

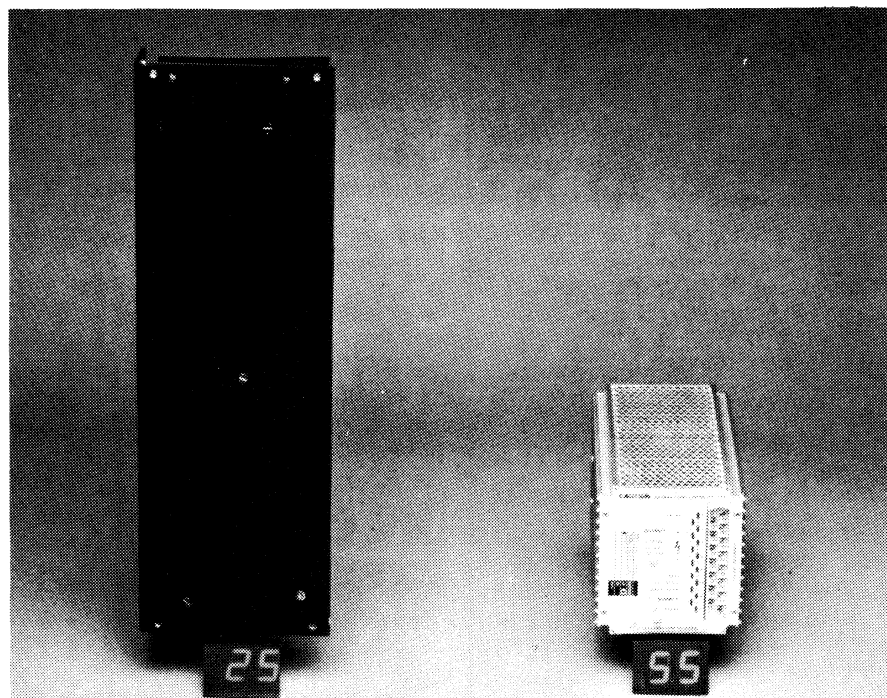
# Principes et fonctionnement des alimentations à découpage

par Y. DUCAS et Ph. WAVRE (\*)

*Au cours de cette série d'articles, nous examinerons différents aspects relatifs aux alimentations à découpage.*

*Le champ d'application sera volontairement réduit aux alimentations d'équipements électroniques ; ce qui n'empêche que le sujet peut être vaste, voire difficile.*

*Afin d'avoir une bonne idée de ce que représente ce produit, nous aborderons la question sous différents aspects et nous traiterons, dans un premier temps, de la comparaison et de la supériorité sur l'alimentation série, ainsi que du fonctionnement du convertisseur direct ou « Forward ».*



## Principes de base

### L'alimentation linéaire

La gamme de puissance couramment rencontrée dans les équipements de taille petite ou moyenne s'étend de 30 à 500 W environ. Pour illustrer notre propos, prenons un exemple bien

concret au milieu de la gamme : une alimentation de 12 V, 17 A, soit une puissance de l'ordre de 200 W.

Le schéma de principe d'une telle alimentation est représenté figure 1. Son fonctionnement est bien connu. La principale source de dissipation se situe au niveau du régulateur propre-

ment dit, c'est-à-dire le transistor « série ».

Si l'on admet qu'à réseau 220 V  $\pm$  10 %, il faut aux bornes du transistor une chute de tension de 2 V pour un fonctionnement correct de celui-ci, à réseau 200 V  $\pm$  10 %, la chute de tension sera d'environ 5,7 V, ce qui entraîne une dissipation de  $5,7 \text{ V} \times 17 \text{ A} = 97 \text{ W}$ .

Il est clair que le transistor représenté figure 1 sera en fait constitué d'une batterie de transistors disposés en parallèle et attaqués par un étage à transistor de taille respectable.

Le pont redresseur P est également responsable de pertes considérables : les arches de courant, d'amplitudes bien supérieures à 17 A, dues à la présence du condensateur de filtrage C, créant aux bornes des diodes, des chutes de tension nettement supérieures aux 0,6 V classiques des « petits signaux ».

Une estimation de 20 W par diode est raisonnable, ce qui donne, pour les deux diodes passantes à chaque alternance, une puissance totale perdue de 40 W.

Enfin, le transformateur d'alimentation, sur base de données bien connues des concepteurs de petits transfos, possède également un rendement tel que l'on estime ses pertes à 25 W.

Pour terminer, nous incluerons dans la même rubrique : l'alimentation des circuits auxiliaires de régulation, l'étage d'attaque, les résistances d'égalisation, etc. soit une dizaine de watts.

Bilan : 172 W perdus et un rendement de 53 % !

Cette faible valeur ainsi que le volume occupé par le dispositif et le poids qui en découle sont souvent considérés comme un handicap sérieux dans la majorité des utilisations actuelles.

### Première amélioration

Une première solution, pour pallier ces inconvénients, consiste à minimiser les pertes prépondérantes, soit celles du régulateur linéaire. La technique utilisée fait appel aux systèmes de régulation par tout ou rien (Fig. 2).

Le transistor Tr fonctionnant en régime linéaire dans l'exemple ci-dessus, travaille à présent en bloqué-saturé, et ce à une fréquence généralement supérieure à 20 kHz. La description de ce circuit peut se faire brièvement en deux étapes :

— 1. Le transistor est saturé. Un courant issu partiellement du condensateur d'entrée C1 et partiellement du

(\*) Société Philips.

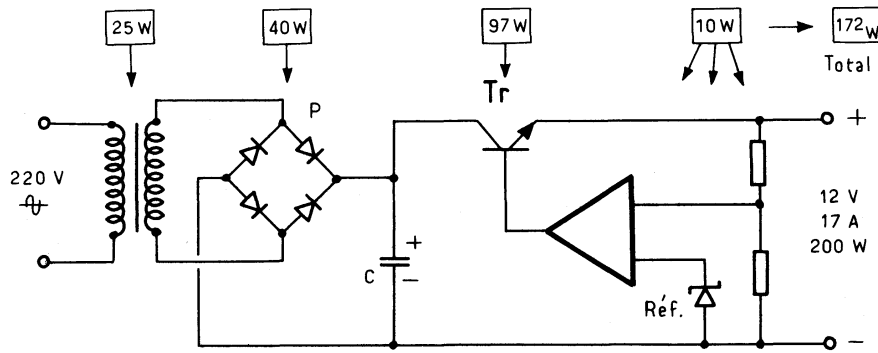


Fig. 1 : Principe d'une alimentation linéaire.

