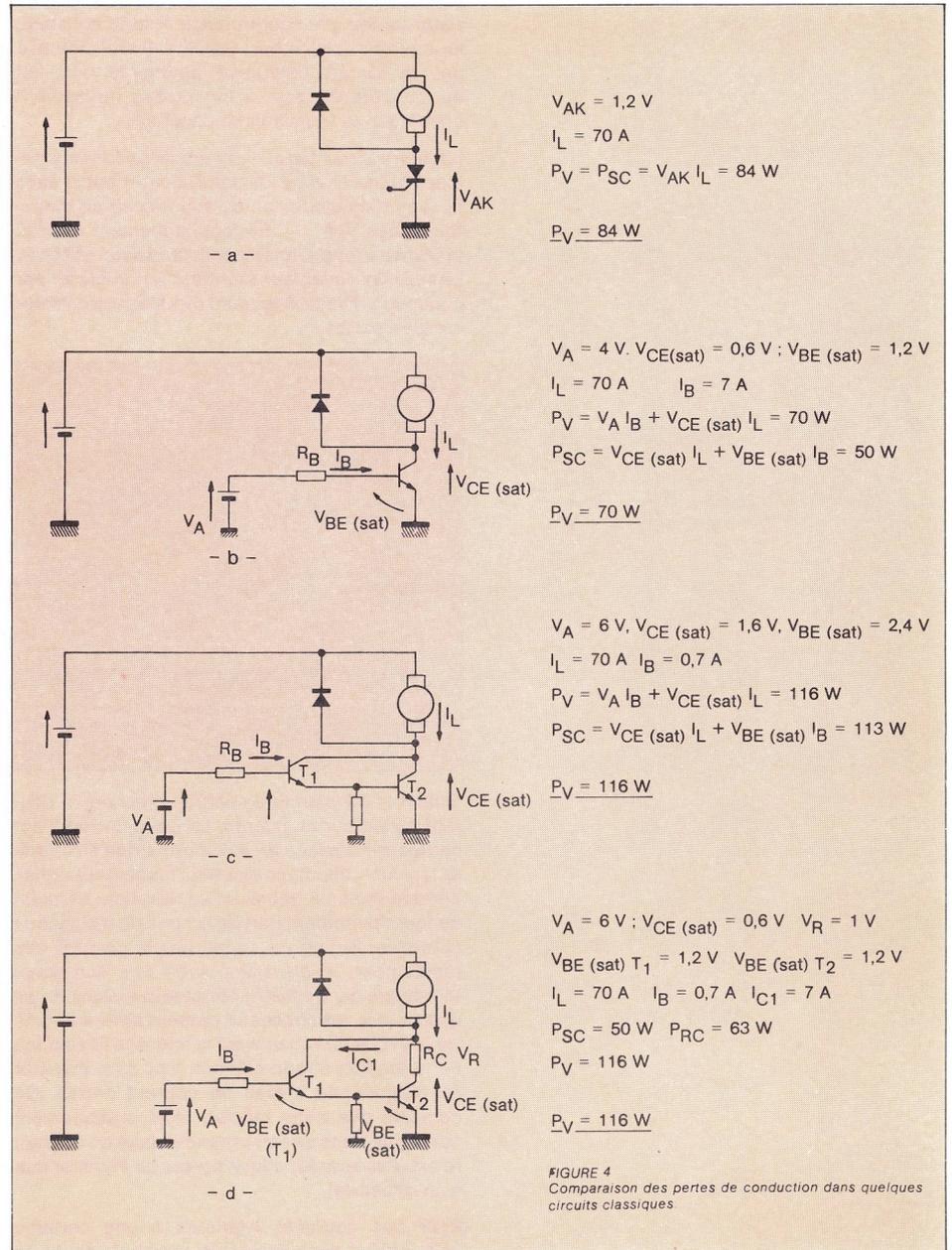
- conduction continue (rapport cyclique $\delta = 100\%$)
- courant de charge : $I_L = 70$ A.

On tiendra compte des pertes dans le circuit de commande et on désignera par :

- PSC les pertes dans le composant semi-conducteur
- Pv les pertes totales dans le circuit
- Pb les pertes dans le circuit de commande.

Nous avons donc la relation générale :

$$P_V = P_{SC} + P_B$$



a) Cas d'un circuit à thyristor (figure 4a)

Nous avons :

$$P_V = P_B + P_{AK}$$

la commande s'effectuant en impulsion, P_B est très faible et :

$$P_V = P_{AK} = V_{AK} I_L$$

en utilisant les résultats de la figure 1, on trouve :

$$P_V = 84$$
 W $P_{SC} = 84$ W

b) Cas d'un circuit à transistor avec basse tension auxiliaire pour la commande de base (figure 4b)

$$P_V = P_B + P_{CE}$$

$$P_V = V_A \cdot I_B + V_{CEsat} I_L$$

$$P_{SC} = V_{CEsat} I_L + V_{BEsat} I_B$$

(1) Article de K. Rischmueller - Les Transistors de Puissance en régime de commutation - Séminaire Octobre 1975 - "La protection des équipements à transistors".



L'application numérique donne :

$$P_V = 70 \text{ W} \quad P_{SC} = 50 \text{ W}$$

c) Cas du montage Darlington (figure 4c) :

Les expressions du cas précédent sont toujours valables :

$$P_V = V_A I_B + V_{CEsat} I_L$$

$$P_{SC} = V_{CEsat} I_L + V_{BEsat} I_B$$

on trouve :

$$P_V = 116 \text{ W} \quad P_{SC} = 113 \text{ W}$$

d) Cas du Darlington avec résistance série (figure 4d) :

Pour réduire les pertes dans les semiconducteurs, on peut introduire une résistance en série dans le collecteur T₂ (figure 4d).

Les puissances dissipées dans les éléments du circuit sont :

$$P_{SC1} = V_{CEsat}(T_1) I_{C1} + V_{BEsat}(T_1) I_{C1}$$

$$P_{SC2} = V_{CEsat}(T_2) (I_L - I_{C1}) + V_{BEsat}(T_2) I_{C1}$$

$$P_{RC} = V_{RC} (I_L - I_{C1})$$

$$P_V = P_{SC1} + P_{SC2} + P_{RC} + V_A I_B$$

l'application numérique donne :

$$P_{SC1} = 3,6 \text{ W} \quad P_{SC2} = 46 \text{ W}$$

$$P_{SC} = P_{SC1} + P_{SC2} = 50 \text{ W} \quad P_{SC} = 50 \text{ W}$$

$$P_{RC} = 63 \text{ W} \quad P_V = 116 \text{ W}$$

Cet exemple montre que l'on ne gagne rien sur les pertes, par contre, la répartition est modifiée et une partie des pertes est reportée dans une résistance qui peut éventuellement servir de résistance de mesure du courant.

Le circuit b est celui qui permet d'obtenir les pertes les plus faibles, c'est donc ce circuit qui sera utilisé de préférence dans la suite de l'exposé.

3. - Comportement dynamique du transistor dans un circuit réel

Le cas du circuit réel se distingue du cas théorique par la présence d'éléments parasites dont l'influence ne peut être négligée.

Nous utiliserons dans ce chapitre, le schéma équivalent de la figure 5 dans lequel :

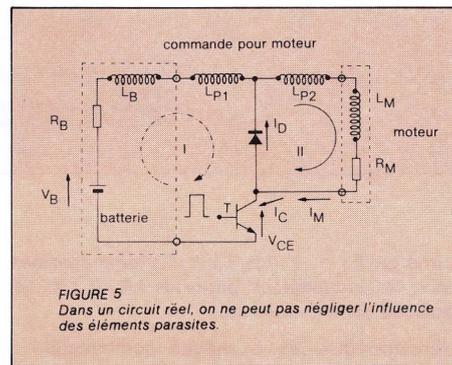


FIGURE 5
Dans un circuit réel, on ne peut pas négliger l'influence des éléments parasites.

- R_B et L_B représentent les éléments parasites de la batterie
- L_{P1} et L_{P2} représentent les inductances parasites des connexions
- R_M et L_M représentent les paramètres du moteur.

Nous distinguerons, dans le circuit, deux mailles :

- la boucle d'alimentation I constituée par la batterie, l'inductance L_{P1} et le transistor T,
- la boucle de charge II composée du moteur, de l'inductance parasite L_{P2}.

La diode de roue libre D sera considérée comme appartenant aux deux mailles.

Le transistor T commute périodiquement un courant dans la boucle I. On désigne par :

- t_c le temps de conduction du transistor T,
- t_{nc} le temps de non-conduction du transistor T,
- T la période de fonctionnement.

Le rapport cyclique $\delta = \frac{t_c}{T}$ permet de doser la puissance envoyée au moteur. Si la période T est choisie très faible devant la constante de temps L_M/R_M du moteur, la composante alternative du courant dans le moteur est faible (figure 6).

Pendant le temps de non-conduction du transistor T, le courant du moteur traverse la diode de roue libre D.

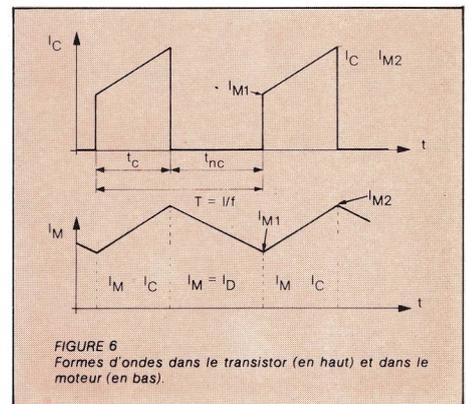


FIGURE 6
Formes d'ondes dans le transistor (en haut) et dans le moteur (en bas).

3.1. - Pertes de commutation :

3.1.1. - Pertes à la fermeture :

Chaque mise en conduction du transistor donne lieu à une perte d'énergie E_r

$$E_r \approx \frac{V_B I_{M1} t_r}{2}$$

- V_B : tension de la batterie d'alimentation

- I_{M1} : courant dans le moteur au moment de la mise en conduction
- t_r : temps de montée du courant collecteur du transistor utilisé.

Si la commande de base est bonne et si la diode de roue libre D est rapide (t_{rr} < 200 ns) ces pertes sont faibles devant les autres.



3.1.2. - Pertes à l'ouverture :

Lorsque l'on bloque le transistor T, il se produit un fort di/dt dans la boucle I. On peut faire l'approximation suivante :

$$\frac{dI_C}{dt} = \frac{\hat{I}_C}{t_f}$$

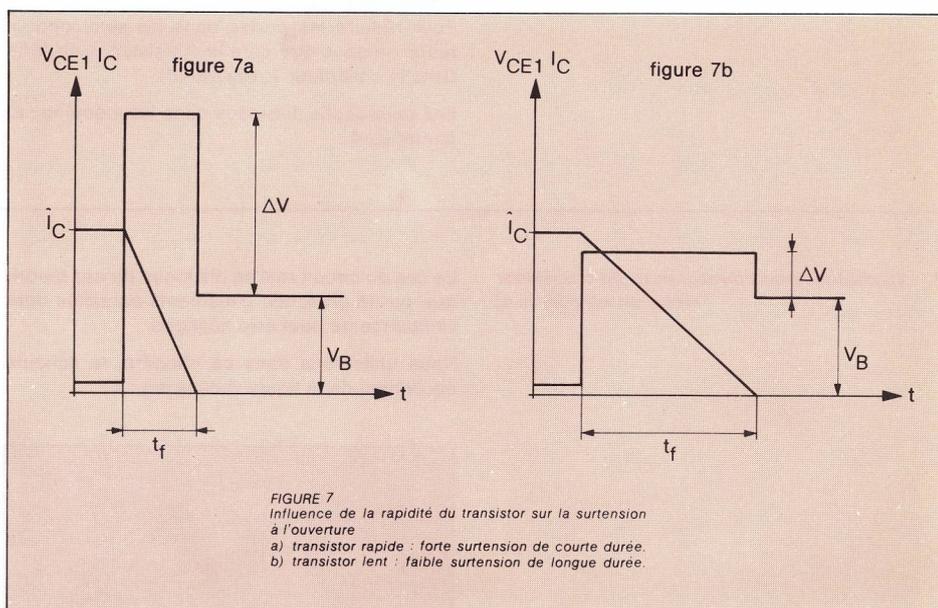
- \hat{I}_C : courant crête collecteur (juste avant le blocage)
- t_f temps de descente du courant collecteur.

Ce gradient de courant provoque une surtension aux bornes de l'inductance parasite ($L_B + L_{P1}$) de la boucle I. Cette surtension s'ajoute à la tension d'alimentation. Pendant la commutation, la tension collecteur-émetteur du transistor T peut s'écrire :

$$\hat{V}_{CE} = V_B + (L_B + L_{P1}) \frac{\hat{I}_C}{t_f}$$

La tension crête collecteur-émetteur pendant la commutation est d'autant plus élevée que le transistor utilisé est rapide (t_f faible).

Voir fig. 7.



L'énergie $E_L = \frac{1}{2} (L_B + L_{P1}) \hat{I}_C^2$ emmagasinée dans les inductances parasites L_B et L_{P1} est dissipée dans le transistor.

L'énergie dissipée à chaque commutation à l'ouverture dans le transistor T peut être calculée à l'aide de la relation suivante :

$$E_f \approx \frac{1}{2} \left[V_B + (L_B + L_{P1}) \frac{\hat{I}_C}{t_f} \right] \hat{I}_C t_f$$

qui peut encore s'écrire :

$$E_f \approx \frac{V_B \hat{I}_C t_f}{2} + \frac{(L_B + L_{P1}) \hat{I}_C^2}{2}$$

- le premier terme de cette expression dépend de la rapidité du transistor utilisé. Il diminue avec le t_f du transistor utilisé
- le second terme ne dépend que des éléments parasites (type de batterie, longueur des connexions dans la boucle I...). Si le type de batterie est imposé, le constructeur ne peut agir que sur l'inductance parasite du câblage
- la rapidité du transistor impose l'amplitude de la surtension à l'ouverture.

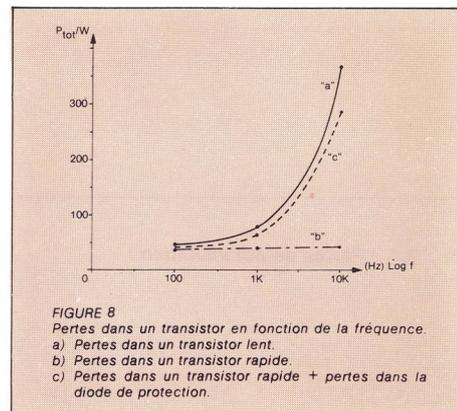
L'inductance parasite L_{P2} de la boucle II est connectée en série avec l'inductance L_M du moteur. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est récupérée par l'intermédiaire de la diode de roue libre D. L'inductance parasite L_{P2} de la boucle II ne produit donc pas de surtension.

3.1.3. - Pertes globales :

Nous allons montrer, à l'aide d'un exemple, l'importance de ces pertes. On considère un circuit tel que :

$$\begin{aligned} L_B + L_{P1} &= 10 \mu\text{H} \\ I_{M2} = \hat{I}_C &= 70 \text{ A} \\ t_c &= 0,95 \text{ T} \end{aligned}$$

On a représenté, sur la figure 8, l'évolution des pertes globales dans le transistor (pertes de conduction + pertes de commutation) en fonction de la fréquence de découpage.





La courbe " a " correspond à un transistor lent ($t_r = 1,5 \mu s - t_f = 3 \mu s$).

La courbe " b " correspond à un transistor rapide ($t_r = 0,2 \mu s - t_f = 0,15 \mu s$) auquel on a joint une diode de protection (ESM 112 par exemple) pour limiter la tension à ses bornes.

La courbe " c " montre la somme des pertes dans le transistor rapide et dans la diode de protection.

Ce résultat montre que si l'on travaille à fréquence élevée, on a tout intérêt à réduire l'énergie emmagasinée dans les inductances parasites L_B et L_{P1} (connexions courtes dans la boucle I) ou à récupérer cette énergie, par exemple à l'aide d'un condensateur de découplage connecté très près de l'ensemble transistor-diode de roue libre (figure 9).

