

# Une alimentation universelle 100 kHz avec un seul Hexfet 500 V

par S. CLEMENTE, B. PELLY, R. RUTTONSHA (\*)

*Le MOSFET de puissance est un excellent candidat à l'emploi dans les alimentations à découpage. Mais pour utiliser au mieux ses performances, il ne faut pas se contenter de remplacer simplement un bipolaire par un MOSFET de puissance équivalente. Il est nécessaire de repenser le concept de base du circuit et de reconstruire ce dernier en partant des possibilités du transistor.*

*Cet article décrit une alimentation à découpage de 100 W, fonctionnant à 100 kHz et délivrant en sortie une tension continue régulée de 5 V. Le circuit est « universel » dans le sens où il peut fonctionner aussi bien à partir d'un secteur 110/115 V que d'un secteur 220/240 V, sans aucune modification de câblage ni aucun changement de composant. Le circuit utilise un seul HEXFET de puissance spécifié à 500 V, dans un convertisseur dérivé du convertisseur « direct » (en anglais « forward »).*

## Introduction

Les alimentations de puissance à courant continu, sont employées aujourd'hui partout où un équipement électronique ou électrique est utilisé. Les circuits traditionnels opérant à partir d'un secteur alternatif, sont basés sur l'utilisation d'un transformateur-secteur, d'un redresseur au secondaire du transformateur, d'un filtre de sortie et d'un élément de régulation placés en série sur le courant de sortie ; le rendement de ces circuits est de l'ordre de 40 à 50 %.

Les circuits plus récents sont basés sur les techniques de découpage à haute fréquence qui donnent de bien meilleurs rendements. Le secteur alternatif est d'abord redressé en courant continu, puis découpé en courant alternatif à haute fréquence, par un circuit de commuta-

tion à transistor. Le courant à haute fréquence alimente le primaire d'un transformateur de sortie. Et le secondaire de ce transformateur délivre un courant alternatif qui est redressé et filtré pour obtenir le courant continu désiré. La régulation de la sortie est obtenue en contrôlant la

largeur d'impulsion de l'onde haute fréquence. Cette technique donne de bien meilleurs rendements (de l'ordre de 75 à 85 %) ainsi qu'une importante réduction en poids et en taille (de l'ordre de 4 ou 5 à 1) en raison de la taille réduite des composants magnétiques et capacitifs liés

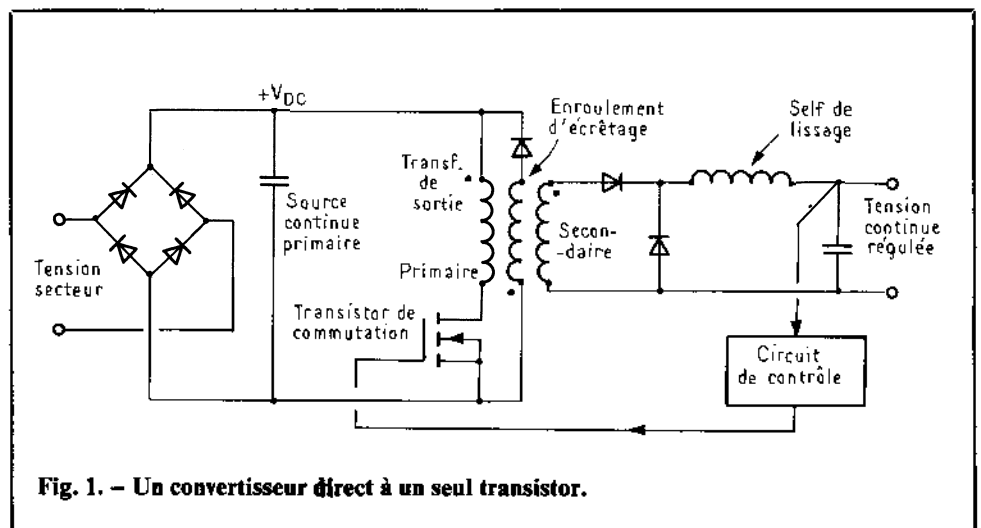


Fig. 1. — Un convertisseur direct à un seul transistor.

\* International Rectifier (Diode France)

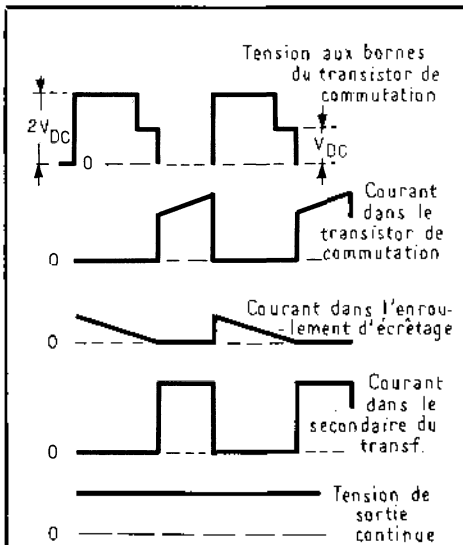


Fig. 2. - Formes d'ondes idéalisées du circuit de la fig. 1.