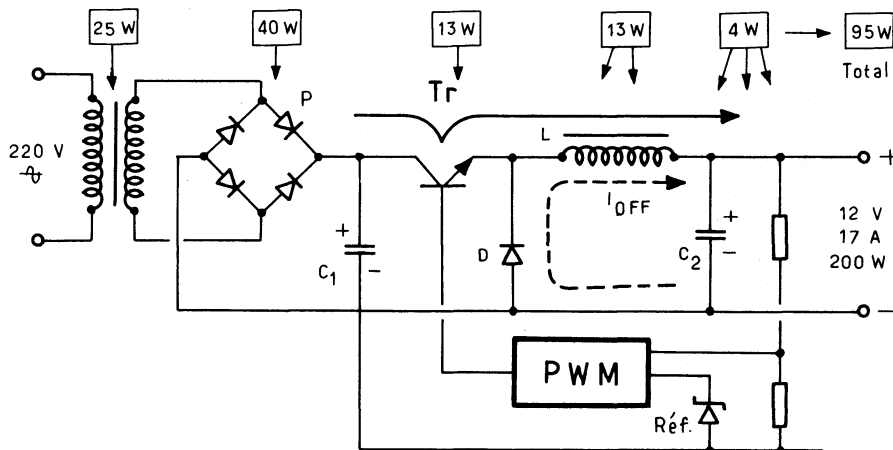


Fig. 2 : Principe d'une alimentation à découpage secondaire.

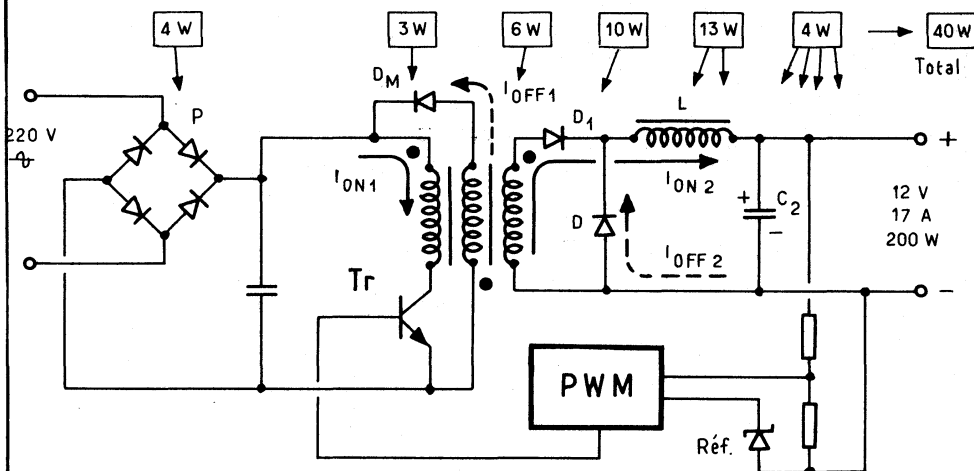


Fig. 3 : Principe du convertisseur « Forward ».

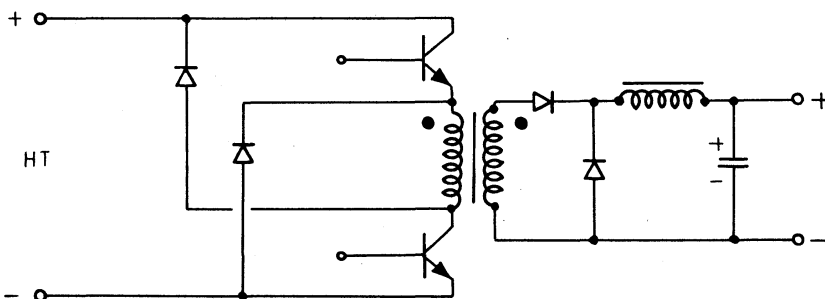


Fig. 4 : Montage « Forward » à 2 transistors ou demi-pont à diodes.

transformateur via le pont P, circule vers la charge via l'inductance de lissage L. Celle-ci emmagasine une certaine énergie. Le courant est croissant.

— 2. Le transistor est bloqué. Le courant continue à circuler dans l'inductance L mais de façon décroissante, se referme via la diode de roue libre D. Le condensateur de sortie C2 atténue la tension ondulatoire résiduelle inévitable.

Si la fréquence de découpage est maintenue constante et en jouant sur la durée de mise en conduction du transistor, grâce à cette topologie de circuit, la valeur moyenne de la tension de sortie est maintenue constante. La fonction de régulation proprement dite est obtenue par le circuit modulateur de largeur d'impulsions « PWM » (pulse width modulator). Son rôle est de comparer en permanence la tension de sortie à une référence et d'agir en conséquences sur le transistor de puissance.

Il subsiste cependant encore quelques pertes.

— 1. Au niveau du transistor, nous avons d'abord les pertes de conduction dues au VCE de saturation inévitable et ce en présence du plein courant. Ordre de grandeur 10 W.

Nous avons ensuite les pertes de commutations dues au fait que tension et courant ne s'établissent pas instantanément aux bornes du transistor ; il existe un certain chevauchement de ces deux événements. Chaque passage de l'état bloqué vers saturé et vice versa est sujet à des pertes qui sont donc en liaison directe avec la fréquence de découpage. Ordre de grandeur 3 W.

— 2. Au niveau des nouveaux composants, nous avons : la diode D et sa chute directe en présence du courant de 17 A ainsi que l'inductance sujette essentiellement à une chute ohmique. Un ordre de grandeur de 10 W + 3 W = 13 W peut-être avancé.

Le rendement global est donc passé à 68 % soit une certaine amélioration. Il n'empêche cependant que l'élégance du circuit peut être poussée davantage.

#### Le découpage primaire

Rien n'interdit de disposer le régulateur par tout ou rien au primaire du transformateur, précisément où les niveaux de courants sont diminués d'un facteur égal au rapport de transformation. Là ne s'arrête pas cette profonde modification :

le pont redresseur doit être également déplacé vers le côté primaire (il bénéficiera de la même diminution de courant) et le transformateur doit être, dans sa conception, adapté pour fonctionner à des fréquences bien supérieures à 50 Hz. Le schéma de prin-

cipe d'une telle alimentation est représenté figure 3.