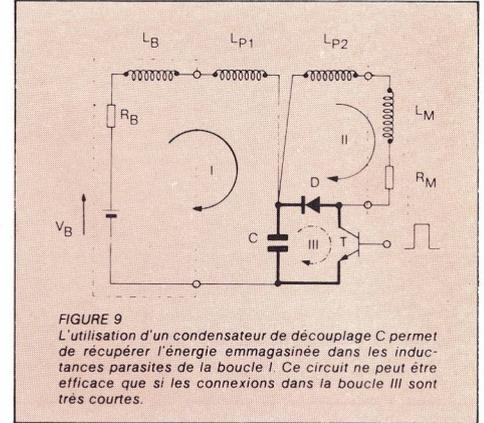


FIGURE 9
L'utilisation d'un condensateur de découplage C permet de récupérer l'énergie emmagasinée dans les inductances parasites de la boucle I. Ce circuit ne peut être efficace que si les connexions dans la boucle III sont très courtes.

3.2. - Réduction des sursensions :

3.2.1. - Condensateur de découplage :

Ce condensateur doit avoir une faible inductance série, une faible résistance série et être connecté au plus court entre la cathode de la diode de roue libre et l'émetteur du transistor de commutation (figure 9).

Un tel condensateur, qui améliore considérablement le rendement énergétique du circuit, subit des contraintes très sévères :

- il est traversé par un courant alternatif de forte amplitude.
- le gradient de courant di/dt le traversant est très important (de l'ordre de $200 A/\mu s$ dans l'exemple utilisé précédemment).

La valeur efficace du courant alternatif traversant le condensateur produit des pertes par effet Joule dans la résistance série du condensateur qui s'échauffe.

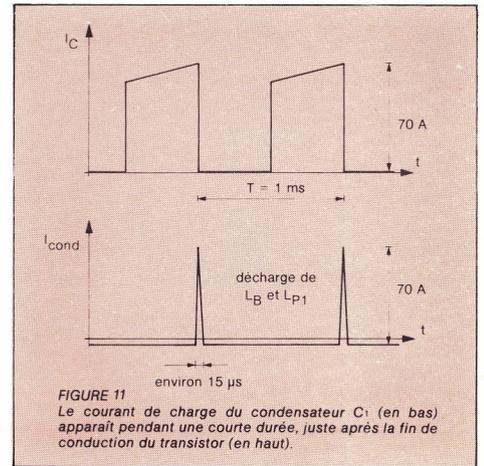


FIGURE 11
Le courant de charge du condensateur C_1 (en bas) apparaît pendant une courte durée, juste après la fin de conduction du transistor (en haut).

Dans le cas de l'exemple précédent, ce temps est d'environ $15 \mu s$. La valeur efficace du courant dans le condensateur est alors d'environ 7 A soit plus que 2 fois moins que dans le cas du condensateur sans diode en série.

L'énergie ΔE_{C1} , récupérée dans le condensateur C_1 , doit être dissipée à l'extérieur par exemple dans une résistance de décharge R_1 connectée en parallèle avec C_1 ou mieux, utilisée pour alimenter le circuit de commande et le circuit driver.

3.2.3. - Calcul de la résistance de décharge R_1 :
L'énergie récupérée à chaque cycle dans le condensateur C_1 est égale à l'énergie emmagasinée dans les inductances parasites L_B et L_{P1} pendant la phase de conduction du transistor T. Nous avons donc :

$$\Delta E_{C1} = \frac{1}{2} (L_B + L_{P1}) I_C^2 f$$

Pour que le système soit en équilibre, on doit prélever cette énergie dans le condensateur pour la dissiper ailleurs. Si la fréquence de fonctionnement est f , il faudra dissiper une puissance :

$$P_{C1} = \frac{1}{2} (L_B + L_{P1}) I_C^2 f$$

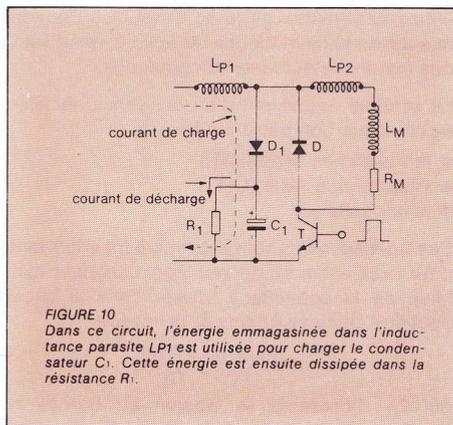


FIGURE 10
Dans ce circuit, l'énergie emmagasinée dans l'inductance parasite L_{P1} est utilisée pour charger le condensateur C_1 . Cette énergie est ensuite dissipée dans la résistance R_1 .

3.2.2. - Utilisation d'un réseau diode-condensateur :

Lorsque l'on utilise un réseau diode-condensateur (figure 10), l'énergie emmagasinée dans les inductances parasites L_B et L_{P1} sert à charger le condensateur C_1 à travers la diode D_1 . Le courant de charge apparaît pendant une courte durée, juste après la fin de conduction du transistor. (Fig. 11).



Dans l'exemple utilisé, on trouve :

- pour $f = 1 \text{ kHz}$, $P_{C1} = 24,5 \text{ W}$
- pour $f = 10 \text{ kHz}$, $P_{C1} = 245 \text{ W}$

dans le premier cas, on pourra utiliser cette puissance pour alimenter un circuit auxiliaire dans le deuxième cas, il faudra :

- soit dissiper cette puissance :
 - dans une résistance
 - dans une diode de protection ou un dispositif comparable
 - dans un transistor de commutation lent,
- soit ce qui est bien préférable, trouver une méthode de récupération.

(Fig. 12).

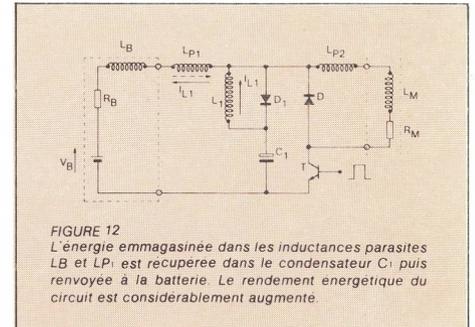


FIGURE 12
L'énergie emmagasinée dans les inductances parasites L_B et L_{P1} est récupérée dans le condensateur C_1 ; puis renvoyée à la batterie. Le rendement énergétique du circuit est considérablement augmenté.

3.3. Récupération d'énergie :

Si l'on ne décharge pas le condensateur C_1 , la tension à ses bornes monte indéfiniment. Pour récupérer l'énergie stockée dans le condensateur C_1 , on a utilisé (figure 13) une inductance L_1 connectée en parallèle avec la diode D_1 . La valeur de cette inductance doit être environ 10 fois supérieure à la valeur de $(L_B + L_{P1})$.

L'inductance L_1 est parcourue par un courant I_{L1} qui décharge le condensateur C_1 et recharge la batterie. Avec ce circuit, l'énergie emmagasinée dans les inductances parasites :

$$E = \frac{(L_B + L_{P1}) \hat{I}_C^2}{2}$$

est presque totalement récupérée, ce qui permet d'augmenter considérablement le rendement de l'équipement.

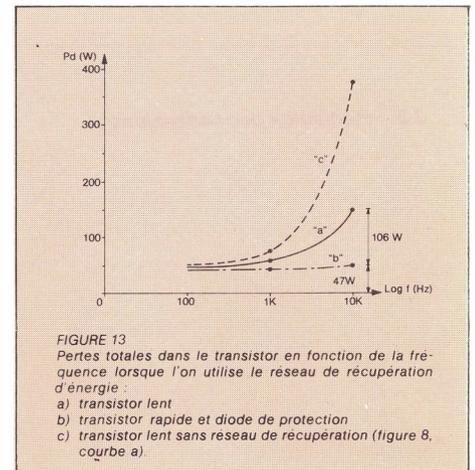


FIGURE 13
Pertes totales dans le transistor en fonction de la fréquence lorsque l'on utilise le réseau de récupération d'énergie :
a) transistor lent
b) transistor rapide et diode de protection
c) transistor lent sans réseau de récupération (figure 8, courbe a).

3.4. - Choix du condensateur de découplage C_1 :

Le calcul du condensateur doit tenir compte des contraintes auxquelles il sera soumis et des éléments parasites qui lui sont associés. Pour des raisons de taille et de prix de revient, on utilisera des condensateurs électrochimiques.

Le schéma équivalent d'un condensateur électrochimique comporte 3 éléments :

- la résistance série (ESR)
- l'inductance série (L_S)
- la capacité (C)

Ces trois éléments sont extrêmement importants pour l'utilisation en découplage. La valeur minimale de la capacité à utiliser dans le circuit peut être calculée à l'aide de la formule :

$$C = \frac{(L_B + L_{P1}) \hat{I}_C^2}{(V_C^2 - V_B^2)}$$

où V_C représente la tension au bornes du condensateur à la fin de la phase de charge et V_B représente la tension de la batterie.

Si l'on désire que la tension aux bornes du condensateur ne dépasse pas la tension de la batterie de plus de 10 %, on a :

$$C = \frac{(L_B + L_{P1}) \hat{I}_C^2}{0,21 V_B^2}$$

La résistance ESR provoque deux effets lors du passage d'un courant dans le condensateur :

- des pertes : $P_{ESR} = ESR \times I_{eff}^2$
- une chute de tension : $\Delta V_{ESR} = ESR \times I_{crête}$

Les pertes dans la résistance série échauffent le condensateur, ce qui peut réduire sa durée de vie. On veillera donc à ne pas dépasser la valeur du courant efficace maximal spécifiée par le constructeur.

Cette valeur est généralement donnée pour une fréquence de fonctionnement de 100 Hz mais peut être utilisée jusqu'à 1 kHz. Pour des fréquences supérieures à 1 kHz, on pourra prendre :

$$I_{eff \max} = I_{eff \ 100 \text{ Hz}} \times 1,35$$

Si la valeur du courant efficace calculée pour un circuit dépasse les possibilités du condensateur choisi, il faudra :

- soit changer de modèle,
- soit utiliser plusieurs condensateurs connectés en parallèle.

La valeur de la résistance série ESR d'un condensateur est généralement spécifiée par le constructeur. Notons que, dans certaines normes (norme DIN par exemple), on trouve les tableaux de valeurs exprimées en $\Omega, \mu F$ qui permettent d'obtenir immédiatement la résistance série d'un condensateur agréé.



L'inductance série des condensateurs généralement utilisés, est de l'ordre de 0,5 μ H. Cette valeur étant beaucoup plus faible que l'inductance parasite ($L_B + L_{P1}$) du circuit, on peut calculer approximativement la surtension qui apparaît à ses bornes :

$$\Delta V_{LS} = L_S \times \frac{I_C}{t_f}$$

Nous allons montrer l'importance de ces éléments à l'aide de l'exemple numérique précédemment utilisé :

$$\begin{aligned} L_B + L_{P1} &= 10 \mu\text{H} \\ I_C &= 70 \text{ A} \\ V_B &= 48 \text{ V} \end{aligned}$$

Nous avons :

$$C = \frac{(L_B + L_{P1}) I_C^2}{0,21 V_B^2}$$

Ce qui donne :

$$C \approx 100 \mu\text{F}$$

Le modèle choisi est un 1 000 μ F/63 V dont le courant efficace admissible à 100 Hz est de 2 A. Soit pour un fonctionnement à 1 kHz :

$$I_{\text{eff max}} = 2,7 \text{ A}$$

Or, comme nous l'avons indiqué précédemment, le courant efficace dans le condensateur est d'environ 7 A. On devra donc utiliser trois condensateurs de 1 000 μ F/63 V en parallèle.

La résistance série de ce type de condensateur est d'environ 250 m Ω . La résistance série de l'ensemble sera donc de 83 m Ω et la chute de tension dans cette résistance de :

$$\Delta V_{\text{ESR}} = 5,8 \text{ V crête à crête}$$

L'inductance série L_S provoque, pour sa part, une surtension lors de la phase de charge de :

$$\Delta V_{LS} = L_S \frac{I_C}{t_f}$$

Pour un transistor rapide ($t_f = 0,15 \mu\text{s}$), on trouve

$$\Delta V_{LS} = 233 \text{ V}$$

Pour un transistor lent ($t_f = 3 \mu\text{s}$), on trouve :

$$\Delta V_{LS} = 11,6 \text{ V}$$

L'utilisation d'une diode de protection en parallèle sur le transistor rapide est donc impérative. La protection ainsi obtenue est très efficace si la diode est connectée très près du transistor (temps de réponse d'une diode de protection inférieur à 10^{-12} s).

Dans le cas des transistors lents, il est également recommandé d'utiliser une diode de protection pour des raisons de sécurité.

Si l'énergie récupérée dans le condensateur C_1 est utilisée pour alimenter un circuit auxiliaire, l'utilisation d'une diode de protection en parallèle avec le transistor permet de limiter la tension aux bornes du condensateur C_1 (cas d'une consommation variable du circuit auxiliaire).

4. - Étude d'un circuit de commande pour moteur de 3,3 kW

Pour illustrer l'exposé précédent, nous allons détailler l'étude d'un circuit de commande pour moteur de 3,3 kW alimenté par batterie 48 V (chariot élévateur). Le schéma de principe du circuit est donné figure 14. Les principaux éléments en sont :

- la source d'alimentation avec ses éléments parasites

- le moteur avec son inducteur réversible
- l'inductance de protection L_2
- la diode de roue libre D
- le transistor de puissance T protégé par la diode D_2
- le réseau de récupération d'énergie L_1, C_1, D_1
- les circuits de commande, surveillance du courant et driver.

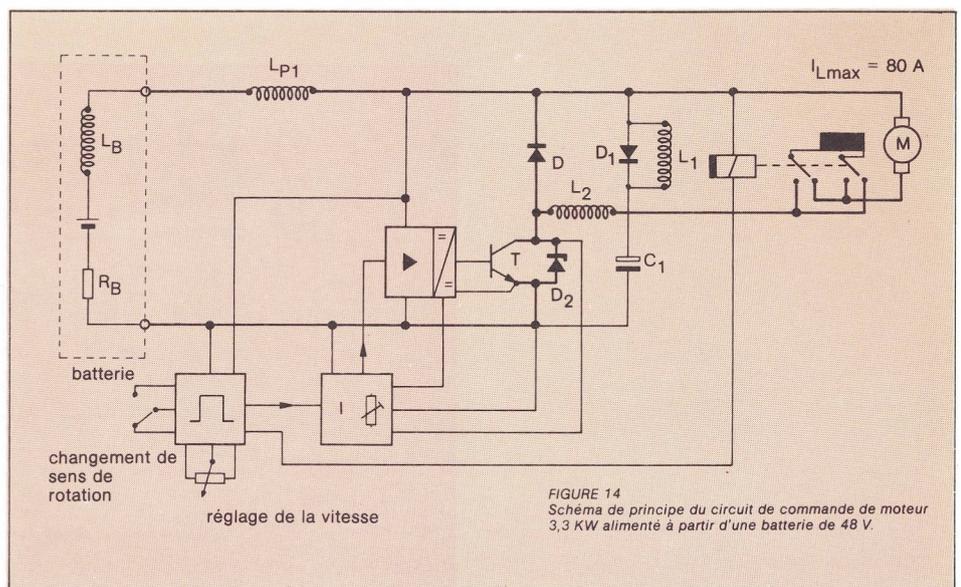
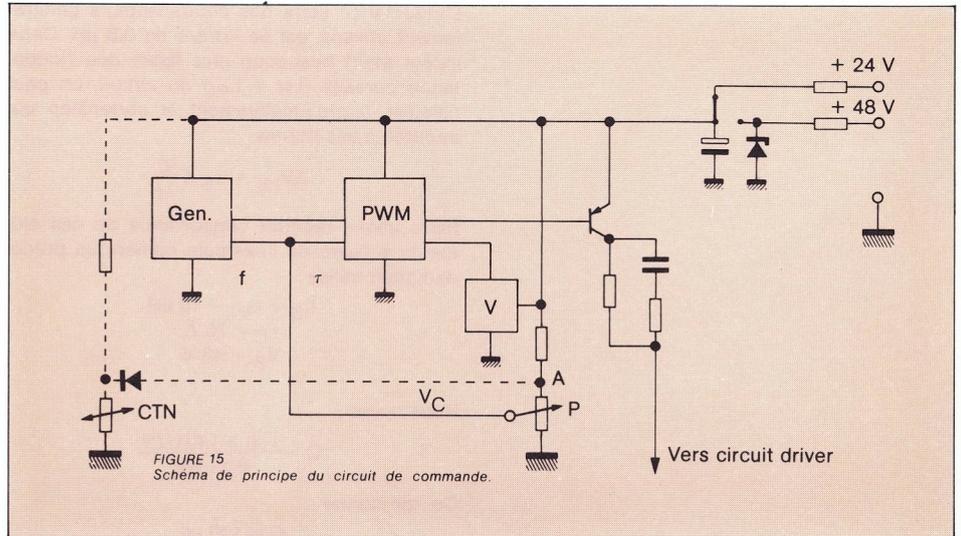


FIGURE 14
Schéma de principe du circuit de commande de moteur 3,3 kW alimenté à partir d'une batterie de 48 V.