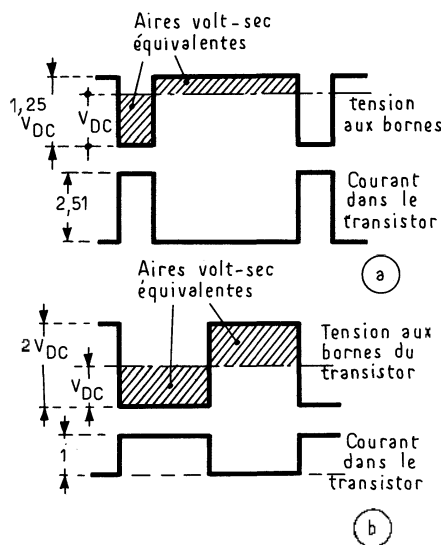


Fig. 3. - Formes d'ondes idéalisées de la tension et du courant dans le transistor. (a) Facteur de forme de 20 %. (b) Facteur de forme de 50 %.

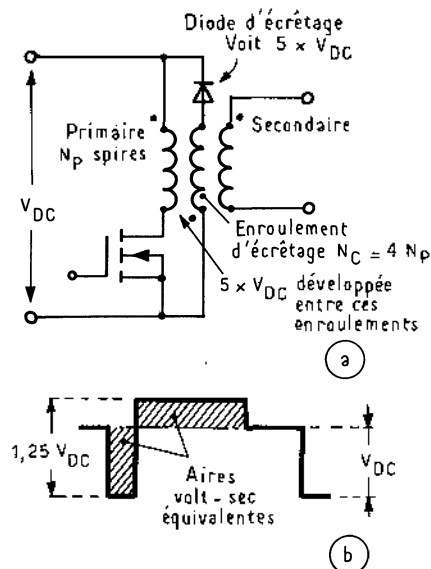


Fig. 4. - Utilisation d'un transformateur avec enroulement d'écrêtage. (a) Circuit. (b) Forme idéalisée de la tension aux bornes du composant.

au fonctionnement à haute fréquence.

Aujourd'hui, la plupart des alimentations à découpage utilisent des transistors bipolaires. Les fréquences de découpage varient généralement de 20 à 40 kHz. Si certains circuits fonctionnent à des fréquences plus élevées, c'est souvent à l'extrême limite des performances des bipolaires.

Une fréquence de fonctionnement supérieure à la gamme habituelle de 20 à 40 kHz est par principe souhaitable, parce qu'elle offre la possibilité de réduire la taille des composants magnétiques et des filtres, en même temps qu'elle offre une réponse plus rapide. Avec l'arrivée des transistors MOSFET de puissance, le transistor de découpage n'est plus l'élément limitant la fréquence du système. Cette nouvelle situation a généré une importante controverse : quelle est désormais la fréquence de fonctionnement optimale d'une alimentation à découpage, compte tenu des composants magnétiques et des composants de filtrage ? A ce jour, rien ne semble être défini. Cependant, il commence à être admis que la fréquence optimale de découpage est certainement plus élevée que la gamme de 20 à 40 kHz des transistors bipolaires. Très probablement, elle est au moins de 100 kHz, et peut-être nettement plus élevée.

Il serait erroné toutefois de supposer que les possibilités du MOSFET de puissance suffisent à autoriser une commutation plus rapide et une fréquence plus élevée. De façon à utiliser toutes les caractéristiques des MOSFETS de puissance au mieux de leurs possibilités, le travail de conception ne doit pas s'arrêter à la reconduction de techniques de circuit bien connues pour les transistors bipolaires, transposées à des fréquences plus élevées. Les circuits de base, en entier, doivent être repensés et alors seulement, les avantages potentiels du MOSFET peuvent devenir réalités. De la même manière, il serait erroné de

travailler avec l'idée que, puisque les MOSFETS de puissance sont encore plus coûteux que les bipolaires, ils ne constituent pas encore une solution économiquement compétitive. On doit considérer l'amélioration des performances, ou les réductions des coûts, ou les deux, qui peuvent être réalisées avec ces composants au niveau du système, et qui font plus que compenser leur coût élevé.

Dans cet article, nous présentons une alimentation à découpage utilisant un seul HEXFET, fonctionnant à 100 kHz, soit une fréquence notamment plus élevée que celle normalement utilisée avec des transistors bipolaires. Cette fréquence de fonctionnement ne constitue pas en elle-même une innovation pour un MOSFET de puissance, puisque ceux-ci peuvent fonctionner à des fréquences nettement plus élevées. L'objectif exact de cet article est de démontrer qu'en repensant les concepts des circuits de base, il est possible d'obtenir des résultats qui, au premier abord, peuvent paraître impossibles à de nombreux ingénieurs d'études. Plus précisément, nous allons montrer qu'un seul HEXFET spécifié à 500 V, peut être utilisé dans un circuit qui fonctionne à partir d'un secteur 265 V<sub>AC</sub> ; ceci est à rapprocher des 800 V minimum demandés à un transistor bipolaire dans la même application. De plus le circuit que nous allons montrer, réalise la performance surprenante de délivrer une tension de sortie continue constante, malgré de grandes variations de la tension secteur — d'où l'appellation « alimentation universelle » — et il peut fonctionner aussi bien sur le secteur 115 V en service aux U.S.A., que sur les secteurs 220 et 240 V utilisés en Europe, sans aucune modification de circuit, ni aucun commutateur.