On l'appelle convertisseur direct ou « Forward » car le transfert d'énergie s'effectue — directement — de la source vers la charge et ce, durant la conduction du transistor. Le rendement d'une alimentation utilisant ce type de circuit, et aux possibilités équivalentes à celles de notre exemple de départ, est de l'ordre de 83 %.

## Le convertisseur « Forward »

Le pont redresseur P, directement relié au réseau et la capacité de filtrage C1 associée, délivrent une tension continue de  $220\text{ V} \times \sqrt{2}$  soit 300 V environ. Lorsque le transistor est mis en conduction, cette haute tension est appliquée au transformateur et un courant  $I_{ON1}$  circule dans l'enroulement primaire.

Simultanément, et grâce au sens de bobinage, une tension apparaît au secondaire; un courant  $I_{ON2}$  s'établit dans le circuit constitué par la diode D1, l'inductance de lissage L, la charge et se referme au niveau du transformateur. Durant la phase de blocage, le processus est identique à celui qui a été décrit dans le circuit à découpage secondaire. Il faut noter cependant l'utilité au cours de cette phase de :

- la diode D1 qui évite un court-circuit aux bornes secondaires,
- un enroulement de démagnétisation qui renvoie l'énergie, relativement faible, stockée dans le noyau magnétique du transformateur vers le condensateur de filtrage, via la diode  $D_M$ .

D'autres montages à découpage primaire existent.

Ils possèdent un certain nombre d'avantages et d'inconvénients à bien évaluer au moment du choix final destiné à une application particulière. Les facteurs qui interviennent sont tellement nombreux qu'il est impossible de donner une procédure miracle permettant de fournir la topologie la mieux appropriée.

Si l'on veut avoir une idée de ce que représentent quelques grandes familles, on peut par contre les arborer sommairement en dégagant quelques caractéristiques essentielles.

## Montage « Forward » à un transistor

Décrit ci-dessus ce montage présente les caractéristiques suivantes :

- Avantage : un seul transistor, simplicité de commande de base.
- Inconvénient : transformateur nécessitant un enroulement de démagnétisation, contrainte de tension sur le transistor (dans l'état bloqué, il voit deux fois la tension d'alimentation), filtrage de sortie.

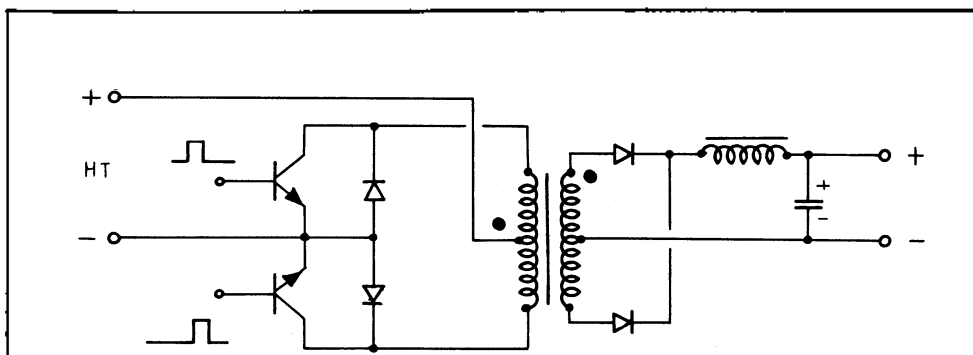


Fig. 5 : Montage « Push-pull » à 2 transistors.

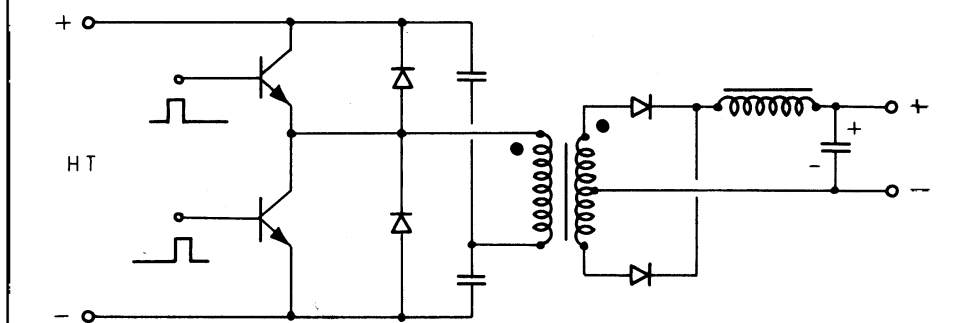


Fig. 6 : Montage demi-pont à condensateurs.

## Montage demi-pont à diodes

Le fonctionnement de ce montage (fig. 4) est fort comparable à celui du « Forward » à un transistor. Ici l'enroulement primaire sert également à la démagnétisation.

— Avantages : transformateur simple, contrainte de tension réduite sur les transistors (à l'état bloqué il est soumis à seulement une fois la tension DC), fiabilité de fonctionnement, puissance de sortie disponible.

— Inconvénients : deux transistors et donc deux attaques de base isolées, présence d'une bobine de lissage.

## Montage Push-Pull

Dans ce montage (fig. 5) chaque transistor est mis en conduction alternativement. Le circuit magnétique du transformateur est mieux utilisé puisqu'il travaille dans un cycle d'hystérésis complet.

— Avantages : transformateur simple, mieux utilisé donc en principe de volume réduit, « driver » des bases avec point commun, filtrage de sortie aisé car la fréquence y est le double.

— Inconvénients : contrainte de tension sur les transistors, dissymétrie des transistors à maîtriser et commande des bases de fiabilité indispensable en vue d'éliminer tout risque de saturation du transformateur, présence de point milieu sur chaque enroulement.

## Montage en demi-pont à condensateurs

Ce montage (fig. 6) est fort comparable au montage push-pull ci-dessus. Les deux condensateurs créent un point milieu artificiel. A chaque mise en conduction d'un transistor une tension égale à la moitié de la source d'alimentation est appliquée au transformateur.

— Avantage : contraintes de tension sur les transistors, transformateur plus simple, filtrage de sortie aisé.