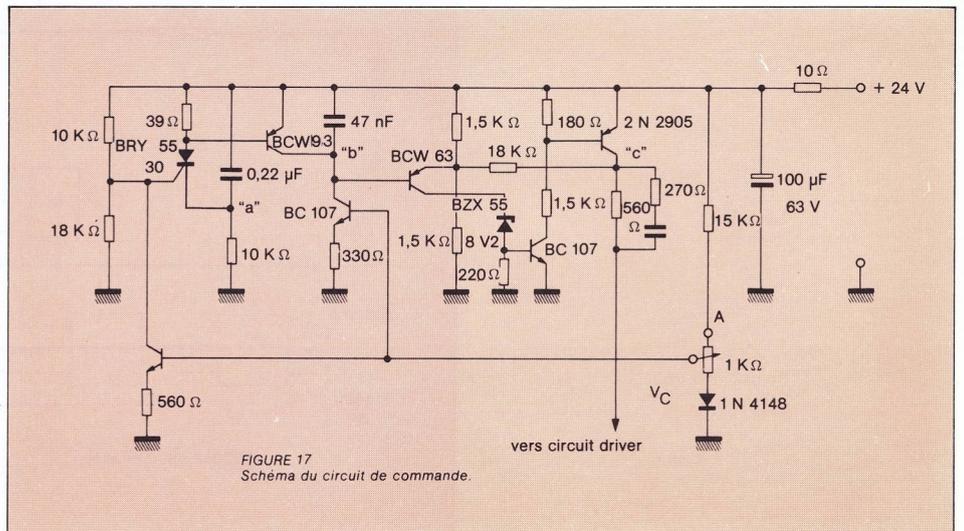
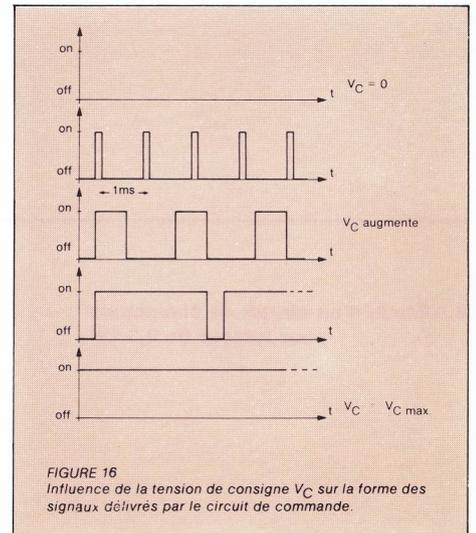
4.1. - Circuit de commande :



Le circuit de commande (figure 15) est constitué d'un générateur à fréquence variable, d'un modulateur de largeur d'impulsion et d'un circuit de surveillance de la tension d'alimentation.

Le potentiomètre P permet d'afficher la tension de consigne V_C qui agit sur le générateur et sur le modulateur de largeur. Lorsque la tension de consigne est faible, le circuit génère des impulsions de faible rapport cyclique à la fréquence de 1 kHz. Lorsque la tension de consigne devient élevée, la fréquence baisse presque jusqu'à 0 et le rapport cyclique approche 100 % (figure 16).

En branchant en dérivation avec le potentiomètre P une thermistance, en contact thermique avec le moteur, on peut réaliser une protection thermique simple de celui-ci (figure 15). Le circuit de surveillance (V) bloque la sortie si la tension d'alimentation devient trop faible. Le schéma complet du circuit de commande est représenté sur la figure 17.





4.2. - Circuit driver :

Comme nous l'avons montré précédemment, l'utilisation d'une basse tension auxiliaire VA permet d'obtenir le rendement maximum du circuit. Cette tension peut être obtenue à l'aide d'un convertisseur push-pull commandable en " tout ou rien " par les signaux de sortie du circuit de commande (figure 18). Le convertisseur démarre sur le front positif du signal de commande et oscille à environ 30 kHz. Le courant base du transistor de puissance est fourni par redressement double alternance de la tension secondaire, sans filtrage. La chute du courant base à chaque commutation du convertisseur est très faible devant le temps de stockage du transistor de puissance et il n'est donc pas nécessaire de filtrer. Le courant base I_{B1} du transistor de puissance est ajusté à l'aide de la résistance R_{B1} .

Pour un courant nominal de 70 A dans le moteur, l'élément de puissance T peut être constitué de deux BUX 20 connectés en parallèle. Dans les deux cas, le courant base doit être de 7 A ($2 \times 3,5$ A) pour que les transistors restent bien saturés. Pour un courant nominal de 100 A, on pourra utiliser un ESM 1 000 mais il faudra alors fournir 10 A de courant base.

Par l'intermédiaire des diodes D_{13} et D_{14} , et de la résistance R_{B0} , on charge le condensateur C_{10} (figure 18). Le courant de charge de ce condensateur traverse la jonction émetteur base du transistor et contribue ainsi à l'amélioration de la commutation à la fermeture. Le transistor T_{14} détecte l'état de convertisseur : quand le convertisseur est en fonctionnement, T_{14} est conducteur et court-circuite l'espace gâchette-cathode du thyristor Th_{11} . Dès que le convertisseur s'arrête, le transistor T_{14} se bloque et le courant traversant la résistance R_{11} amorce le thyristor Th_{11} . Le condensateur C_{10} se décharge alors à travers la jonction émetteur-base du transistor de puissance, l'inductance L_{11} et le thy-

ristor Th_{11} . Le courant inverse de base ainsi produit, permet au transistor de se bloquer très rapidement. L'inductance L_{11} (tore de ferrite) limite le gradient de courant et permet d'optimiser la commutation du transistor.

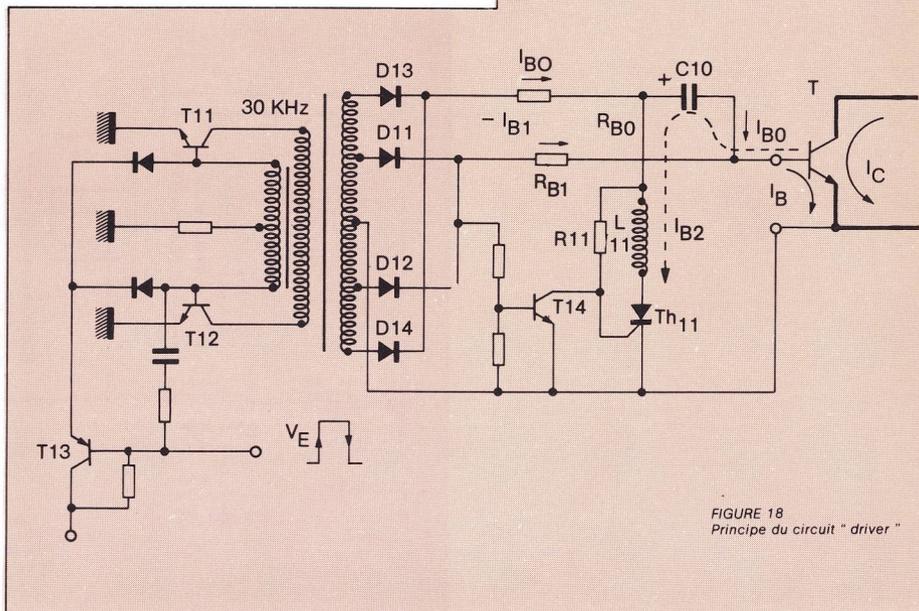
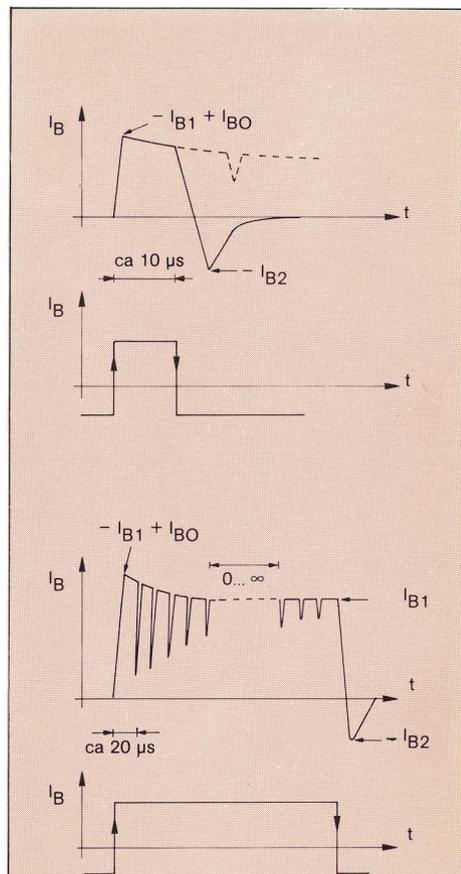


FIGURE 18
Principe du circuit " driver "



4.3. - Limitation de courant :

Si, à la suite d'une augmentation de courant collecteur, le transistor est amené à se désaturer, il risque d'être dégradé. Le phénomène de désaturation habituellement gênant, est utilisé ici pour détecter une surcharge de courant collecteur.

Le schéma de principe du circuit d'alimentation de courant est représenté figure 19.

Lorsque le transistor de puissance T est commandé, il existe une tension d'environ 3,5 V entre la cathode des redresseurs D₁₁ et D₁₂ et l'émetteur du transistor T.

Les résistances R₁₅ et R₁₆ forment un diviseur de tension par 5. On obtient donc une tension d'environ 0,7 V qui servira de référence. La tension collecteur-émetteur du transistor de puissance T est comparée à cette tension de référence. Dès qu'elle dépasse de 0,7 V, le comparateur provoque l'amorçage du thyristor Th₁₁ et le transistor de puissance se bloque. L'inductance L₁₁ est, en fait, le primaire d'un transformateur d'impulsions dont le secondaire est utilisé pour l'amorçage d'un thyristor Th₁₂ qui court-circuite le signal de commande du convertisseur. En cas de surcharge, le transistor se bloque en moins de

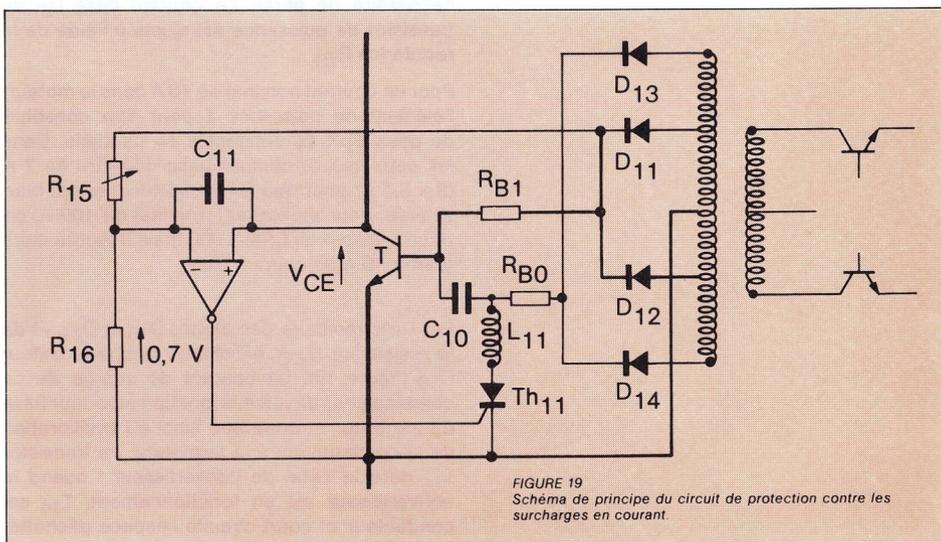


FIGURE 19
Schéma de principe du circuit de protection contre les surcharges en courant.

3 μs. Pour la remise en fonctionnement du circuit, il faut que la tension de commande soit annulée pendant un temps d'environ 10 μs de manière à ce que le thyristor Th₁₂ se rebloque.

Le condensateur C₁₁ apporte le retard nécessaire à l'inhibition du circuit pendant la phase de commutation à la fermeture du transistor. Le schéma du μcrist est représenté sur la figure 20.

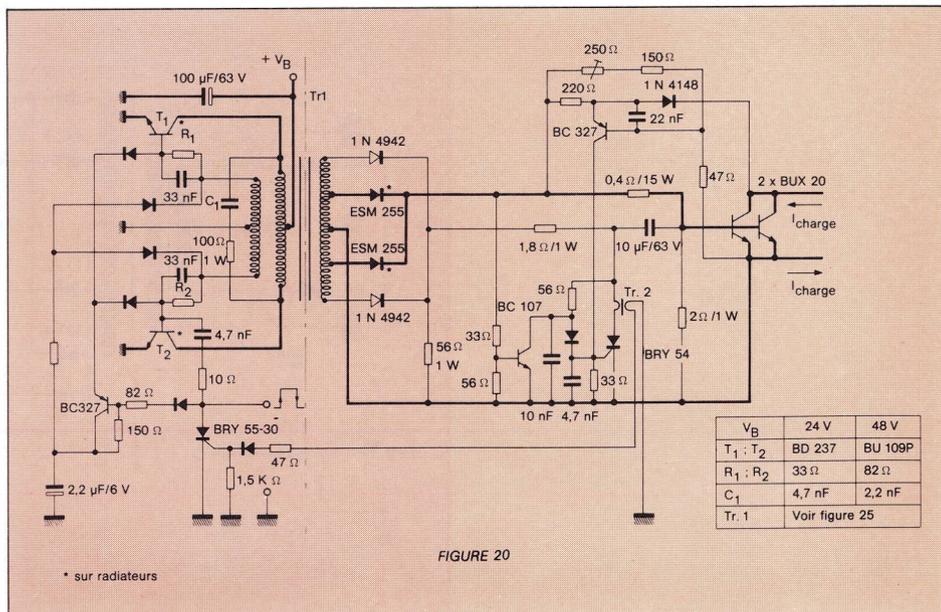


FIGURE 20

* sur radiateurs



4.4. - Circuit de puissance :

Le circuit de puissance utilise les principes de récupération d'énergie et de protection active précédemment exposés (figure 14).

L'inductance L_1 pour la récupération d'énergie est une bobine à air d'environ 160 μ H. Une inductance L_2 de 15 μ H a été rajoutée en série avec le moteur afin de limiter la vitesse de montée du courant en cas de court-circuit du moteur (4 A/ μ s pour $V_B = 60$ V).

Si le court-circuit apparaît alors que le courant dans le circuit est à sa valeur nominale (70 A), compte tenu du temps de blocage du transistor

(3 μ s), le courant ne dépasse pas 82 A et le composant est parfaitement protégé.

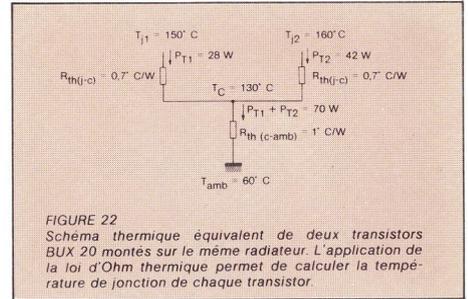
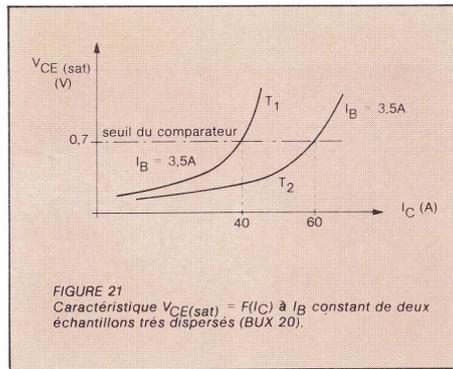
Dans la maquette réalisée au laboratoire, l'inductance L_2 est constituée d'une trentaine de tours de fil de cuivre bobinés sur un boulon en acier de 10 mm de diamètre et de 80 mm de longueur. Les pertes dans cette inductance sont liées au courant traversant le circuit. Si l'on place la thermistance évoquée au paragraphe 4.1., (figure 15), en contact avec le boulon, on peut réaliser une protection thermique très simple du moteur.