La discussion qui suit concerne les techniques de circuit utilisées pour faire fonctionner un seul MOSFET de puissance dans une alimentation à découpage avec une « large gamme » de tension d'entrée. Chaque concept est discuté en détail ;

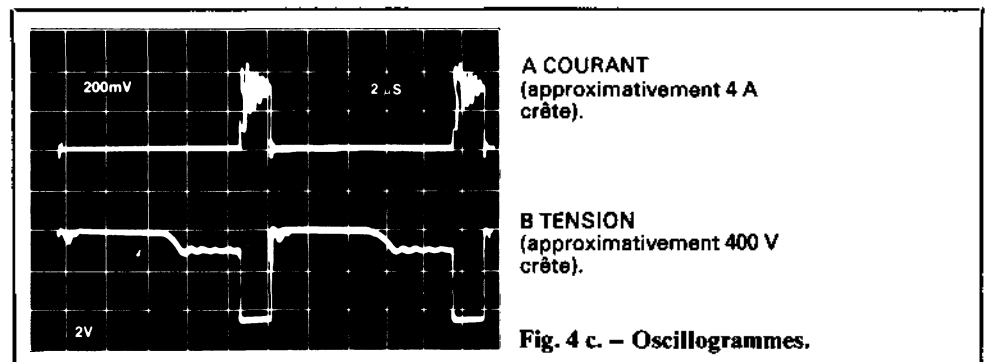


Fig. 4 c. - Oscillogrammes.

le circuit retenu sera celui d'une alimentation de 100 kHz/100 W/5 V<sub>DC</sub> en sortie, et emploiera un seul HEXFET de puissance spécifié à 500 V/3,5 A dans un boîtier TO220.

Les performances de cette alimentation sont résumées dans le tableau 1. Des valeurs différentes de ces spécifications — puissance de sortie différente, tension de sortie différente, fréquence de fonctionnement différente, etc. — sont bien sûr possibles sans changer les concepts de base.

## Concepts de base

### Le circuit conventionnel du convertisseur direct

Le circuit conventionnel du convertisseur direct à un seul transistor est donné en figure 1. Les oscillogrammes théoriques de courant et de tension correspondant à son fonctionnement, sont donnés en figure 2. Pendant la période de conduction du transistor, le courant est transféré à partir d'une source de puissance continue primaire, à un circuit de sortie, à travers un transformateur de sortie. Durant la période d'extinction du transistor, le courant de magnétisation dans le transformateur est renvoyé à la source primaire continue, à travers l'enroulement d'écrêtage, annulant le flux magnétique dans la ferrite du transformateur, avant le prochain cycle de fonctionnement.

L'enroulement d'écrêtage a généralement le même nombre de spires que le primaire, ce qui signifie que le pic de tension développée aux bornes du transistor pendant la période d'extinction est égal à deux fois la tension continue primaire. Pour une tension secteur nominale de 240 V, ce pic de tension serait de l'ordre de 720 V ; c'est pourquoi un transistor d'au moins 800 V est généralement demandé.

La période de conduction maximale admissible du transistor est de 50 % du temps total du cycle. Ce temps de conduction ne doit pas être plus long que 50 %, sinon il resterait un temps insuffisant pour annuler le flux magnétique dans le transformateur pendant la période d'extinction, et le transformateur serait alors amené à saturation. Un rapport de forme de 50 % est approché dans le cas de la tension secteur la plus basse, avec pleine charge en sortie ; le temps de conduction du transistor diminue automatiquement à partir de ce point si la tension secteur augmente ou si la consommation en sortie diminue, grâce à l'action d'un

circuit de régulation en boucle fermée, qui réagit de façon à maintenir une tension de sortie constante.

### Circuit modifié

Il n'est pas absolument nécessaire d'écrêter la tension aux bornes du transistor à deux fois la tension d'alimentation. La tension aux bornes du composant, pourrait être écrêtée à n'importe quelle valeur au-dessus de la tension continue d'alimentation, à condition que l'intégrale tension-temps développée à travers le transformateur pendant la période d'extinction du transistor, soit égale et opposée à l'intégrale tension-temps pendant la période de conduction, et donc qu'elle ramène à 0 le flux magnétique à la fin de chaque cycle.

Par conséquent, il est possible de réduire le pic de tension aux bornes du transistor, à condition de réduire le temps de conduction du transistor. L'inconvénient est que le courant crête dans le transistor augmente inévitablement lorsque le temps de conduction décroît, cela pour une puissance de sortie et une tension d'entrée définies. Les oscillogrammes théoriques de la figure 3 (a) illustrent le principe de fonctionnement avec un facteur de forme de 20 % ; pour permettre la comparaison, la figure 3 (b) représente les signaux obtenus avec un facteur de forme de 50 %, pour la même puissance de sortie et la même tension d'entrée. Le courant de crête dans le transistor est deux fois et demie plus important dans le cas de la période conduction la plus faible ; par contre la tension de crête aux bornes du transistor, est divisée par un facteur de 1,6. Cela signifie que pour une tension secteur de 240 V, la tension de crête aux bornes du transistor est ramenée de la valeur usuelle de 720 V, à environ 450 V, permettant l'utilisation d'un HEXFET possédant une tension d'avalanche de 500 V.

Avec un transistor bipolaire, un fonctionnement avec un facteur de forme nettement inférieur à 50 %, n'est pas souhaitable. En effet, le gain d'un transistor bipolaire décroît et le composant devient beaucoup plus difficile à utiliser lorsque le courant de pointe augmente. En revanche, la transconductance d'un HEXFET de puissance, ne décroît pas lorsque le courant drain augmente, et il est assez pratique d'utiliser un HEXFET avec un facteur de forme assez faible et un courant de pointe relativement élevé. Un courant de pointe élevé produira bien sûr une dissipation plus importante en conduction qu'il ne serait obtenu

Tension min. d'entrée.	85 V AC 50 - 400 Hz
Tension max. d'entrée.	265 V AC 50 - 400 Hz
Tension de sortie.	5 V DC
Courant max. de sortie.	20 A DC
Régulation de la tension DC en sortie, sous toutes conditions de courant de sortie et de tension d'entrée.	± 0,5 %
Ondulation résiduelle max. en sortie	50 mV, réajustement en moins de 250 μs
Rendement à pleine charge	74 %

Tableau 1 : Performances de l'alimentation « Universelle » 100 kHz.