— Inconvénients : choix des condensateurs, commandes de bases isolées, dissymétrie à maîtriser.

## Montage « Fly Back » ou à accumulation

Dans ce montage (fig. 7), lors de la conduction du transistor, le transformateur accumule une certaine énergie dans son noyau. Au cours de la phase

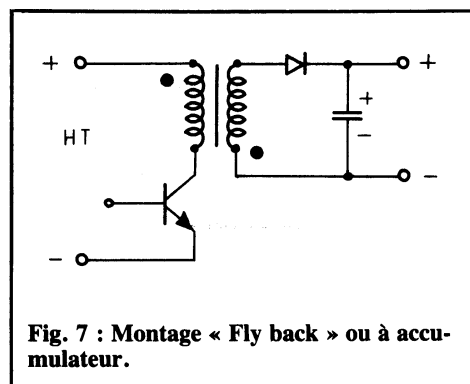


Fig. 7 : Montage « Fly back » ou à accumulateur.

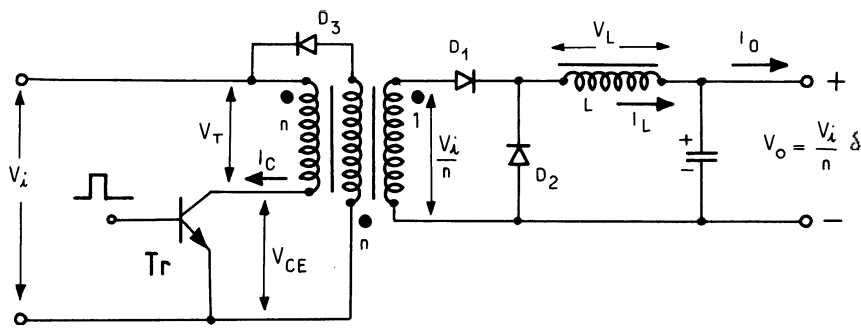


Fig. 8 : Etage de puissance d'une alimentation « Forward ».

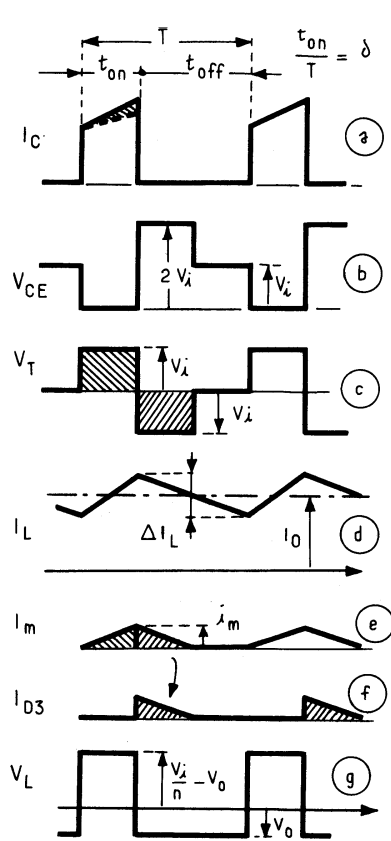


Fig. 9 : Quelques formes d'ondes du « Forward » 1 transistor.

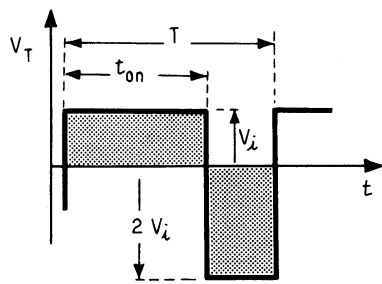


Fig. 10 : Tension aux bornes primaires du transformateur  $\delta = 2/3$ .

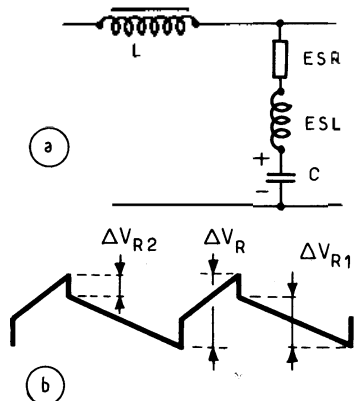


Fig. 11 : (a) Schéma équivalent au filtre de sortie. (b) Composante alternative de la tension de sortie.

de blocage cette énergie est libérée vers la charge. Le condensateur de sortie sert de réservoir durant l'accumulation.

— Avantages : montage simple, un seul transistor, pas de self de lissage.

— Inconvénients : transformateur volumineux, puissance de sortie relativement faible, condensateur de sortie.

### Fonctionnement du convertisseur Forward

#### Equation du « Forward »

La figure 8 représente la partie « puissance » d'une alimentation du

Afin d'assurer la constance de  $V_o$ , grâce à l'électronique de commande (non représentées), toute variation de  $V_i$  est automatiquement compensée par un ajustage de  $\delta$ .

### Fonctionnement de l'étage de puissance, Tr conducteur

Durant la phase de conduction du transistor Tr, son courant collecteur est constitué de 3 composantes (figure 9a) :

— 1. Le courant de magnétisation du transformateur qui évolue comme montré en 9e. En fin de conduction, son amplitude vaut :

$$i_m = V_i \frac{t_{on}}{L_T} \quad (2)$$

où  $V_i$  est la tension d'entrée DC (un peu plus de 300 V dans le cas d'une alimentation directement reliée au réseau 220 V AC),  $t_{on}$  est la durée de conduction de Tr et  $L_T$ , l'inductance de magnétisation propre au transformateur.

— 2 : Le courant secondaire ramené au primaire et composé du courant de sortie  $I_o$  ainsi que du courant ondulateur dans l'inductance de lissage  $\Delta I_L$  (figure 9d). Si  $I_o$  est connu, que vaut  $\Delta I_L$  ?

On sait que  $di = e \frac{dt}{L}$  (3)

Avec  $di = \Delta I_L$ ,

$e$  = tension aux bornes de la bobine pendant la conduction. Elle vaut, en « amont »  $V_i/n$  à une chute de diode près (D1) et en « aval »  $V_o$  (fig. 2g).