4.5. - Efficacité de la limitation de courant dans le cas de deux BUX 20 connectés en parallèle :

On a représenté, sur la figure 21, la caractéristique $V_{CEsat} = f(I_C)$ à $I_B = cte$, de deux échantillons très dispersés. Les transistors sont branchés sans équilibrage et leur tension collecteur-émetteur est toujours identique. Lorsque la tension collecteur-émetteur V_{CE} des transistors atteint le seuil du comparateur (0,7 V), le courant collecteur du transistor T_1 est de 40 A alors que celui de T_2 est de 60 A. Ceci donne lieu à une dissipation :

$$PT_1 = 28 \text{ W pour } T_1$$

$$PT_2 = 42 \text{ W pour } T_2$$



Si la température ambiante est $T_{amb} = 60^\circ\text{C}$, et si les deux transistors sont montés sur un même refroidisseur de résistance thermique égale à 1°C/W , on peut calculer la température de jonction de chaque transistor en cas de surcharge (figure 22). La résistance thermique jonction-boîtier maximale d'un BUX 20 est de $0,7^\circ\text{C/W}$.

Le calcul donne :

$$T_{J1} = 150^\circ\text{C} \quad T_{J2} = 160^\circ\text{C}$$

La température de jonction autorisée pour un BUX 20 étant de 200°C , les deux dispositifs sont en sécurité. En réalité, la dispersion des caractéristiques à fort niveau est beaucoup plus faible.

5. - Quelques variantes possibles du circuit

A partir du circuit que nous venons de décrire, on peut concevoir d'autres circuits. Le circuit driver proposé permet de générer des rapports cycliques compris entre 0 et 100 % tout en bénéficiant d'un isolement galvanique entrée-sortie. Ceci donne une grande souplesse

d'utilisation et permet de placer indifféremment la charge dans le collecteur ou dans l'émetteur du transistor de commutation.

Ce circuit peut aussi remplacer avantageusement les configurations Darlington NPN/PNP difficiles à mettre en œuvre dans les ponts en H.

5.1. - Commande de moteur quatre quadrants :

Pour réaliser un circuit de commande de moteur dans les quatre quadrants, on utilise le montage en H (figure 23).

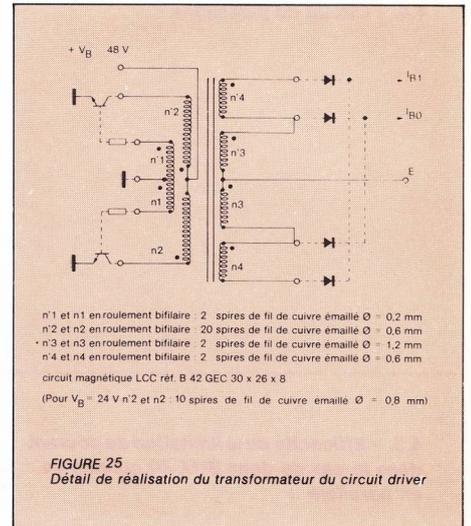
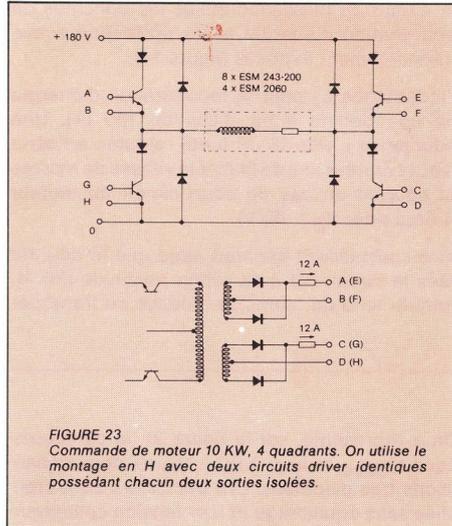
Les transistors de puissance sont commandés par deux circuits driver identiques possédant chacun deux sorties isolées.

En utilisant les transistors ESM 2060 et des

diodes rapides ESM 243-200, on peut commander un moteur de 10 kW avec une alimentation de 180 V. Le courant collecteur pourra atteindre 60 A pour un courant base de 12 A.

En travaillant à une fréquence de 100 Hz, les pertes totales du circuit sont de l'ordre de 450 W, soit un rendement d'environ 95 %.

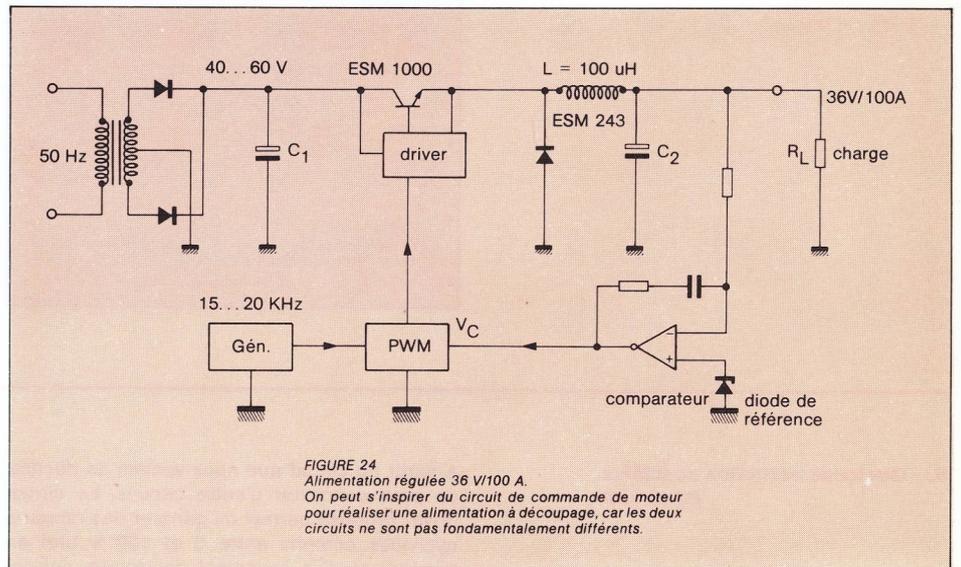
5.2. - Alimentation à découpage :



En remplaçant le moteur par une inductance et un condensateur de filtrage, on obtient une alimentation à découpage classique sans isolement galvanique (figure 24). Il suffit d'ajouter au circuit de commande, un comparateur et une source de référence pour obtenir une alimenta-

tion régulée. Il est alors recommandé de fonctionner à fréquence plus élevée (18 à 20 kHz).

On peut, par exemple, réaliser une alimentation régulée 36 V - 100 A à partir d'une source 60 V en utilisant un transistor ESM 1000.



6. - Conclusion

Les progrès réalisés dans le domaine des transistors de puissance rapides et l'utilisation de nouvelles techniques de circuit permettent d'obtenir des résultats remarquables dans la gamme des circuits de moyenne puissance.

En comparaison avec les montages à thyristors, l'utilisation des transistors de puissance réclame

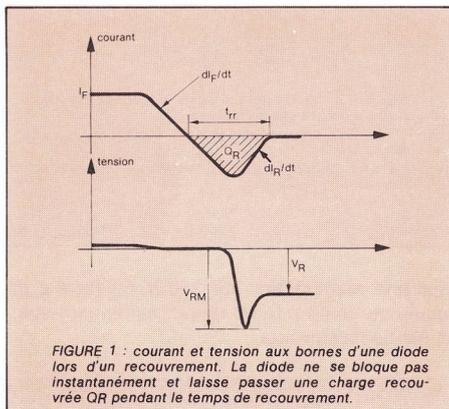
moins de composants de puissance et permet de réaliser des équipements plus légers, moins volumineux et ayant des rendements plus élevés.

Le prix des équipements transistorisés reste comparable à celui des équipements à thyristors mais, du fait des possibilités de blocage des transistors, la fiabilité fonctionnelle des équipements transistorisés est généralement meilleure.

QUELQUES APPLICATIONS AU REDRESSEMENT DES DIODES RAPIDES

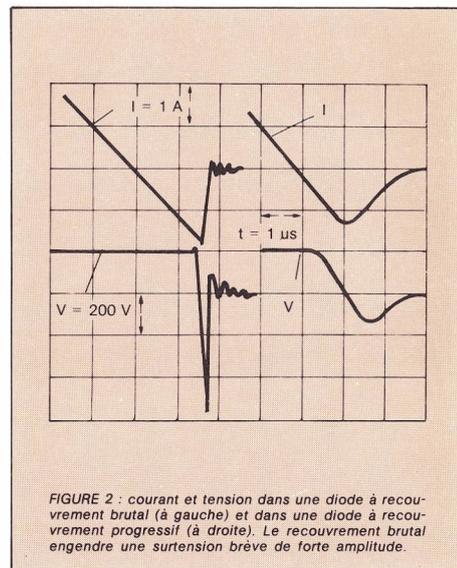
JACQUES LE PONNER
 Département Orientation Applications
 SESCOSEM - Aix-en-Provence

Après conduction d'un courant direct, une diode ne retrouve pas instantanément son pouvoir de blocage. Elle laisse passer un courant inverse pendant un temps très bref : c'est le temps de recouvrement t_{rr} . La charge écoulee pendant le t_{rr} du redresseur est appelée charge recouvrée Q_R (figure 1).



Le phénomène de recouvrement peut prendre deux formes différentes suivant la façon dont la diode se rebloque après avoir laissé passer son courant inverse de recouvrement :

- si la remontée est brutale, ceci provoque toujours des surtensions dont l'amplitude V_{RM} peut être très importante (figure 2) entraînant éventuellement la destruction de la diode et des parasites radio-électriques.



- si la remontée du courant se fait progressivement, la commutation ne présente pas les inconvénients précédents.

Une diode rapide se caractérise par une faible charge recouvrée Q_R et par un faible temps de recouvrement t_{rr} . Ces deux paramètres varient en fonction des conditions de mesure :

- courant initial avant commutation,
- vitesse de décroissance de ce courant
- température de jonction de la diode.

Application au redressement

Lorsque l'on redresse une tension alternative à une fréquence élevée, l'utilisation de diodes normales (non rapides) entraîne :

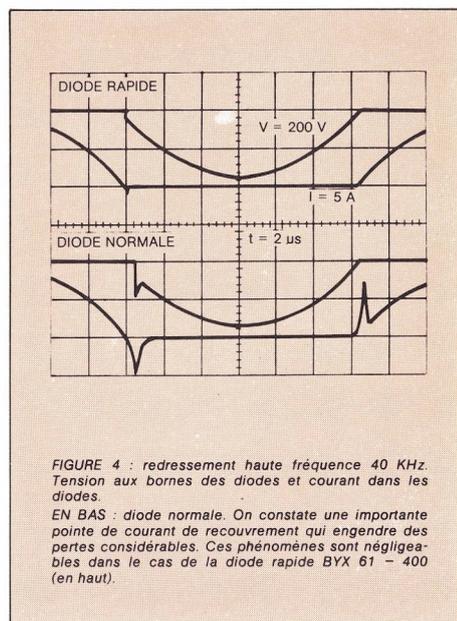
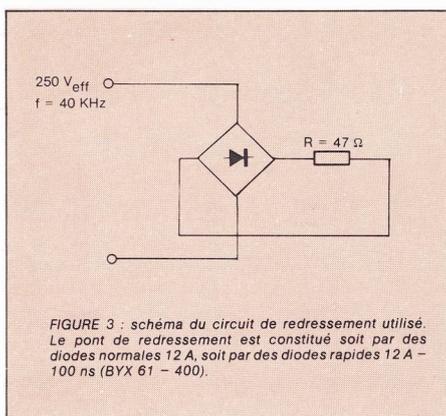
- des pertes de commutation très importantes
- l'apparition de surtension au moment du blocage.

Exemple de redressement

Le circuit utilisé est celui de la figure 3.

La figure 4 montre la différence de comportement entre diodes normales et rapides.

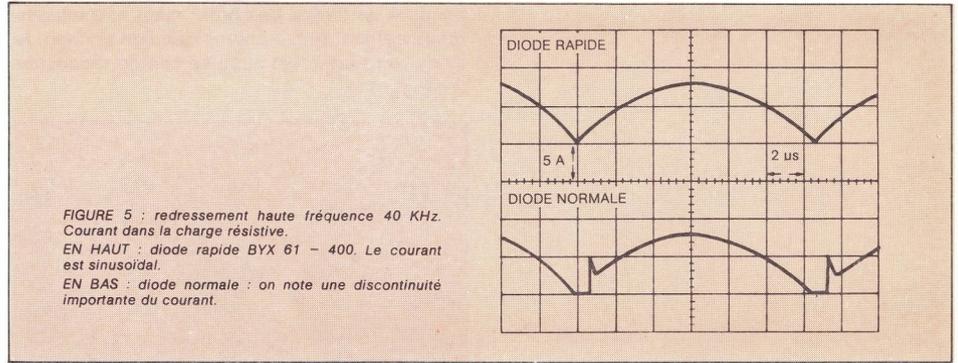
- les diodes normales ont un courant de recouvrement extrêmement élevé (8 A) pendant le temps de recouvrement (1,2 μ s), ce qui se traduit par l'absence de courant dans la charge





pendant ce temps de recouvrement (figure 5).
 ● les diodes rapides ont, par contre, un courant

et un temps de recouvrement négligeables : le courant dans la charge a une forme correcte.



Pour une alimentation de 250 V efficace à la fréquence de 40 kHz, on relève, sur le montage, les éléments suivants :

diodes constituant le pont	charge recouvrée QR	pertes par diode		€ pertes du pont	rendement η %
		conduction	commutation		
NORMALES	9,6 μ C	5,2 W	46 W	205 W	84,5 %
RAPIDES : 100 ns BYX 61 - 400	0,01 μ C	6,3 W	0,016 W	25 W	98 %

Le rendement est notablement amélioré par l'utilisation de diodes rapides. Le système de refroidissement des diodes peut être considérablement réduit.

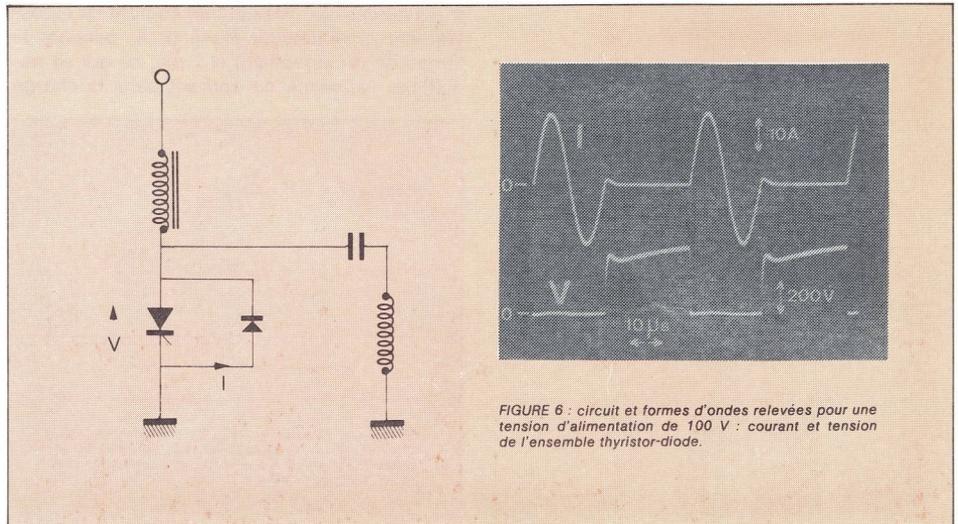
Le rendement est notablement amélioré par l'utilisation de diodes rapides. Le système de refroidissement des diodes peut être considérablement réduit.

