

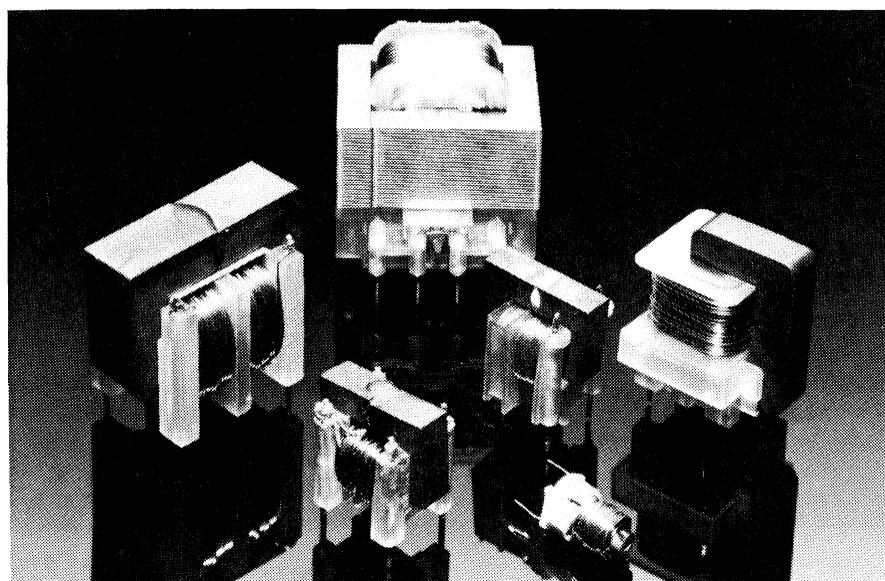
# Les alimentations à découpage

par R. BESSON

*Les alimentations à découpage constituent un marché en pleine expansion. On estime qu'elles représentent 70 à 80 %, en 1983, de l'ensemble des alimentations électroniques professionnelles et « grand public ».*

*Cette progression est due à la mise sur le marché de composants prévus pour cette application et dont la fiabilité est sans reproche.*

*Le concepteur dispose, ainsi, de tous les éléments lui permettant de profiter des avantages inhérents au principe même de ce type d'alimentation ; c'est pourquoi nous avons estimé nécessaire de faire le point de cette importante question.*



## Le principe des alimentations à découpage

La figure 1 montre en parallèle les schémas de principe d'une alimentation classique et d'une alimentation à découpage.

L'alimentation classique (A) se compose :

- d'un transformateur 50 Hz en tôles au silicium qui assure la séparation du secteur et l'obtention de la tension de sortie désirée ;
- d'un redresseur et de son filtrage ;
- d'une régulation pour stabiliser la tension de sortie.

Le rendement dépend du niveau de la stabilisation désirée et peut descendre au-dessous de 50 %.

L'alimentation à découpage (B) est toute différente :

- la tension du secteur 220 V est redressée et filtrée ;
- le ou les transistors de puissance hachent la tension continue à une fréquence ultra-sonore, entre 20 et 50 kHz, pour obtenir une tension alternative quasi rectangulaire ;
- le transformateur à noyau en ferrite assure la séparation du secteur et l'obtention de la tension de sortie désirée ;
- la tension rectangulaire est redressée et filtrée ;
- le circuit de régulation commande le ou les transistors de puissance, soit par la modification de la fréquence de découpage, pour une durée des impulsions constantes, soit en modifiant la durée du temps de conduction, en gardant une fréquence constante.

Ainsi, le ou les transistors sont alternativement bloqués ou conducteurs, leur puissance dissipée est très faible, comparée à celle dissipée par le transistor série des régulateurs classiques.

Les pertes dans le transformateur à noyau en ferrite sont également très faibles (1 à 2 %), par suite de la fréquence élevée du découpage et des noyaux spéciaux conçus pour cette application.

On obtient ainsi un rendement de 80 %, avec une très bonne régulation ( $\pm 1\%$ ), malgré une tension d'entrée et une charge variables.

Le gain en volume et en masse est également sensible ; il augmente avec la fréquence qui passe de 20 à 50 kHz et qui progressera encore avec les améliorations apportées aux transistors de puissance.

Enfin, ces alimentations peuvent être prévues avec plusieurs tensions de sorties, toute régulées.

Cependant, par suite de la fréquence et de la forme rectangulaire de la tension de découpage, ces alimentations

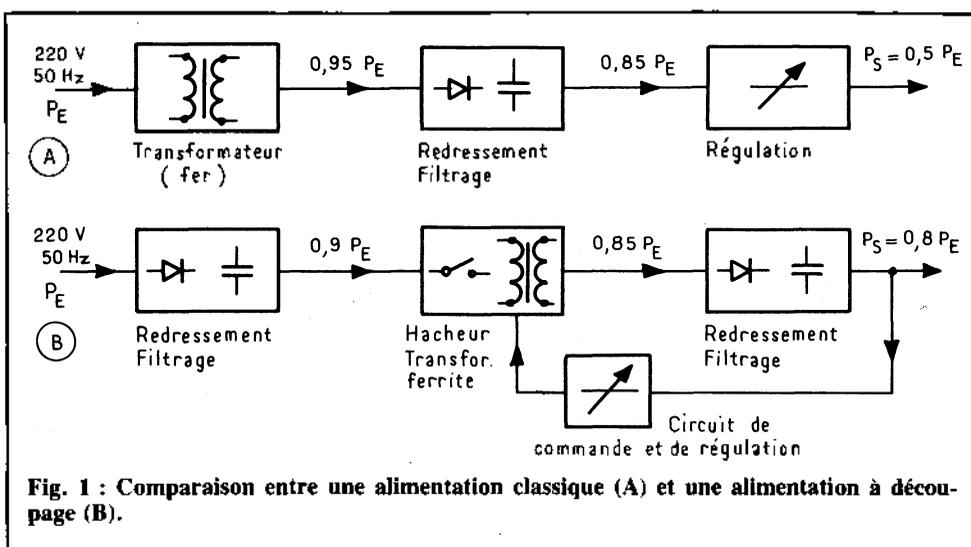


Fig. 1 : Comparaison entre une alimentation classique (A) et une alimentation à découpage (B).

rayonnent sur une plage de fréquences très étendue. Ces parasites radioélectriques doivent être réduits de façon à respecter les valeurs limites imposées par les normes. Un filtre doit être obligatoirement prévu en entrée, ainsi que des blindages sérieux.

Le schéma d'une alimentation à découpage est plus complexe que celui d'une alimentation classique ; de ce fait, son prix est plus élevé. Cette différence tend à diminuer d'année en année grâce aux nouveaux composants, de plus en plus performants, permettant d'augmenter la fréquence de commutation et de diminuer la masse et le volume des transformateurs à noyaux en ferrite.