D'où :  $e = \frac{V_i}{n} - V_o$

En remplaçant  $V_o$  par sa valeur (1), on a :

$$e = \frac{V_i}{n} - \frac{V_i}{n} \delta = \frac{V_i}{n} (1 - \delta) \quad (4)$$

comme  $dt = t_{on}$ , on a finalement :

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{n} (1 - \delta) \frac{t_{on}}{L} \quad (5)$$

Le courant dans l'inductance vaut, en fin de période de conduction :

$$I_{L \text{ MAX}} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2};$$

ou encore :

$$I_{L \text{ MAX}} = I_o + \frac{1}{2} \frac{V_i}{n} (1 - \delta) \frac{t_{on}}{L} \quad (6)$$

Le courant vu du primaire vaudra  $I_{L \text{ MAX}}/n$ .

On aboutit ainsi au courant collecteur en fin de conduction :

$$I_{C \text{ MAX}} = i_m + \frac{I_{L \text{ MAX}}}{n}$$

« Forward ». Son équation fondamentale peut s'écrire :

$$V_o = V_i \frac{ns}{np} \frac{t_{on}}{T}$$

où  $V_o$  est la tension de sortie DC,  $V_i$  la tension appliquée au primaire du transformateur,  $ns/np$  le rapport du nombre de spires secondaires sur le nombre de spires primaires,  $t_{on}/T$  le rapport cyclique de mise en conduction du transistor Tr. Plus simplement encore, on peut écrire :

$$V_o = V_i \frac{\delta}{n} \quad (1)$$

Dans cette équation, on ne tient pas compte des tensions durs aux chutes directes de diodes ou résistives inverses.

## Fonctionnement de l'étage de puissance, Tr bloqué

Durant la phase de blocage du transistor, le courant magnétisant  $i_m$  est évacué grâce à un enroulement approprié, via la diode  $D_3$ .

Ceci implique que la tension appliquée à cet enroulement est limitée à  $V_i$  et que, pendant ce même temps d'évacuation de  $i_m$  (fig. 9e), le primaire est soumis à  $-V_i$ ; à condition bien sûr que le nombre de spires de ces deux enroulements soit identique (fig. 9b). Le collecteur de  $T_r$  voit alors  $2V_i$ .

En fait, au sein du transformateur, il est primordial d'assurer un produit E.t, nul au bout d'une période complète sous peine de voir le noyau magnétique saturé. En d'autres mots, si le nombre de spires de l'enroulement primaire et démagnétisation est identique, le rapport cyclique maximal autorisé est de 0,5. Cependant si le nombre de spires de l'enroulement de démagnétisation diminue, on pourra admettre un  $\delta > 0,5$ . En contrepartie, le  $V_{CE}$  de blocage sera supérieur à  $2V_i$ .

Par exemple, si l'enroulement de démagnétisation a un nombre de spires moitié de l'enroulement primaire, nous aurons un produit E.t, au primaire, de :

$$V_i \times t_{on} \text{ pendant la conduction} \\ 2 V_i \times (T - t_{on}) \text{ pendant le blocage.}$$

Ces deux produits étant égaux (fig. 10), conduisent à :

$$\frac{t_{on}}{T} = \delta = \frac{2}{3}$$

Le  $V_{CE}$  du transistor sera de  $2V_i + V_i$  !

De tout ceci il découle que certaines précautions doivent être prises lors de la conception d'une alimentation en vue d'éviter un produit E.t non nul. Cette situation risque d'apparaître non seulement dans certaines conditions statiques, par exemple en cas de réseau bas compensé par un  $t_{on}$  maximum, mais aussi en cas de réponse dynamique, régime rencontré lors d'un appel brutal de courant de sortie, ou encore lors de la mise en route initiale de l'alimentation.

### Ondulation résiduelle de sortie

Si certaines formes d'ondes viennent d'être explorées du côté secondaire, il en reste cependant une qui mérite notre attention vu son importance pour l'utilisateur, à savoir l'ondulation résiduelle de sortie.

Le circuit équivalent du filtre de sortie LC est représenté à la figure 11a.

Si la composante résistive de l'inductance  $L$  offre peu d'intérêt pour le moment, il n'en est pas de même pour les composantes parasites du condensateur  $C$ , soit : sa résistance équivalente série ESR et son inductance équivalente série ESL.

La part prise par le ESR dans l'amplitude crête à crête de cette ondulation est prépondérante.

Elle vaut :

$$\Delta V_{R1} = \text{ESR} \times \Delta I_L$$

Celle prise par le ESL vaut :

$$\Delta V_{R2} = \frac{V_i}{n} \times \frac{\text{ESL}}{\text{ESL} + L}$$

où le terme  $\frac{V_i}{n}$  exprime l'excursion de tension aux bornes de  $L$  :

$$\frac{V_i}{n} - V_o + V_o$$

L'ondulation totale vaudra (fig. 11b) :

$$\Delta V_R = \Delta V_{R1} + \Delta V_{R2}$$

### Choix du filtre de sortie LC

Il doit être soigneusement calculé pour répondre aux deux exigences suivantes : l'ondulation résiduelle de sortie, comme vu ci-dessus, et la tenue aux réponses transitoires. Lors d'un appel brutal de courant  $I_o$  par la charge, le transistor de puissance va

être mis en conduction un temps maximal toléré, en vue de transférer l'énergie nécessaire le plus rapidement possible au secondaire.

Cependant, le courant secondaire ne va pas s'établir immédiatement à sa nouvelle valeur vu la présence de l'inductance  $L$  et c'est alors, dans la mesure du possible, la capacité  $C$  qui palliera le déficit en courant.

Pendant la mise en conduction maximale du transistor, c'est-à-dire à  $t_{on}M$ , l'accroissement de courant dans la self vaudra :

$$\Delta I_{Lr} = \frac{(\frac{V_i}{n} - V_o + V_o)(\frac{t_{on}M}{T} - \frac{t_{on}T}{T})}{L}$$

ou encore :

$$\Delta I_{Lr} = \frac{\frac{V_i}{n} (t_{on}M - t_{on})}{L} \quad (7)$$

Le temps de réponse vaut quant à lui :

$$t_r = T \frac{\Delta I_o}{\Delta I_{Lr}} \quad (8)$$

En remplaçant  $\Delta I_{Lr}$  par (7), on obtient :

$$t_r \times T \frac{\Delta I_o L}{\frac{V_i}{n} (t_{on}M - t_{on})} \\ = \frac{\Delta I_o L}{\frac{V_i}{n} (t_{on}M - t_{on})} \\ = \frac{\Delta I_o L}{\frac{V_i}{n} (\delta M - \delta)} \\ = \frac{\Delta I_o L}{\delta \frac{V_i}{n} (\frac{\delta M - \delta}{\delta})} \\ = \frac{\Delta I_o L}{V_o (\frac{\delta M - 1}{\delta})}$$

Dans cette équation on n'a pas tenu compte, non plus, des chutes directes et pertes ohmiques du circuit.