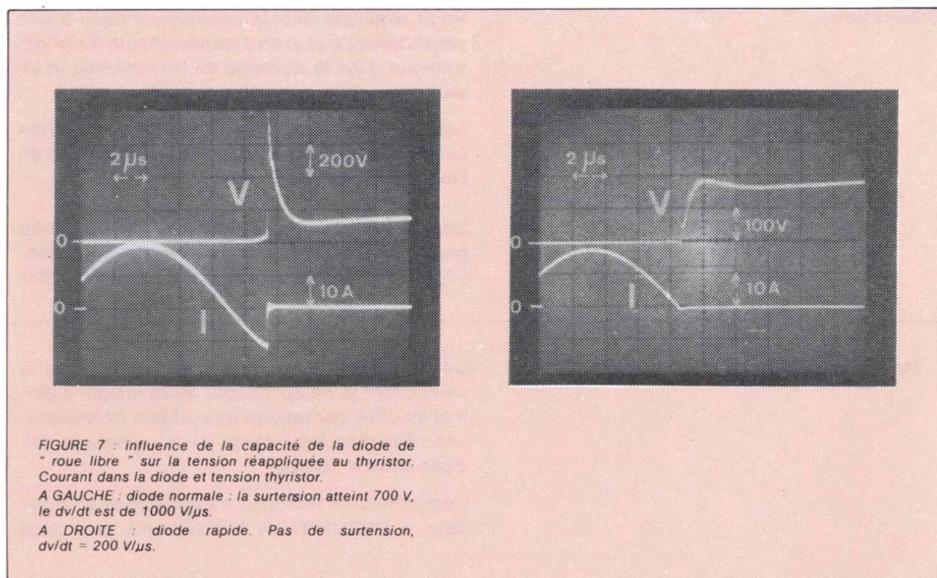
Application à un circuit type onduleur

La figure 6 représente le schéma de principe du circuit et les formes d'ondes relevées (courant diode et tension thyristor-diode).

Le recouvrement de la diode "roue libre" est fondamental pour ce circuit : il influe sur la tension réappliquée au thyristor. Une diode insuffisamment rapide entraîne une augmentation considérable de la surtension et du dv/dt appliqués au thyristor (figure 7).

Le recouvrement de la diode "roue libre" est





Conclusion

L'utilisation de redresseurs rapides dans la commutation à haute fréquence permet :

1. - de réduire considérablement les pertes de commutation avec, pour conséquences, un dimensionnement optimum des redresseurs et du système de refroidissement.
2. - d'augmenter de façon non négligeable, le rendement de certains équipements.
3. - de diminuer les contraintes de commutation des composants associés : les redresseurs rapides SESCOSEM étant garantis à recouvrement progressif, la tension résultante (amplitude crête et dv/dt) est réduite et permet dans certains cas, la suppression du réseau RC de protection.
4. - d'obtenir des formes d'ondes non perturbées.

BUX 37 : UN NOUVEAU TRANSISTOR DARLINGTON POUR L'ALLUMAGE AUTOMOBILE

J. REDOUTEY

Introduction

Nous assistons depuis quelques années à une pénétration de plus en plus importante de l'électronique dans le domaine de l'automobile et en particulier dans celui de l'allumage.

Les premières tentatives ne furent pas décisives car le fonctionnement dans l'environnement de l'automobile est très sévère.

Depuis plusieurs années, la SESCOSEM a mis au point des dispositifs adaptés à l'usage automobile : c'est ainsi qu'après avoir présenté des

transistors de puissance haute tension pour l'allumage automobile (ESM 16 - BUX 43), des diodes de protection (ESM 233), elle met aujourd'hui à la disposition des utilisateurs un transistor DARLINGTON monolithique spécialement conçu pour l'allumage inductif : le BUX 37.

Ce transistor a été particulièrement étudié pour répondre aux besoins des moteurs à explosion européens qui sont plus exigeants que les moteurs utilisés outre-Atlantique (taux de compression plus forts, régimes moteurs plus élevés...).

Pourquoi un Darlington ?

De par son gain élevé, le DARLINGTON est le composant le mieux adapté à l'allumage. Il permet en effet, par rapport au système à transistor, une réduction importante de la puissance dissipée dans le circuit.

Comparons un montage à transistor et un montage à DARLINGTON fonctionnant tous deux

dans les mêmes conditions.

Calculons, dans les deux cas, les pertes par conduction avec les hypothèses suivantes :

- tension d'alimentation $V_{(Bat)}$: 14 V
- courant traversant le primaire de la bobine : 10 A.

Montage à transistor

Le transistor le mieux adapté est l'ESM 16 dont les principales caractéristiques sont les suivantes : (figure 1)

$$V_{CE\ sat} \text{ à } I_C = 10\text{ A} \quad I_B = 2\text{ A} \approx 1,5\text{ V}$$

$$V_{BE\ sat} \text{ à } I_C = 10\text{ A} \quad I_B = 2\text{ A} \approx 2\text{ V}$$

La puissance dissipée dans le transistor est :

$$P_d = [V_{CE\ sat} \cdot I_C + V_{BE\ sat} \cdot I_B] \delta$$

δ : rapport cyclique de fonctionnement.

Soit pour $\delta = 100\%$ (conduction continue) :

$$P_d = 19\text{ W}$$

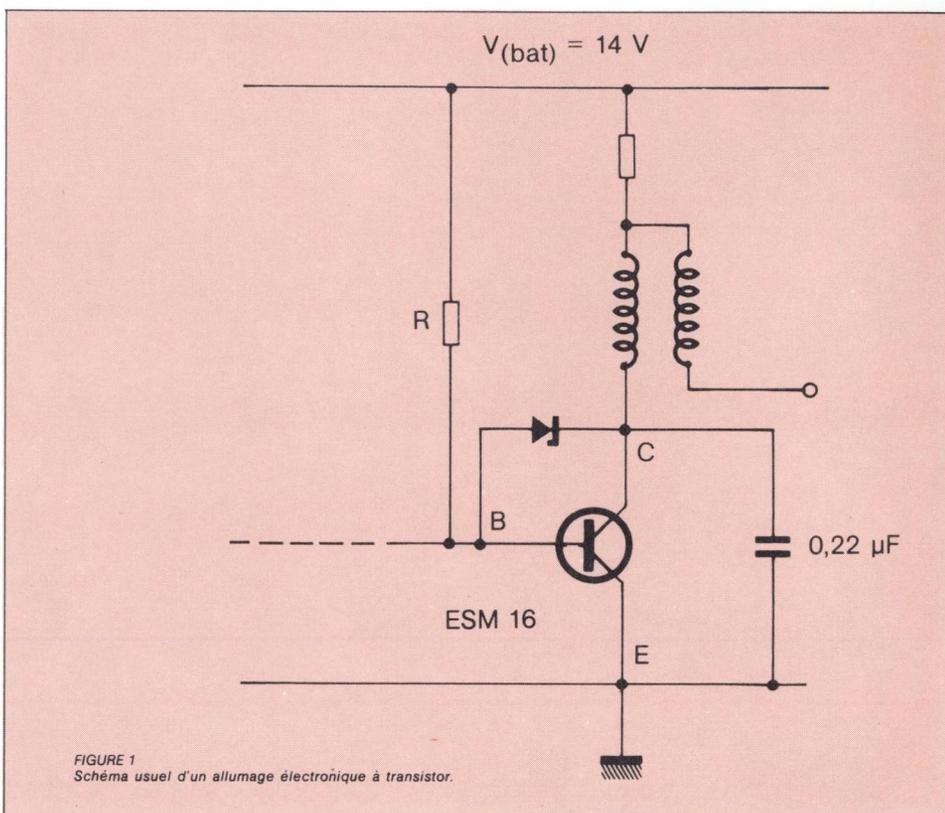
La puissance dissipée dans la résistance R est, dans les mêmes conditions :

$$P_R = [V_{(Bat)} - V_{BE\ sat}] I_B$$

$$P_R = 24\text{ W}$$

La puissance totale perdue est donc :

$$P_{tot} = P_d + P_R = 43\text{ W}$$





Montage DARLINGTON

Nous utiliserons maintenant le BUX 37 dont les caractéristiques sont les suivantes : (figure 2)

$$V_{CE \text{ sat}} \text{ à } I_C = 10 \text{ A} \quad I_B = 0,15 \text{ A} \approx 2 \text{ V}$$

$$V_{BE \text{ sat}} \text{ à } I_C = 10 \text{ A} \quad I_B = 0,15 \text{ A} \approx 2,7 \text{ V}$$

La puissance dissipée dans le DARLINGTON est dans les mêmes conditions que précédemment :

$$P_d = 20,4 \text{ W}$$

La puissance dissipée dans la résistance est alors :

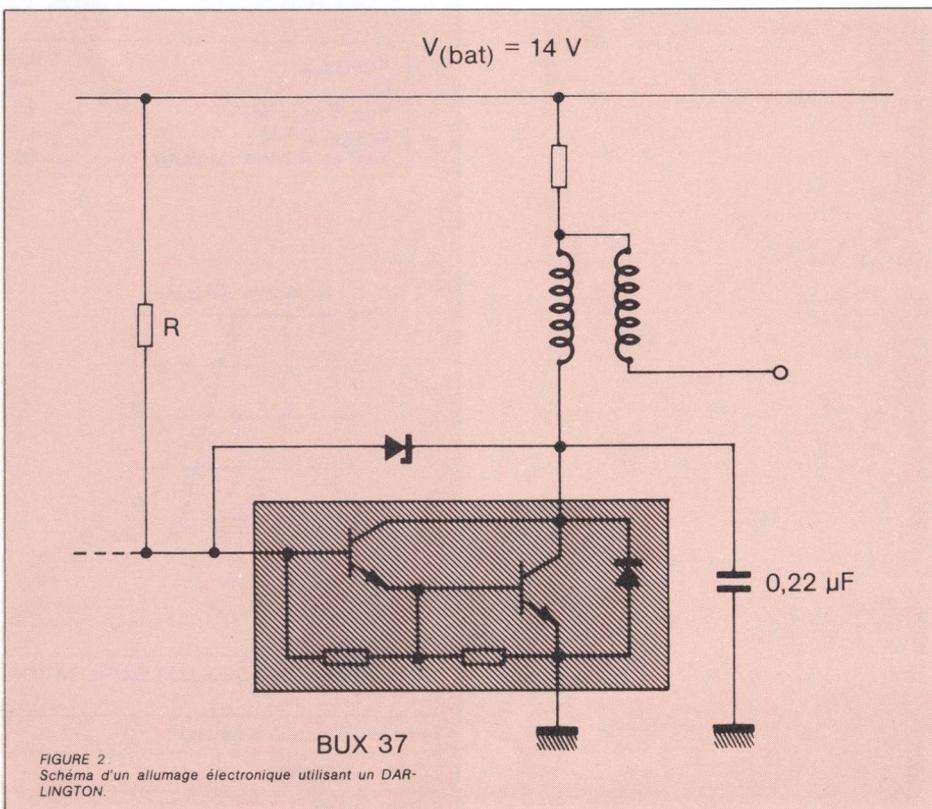
$$P_R = 1,7 \text{ W}$$

La puissance totale dissipée en chaleur est donc :

$$P_{\text{tot}} = P_d + P_R \approx 22 \text{ W}$$

Les résultats précédents sont résumés dans le tableau suivant :

	Montage à transistor ESM 16 Fig. 1	Montage à Darlington BUX 37 Fig. 2
$V_{CE \text{ sat}}$	1,5 V	2 V
$V_{BE \text{ sat}}$	2 V	2,7 V
Puissance dissipée dans le transistor : P_d	19 W	20,4 W
Puissance dissipée dans la résistance R : P_R	24 W	1,7 W
Puissance perdue $P_{\text{tot}} = P_d + P_R$	43 W	22,1 W



Cet exemple numérique montre bien les avantages du DARLINGTON :

- pertes globales environ deux fois plus faibles, donc rendement énergétique augmenté ;
- nécessité d'une résistance de base de 2 W au lieu d'une résistance de 25 W (conséquences

économiques importantes).

- faible courant de commande.

On notera que les deux montages comparés utilisent des dispositifs de surface très voisine et possèdent les mêmes caractéristiques de tension.

Des dispositifs spécialement conçus pour l'automobile

L'allumage automobile est une application très particulière qui nécessite des composants bien adaptés. En effet, bien que le schéma en soit simple, le comportement du circuit et de la charge est tellement variable que les dispositifs sont soumis à d'importantes contraintes.

Aucun des paramètres du circuit n'est constant :

- la fréquence de fonctionnement varie de quelques Hertz à 300 Hz environ,
- la tension d'alimentation peut varier de 6 V (démarrage à froid) à 18 V (batterie débranchée).

- la gamme des températures de fonctionnement s'étend de -40°C à $+125^{\circ}\text{C}$,
- la charge peut être fréquemment court-circuitée ou déconnectée,
- le fonctionnement normal s'accompagne de variations brutales de tension (fort dv/dt dû à la présence d'un arc).

Toutes ces contraintes constituent un environnement électrique très sévère et seuls les transistors de puissance spécialement conçus pour cette application peuvent assurer un fonctionnement satisfaisant.

Une caractérisation adaptée

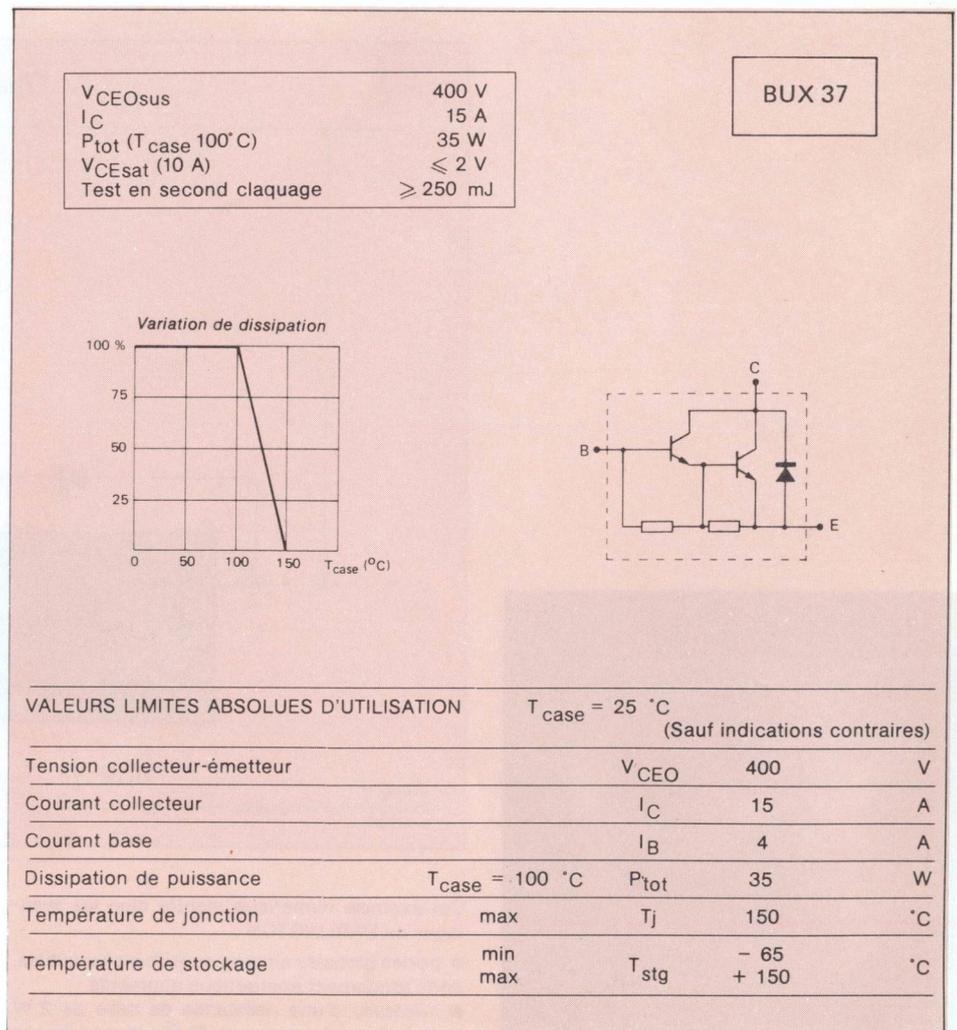
C'est dans cet esprit que SESCOSEM a développé un transistor DARLINGTON à usage automobile, le BUX 37, et c'est avec le souci de présenter un produit parfaitement adapté à l'application que nous avons défini une caractérisation qui tient compte des exigences de l'automobile.

C'est ainsi que nous avons dépouillé la notice de tous les paramètres inutiles pour cette application et, qu'au contraire, nous en avons introduit de nouveaux comme la tension de saturation collecteur-émetteur $V_{CE(sat)}$ à la température de -40°C ou le test fonctionnel (voir feuille en annexe).