## Les principaux schémas de base

### ■ Les convertisseurs à accumulation, ou en phase bloquée ou « fly-back » (fig. 2).

L'énergie est stockée dans le transformateur, sous forme d'énergie magnétique, pendant la phase de conduction du transistor ( $\tau$ ), par suite de la polarité du secondaire et de la présence de la diode D qui bloque le passage du courant (fig. 2 A).

Par contre, pendant la phase de blocage du transistor ( $T-\tau$ ) cette énergie ( $I_L$ ) est transmise, à travers la diode D qui est devenue conductrice, au condensateur C qui se charge (fig. 2 B et C).

Le noyau de ferrite doit être muni d'un entrefer relativement grand pour éviter sa saturation.

Pendant la nouvelle période de conduction ( $\tau$ ) du transistor, le condensateur C maintient une tension constante ( $V_U$ ) aux bornes de la charge ( $R_s L$ ).

Pour un rapport cylindrique  $\tau = 0,5 T$  la tension  $V_{CE}$  maximale du transistor est égale au double de la tension d'entrée ( $V_1$ ).

L'intensité maximale dans la diode ( $I_{Fmax}$ ), dans les conditions les plus défavorables, atteint 5 fois l'intensité moyenne dans la charge ( $I_O$ ). Cette diode doit avoir une très faible chute de tension directe ( $V_F$ ) et admettre des pointes importantes de courant direct ( $I_{Fmax}$ ) par rapport à la valeur moyenne ( $I_F$ ).

Ces convertisseurs sont les plus simples et les moins onéreux. Ils sont en général utilisés pour des puissances jusqu'à 200 W et des tensions de sortie supérieures à 10 V. Ce qui limite ce type, c'est la construction du transformateur qui doit avoir un couplage serré entre primaire et secondaire,

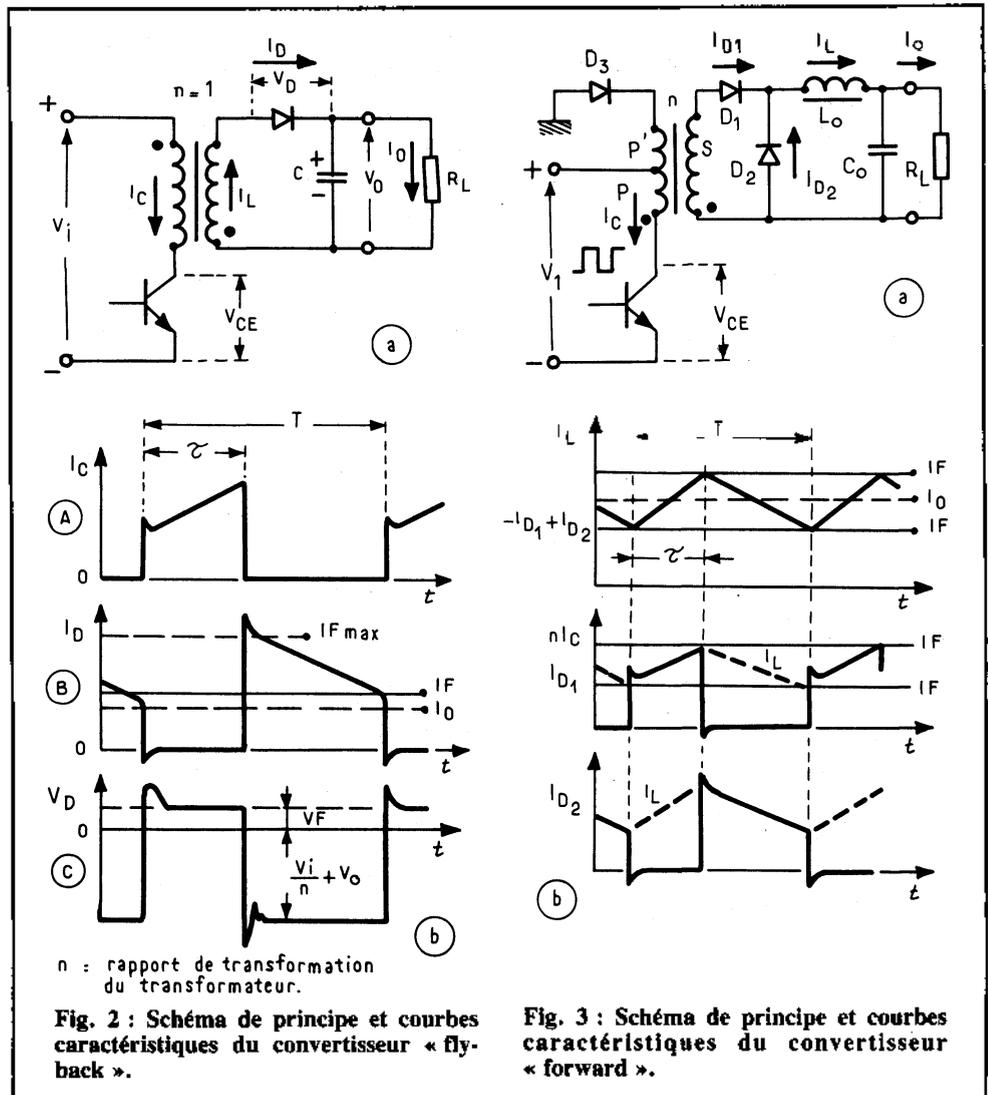


Fig. 2 : Schéma de principe et courbes caractéristiques du convertisseur « fly-back ».

Fig. 3 : Schéma de principe et courbes caractéristiques du convertisseur « forward ».

naire, c'est-à-dire une faible inductance de fuite, entre 1 et 2 %.

On reproche à ces convertisseurs une ondulation résiduelle relativement importante. Par contre, ils conviennent très bien pour les applications nécessitant plusieurs tensions de sortie.

### Les convertisseurs série-directs, à phase passante ou « forward » (fig. 3).

Durant la période de conduction du transistor, l'énergie est simultanément stockée dans l'inductance de lissage ( $L_0$ ) et transmise par  $D_1$  à la charge, (période  $\tau$ ).

Lorsque le transistor est bloqué une partie de l'énergie stockée dans  $L_0$  est transmise à la charge par la diode de récupération  $D_2$  ( $I_{D2}$ ). Le condensateur  $C_0$  filtre l'ondulation due au découpage.