On constate donc, entre autres, l'influence directe de  $L$  sur le temps de réponse  $t_r$ .

L'évolution de la tension de sortie  $V_o$ , dans ces conditions est plus complexe à calculer. Quoi qu'il en soit, il est clair que vu la présence de l'ESR du condensateur, au début du transitoire, la tension  $V_o$  va chuter d'une valeur égale à  $\Delta I_{Lr} \times \text{ESR}$ .

Par la suite, soit  $C$  est suffisamment « importante » et la tension remonte progressivement vers sa valeur nominale, soit, et c'est souvent le cas,  $C$  est telle que la tension de sortie accuse encore une décroissance avant de remonter vers sa valeur nominale.

La photo de la figure 12 montre un exemple d'évolution de  $I_L$  et de  $V_o$  d'une alimentation Philips PE 1147/10 (24 V - 5 A) soumise à une variation de courant de 0,5 A à 5 A.

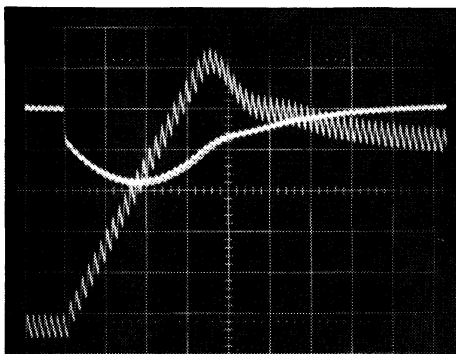


Fig. 12 : Evolution de  $V_o$  (200mV/div) et de  $I_L$  (1A/div.). En abscisse : 0,2 ms/div.

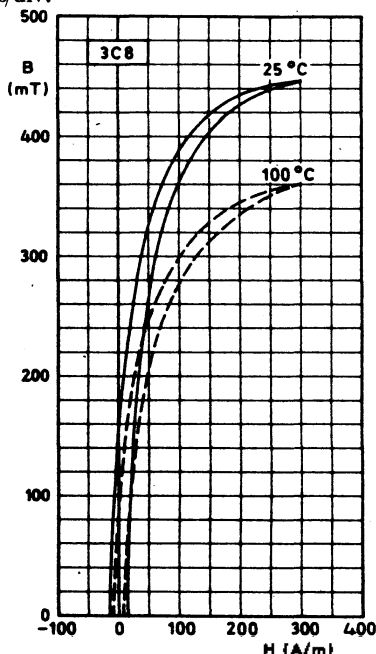


Fig. 13 : Caractéristique  $B = f(H)$  de la ferrite 3 C 8.

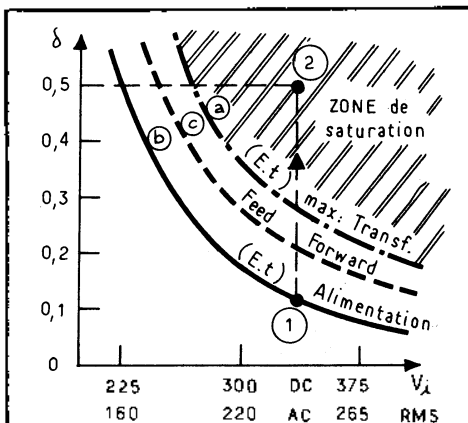


Fig. 14 : Courbe  $\delta = f(V_i)$  de l'alimentation et position par rapport au Feed Forward ainsi que par rapport à la zone de saturation du transformateur.

Si quelques écarts subsistent entre le calcul théorique limité au niveau du filtre LC, et la pratique, cela est dû essentiellement au fait qu'intervient également le temps de réponse de la boucle de régulation complète : ampli d'erreur compensé, PWM, etc.

En résumé, on peut dire que si L est grande, il s'ensuit une augmentation de son volume, de ses pertes cuivre, du temps de réponse. Les effets bénéfiques sont : une diminution de l'ondulation résiduelle de sortie, du courant collecteur crête, des pertes Fer.

De même, si C est élevée, le creux de tension en cas de charge transitoire sera faible et a fortiori si son ESR est faible, ce qui a de bonnes chances d'être vrai. Dans le même ordre d'idée, l'ondulation de sortie sera également moindre.

Le choix de L et C s'appuie donc essentiellement sur un compromis que le concepteur de circuits doit rendre heureux...

### Le « Feed Forward »

On a vu plus haut que, quelles que soient les circonstances, le « sacrosaint » produit E.t au bout d'une période T, doit être nul ou, ce qui revient au même, que l'induction dans le circuit magnétique du transformateur ne peut dépasser une certaine limite. Elle est fixée par le type de matériaux utilisés. Généralement il s'agit de ferrite ayant, par exemple, pour grade le 3C8 et dont la caractéristique  $B = f(H)$  est représentée à la figure 13.

Il est évidemment judicieux de choisir un point de fonctionnement tel que, même à haute température (les bonnes alimentations peuvent débiter leur courant nominal à 55 °C d'ambiance) le seuil de saturation n'est pas atteint ; ainsi  $H = 100 \text{ A/m}$ , ce qui donne un  $B = 0,3 \text{ Tesla}$  à 100 °C pour fixer les idées.

On peut rappeler que, comme :

$$e = n \frac{d\Phi}{dt}, \text{ on a : } e = n A_e \frac{dB}{dt}$$

avec un  $n =$  nombre de spires autour d'un noyau magnétique de section  $A_e$  et d'induction maximale B. Dans le cas du transformateur de l'alimentation, on aura :

$$V_i t_{on} = n A_e dB = K_1 \text{ (constante).}$$

Cette équation peut se représenter sous forme de la courbe a, figure 14. En régime établi, l'équation (1) peut s'écrire :

$$V_i t_{on} = V_o \frac{np}{ns} T = K_2$$

Cette courbe b, (fig. 14), se situera bien sûr sous la courbe a.