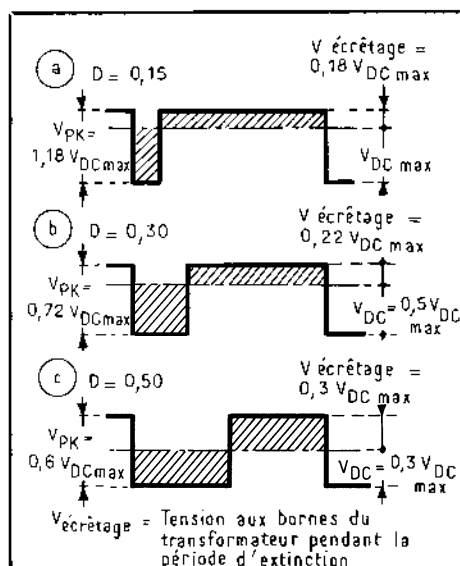


Fig. 5. — Formes d'ondes idéalisées illustrant le fonctionnement lorsque la tension aux bornes du composant pendant la période d'extinction a tout juste l'amplitude suffisante pour démagnétiser le transformateur à la fin de cette période.

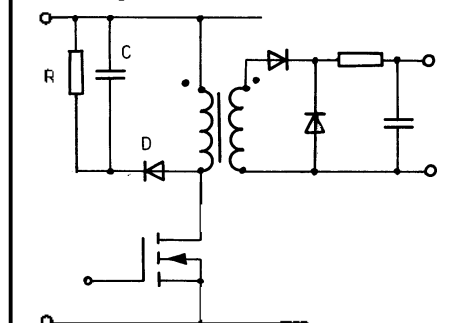
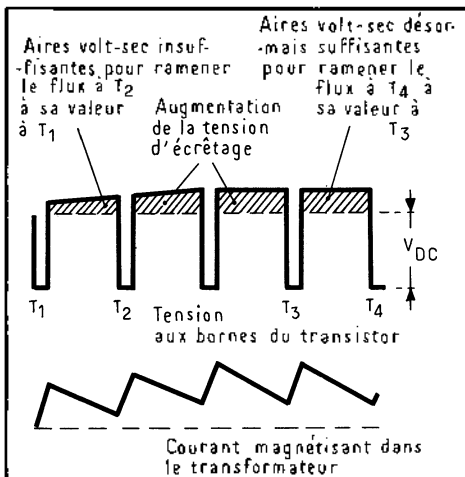
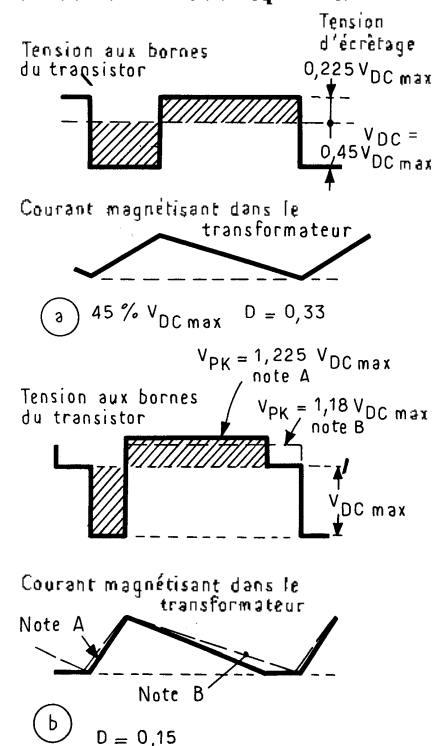


Fig. 6. — Circuit d'écrêtage avec condensateur-résistance-diode.

dans un circuit opérant avec un temps de conduction plus long et un niveau de courant plus faible. En fait, cela a peu d'importance car le HEXFET est nettement capable d'accepter la dissipation supplémentaire ; de toutes manières, la puissance perdue dans le transistor de commutation est considérablement plus faible que celle perdue dans le redresseur de sortie. En effet, la chute de tension directe dans ce re-



**Fig. 7. — Formes d'ondes idéalisées montrant le courant magnétisant dans le transformateur, montant par paliers pour créer une tension d'écrêtage suffisante à maintenir l'équilibre.**



**Fig. 8. — Formes d'ondes idéalisées montrant le fonctionnement avec une résistance du circuit d'écrêtage calibrée pour donner tout juste un courant magnétisant continu, à 40% de la tension d'entrée maximum.**

dresseur est hélas un facteur non négligeable sur une tension de sortie de 5 V, et les pertes totales du circuit sont largement dominées par les pertes dans ce redresseur.

### Ecrêtage de la tension drain

La tension drain doit être écrêtée à un niveau qui garantisse que le transformateur de sortie soit complètement démagnétisé à la fin de la période d'extinction du HEXFET. Différentes solutions peuvent être envisagées.

Un enroulement d'écrêtage sur le transformateur de sortie — utilisé dans le convertisseur direct conventionnel avec un facteur de forme de

50% — peut en principe toujours être utilisé. Le rapport du nombre de tours de l'enroulement d'écrêtage sur le nombre de tours de l'enroulement primaire ne serait, bien sûr, plus de 1 pour 1. Si nous prenons l'exemple considéré, pour un facteur de forme de 20%, la tension de crête du transistor doit être au moins de 1,25 fois la tension de source continue primaire. L'enroulement d'écrêtage devrait donc avoir un nombre de spires 4 fois plus élevé que l'enroulement primaire, comme indiqué sur la figure 4(a).