Après le blocage du transistor, l'énergie magnétique stockée dans le transformateur est renvoyée au circuit d'entrée par l'enroulement de démagnétisation ( $P'$ ), la diode  $D_3$  étant conductrice. On limite ainsi la tension  $V_{CE}$  du transistor à deux fois la tension d'en-

trée  $V_1$ . Sur la figure 3 le transformateur comporte un primaire double à prise médiane ( $P$  et  $P'$ ). Souvent, l'enroulement de démagnétisation est séparé du primaire ; cependant son couplage avec le primaire doit être très serré (fig. 4).

Les courbes (fig. 3) donnent : l'intensité moyenne de sortie ( $I_O$ ) en fonction de l'intensité directe ( $I_F$ ) dans les diodes  $D_1$  et  $D_2$ , pendant la période de conduction ( $\tau$ ) et la période de blocage ( $T-\tau$ ). L'intensité maximale  $I_{Fmax}$  est égale à  $2 I_O$ , ce qui est beaucoup moins que dans le schéma « fly-back ».

L'entrefer du circuit magnétique du transformateur doit être très faible de façon à limiter l'énergie de magnétisation. Par contre, l'inductance de lissage qui est parcourue par un courant continu important doit avoir un entrefer étudié pour éviter la saturation du noyau de ferrite.

Le principal avantage de ce type de convertisseur consiste en un excellent filtrage réalisé par  $L_0$  et  $C_0$ , d'où une faible ondulation résiduelle de la tension de sortie. Ils représentent le meilleur compromis entre la complexité, le

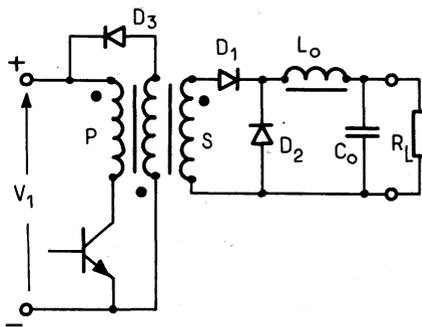


Fig. 4 : Variante du montage du transformateur « forward ».

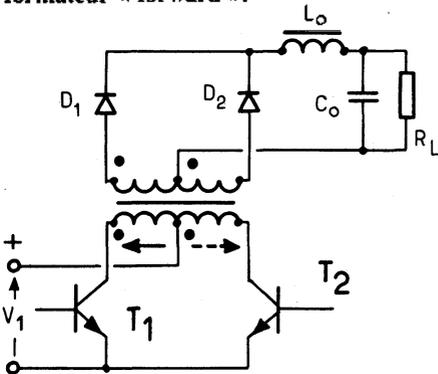


Fig. 5 : Convertisseur symétrique en « push-pull ».

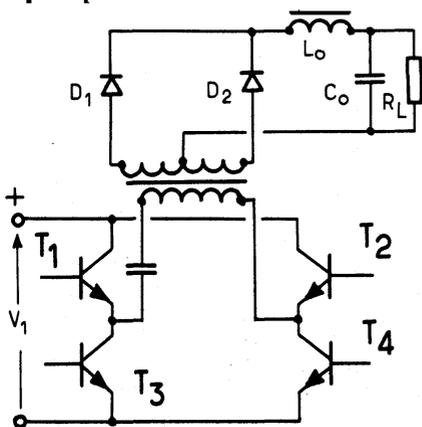
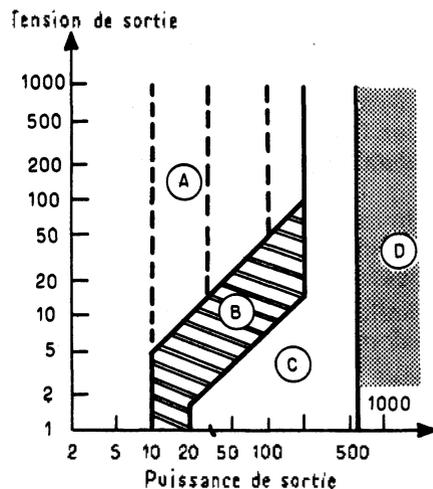


Fig. 6 : Convertisseur symétrique en pont.



- CONVERTISSEURS :
- A - type "Flyback"
  - B - "Flyback" ou "Forward"
  - C - "Forward"
  - D - "Forward" ou "Push pull"

Fig. 7 : Choix du type de convertisseur en fonction de la tension de sortie et de la puissance désirée (doc. RTC).

coût et les performances pour des puissances de sortie comprises entre 50 W et 1 kW, pour un montage en mono-alternance.

### Les convertisseurs symétriques, en pont ou push-pull

Pour des puissances supérieures à 700 W il est préférable d'utiliser des convertisseurs symétriques.

La figure 5 donne le schéma de principe d'un convertisseur en push-pull. Il comprend, en fait, deux convertisseurs à phase passante « forward » travaillant en opposition de phase. Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  redressent le signal carré généré par  $T_1$  et  $T_2$  commandés alternativement. On double ainsi la fréquence du courant au secondaire du transformateur, ce qui permet de réduire les valeurs de  $L_0$  et  $C_0$ , pour une même tension d'ondulation en sortie.

Pour des puissances encore plus importantes on adopte le montage en pont de la figure 6. Les transistors  $T_1$  et  $T_3$  sont commandés ensemble, alternativement avec les transistors  $T_2$  et  $T_4$ . La fréquence est doublée comme pour le montage en push-pull. La tension maximale  $V_{CE}$  supportée par les transistors dans le montage push-pull est égale à deux fois la tension  $V_1$ . Par contre, dans le montage en pont elle est égale à  $V_1$  pour chaque transistor. D'autre part, il faut veiller que les deux branches de transistors ne conduisent pas en même temps, sous peine d'emballement thermique.

### Choix du type de convertisseur

La figure 7 permet de choisir le type de convertisseur qui convient le mieux en fonction de la tension de sortie et de la puissance désirée.

Le type « fly-back » est le plus simple et le moins coûteux, car il ne nécessite qu'un transformateur. Dans la région (a) de la figure, à faible puissance et à forte tension de sortie on utilise presque toujours le convertisseur « fly-back ».

Dans la région (b) le convertisseur « fly-back » cède souvent la place au « forward » à cause de son facteur de perte plus grand.

Dans la région (c) le convertisseur « forward » est à recommander.

Dans la région (d) on utilise le convertisseur « forward », le push-pull ou le montage en pont.

### La commande des convertisseurs

La commande et la régulation des convertisseurs peut théoriquement être obtenue de deux façons différentes :

- à fréquence variable en fonction de la variation de la tension du secteur et de l'intensité dans la charge ; il faut cependant que cette fréquence ne

descende pas au-dessous de quelques kilohertz, afin de minimiser les pertes dans les transistors et dans le transformateur. Ce type de circuit est économique, cependant il est difficile à filtrer et le taux d'ondulation de la tension de sortie reste important ; c'est pourquoi ce type de commande est pratiquement abandonnée.