En cas de réponse transitoire, le point de fonctionnement est amené à passer le plus rapidement possible, comme vu plus haut, du point 1 au point 2 (fig. 14), ce qui amène le transformateur en saturation à moins qu'il ne soit surdimensionné. La fonction Feed Forward, assurée par l'électronique de contrôle, se charge d'ajuster la butée maximale du  $t_{on}$  en fonction de  $V_i$ .

Sa caractéristique est représentée en c.

L'avantage de cette méthode est d'utiliser un transformateur de taille plus

réduite au prix peut-être d'une légère dégradation de la réponse transitoire mais la fiabilité obtenue par une telle sécurité mérite bien qu'elle soit utilisée.

### L'électronique de commande

Elle est le plus souvent incluse totalement dans un circuit intégré.

A l'heure actuelle, on peut compter sur une bonne douzaine de types différents, types qui se retrouvent d'un fabricant à l'autre vu l'importance d'une « seconde source »...

Si l'on fait abstraction des variantes et détails annexes, le principe de base reste généralement identique ; il est schématisé à la figure 15. La tension  $V_o$ , prélevée aux bornes de sortie de l'alimentation ou aux bornes de la charge via les lignes de « sense », est amenée à un niveau correct via le pont diviseur R1, R2 puis comparée à une référence de tension  $R_{Ref}$ .

Tout écart entre  $V_o$  et  $V_{ref}$  est amplifié et appliqué au modulateur de largeur d'impulsion PWM est donc rectangulaire, en synchronisme avec l'oscillateur et de rapport cyclique  $\delta$  proportionnel à l'écart entre  $V_o$  et  $V_{Ref}$ . Via une logique élémentaire, on attaque alors un transistor de « puissance » lui-même capable de commander le ou

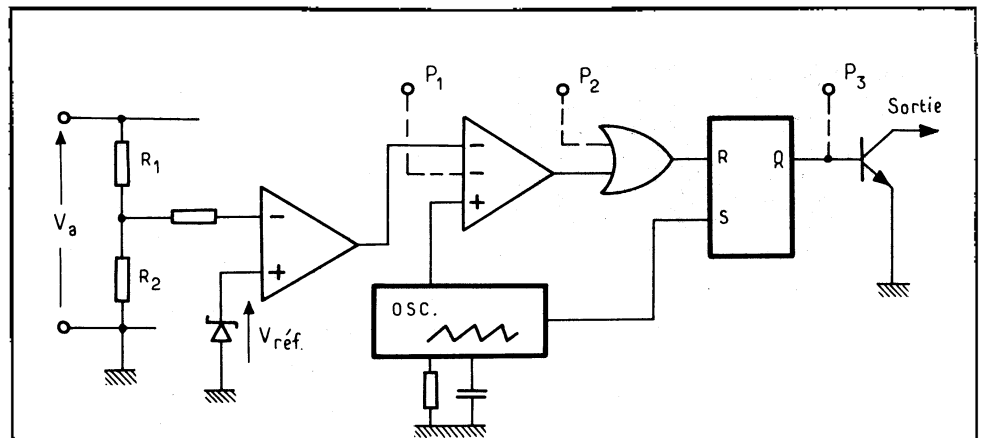


Fig. 15 : Principe de base d'un modulateur de largeur d'impulsions.

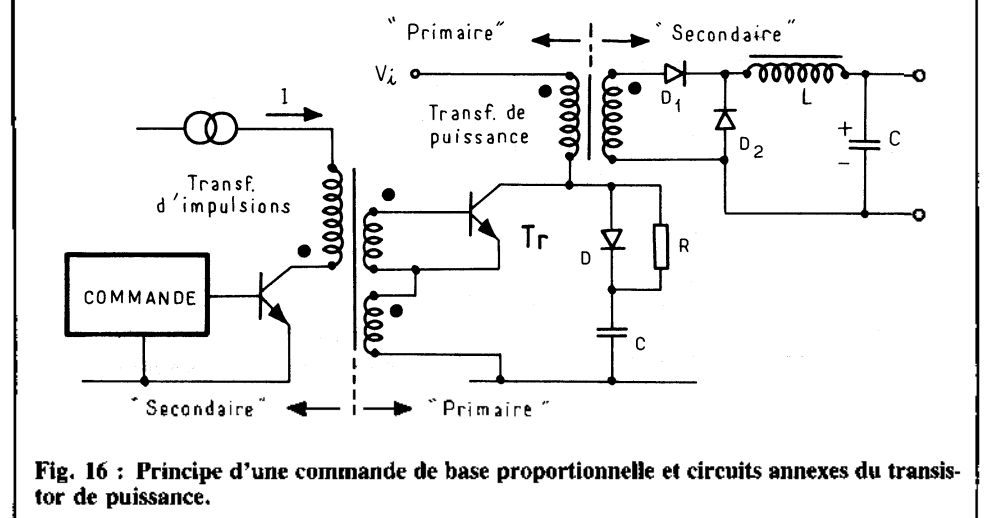


Fig. 16 : Principe d'une commande de base proportionnelle et circuits annexes du transistor de puissance.



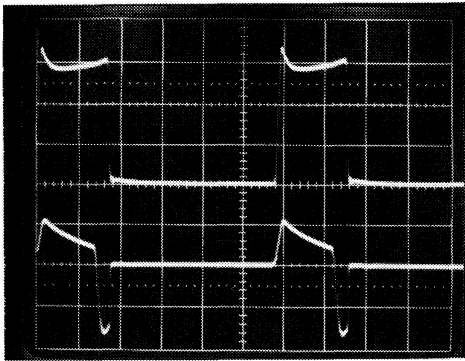


Fig. 17a : Courant collecteur (0,5 A/div.) et courant de base (0,5 A/div.), abscisse : 5  $\mu$ s/div., d'une alimentation PE 1145/10 (5 v-20 A).

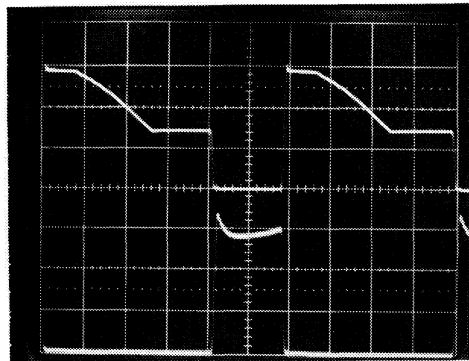


Fig. 17b : Tension  $V_{CE}$  (100 v/div.) et courant collecteur (0,5 A/div.) de la même alimentation PE 1145/10. Il s'agit d'un Forward à 2 transistors.

les transistors de découpage proprement dits.