Cela fixe la tension crête du transistor à 1,25 fois la tension de source continue primaire, comme illustré par la figure 4(b). Un facteur de forme de 20% est obtenu avec la tension d'entrée la plus basse et le courant de sortie le plus élevé. Si la tension secteur augmente ou si le courant dans la charge diminue, le temps de conduction du transistor décroît sous l'action d'un régulateur en boucle fermée, de façon à maintenir la tension de sortie continue à une valeur constante. La tension d'écrêtage du transistor est toujours de 1,25 fois la tension continue primaire, quelle que soit la valeur de cette tension. Le flux magnétique dans le transformateur est bien sûr annulé avant la fin du cycle, sauf dans le cas de la tension secteur minimum, et la tension crête du transistor est alors généralement plus élevée que le niveau juste suffisant pour démagnétiser le transformateur à la fin du cycle.

Un enroulement d'écrêtage dans le transformateur, bien que réalisable, crée quelques problèmes pratiques. Dans l'exemple considéré, la tension de pointe développée entre l'enroulement primaire et l'enroulement d'écrêtage est de 5 fois la tension source continue primaire ; l'isolement entre ces enroulements doit être suffisant pour soutenir cette tension. La diode d'écrêtage voit aussi 5 fois la tension source continue primaire et doit être choisie en conséquence. La difficulté pratique la plus importante est peut-être qu'une inductance de fuite et une capacité parasite importantes apparaissent de manière inévitable entre l'enroulement primaire et l'enroulement d'écrêtage, et cela génère des oscillations parasites à haute fréquence sur les ondes de courant et de tension, comme indiqué sur la figure 4(c). Ces oscillations sont extrêmement difficiles à éliminer.

### Une approche différente

Une approche beaucoup plus satisfaisante découle du fait que, pour

une faible surtension appliquée au HEXFET, la tension qui apparaît aux bornes du transformateur durant la période d'extinction du transistor, peut avoir tout juste l'amplitude nécessaire pour annuler le flux magnétique dans le transformateur à la fin de cette période, indépendamment du facteur de forme. Ce principe est illustré par les courbes idéalisées de la figure 5. Dans cet exemple, il est supposé que le facteur de forme minimum, qui est obtenu à la tension d'entrée maximale, est de 0,15.

Si ce principe est suivi, la tension qui apparaît aux bornes du transformateur pendant la période de démagnétisation, n'est pas directement liée à la tension continue redressée : elle augmente lorsque la tension continue redressée diminue et elle est inversement proportionnelle à  $(1 - D)$ , où  $D$  est le facteur de forme. Donc, un enroulement d'écrêtage dans le transformateur, par principe, ne remplira pas cette fonction.

En plus de l'élimination de l'enroulement d'écrêtage du transformateur, le circuit d'écrêtage recherché doit pouvoir apporter deux améliorations. Tout d'abord, comme nous l'avons mentionné ci-dessus, la tension aux bornes du HEXFET doit être minimisée. D'autre part, il est intéressant de se libérer de la période de conduction maximum admissible pour le transistor — comme c'est le cas avec un enroulement d'écrêtage dans le transformateur — au-delà de laquelle la période d'extinction du transistor est trop courte pour que le flux dans le transformateur soit annulé. Dans ce cas, il n'y a donc plus la même tension secteur minimum en-dessous de laquelle le circuit ne peut plus fonctionner.

Cette proposition est très intéressante : elle signifie, par exemple, que si le circuit est conçu de telle manière qu'il fonctionne avec un facteur de forme assez faible (de l'ordre de 0,15) avec une tension secteur de 265 V<sub>AC</sub>, alors ce circuit peut continuer à réguler et à délivrer la même tension de sortie continue, même lorsque la tension secteur est aussi basse que 80 V<sub>AC</sub>, valeur à laquelle le rapport de forme se rapproche de 0,5. Cet exemple est effectivement représenté par les courbes idéalisées de la figure 5.

Cette valeur de facteur de forme n'est même pas, théoriquement, la valeur limite de fonctionnement : en pratique, cependant, la plupart des circuits intégrés qui sont destinés au contrôle des alimentations à découpage, ont un facteur de forme maximum de 0,5. De toutes ma-

nières, si le circuit est calculé selon ces principes, nous obtenons une alimentation « universelle » capable de délivrer la même tension de sortie continue régulée, aussi bien sur un secteur 115 V<sub>AC</sub>, que sur un secteur 220/240 V<sub>AC</sub>, sans aucune modification du câblage ou aucune commutation de composants.

**Un écrêteur avec condensateur-résistance-diode.**

Le circuit d'écrêtage souhaité peut être réalisé d'une façon étonnamment simple, comme le montre la figure 6. Le condensateur C sert de capacité « réservoir » qui se charge jusqu'à un niveau de tension pratiquement stable : la tension nécessaire pour démagnétiser le transformateur. La résistance R dissipe l'énergie délivrée au circuit d'écrêtage par le transformateur. Contrairement à l'enroulement d'écrêtage réalisé dans le transformateur, qui renvoie l'énergie stockée dans le transformateur à la source continue primaire, ce circuit est un écrêteur dissipant l'énergie.

D'un point de vue pratique, grâce à la possibilité de fonctionnement à fréquence élevée, le transformateur peut être calculé de telle manière que la dissipation de puissance dans l'écrêteur soit maintenue à un niveau relativement faible. Dans le circuit que nous allons décrire en détail, la dissipation de puissance dans le circuit d'écrêtage est réellement faible, de l'ordre de 2 à 3 % seulement de la puissance de sortie.