- à fréquence fixe et à largeur d'impulsion variable (PWM). La valeur de la fréquence, qui était de 20 kHz, atteint maintenant 50 kHz et augmentera encore jusqu'à 100 kHz, grâce aux progrès réalisés dans la fabrication des transistors de puissance. Plus la fréquence est élevée, plus la masse du ou des transformateurs et des condensateurs se réduit. Par contre, les problèmes d'antiparasitage et de rayonnement deviennent difficiles à résoudre.

Un circuit intégré spécialisé permet de réaliser simplement la commande et la régulation des convertisseurs. Ce circuit doit être alimenté ; il doit recevoir une information sur la valeur de la tension de sortie et sur le courant dans la charge de façon à moduler la largeur de l'impulsion transmise sur la base du transistor de commutation.

### Alimentations « fly-back » de faible puissance

Les circuits de commande doivent être les plus simples possibles ; on utilise généralement :

- une alimentation du circuit intégré directe secteur ;
- une commande non isolée du transistor de puissance ;
- une détection de courant par une résistance dans l'émetteur du transistor de puissance ;
- une liaison directe entre le circuit intégré et l'entrée du convertisseur. Ainsi l'alimentation, jusqu'au primaire du transformateur, est reliée au secteur et doit être isolée de l'utilisateur.

L'alimentation la plus simple est donnée sur la figure 8 ; elle est obtenue par une résistance chutrice reliée au secteur redressé. Cette solution est à éviter lorsqu'un étage driver basse tension est utilisé, car la puissance dissipée dans la résistance devient trop importante. Le circuit intégré TDA 1060 pris en exemple nécessite 10 mA.

Lorsque l'étage driver est un transistor basse tension on adopte le schéma de la figure 9. La tension est régulée et ce circuit permet le démarrage du convertisseur. En régime normal de fonctionnement l'énergie nécessaire à l'alimentation du circuit intégré et du driver est fournie par un enroulement supplémentaire du transformateur principal.

L'isolement entrée-sortie est réalisée par le transformateur principal ; l'information de tension de sortie nécessaire

à la régulation n'est pas accessible sans détruire l'isolement. On prend une image de cette tension grâce à l'enroulement d'auto-alimentation.

Ce type d'alimentation ne peut être utilisé que pour des puissances faibles, jusqu'à 100 W.

Pour les puissances plus élevées, ou lorsque plusieurs tensions de sortie sont nécessaires, on a intérêt à utiliser une alimentation auxiliaire à transformateur (fig. 10).

Le transformateur relié au secteur fournit au secondaire la tension qui, redressée par un pont de diodes, alimente le circuit intégré sous 12 V.

L'attaque de la base du transistor de puissance est effectuée grâce à un petit transformateur. Ainsi le circuit de commande est isolé du secteur. La tension de sortie peut alors être reliée directement au circuit intégré.

### ● Alimentation « forward »

Pour les convertisseurs de ce type et à partir de 200 W :

- l'alimentation du circuit intégré est assurée par une alimentation basse tension auxiliaire ;
- la commande du ou des transistors de puissance est réalisée à l'aide d'un transformateur d'isolement et d'un étage amplificateur ;
- la prise d'information pour la protection en courant est obtenue par un transformateur dont la tension est redressée pour agir sur le modulateur de largeur d'impulsion ;
- le circuit intégré est relié électriquement à la sortie du convertisseur, pour assurer la régulation en tension.

On obtient le schéma de la figure 11. Dans les alimentations push-pull ou en pont la commande se fait en opposition de phase. Le circuit intégré est complété par une bascule et par des portes. L'oscillateur du circuit intégré est réglé sur une fréquence double de la fréquence de découpage. La bascule divise cette fréquence par deux. Les portes aiguillent le signal vers les circuits de commande des transistors de puissance. On est ainsi assuré de ne pas avoir les transistors des deux branches conducteurs en même temps, puisque la commande est assurée par un seul oscillateur.

### ● Détail du circuit intégré

Chaque fabricant dispose d'un ou de plusieurs circuits intégrés destinés à commander les alimentations à découpage. C'est le TDA 1060 (R.T.C.) qui a été pris en exemple. La figure 12 en donne sa structure interne. On y retrouve tous les éléments dont il a été question au cours des paragraphes précédents.

L'alimentation est stabilisée et permet de délivrer une tension de référence

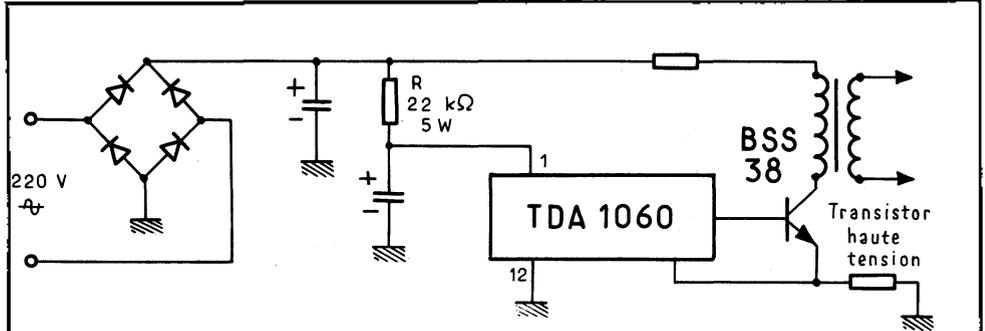


Fig. 8 : Alimentation du circuit intégré par une résistance chutrice sur la tension redressée.

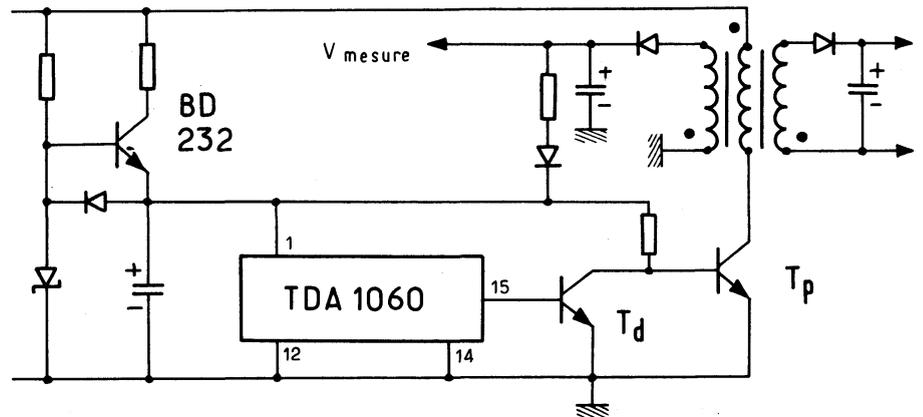


Fig. 9 : Alimentation régulée par transistor sur la tension redressée.