Dans toute cette chaîne, il est possible d'intervenir en différents endroits pour assurer un certain nombre de sécurités : soit sur le PWM (points P1 ou P2) soit directement sur l'étage de sortie (point P3, fig. 15).

Les fonctions essentielles du circuit peuvent dès lors se résumer comme suit :

- générer les impulsions pour le ou les transistors de découpage,
- contrôler le rapport cyclique de ces impulsions afin de compenser les variations de tensions de source ou de charge,
- posséder une référence de tension,
- amplifier le signal d'erreur et offrir la possibilité d'un contrôle de gain et de compensation en fréquence en vue d'assurer la stabilité de la boucle.

D'autres fonctions sont également à inclure :

- possibilité de créer une butée à ne pas dépasser pour le rapport cyclique,
- possibilité d'implanter un circuit de démarrage progressif afin de limiter les courants dans les transistors lors de la mise en service initiale,
- protection de surcourant et de surtension aux bornes de sortie,
- protection en cas de sous tension à l'entrée de l'alimentation,
- protection en cas de démagnétisa-

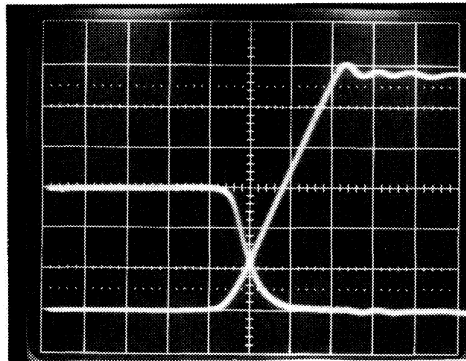


Fig. 18a : Commutation à l'ouverture d'un transistor (alim. PE 1145/10)  $I_C$  : 0,5 A/div.  $V_{CE}$  : 50 v/div. Abscisse : 200 ns/div.

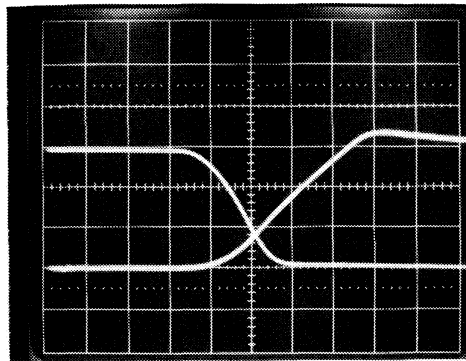


Fig. 18b : Commutation à la fermeture d'un transistor (alim. PE 1145/10)  $I_C$  : 0,5 A/div.  $V_{CE}$  : 50 v/div. Abscisse : 200 ns/div.

tion incomplète du circuit magnétique du transformateur.

D'autres fonctions peuvent également se rencontrer :

- le « Feed Forward »,
- la commande marche-arrêt de la tension de sortie par signal logique,
- la synchronisation de l'oscillateur par un signal extérieur,
- des circuits de protections spécialement dédiés pour les montages push pull.

## Le transistor de puissance et les circuits annexes

L'aperçu sur le convertisseur « Forward » serait bien incomplet si l'on ne disait quelques mots au sujet du ou des transistors de découpage.

Loin de se comporter comme un interrupteur parfait, il nécessite une attention particulière au niveau de ses circuits en vue d'idéaliser l'attaque de base et d'optimiser les commutations.

Lors de la mise en conduction, la montée du courant de base doit être rapide afin de réduire les pertes de commutation et son amplitude devra ensuite être suffisante pour minimiser les pertes de conduction.

Généralement, on compte sur un rapport  $I_b/I_c$  de 1/5. Etant donné qu'une alimentation est appelée à travailler à des régimes variables et qu'il n'est pas indiqué de sursaturer le transistor, une commande proportionnelle est idéale.

A la coupure, un courant négatif de base facilite l'évacuation des porteurs minoritaires accumulés dans la base.

La réalisation de ces impératifs se fait en grande partie grâce au transformateur d'impulsions (fig. 16).

Il assure de surcroît l'isolation galvanique entre le primaire (le réseau via le transistor de découpage) et le secondaire (la sortie via la chaîne de régulation).

D'un autre côté, on rencontre aussi généralement un réseau d'aide à la commutation à l'ouverture constitué d'un RCD (fig. 16). La charge inductive vue par le transistor empêche le courant collecteur de s'annuler instantanément. Il se referme via la diode D et charge progressivement la capacité C à  $2 \times V_i$  (revoir la figure 9b). La remontée de la tension collecteur émetteur est ainsi freinée et évite un chevauchement trop prononcé avec la descente du courant ce qui améliore les pertes au sein du transistor, voire même sa tenue en second claquage.

La résistance R évite, lors de la remise en conduction de celui-ci, une crête de courant de décharge trop importante.

Il existe un optimum vers lequel on peut tendre et pour lequel les pertes dans le transistor et dans le réseau RCD sont minimales.

Les photos des figures 17 et 18 illustrent ce qui vient d'être dit.

## Conclusions

Si les principes de base de l'alimentation « Forward » sont bien connus, il n'en reste pas moins vrai que sa conception doit être faite avec un soin particulier pour rester absolument fiable en toutes circonstances. Ce n'est pas tout de délivrer des volts et des ampères, encore faut-il le faire même en présence de sauts importants de réseau, de variations brutales de charge, de températures extrêmes, etc.

Mieux encore, ce ne sont finalement pas les seules contraintes électriques évoquées ci-dessus mais un vaste ensemble d'exigences, dont d'ailleurs la sécurité de l'utilisateur n'est pas à exclure, qui dicte la qualité du produit.

Nous en reparlerons prochainement.

Y. D. et Ph. W.

## Bibliographie

- *Technical Information 037*. C. Van Velthoven, W. Hettterscheid.
- *The forward and double forward converter*. Publication Philips 1977 (9399 320 33701).
- *Le transistor de puissance dans son environnement*. Publication Thomson - CSF, 1978.
- *Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie*. Publication Thomson - CSF, 1983.