Le fonctionnement de ce simple écrêteur doit être prévu de manière à ajuster la tension aux bornes du condensateur au niveau requis pour finir de démagnétiser le transformateur juste à la fin de la période d'extinction du transistor, sans tenir compte de la valeur de la tension secteur. En effet, supposons que la tension aux bornes du condensateur soit insuffisante pour démagnétiser le transformateur. Dans ce cas, le courant magnétisant et la tension aux bornes du condensateur, augmentent par paliers pendant plusieurs cycles successifs, jusqu'à ce que la tension devienne suffisante et qu'un point d'équilibre soit atteint. Ce phénomène est illustré par les courbes idéalisées de la figure 7.

Cet écrêteur fournit donc la tension nécessaire pour garder l'intégrale tension-temps du transformateur, nulle, indépendamment (dans certaines limites) de la valeur du condensateur C et de la résistance R. Il est cependant nécessaire de déterminer la résistance de façon que le minimum d'énergie reste

stocké dans le transformateur, c'est-à-dire de façon que le courant magnétisant ne monte pas par paliers, plus que nécessaire, sinon les pertes seraient importantes. En supposant que le courant magnétisant soit toujours continu, et donc que la tension aux bornes du HEXFET soit toujours minimale, le meilleur circuit sera obtenu en calculant la résistance de façon que le courant magnétisant soit tout juste continu avec la valeur de tension secteur la plus élevée.

La relation entre la tension aux bornes de la résistance d'écrêtage, V<sub>R</sub>, et la tension continue primaire, V<sub>DC</sub>, pour un facteur de forme donnée D, avec un courant magnétisant continu dans le transformateur, est :

$$V_R = \frac{D \times V_{DC}}{(1 - D)}$$

La valeur nécessaire de la résistance R est donc donnée par :

$$R = \frac{\left[ \frac{D_{(min)} \times V_{DC(max)}}{1 - D_{(min)}} \right]^2}{\left[ \frac{1}{2} L_{(mag)} \times I_{(mag)PK}^2 + \frac{1}{2} L_S \times I_{PK}^2 \right] \times F}$$

où :

D<sub>(min)</sub> est le facteur de forme minimum à pleine charge (obtenu lorsque V<sub>DC</sub> = V<sub>DC(max)</sub>).

L<sub>(mag)</sub> est l'inductance magnétisante du transformateur.

I<sub>(mag)PK</sub> est le courant de pointe magnétisant pour un courant magnétisant tout juste continu.

L<sub>S</sub> est l'inductance de fuite du transformateur, ramenée au primaire.

I<sub>LPK</sub> est le courant de pointe à pleine charge dans le primaire du transformateur.

f est la fréquence.

Le rapport de la tension V<sub>R</sub> aux bornes de R, et de la tension V<sub>R(min)</sub> obtenue pour la tension secteur minimale, est :

$$\frac{V_R}{V_{R(min)}} = \frac{1 - D_{(min)}}{1 - \left[ \frac{V_{DC(max)}}{V_{DC}} \times D_{(min)} \right]}$$

Considérant un exemple pratique, si :

D<sub>(min)</sub> = 0,15 et  $\frac{V_{DC(max)}}{V_{DC}} = 3$ , alors :

$$\frac{V_R}{V_{R(min)}} = \frac{1 - 0,15}{1 - [(0,15) \times 3]} = 1,55.$$

Les pertes dans la résistance d'écrêtage à 1/3 de la tension de secteur maximum sont donc de 1,55<sup>2</sup> = 2,4 fois les pertes à la tension secteur maximum.

La dissipation maximum de puissance dans l'écrêteur — obtenue à la tension secteur la plus faible — peut être réduite, moyennant une petite augmentation de la tension maximum développée aux bornes du HEXFET — obtenue à la tension secteur la plus élevée — en calculant la résistance R de telle façon que le courant magnétisant devienne discontinu pour une certaine