Conclusion

Avec ce nouveau transistor DARLINGTON pour l'automobile, SESCOSEM poursuit son désir de dialogue permanent entre constructeur et utilisateurs de manière à mieux définir les besoins

d'une application et à présenter des produits bien adaptés. Nous avons voulu d'autre part simplifier la tâche des utilisateurs en mettant à leur disposition des notices plus fonctionnelles.



BUX 37

CARACTÉRISTIQUES STATIQUES		T _{case} = 25 °C		(sauf indications contraires)	
Conditions de mesure		min	typ	max	
Courant résiduel collecteur-émetteur	V _{CE} = 400 V I _B = 0	I _{CEO}		0,25	mA
Tension de claquage collecteur-émetteur Figure 1	I _C = 5 A I _B = 0 L = 1,5 mH	V _{CEOsus}	400		V
Valeur statique du rapport de transfert direct du courant	V _{CE} = 5 V I _C = 15 A	h _{21E} *	20		
Tension de saturation collecteur-émetteur	I _C = 10 A I _B = 0,07 A	V _{CEsat} *		2	V
	I _C = 7 A I _B = 0,07 A			1,5	V
	I _C = 10 A I _B = 0,15 A T _{case} = - 40 °C			2,9	V
Tension de saturation base-émetteur	I _C = 10 A I _B = 0,15 A	V _{BEsat} *		2,7	V
	I _C = 10 A I _B = 0,15 A T _{case} = - 40 °C			3,5	V

CARACTÉRISTIQUE THERMIQUE

Résistance thermique jonction-boîtier	R _{th(j-c)}	1,5	°C/W
---------------------------------------	----------------------	-----	------

* Impulsions t_p = 300 μs δ > 2%

FIGURE 1 :
Circuit de mesure de V_{CEOsus} et oscillogramme

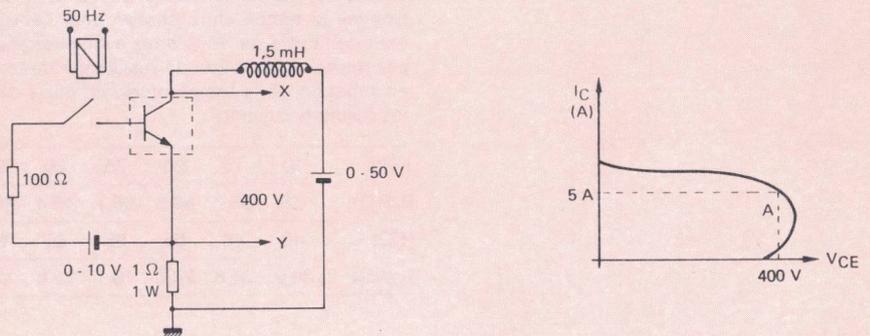
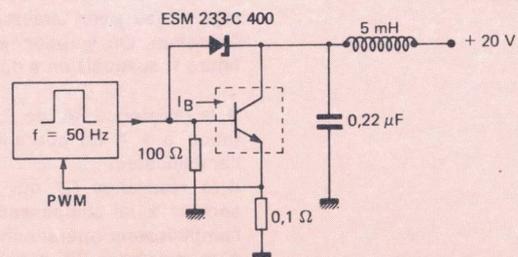


FIGURE 2 :
Test fonctionnel en second claquage



UTILISATION DU CIRCUIT TDB 0791 POUR LA RÉGULATION DE TEMPÉRATURE ET DE LUMIÈRE

J.P. OEHMICHEN

1. - Généralités

L'amplificateur opérationnel de puissance du type TDB 0791 est très indiqué pour la régulation de température d'une enceinte, pour la stabilisation de l'éclairage d'un point et pour de nombreuses autres applications où l'on a besoin d'une part d'un amplificateur différentiel sensible pour apprécier un écart et d'autre part d'une sortie à forte intensité pour commander, à partir de

l'amplificateur, une puissance notable.

Le TDB 0791 répond bien à ces exigences puisque son gain différentiel en boucle ouverte dépasse 50.000, alors que son courant de sortie peut atteindre 1 A (1,25 A de crête), avec la possibilité de limiter le courant maximal et en bénéficiant d'une protection thermique qui limite la température du circuit.

2. - Régulation de température

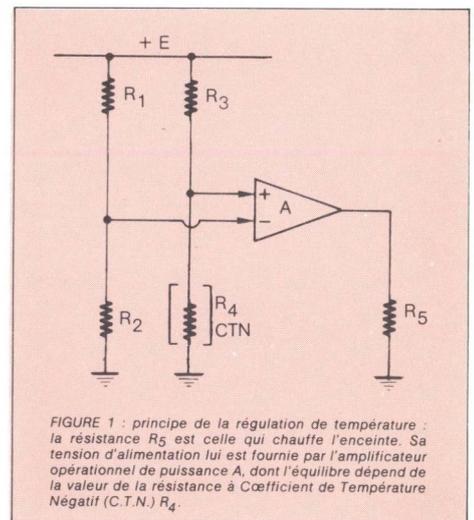
2.1. - Principe :

Le principe de la régulation de température est indiqué sur le schéma de la figure 1.

On utilise un pont de Wheatstone composé des résistances R1 à R4, la résistance R4 étant un type à coefficient de température négatif (CTN).

La tension de la diagonale du pont est amplifiée par l'amplificateur A, dont la sortie commande la résistance R5, celle-là même qui chauffe l'enceinte dont on veut maintenir la température constante.

La température de stabilisation est celle pour laquelle le pont de Wheatstone est en équilibre. Si l'enceinte dépasse cette température, la valeur ohmique de la CTN R4 diminue, la tension sur l'entrée non inverseuse (entrée +) de l'amplificateur est alors plus basse que celle qui est appliquée à l'entrée inverseuse (entrée -), ce qui fait baisser la tension de sortie de l'amplificateur, réduisant la puissance dissipée dans R5, donc le chauffage de l'enceinte.



2.2. - La résistance CTN utilisée :

Nous avons employé pour l'essai une résistance CTN d'une valeur nominale de 68 kΩ à 20°C. Comme la température choisie pour l'enceinte était de l'ordre de 45°C, nous avons commencé par relever la variation de résistance de la CTN en fonction de la température, ce qui a donné les résultats suivants :

t(°C)	10	15	20	25	30	35
R (kΩ)	109	86,7	69,5	56,1	45,4	36,9
t(°C)	40	45	50	55	60	65
R (kΩ)	30,2	24,8	20,5	16,1	13,6	11,4

Donc, autour de 45°C, on peut compter sur une valeur de l'ordre de 25 kΩ avec un coefficient de température moyen de l'ordre de - 4 %/°C..

L'enceinte utilisée comportait une résistance chauffante R5 de 21 Ω, soit une puissance de chauffe pouvant aller à 15 W avec 18 V aux bornes.

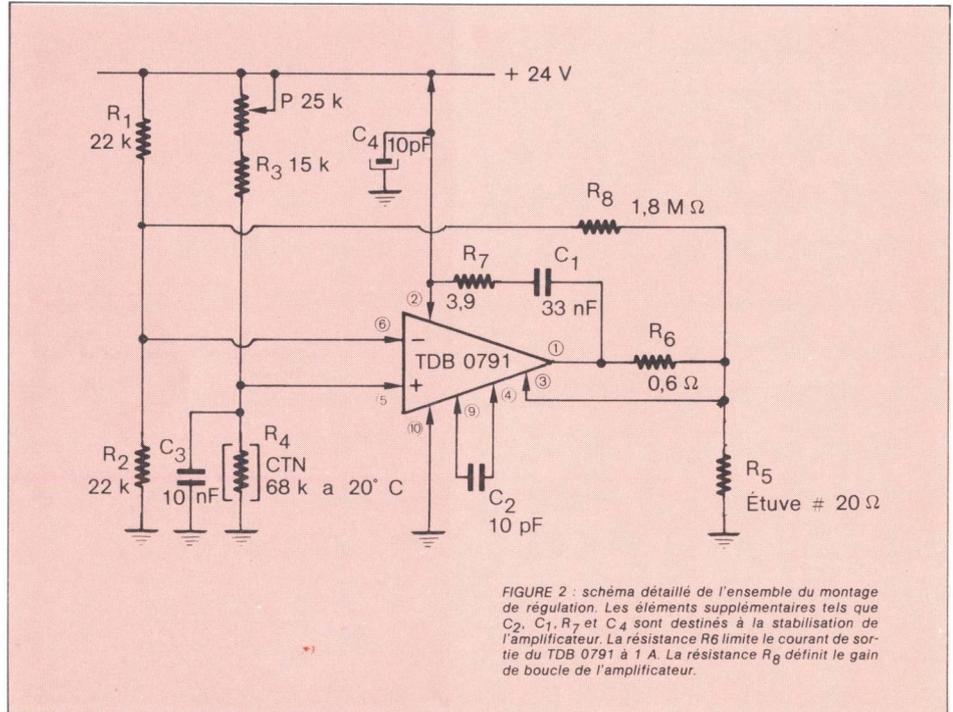
La résistance CTN a été placée aussi près que possible de la résistance chauffante, pour que le couplage thermique entre ces deux dernières soit étroit.

2.3. - Montage complet :

La figure 2 indique le schéma détaillé du montage utilisé pour stabiliser la température de l'enceinte. On y reconnaît les éléments de la figure 1, auxquels on a dû ajouter :

- la résistance R6, de 0,6 Ω, servant à la limitation à 1 A du courant maximal débité par l'amplificateur ;
- la résistance R7 qui est un des éléments servant à la compensation en fréquence de l'amplificateur opérationnel de puissance ;
- la résistance R8, définissant le gain de l'amplificateur ;

- le condensateur C1, élément de compensation en fréquence de l'amplificateur ;
- le condensateur C2, autre élément de compensation en fréquence de l'amplificateur ;
- le condensateur C3, aux bornes de la CTN, destiné à supprimer un accrochage HF qui se produit sans lui en raison de la longueur des fils de connexion de la CTN ;
- le condensateur C4, découplage du + 24 V, utile pour réduire le risque d'oscillations parasites de l'amplificateur ;
- le potentiomètre P, permettant de régler la valeur de température atteinte à la stabilisation.



En l'absence de la résistance R₈, le gain de l'amplificateur alors utilisé est tellement élevé qu'il suffit d'une variation de moins d'un demimillivolt sur son entrée + pour faire varier la tension de sortie de zéro au maximum. On a alors un fonctionnement " tout ou rien " de la régulation.

Nous souhaitons que la variation de tension aux bornes de R₅ (résistance chauffante de l'enceinte) depuis zéro au maximum (voisin de 18 V) ait lieu pour environ un demi-degré de variation de température de la CTN. Or, pour 0,5°C, la CTN varie d'environ 2 %, ce qui donne environ 1 % de variation de la tension à ses bornes, puisqu'elle est en série avec l'ensemble

P + R₃ dont la résistance est égale, à l'équilibre, à celle de la CTN (le pont de Wheathstone utilise deux résistances R₁ et R₂ égales entre elles). La tension aux bornes de la CTN étant de l'ordre de 12 V, une variation de 1 % de cette tension donne environ 0,12 V.

Pour que 0,12 V à l'entrée de l'amplificateur donnent 18 V en sortie, il faut un gain de tension voisin de 150.

Ce gain est le quotient de la valeur de R₈ par celle résultant de la mise en parallèle de R₁ et R₂ (et qui fait 11 kΩ). Il faut donc une résistance R₈ de l'ordre de 1,5 à 1,8 MΩ, nous avons choisi cette dernière valeur.

2.4. - Performances :

Pour connaître les performances de l'ensemble, il est nécessaire de savoir comment se comporte l'enceinte, essentiellement pour avoir une idée de son inertie thermique.

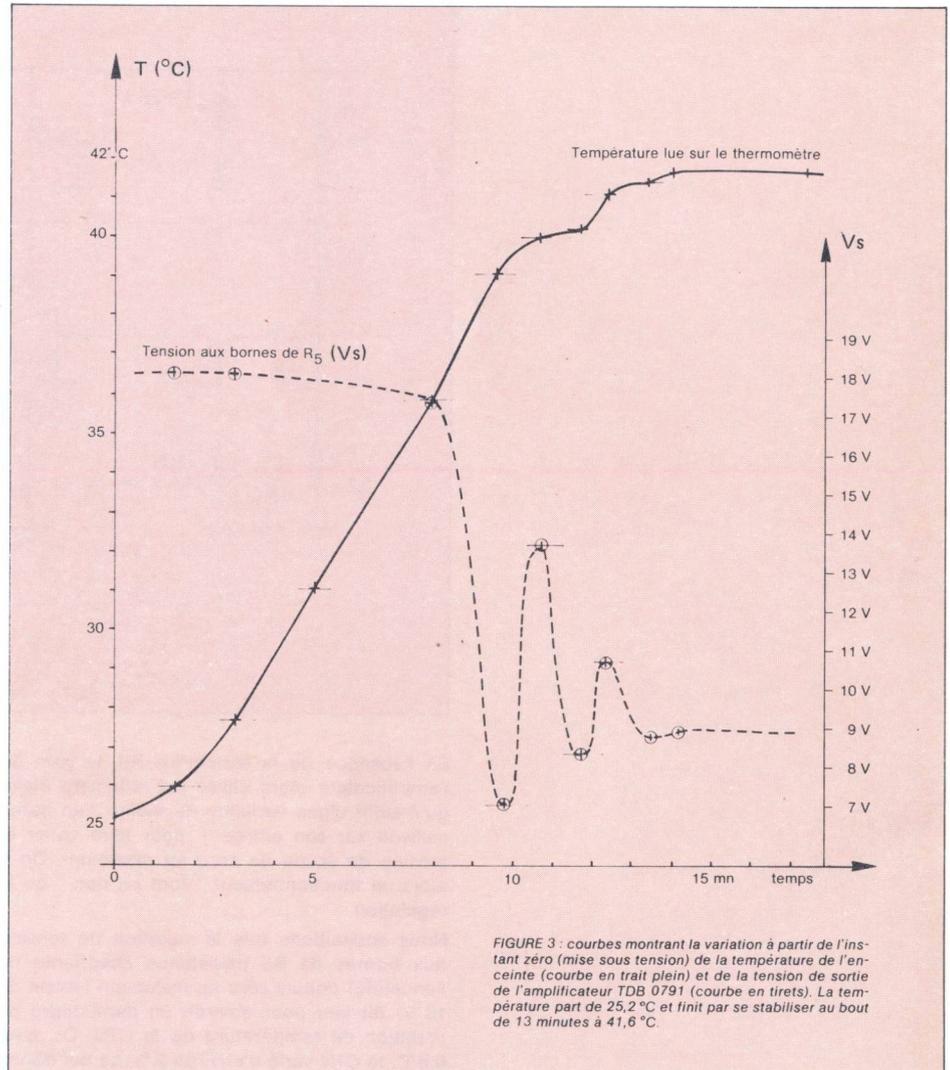
Dans ce but, nous avons tracé une courbe de température de la dite enceinte lors du chauffage (avec 18 V aux bornes de la résistance chauffante et en partant de 21,9°C qui était la température ambiante) et du refroidissement (commençant à la minute 14 1/2, instant de la coupure du courant dans R₅).

Cette courbe montre que, lors du chauffage, quand on s'approche de 45°C, l'enceinte chauffe à raison de 2,5°C/minute. Lors du refroidissement, autour de la même température, la descente de température se fait à environ 1°C/minute.

Le tout a été mis en fonctionnement avec la commande par l'amplificateur, après avoir laissé l'enceinte se refroidir jusqu'à environ 25°C.

Le thermomètre placé au centre de l'enceinte a montré que la température finale de stabilisation était de 41,6°C. Les oscillations que montre la courbe en tirets de la figure 3 indiquent que les fluctuations de température de la CTN sont plus importantes et plus rapides que celles du thermomètre, ce dernier n'arrivant à la valeur finale qu'au bout d'un temps assez notable.

L'intérêt de ce montage est qu'il permet d'utiliser un élément sensible à la température autre qu'une CTN. Avec une résistance à coefficient de température positif (CTP), le sens du signal appliqué à l'amplificateur étant opposé, il conviendrait de monter la résistance chauffante de l'enceinte entre la sortie de l'amplificateur et le + 24 V au lieu de la brancher entre cette sortie et la masse.