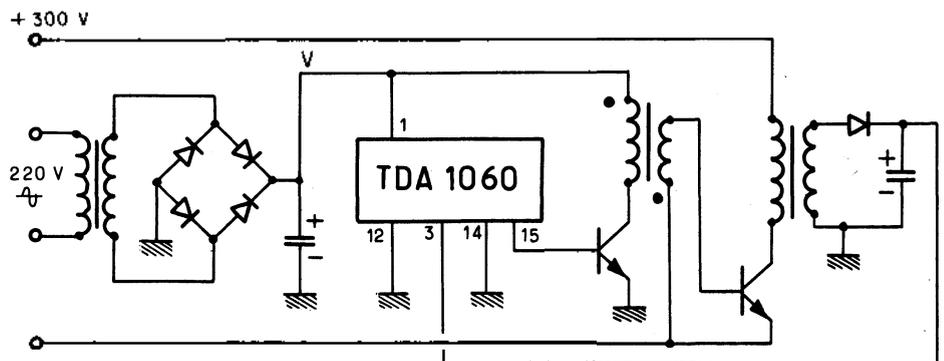


Fig. 10 : Alimentation auxiliaire pour le circuit intégré.

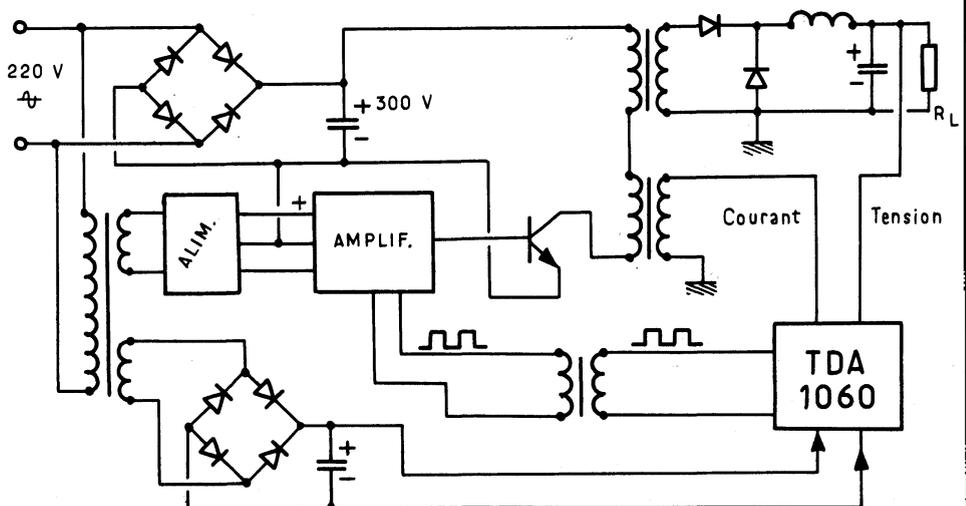


Fig. 11 : Alimentation auxiliaire pour un convertisseur « forward ».

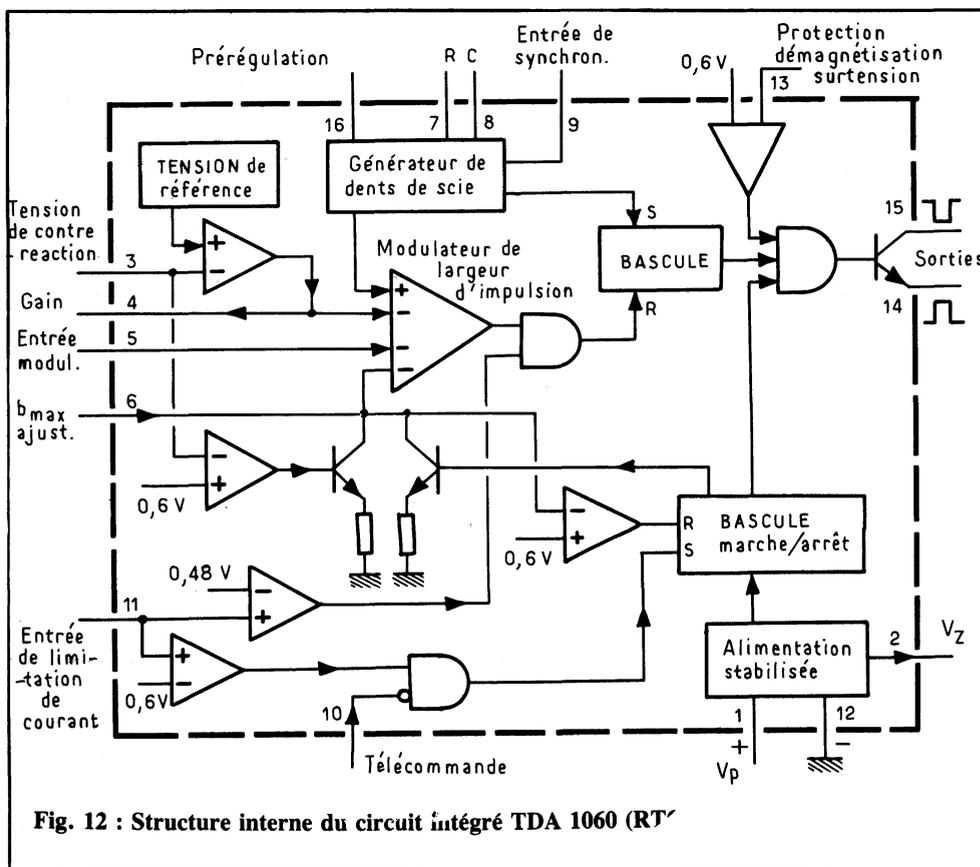


Fig. 12 : Structure interne du circuit intégré TDA 1060 (RT)

compensée en température. On distingue :

- le générateur de dents de scie qui commande le modulateur de largeur d'impulsions ;
- le circuit de limitation de courant qui bloque la sortie des impulsions, lorsque le seuil maximal est atteint ;
- le circuit de protection contre les surtensions et la démagnétisation du transformateur ; il agit également sur la sortie des impulsions ;
- la largeur des impulsions peut également être limitée par un potentiomètre extérieur, relié à la prise 6 ;
- la mise en route et l'arrêt de l'alimentation est obtenue par télécommande (prise 10) ;
- les sorties délivrent des impulsions positives en 14 et négatives en 15 ;
- lorsque la tension d'alimentation devient insuffisante accidentellement, la bascule marche/arrêt bloque le circuit ;
- lors de la mise en route, un circuit de démarrage progressif évite la surcharge du transistor de puissance ;
- en cas de surcharge ou de défaut, un circuit de détection provoque l'arrêt instantané.