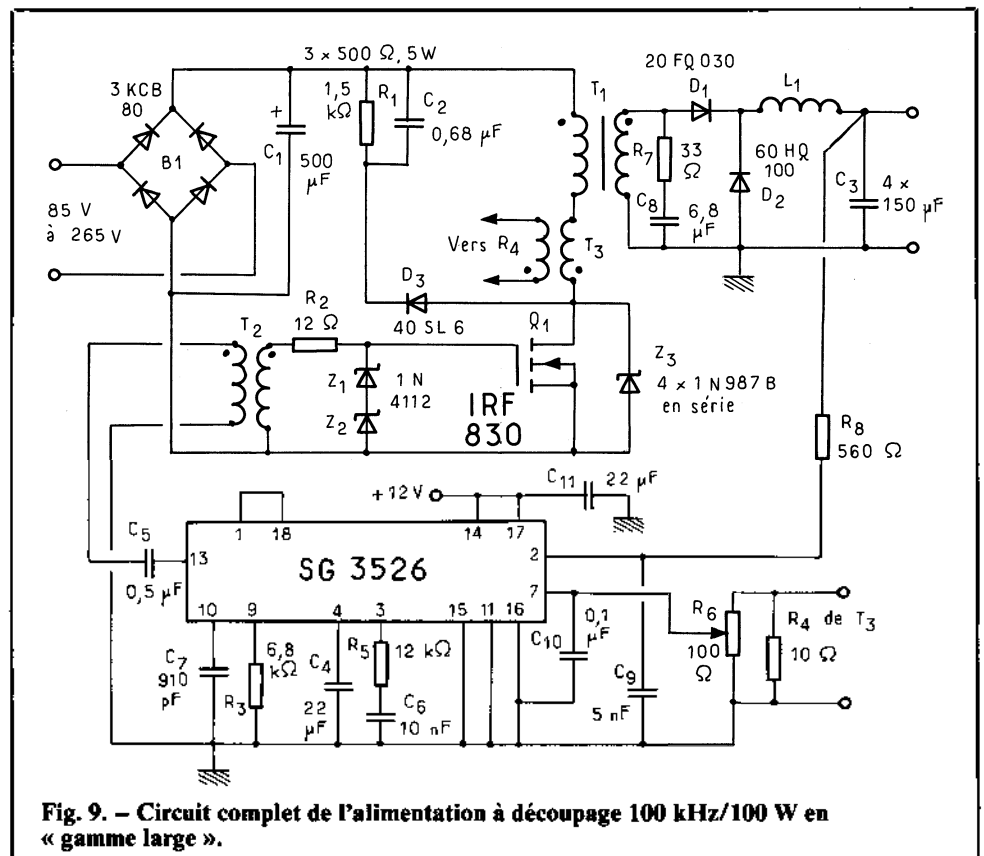
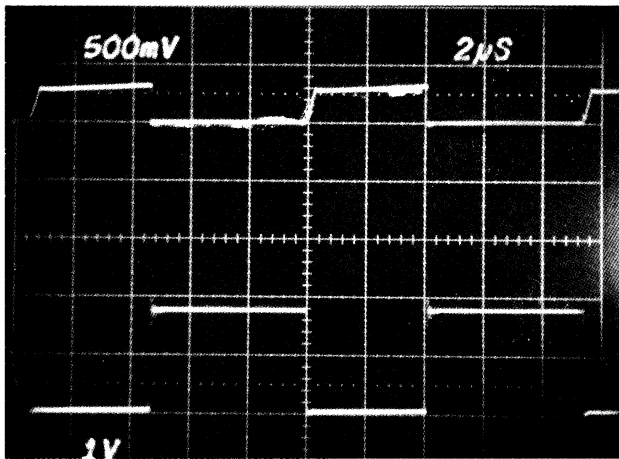
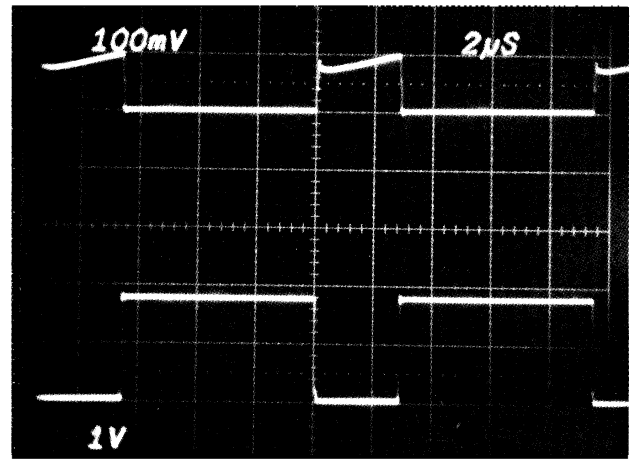


Fig. 9. — Circuit complet de l'alimentation à découpage 100 kHz/100 W en « gamme large ».

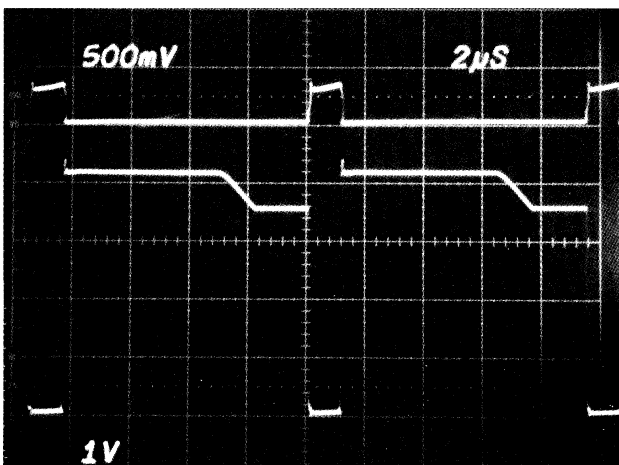


(a) En haut, courant drain : 5 A/div. 2 µs/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 20 A.

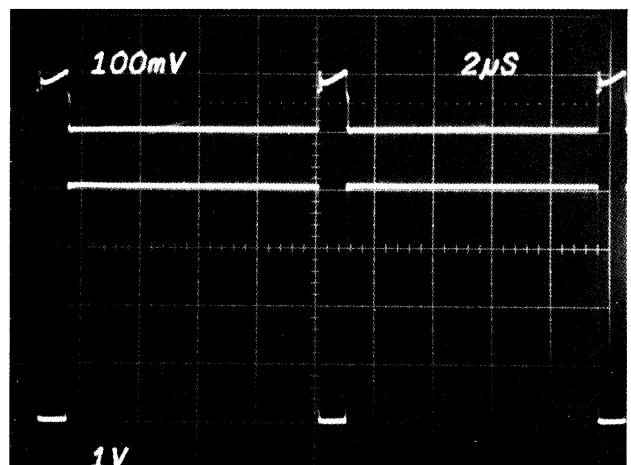


(b) En haut, courant drain : 1 A/div. 2 µs/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant drain : 5 A.

Fig. 10. – Oscillogrammes de la tension drain et du courant drain avec 85 V de tension secteur.