3. - Régulation de lumière

3.1. - Principe :

On va utiliser, à la place de la résistance à coefficient de température négatif de la figure 1, une photo-résistance, dont la résistance ohmique diminue quand l'éclairement qu'elle reçoit va en croissant.

La sortie de l'amplificateur va commander directement l'ampoule à incandescence dont on veut

stabiliser la puissance lumineuse. On bénéficie ici de la limitation de courant du TDB 0791, car une ampoule à incandescence a une résistance à froid bien plus faible que sa résistance en fonctionnement, dans un rapport pouvant atteindre 10 ou même 15. Il y aurait donc une forte surintensité au démarrage en l'absence du système de limitation de courant.

3.2. - Réalisation :

Nous avons utilisé une photorésistance dans un boîtier genre TO 18, analogue à la Clairex CL 903 A, d'une résistance d'environ 6 k Ω à 200 Lx.

La photorésistance était située dans un tube en papier noir d'un diamètre de 15 mm et d'une longueur de 150 mm, destiné à limiter la lumière

reçue par la photorésistance, le tube étant braqué sur l'ampoule dont la luminosité était à stabiliser. Un papier noir placé derrière l'ampoule (par rapport à la position de la photorésistance) faisait que la photorésistance ne pouvait pas recevoir d'autre lumière que celle de l'ampoule.



Le montage utilisé était celui de la figure 4, très analogue à celui de la figure 2.

L'ampoule (type 24 V 10 W) était placée à environ 20 cm de la photorésistance.

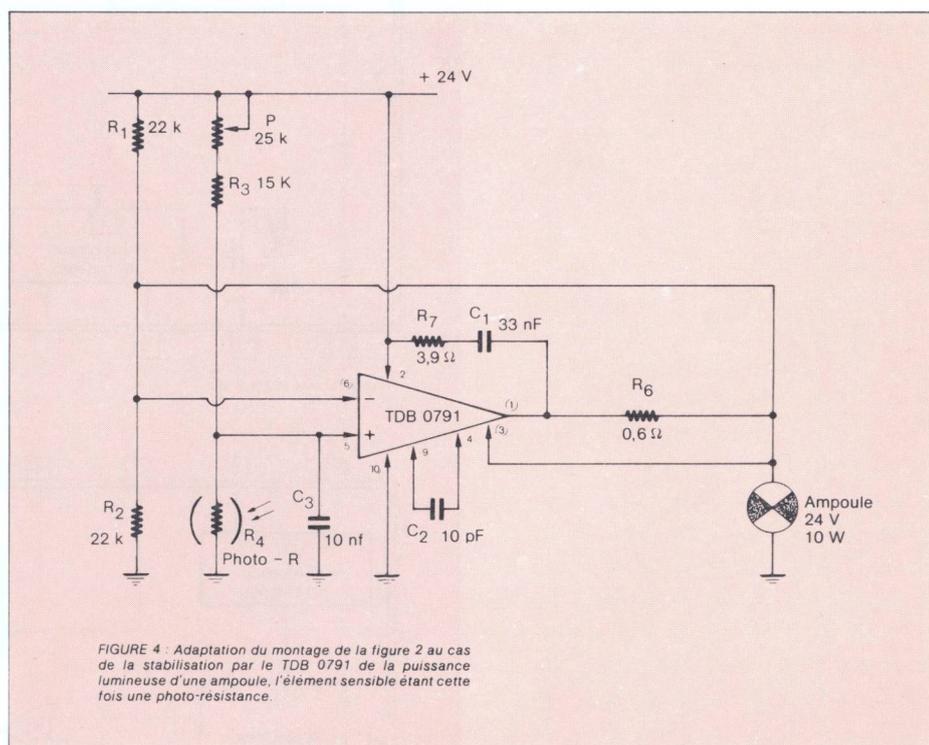
L'effet de la stabilisation de la puissance lumineuse se manifeste essentiellement par une stabilisation de la tension aux bornes de l'ampoule. Avec le réglage utilisé, la tension aux bornes de l'ampoule était de 19 V (courant 0,37 A).

On voit facilement l'action de la régulation en ouvrant la boucle de contre-réaction, par exemple en interceptant le faisceau lumineux entre l'ampoule et la photorésistance : la luminosité de l'ampoule passe immédiatement au maximum. Cet essai permet de se rendre compte de la tendance à l'oscillation de la boucle d'asservissement, essentiellement due à l'inertie de la photorésistance. Lorsque l'on rétablit la boucle, la tension aux bornes de l'ampoule, partant de 23 V (le maximum que peut donner l'amplificateur alimenté sous 24 V), descend à 17 V, remonte à 20 V, etc. La période de l'oscillation

est de l'ordre de 50 ms et l'amortissement de la dite oscillation est très rapide.

Pour vérifier l'efficacité de l'asservissement, nous avons essayé de shunter l'ampoule par une résistance de $47\ \Omega$, ce qui, avec 19 V aux bornes, représente un courant supplémentaire pour l'amplificateur de l'ordre de 0,4 A : la tension aux bornes de l'ampoule varie d'à peine 1 mV.

Une régulation de lumière selon le schéma de la figure 4 présente un avantage notable sur l'emploi d'une simple alimentation régulée pour fournir le courant de l'ampoule. En effet, cette dernière solution ne pourrait compenser les variations de rendement lumineux de l'ampoule, variations dues par exemple au vieillissement du filament, et, le cas échéant, au remplacement de l'ampoule par une autre du même type. L'essentiel, dans le montage de la figure 4, est de maintenir constante la distance entre l'ampoule et la photorésistance, et d'éviter toute arrivée de lumière parasite (ne provenant pas de l'ampoule) sur la photorésistance.



TDA 1065 - TDA 1066 - TDA 1067

CIRCUITS INTÉGRÉS

POUR LA COMMANDE ET LA RÉGULATION (EN CONTINU OU PAR DECOUPAGE) DE

- Petits moteurs à aimants permanents.
- Relais.
- Thyristors au zéro secteur.
- Transistors.

V. LIVA - G. POGAM

Les circuits intégrés TDA 1065/1066/1067, de structures très voisines, ont été développés pour la commande des dispositifs de puissance en vue

de réaliser des fonctions aussi diverses que possible. Dans ce but, 9 fonctions élémentaires sont intégrées : (figures 1 et 2).

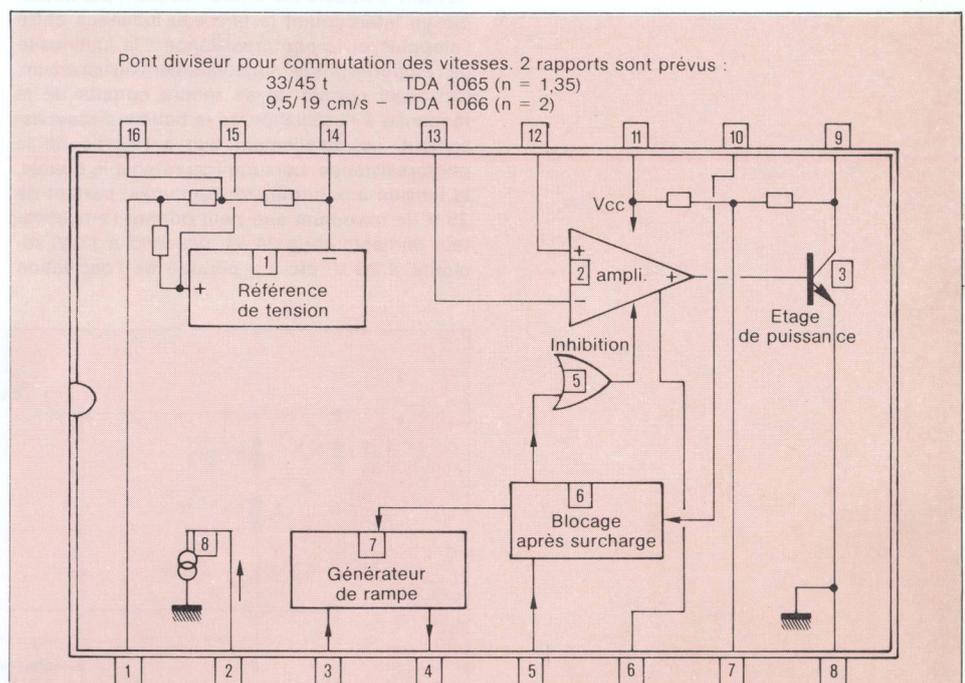


FIGURE 1 : TDA 1065/1066

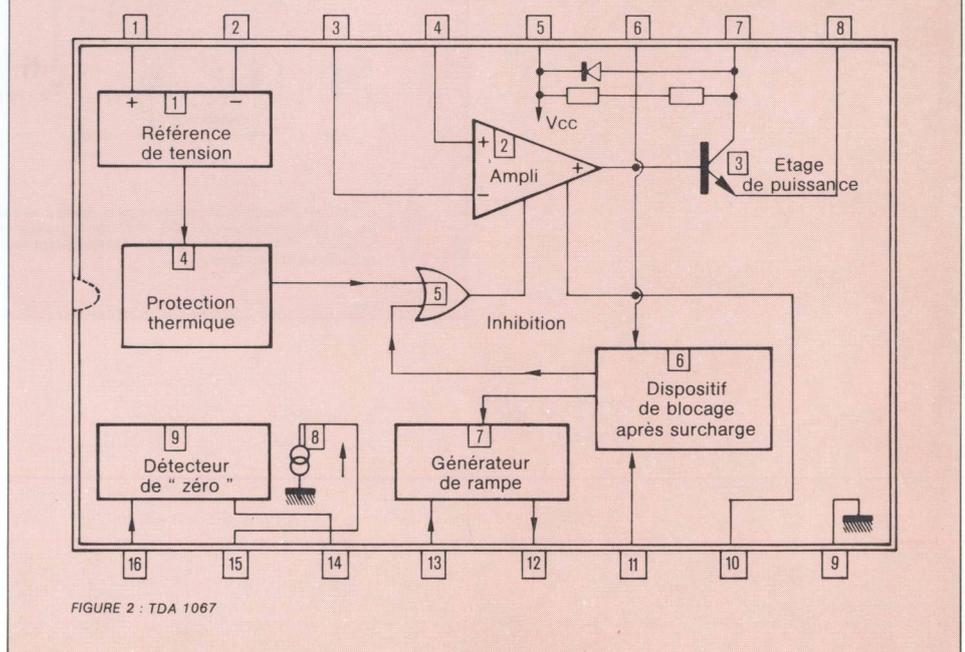


FIGURE 2 : TDA 1067



1. - Source de tension de référence, stabilisée thermiquement, et dont la valeur nominale de 1,5 V permet de travailler à basse tension d'alimentation.
2. - Amplificateur différentiel.
3. - Étage de puissance pouvant fournir un courant de sortie de 1 A (2,5 A crête).
4. - Protection thermique. Ce dispositif permet le blocage de l'étage de sortie lorsque la température du cristal dépasse 150°C. (TDA 1067 seulement.)
5. - Porte d'inhibition. Permet le blocage de la sortie à partir d'informations issues de la protection thermique ou contre les surcharges.
6. - Blocage après surcharge. Cet étage permet de détecter le dépassement d'un seuil (courant ou tension) et de couper la commande du transistor de sortie à travers 5. Le déblocage s'effectue sur intervention extérieure (mise à la masse d'une borne).
7. - Générateur de rampe. Des éléments RC, branchés extérieurement, constituent avec cet étage un oscillateur en dents de scie.
8. - Générateur de courant, pour la polarisation de 7.
9. - Détecteur du zéro secteur. Cet étage fournit une impulsion au passage du secteur par zéro. Cette impulsion permet l'ouverture du transistor de sortie pour déclencher thyristors ou triacs.

Ces fonctions, interconnectées judicieusement, autorisent les applications suivantes :

1. - Régulation de régime des petits moteurs à courant continu et aimants permanents (électrophones ou magnétophones) avec commutation électrique des vitesses (voir schéma-bloc TDA 1065/1066).
L'oscillateur peut être utilisé pour commander le transistor de sortie avec des impulsions (régulation à découpage). La référence 1,5 V permet d'alimenter une entrée de l'amplificateur différentiel, l'autre entrée recevant un signal proportionnel au régime ou au courant moteur.
Si la régulation n'est pas à découpage l'oscillateur peut être utilisé pour une alarme sonore (en fin de bande sur un magnétophone). Il est alors déclenché par le système de blocage 6, en même temps que l'éjection de cassette.
L'oscillateur peut également être utilisé pour l'effacement et la prémagnétisation dans les magnétophones.
 2. - Détecteur de seuil pour commande directe d'un relais ou d'un voyant avec déclenchement d'une alarme sonore. Le seuil de référence est fourni par la source stabilisée interne.
 3. - Commande à découpage de moteurs continus de puissance moyenne par l'intermédiaire d'un transistor de puissance extérieur. (Variation de vitesse.)
 4. - Régulation de température par déclenchement de thyristors ou triacs au zéro secteur.
- Examinons en détail la constitution de chacune des fonctions élémentaires.

1. - Source de référence 1,5 V.

La tension de référence est composée par les transistors Q₂, Q₃, Q₄ chargés d'élaborer une tension de 1,5 V. La disposition des transistors est devenue maintenant classique et les relations qui déterminent la tension et la dérivée en température de cette tension sont (voir figure 3) :

$$(1) V_{REF} = V_{BE4} + \frac{R_2}{R_1} \frac{KT}{q} \text{Log} \left[\frac{I_2}{I_3} \cdot \frac{S_3}{S_2} \right]$$

S₂ et S₃ étant les surfaces actives des émetteurs des transistors respectifs Q₂ et Q₃. La tension base émetteur V_{BE4} est connue une fois I fixé.

Par un choix convenable des rapports R₂/R₁ et

$$\frac{I_2 S_3}{I_3 S_2}$$

il est possible d'ajuster la référence à une dérive nulle en fonction de la température.

Afin d'étendre la gamme de fonctionnement de - 55 °C à + 150 °C, nous avons étudié la référence et choisi convenablement les courants de polarisation pour que les dérives restent très limitées.

La source de référence décrite ci-dessus est utilisée également pour polariser les autres étages du circuit intégré par l'intermédiaire de générateurs de courant dont le branchement est décrit ci-après (figure 4).

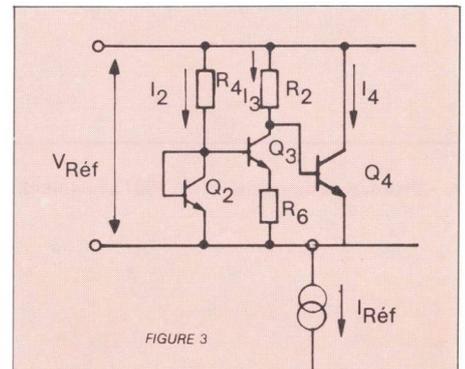


FIGURE 3

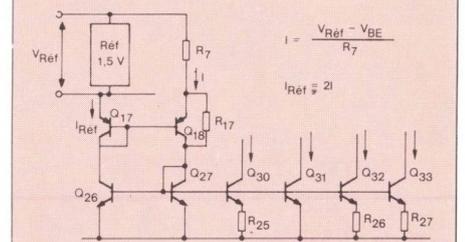


FIGURE 4 : Source de référence et polarisation.



La composition de diodes Q_{17} , Q_{27} , avec le transistor Q_{26} et la résistance R_7 fixent le courant $I_{26} = I_{Réf.}$

Nous pouvons remarquer que le montage ainsi réalisé avec la référence, s'autoalimente une fois l'amorçage réalisé par R_{17} . Le système reste conditionnellement stable puisque le gain, formé par Q_{17} , Q_{18} , Q_{26} , Q_{27} et la référence, bien que positif est inférieur à l'unité.

Les transistors-sources Q_{30} , Q_{31} , Q_{32} et Q_{33} alimentent respectivement les parties 6, 7, 8 et 2 du circuit intégré.

La protection thermique 4 est directement connectée aux bornes de $V_{Réf}$ comme nous le verrons par la suite.

2. - 3. - Amplificateur différentiel et étage de puissance

- L'amplificateur différentiel (schéma figure 5) est constitué de deux Darlington NPN chargés aux collecteurs par un miroir de courant (Q_{11} et Q_{12}). La tension de sortie disponible au collecteur de Q_{12} est transposée par Q_{13} pour commander l'étage de puissance.

- L'étage de sortie est constitué d'un Darlington suivi d'un transistor de puissance pouvant absorber un courant crête de 2.5 A (1 A moyen).