## Les composants actifs

### Pont redresseur haute-tension

Le secteur 220 V monophasé est réuni directement au pont redresseur, les quatre diodes supportent les contraintes les plus sévères. La tension de crête directe est de  $220 \sqrt{2} = 311$  V. La tension inverse de crête est

égale à  $311 \times 1,57 = 488$  V. En prévoyant une surtension du secteur de 10 % on atteint 537 V. Il faut donc choisir des diodes de tension inverse au moins égale à 600 V. L'intensité est fonction de la puissance de l'alimentation. Ne pas oublier le refroidisseur éventuel.

Une résistance en série est nécessaire de façon à limiter le courant de charge de la capacité de filtre haute-tension. Sa valeur est fonction de la tension redressée et de la capacité. Pour 300 V elle est comprise entre 1 et 5  $\Omega$ , sa puissance est fonction de l'intensité.

### Diodes rapides de protection

Ces diodes sont nécessaires pour protéger le transistor de commutation et pour la récupération dans les montages « forward », en demi-pont et en pont.

Les fabricants ont prévu sur leurs catalogues des diodes rapides dopées à l'or, des diodes épitaxiales et des diodes réalisées par implantation ionique permettant un profil de jonction plus favorable.

Caractéristiques : tension inverse :  $V_{RRM}$  : 50 à 1 000 V, intensité directe :  $I_{F(AV)}$  : 0,5 à 30 A, temps de recouvrement :  $t_{rr}$  : 100 à 500 ns (courbe 3, fig. 13).

### Diodes Schottky

Ces diodes sont réservées pour le redressement de la tension de sortie à basse tension, étant donné leur faible tension inverse admissible.

Une diode Schottky est constituée par un substrat  $n+$  sur lequel on a déposée une couche épitaxiale  $n$ . Cette couche est métallisée par du chrome ou par du platine-nickel. Il n'y a donc pas de jonction classique  $n-p$ , mais un contact silicium  $n$ -métal qui peut être considéré comme une jonction abrupte. Dans une telle structure le courant qui traverse la diode est formé de porteurs majoritaires, alors que dans une jonction  $p-n$ , il est constitué par des porteurs minoritaires. On obtient ainsi un temps de recouvrement pratiquement nul, puisque la durée de vie des porteurs majoritaires est beaucoup plus courte que celle des porteurs minoritaires.

Ainsi, ces diodes peuvent fonctionner à des fréquences très élevées et leur tension de seuil est très faible. La figure 13-1 donne la tension de seuil et la chute de tension en fonction du courant direct pour les diodes Schottky.

Cependant ce contact métal-silicium ne peut supporter une tension inverse importante ; elle dépend de la hauteur de la bande interdite du métal utilisé. On ne peut donc les employer que pour le redressement basse tension et principalement pour la tension normalisée de 5 V.

Caractéristiques : tension inverse :  $V_{RRM}$  : 30 à 45 V, intensité directe  $I_{F(AV)}$  : 1 à 25 A, chute de tension directe  $V_F$  :  $\leq 0,55$  V, temps de recouvrement  $t_{rr}$  : négligeable.

Pour les tensions redressées plus élevées, il y a lieu d'utiliser des diodes rapides épitaxiales. Caractéristiques : tension inverse  $V_{SPRM}$  : 5 V à 200 V, intensité directe  $I_{F(AV)}$  : 2 à 50 A, chute de tension directe  $V_F$  :  $< 0,85$  V, temps de recouvrement  $t_{rr}$  :  $< 50$  ns (courbe 2, fig. 13).

### Diodes Zener

Elles servent pour fournir la tension de référence nécessaire pour stabiliser la tension de sortie, ainsi que pour stabiliser la tension d'alimentation du circuit intégré. Ces diodes sont classiques et n'appellent pas de commentaires.

Par contre les diodes Zener de protection contre les surtensions, les impulsions et les courants de choc sont intéressantes (Transient Absorption Zener diode ou TAZ).

Elles présentent l'avantage d'admettre une charge impulsionnelle ou par courant de choc élevé, avec un temps de réponse extrêmement court (1 ps). La figure 14 donne la caractéristique d'une diode TAZ pour une tension de claquage nominale de 7,5 CV.

Les modèles catalogués couvrent la plage de tension entre 7,5 et 200 V (tolérance :  $\pm 5\%$  ou  $\pm 10\%$ ), la puissance de l'impulsion absorbée atteint 1 500 W (1 ms), le courant in-

verse est de  $5 \mu\text{A}$ , la capacité interne est très faible.

La figure 15 montre trois applications des diodes TAZ dans les alimentations à découpage : protection des diodes de redressement haute-tension, du transistor de commutation et de la diode Schottky de redressement basse tension.

### Transistors de commutation rapide

Tous les grands fabricants mondiaux ont étudié des transistors de commutation de plus en plus puissants, fiables et rapides.

Avec une attaque directe par le secteur 220 V redressé, la tension inverse

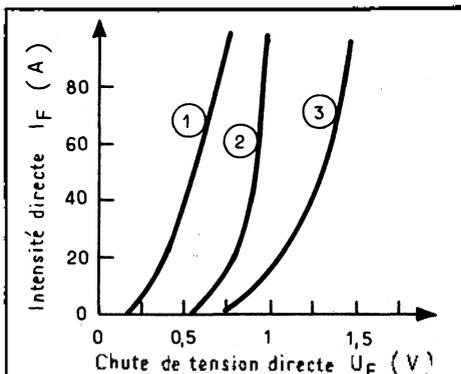


Fig. 13 : Chute de tension directe ( $U_F$ ) en fonction de l'intensité directe ( $I_F$ ). Courbes : 1, diode Schottky - 2, diode épitaxiale rapide - 3, diode rapide.

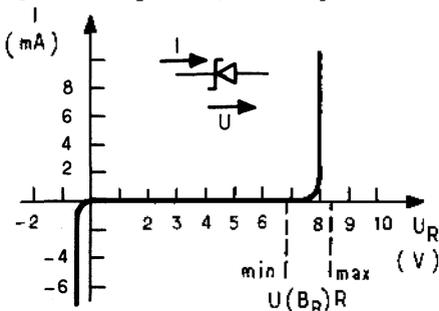


Fig. 14 : Caractéristique U.I. d'une diode TAZ de 7,5 C.