L'amplificateur opérationnel ainsi formé peut travailler d'une tension minimum V_{cc} de 2 V jusqu'à une tension maximum permise par les caractéristiques des transistors (V_{cc} max. = 18 V).

Un pont de résistances est branché intérieurement entre le + V_{cc} et le collecteur de Q_{37} (TDA 1065 - 1066 seulement). Ce pont diviseur trouve son emploi dans l'application régulateur de régime électrophones ou magnétophones.

L'amplificateur peut être bouclé en amplificateur opérationnel (à collecteur ouvert) jusqu'à un gain de quelques unités.

Cet amplificateur possède 3 pôles et est particulièrement adapté à l'attaque de charges selfiques. Il nécessite néanmoins une capacité de stabilisation de quelques dizaines de pF. entre la sortie et l'entrée de l'étage de puissance.

Nous verrons dans les applications la souplesse offerte par la possibilité de choisir la capacité de stabilisation.

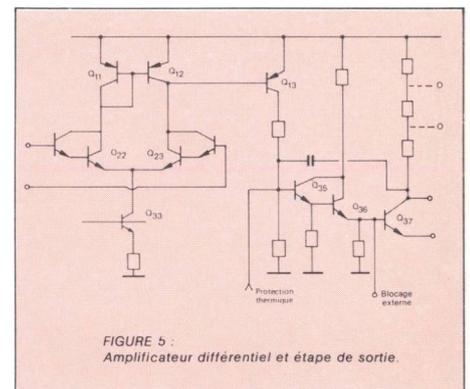


FIGURE 5 : Amplificateur différentiel et étage de sortie.

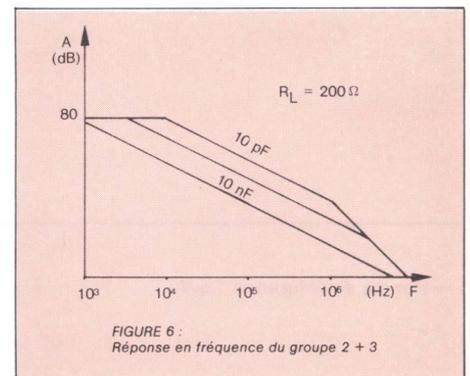


FIGURE 6 : Réponse en fréquence du groupe 2 + 3

4. - Protection thermique (TDA 1067 seulement)

On profite de la tension de référence stabilisée en fonction de la température pour polariser la base Q_1 en dessous du seuil de conduction. Lorsque la température de jonction croît, le seuil constitué par le V_{BE1} diminue de $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ et Q_1 conduit pour une température donnée (figure 7).

Le courant collecteur de Q_1 bloque l'étage de sortie par l'intermédiaire de la porte d'inhibition 5.

La polarisation a été réalisée pour obtenir le déclenchement de la protection à la température $T_j = 150^\circ\text{C}$.

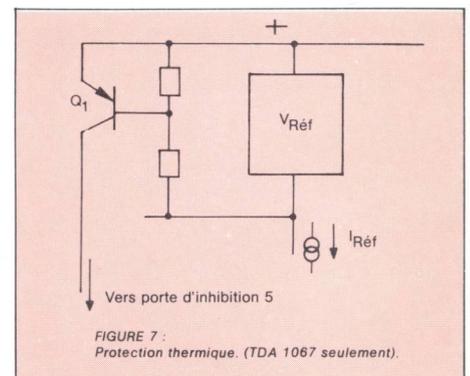


FIGURE 7 : Protection thermique. (TDA 1067 seulement).

5. - Porte d'inhibition

Cette porte est constituée du transistor Q_{25} (figure 8) qui reçoit sur sa base deux informations :

- Le courant collecteur de Q_1 quand la protection thermique entre en jeu.

- Le courant issu du détecteur de surcharges 6 quand se produit une surcharge.

- La saturation de Q_{25} par l'une ou l'autre des entrées entraîne le blocage du Darlington de sortie.

6. - Le dispositif d'inhibition après surcharge :

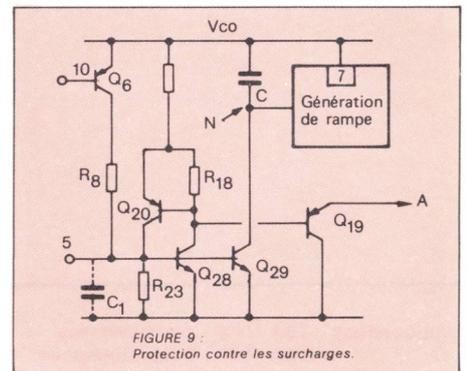
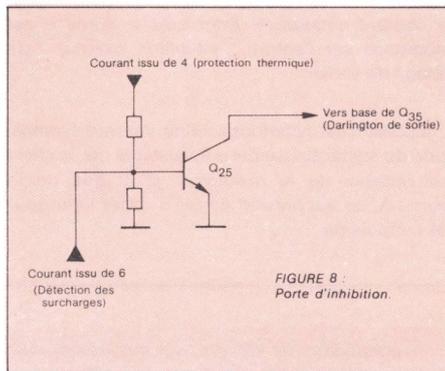
Nous avons vu que la protection thermique confère une longue durée au circuit intégré en contrôlant sa température de jonction. Le circuit d'inhibition est appelé à protéger les éléments extérieurs au circuit, lorsqu'un accident se produit sur le moteur ou la charge de puissance.

Ce système est aussi particulièrement utile pour le contrôle de fin d'enregistrement ou de lecture dans les magnétophones à cassette ou dans les tourne-disques.

Le circuit est constitué essentiellement de deux transistors Q₂₀ et Q₂₈ qui constituent un système à deux états. Le déclenchement peut être commandé soit par action sur la base Q₆, soit par attaque de la base Q₂₈. Dans certaines applications, il est souhaitable de retarder le déclenchement (voir les démarrages de fortes charges). Il est possible d'adjoindre un condensateur d'intégration sur la borne 5, de telle sorte que le seuil soit atteint avec un retard qui dépend de la constante de temps R₂₃C₁.

Le dispositif de mesure des surcharges en courant (bloc 6) prend l'information aux bornes de la charge. Lorsque le courant atteint un seuil pré-établi, la protection constituée par une bascule change d'état et vient bloquer l'étage de puissance. Au même moment, un générateur de courant attaque le générateur de rampe qui élabore une dent de scie utilisable comme signal d'alarme. Le signal d'alarme peut être sonore, ou visuel. Par un choix convenable du condensateur qui sert à élaborer la rampe, la fréquence d'alarme peut être élevée (plusieurs dizaines de kHz) ou très faible (de l'ordre du Hz). La fréquence de 1 kHz peut être choisie pour attaquer l'amplificateur BF de la chaîne. La fréquence très basse est utile pour la commande du voyant lumineux. Après une surcharge, l'intervention est nécessaire pour réactiver le circuit*. Cette fonction rend des services précieux pour les magnétophones, tourne-disques, magnétophones à cassette (arrêt ou éjection) et en particulier dans les systèmes de commande de puissance qui doivent être protégés.

* Mise à la masse d'une borne.



7. - 8. - Oscillateur générateur de dents de scie

- L'oscillateur est essentiellement constitué du pseudo-thyristor Q₉ Q₁₀ dont les bornes M et N sont disponibles extérieurement.
- Deux générateurs de courants sont réunis, l'un intérieurement à M' et l'autre extérieurement à la broche N.

I₂ porte le point M' à une tension V_{M'} = V_{cc} - R₁₂ - r₁₂ I₂ où R est une résistance extérieure.

C se charge grâce au courant I₁ et la tension à ses bornes varie linéairement puisque I₁ est constant.

Lorsque la tension en N devient égale à U_M - V_{BE} le thyristor s'amorce et décharge la capacité C. Le thyristor s'éteint lorsque C est déchargé ; le processus de charge reprend alors comme précédemment.

La fréquence est donnée par la formule suivante :

$$F = \frac{I_1}{I_2} \cdot \frac{1}{(R_{12} + R)}$$

R₁₂ étant une résistance intégrée venant se placer en série avec R.

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{5,5}$$

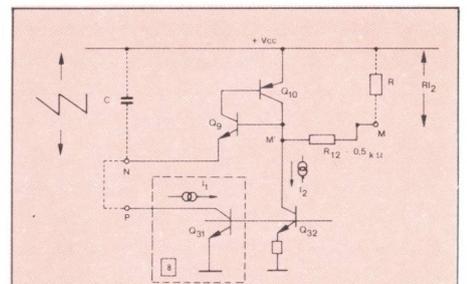


FIGURE 10 : Oscillateur. Cablage pour un fonctionnement permanent.

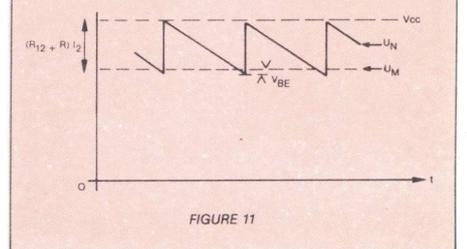


FIGURE 11



- Dans le cas où l'oscillateur est utilisé en alarme son fonctionnement n'est pas permanent.

Les bornes N et P ne sont pas réunies. L'oscillation est déclenchée par le circuit détecteur de surcharge 6 et par l'intermédiaire de Q₂₉ réuni en permanence au point N de l'oscillateur.

- En cas de fonctionnement normal Q₂₉ est coupé et n'intervient pas. (figure 9).
- En cas de surcharge, Q₂₉ conduit et devient générateur d'un courant (= 100 uA) qui déclenche l'oscillateur. La fréquence est alors :

$$F_{\text{alarme}} = \frac{1}{12} \cdot \frac{1}{(R_{12} + R)C}$$

9. - Le détecteur de passage par zéro du secteur :

Les transistors Q₁₄ et Q₁₆ sont saturés alternativement lorsque l'amplitude du signal appliqué sur la borne A dépasse un V_{BE} = ± 0,6 V. Au passage par ces niveaux, le transistor saturé se bloque en entraînant le blocage de Q₃₄, puisque Q₁₆ ne conduit pas encore. C'est pendant une ouverture de quelques degrés de l'alternance du secteur que Q₃₄ permet la mise à feu des thyristors ou triacs.

Cette commande est utile dans les régulations par ponts mixtes, par triacs dans les commandes proportionnelles, etc.

- Q₃₄ ne commande pas directement l'élément de puissance, mais l'étage de sortie qui peut fournir le courant nécessaire. Pour cela la borne B est rebouclée sur l'entrée " inhibition externe " de l'étage de sortie.

L'impulsion est symétrique autour du zéro. L'amplitude du signal sinusoïdal est ajustable par le choix de la résistance d'attaque de la borne A, ce qui permet de faire varier la largeur de l'impulsion.

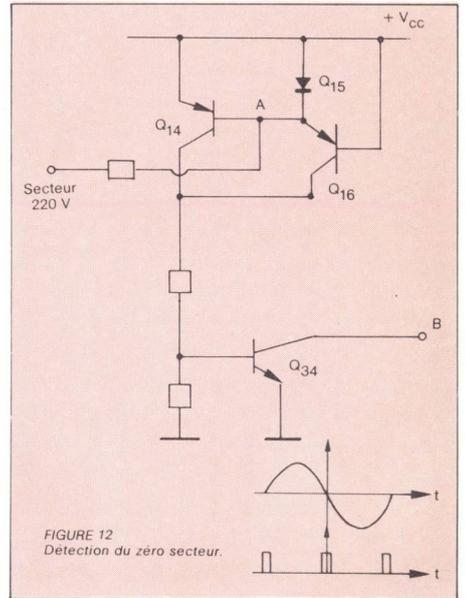
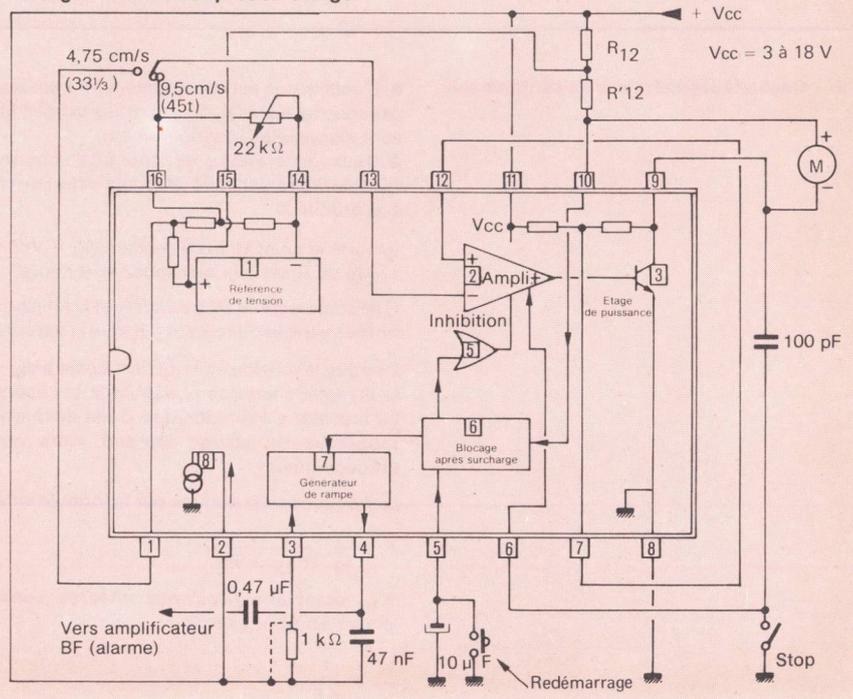
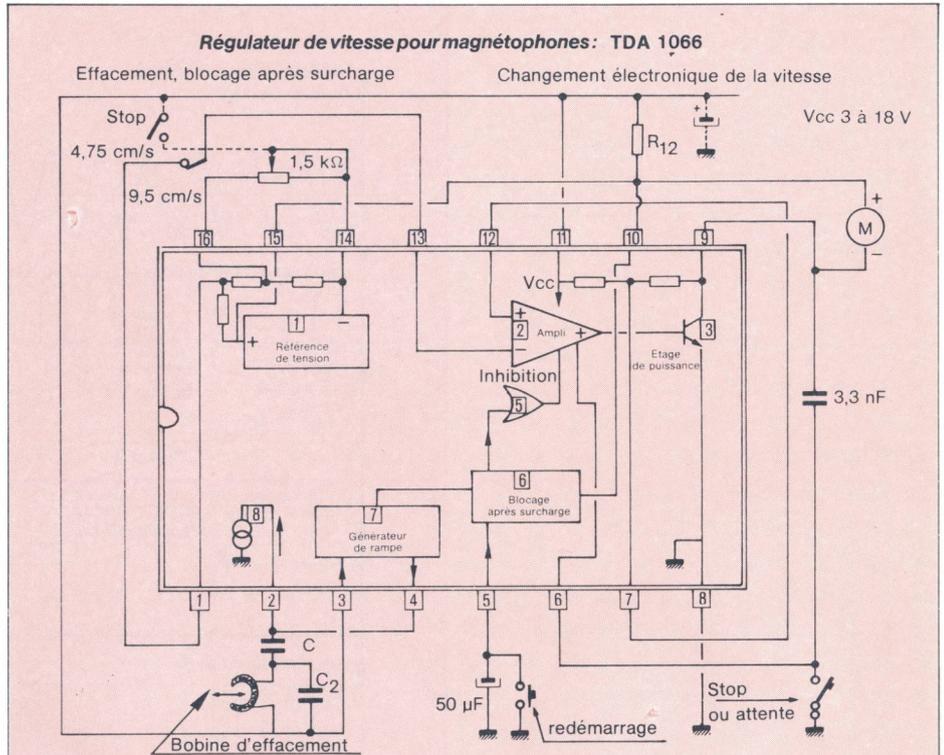


FIGURE 12
Détection du zéro secteur.

Applications TDA 1065 : électrophones
TDA 1066 : magnétophones

Régulateur de vitesse pour magnétophones et enregistreurs.
Changement électronique de la vitesse.
Blocage avec alarme après surcharge.





C₂ est choisi en fonction de la valeur de L afin d'obtenir une pseudo fréquence d'oscillation de l'ordre de 100 KHz (C₂ de l'ordre de 100 pF).

La protection aux surcharges peut être neutralisée par mise à la masse de la broche 5 en permanence (connexion sur circuit imprimé).

Commande proportionnelle par le zéro du secteur. Régulation de température TDA 1067