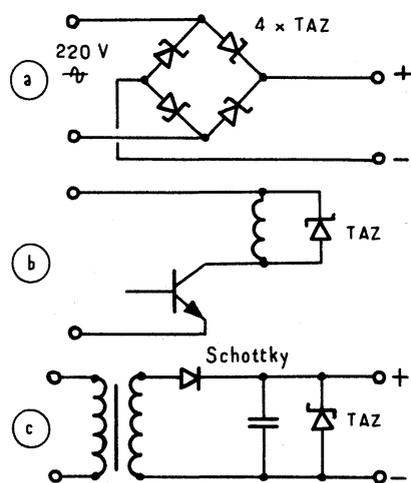


Fig. 15 : Exemples d'utilisation des diodes TAZ dans les alimentations à découpage ; a, redressement haute tension - b, transistor de commutation - c, redressement basse tension.

collecteurs-émetteur  $U_{CES}$  doit être de  $2 \sqrt{2} U_E \times 1,1 \times 1,1 = 755 \text{ V}$ , soit 850 V au catalogue. Les deux facteurs 1,1 tiennent compte d'une surtension secteur de 10 % et d'une marge de sécurité pour un bref dépassement de 10 %.

Il convient de prévoir une cellule d'amortissement R.C. et une diode en parallèle sur le transistor pour l'affaiblissement des pointes de tension et de dépassement produites par les inductances de fuite du ou des transformateurs, ainsi que par les capacités du câblage.

Le dépassement de la tension inverse produit un claquage du premier type dans la pastille du transistor ; il faut veiller à ne pas dépasser la valeur de  $I = C_{max}$ , ainsi que la température limite de la jonction. Il y a lieu également de tenir compte du domaine de fonctionnement autorisé par suite du second claquage.

Ce transistor en boîtiers TO 126 - TO 220 - TO 3 est monté sur un refroidisseur convenable.

Caractéristiques : tension inverse  $V_{RRM}$  : 100 à 1 500 V, intensité directe  $I_{F(AV)}$  : 1 à 20 A, temps de croissance ( $t_r$ ) et temps de décroissance ( $t_f$ ) : 0,3 à 0,8  $\mu\text{s}$ , fréquence de commutation : 50 kHz.

Certains fabricants ont prévu des Darlington pour cet usage. Les MOS de puissance peuvent également être adoptés.

Siemens propose sa gamme de Sipmos canal n à enrichissement. Ils demandent une faible puissance de commande grâce à leur gain élevé. Ils présentent une résistance élevée aux surcharges par absence de second claquage, une stabilité thermique importante ce qui permet un couplage en parallèle aisé.

Caractéristiques : tension inverse  $V_{RRM}$  : 50 à 1 000 V, intensité directe : 1 à 40 A. Les Sipmos 800 V pour alimentation à découpage atteignent 6 A en continu et 10 A en régime impulsif, fréquence de commutation : jusqu'à 100 kHz, résistance drain-source 800 V - 6 A = 1,5  $\Omega$ .

### Photocoupleurs

Dans certains schémas on a besoin d'une séparation galvanique entre la prise de tension de sortie et le circuit de commande et de régulation ; on utilise alors un photocoupleur.

Ce composant groupe dans le même boîtier une diode électroluminescente infrarouge couplée optiquement à un phototransistor.

Caractéristiques : tension d'isolement : 5 000 V, résistance d'isolement :  $10^{12} \Omega$ , fréquence maximale : 250 kHz, rapport de transfert : 10 à 300 % en fonction du gain du transistor.

### Ferrites pour transformateurs et bobines

Les principaux fabricants ont mis sur le marché des ferrites spécialement étudiés pour les alimentations à découpage pouvant atteindre 100 kHz.

Ces ferrites doivent avoir :

- des faibles pertes jusqu'à 100 kHz et des pertes par courants de Foucault négligeables ;
- des pertes décroissant jusqu'à 100 °C ;
- une perméabilité utile à 20 °C de  $2\,000 \pm 20\%$  ;
- un point de Curie élevée (220 °C) et une forte aimantation de saturation ;
- une excursion d'induction jusqu'à la saturation large, grâce à la faible induction rémanente.

Par suite de la fréquence élevée adoptée les noyaux sont beaucoup plus petits que ceux à 50 Hz. L'équation

$$N \cdot A_e = \frac{U}{B \cdot f}$$

montre que le produit du nombre de spires (N) par la section du noyau ( $A_e$ ) qui détermine le volume est inversement proportionnel à la fréquence pour un rapport tension (U) sur induction (B) constant.

Pour une puissance donnée on obtient une réduction de masse et de volume de 1/5 à 1/20<sup>e</sup> par rapport à 50 Hz et des noyaux feuilletés. Cependant par suite de leurs dimensions réduites les noyaux doivent avoir :

- un espace suffisant pour la sortie des fils qui peuvent avoir une section importante, par suite du courant élevé parcourant les enroulements. Il faut fréquemment diviser les fils, ou les rubans épais, en plusieurs conducteurs, afin de réduire les courants de Foucault ;
- une faible inductance de fuite pour éviter les pointes de tension lors de la commutation. Les enroulements doivent souvent être imbriqués couche par couche pour réduire l'inductance de fuite. Le noyau de section circulaire permet un bobinage régulier et un facteur de remplissage élevé, ce qui permet de réduire encore l'inductance de fuite ;
- une fixation aisée par picots sur les circuits imprimés.

Il existe une grande variété de formes de noyaux : EC à jambe centrale ronde, U RM etc. Les tubes permettent une protection efficace contre les parasites H.F. lorsqu'ils sont enfilés sur les fils d'alimentation.

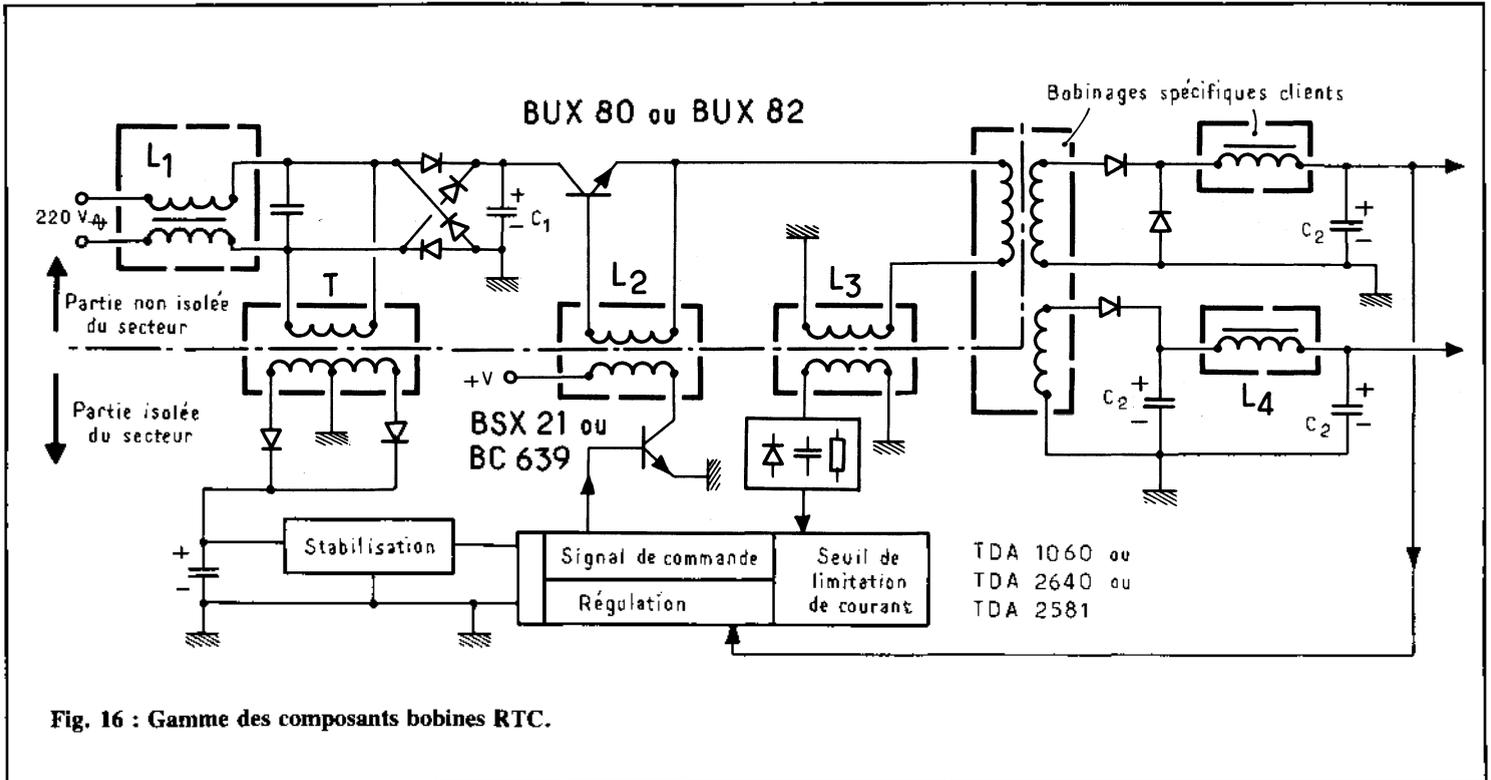


Fig. 16 : Gamme des composants bobines RTC.

## Composants bobinés

Certains fabricants proposent des transformateurs et des inductances pour alimentations à découpage.

La figure 16 donne la gamme des composants bobinés standard qui peuvent être utilisés sur un certain nombre de réalisations ; ils sont produits par R.T.C. ; elle comprend :

- un jeu d'antiparasites secteur : 120 - 280 - 350 W (L1) ;
- un transformateur d'alimentation auxiliaire 50 Hz pour le circuit de commande et de régulation (6,5 V).(T) ;
- un transformateur de commande (L2) qui ne dépend que du type de transistor de commutation ;
- un transformateur de courant (L3) qui est indépendant de l'application jusqu'à 200 W en sortie ;
- une bobine de filtre (L4) jusqu'à 280 W pour montage « fly-back ».

Par contre, le transformateur de commutation et l'inductance de filtre « back ward » dépendent de l'application envisagée et doivent être calculés en conséquence.

## Condensateurs électrolytiques à l'aluminium

Le condensateur d'entrée (C1 - fig. 16).

Il assure trois fonctions :

- lissage de la tension d'entrée redressée ;
- filtrage des tensions parasites symétriques provenant du réseau ;
- accumulation d'énergie pour couvrir de brèves interruptions du secteur. La capacité nécessaire se calcule en

fonction de la puissance de sortie. Par VA de puissance il faut, pour le lissage sans interruption du réseau : 1  $\mu$ F, avec interruption de 0,5 à 1 cycle : 2  $\mu$ F, avec interruption de 1 à 2 cycles : 3  $\mu$ F et avec interruption de 2 à 3 cycles : 4  $\mu$ F.

Sous 220 V, sa tension de service doit être de 350 V.

Le condensateur élimine également le spectre symétrique des parasites produits par le transistor de commutation, donc à haute fréquence.

Il y a lieu de choisir des condensateurs à faible résistance série prévus pour fonctionner sous des contraintes sévères.

Le condensateur de sortie (C2 - fig. 16).

Cette capacité sert à :

- lisser la tension de sortie de façon que l'ondulation H.F. résultante ne dépasse pas 1 % de la tension de sortie ;
- stabiliser la tension de sortie en présence de brusques variations de la charge ;
- filtrer les tensions parasites jusqu'à 100 kHz produites par les flancs abrupts de la commutation et transmises au circuit secondaire par le transformateur.

Il faut employer des condensateurs à très faible résistance série et à faible impédance. Les connexions doivent être très courtes pour réduire l'inductance série.

## Condensateurs à film plastique

Ces condensateurs sont utilisés dans les circuits de :

- *couplage* : transmission d'impulsions. Ces condensateurs ont une faible inductance propre, une fréquence de résonance > 1 MHz et une bonne tenue aux impulsions ;

- *affaiblissement* : suppression des pointes de tension dangereuses aux bornes des semiconducteurs. Ils doivent résister aux courants de choc et admettre des surtensions jusqu'à 3  $U_n$ .

*Commutation* : effacement de l'état passant du semiconducteur. Ils doivent résister aux courants de choc, leur courant de pointe fonction de la capacité correspond à la vitesse de croissance de la tension du/dt. Leur inductance propre doit être faible pour permettre une inversion de polarité rapide.

Les fabricants proposent toute une gamme de condensateurs étudiés spécialement pour ces applications. Ceux isolés au polypropylène sont à recommander.

Les condensateurs d'antiparasitage secteur doivent répondre à des normes de sécurité sévères.

Les condensateurs classe X sont destinés aux applications dans lesquelles leur défaillance par court-circuit ne risque pas de provoquer un choc électrique dangereux pour l'utilisateur.

Les condensateurs classe Y, lors de leur défaillance, risquent de provoquer un choc électrique à l'utilisateur ; leur sécurité est augmentée et leur capacité limitée.

Ce sont des condensateurs à film plastique métallisé à autocatrisation en boîtier plastique difficilement inflammable, ou en boîtier en aluminium.