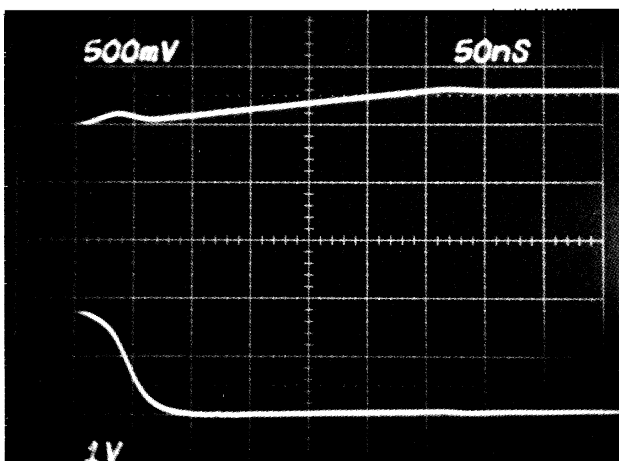


(a) En haut, courant drain : 5 A/div. 2 µs/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 20 A.

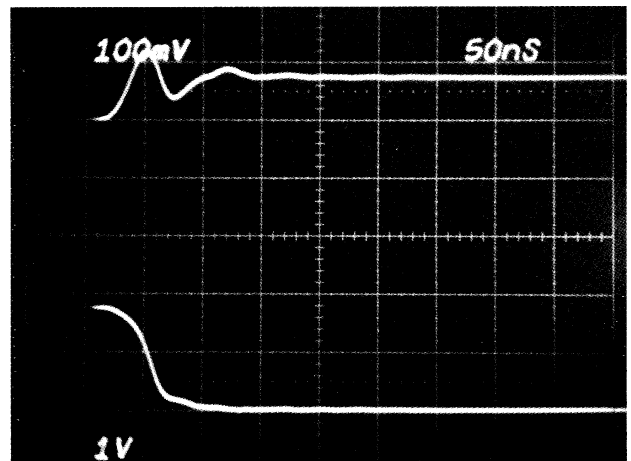


(b) En haut, courant drain : 1 A/div. 2 µs/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 5 A.

Fig. 11. – Oscillogrammes de la tension drain et du courant drain avec 265 V de tension secteur.

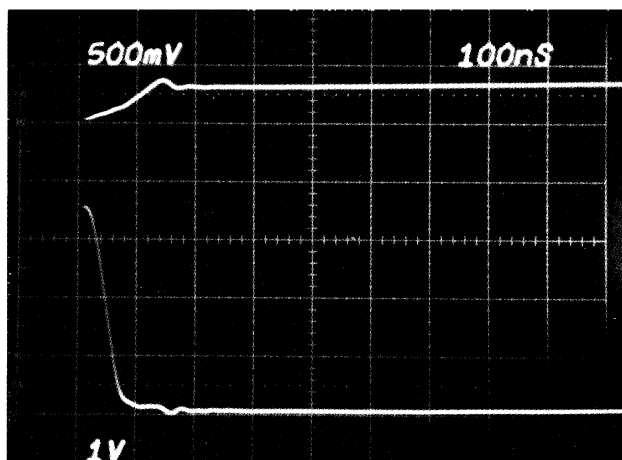


(a) En haut, courant drain : 5 A/div. 50 ns/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 20 A.

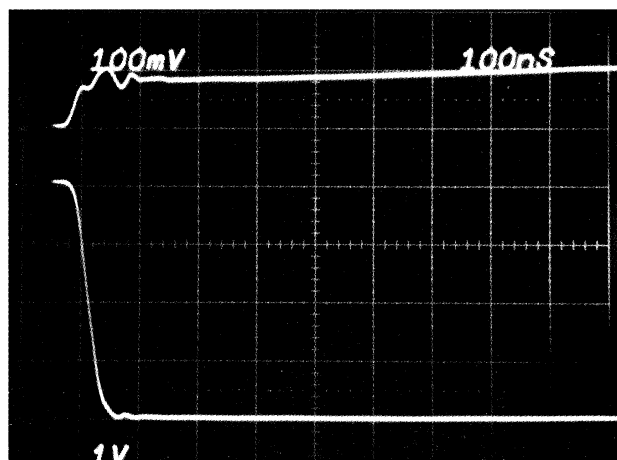


(b) En haut, courant drain : 1 A/div. 50 ns/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 5 A.

Fig. 12. – Oscillogrammes de la tension drain et du courant drain à la mise en conduction, avec 185 V de tension secteur.

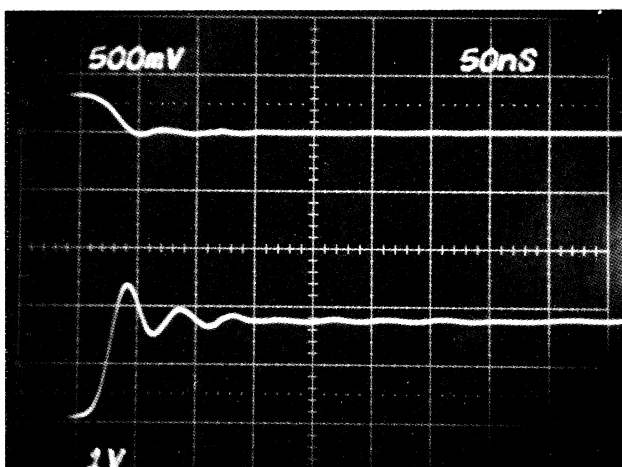


(a) En haut, courant drain : 5 A/div. 100 ns/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 20 A.

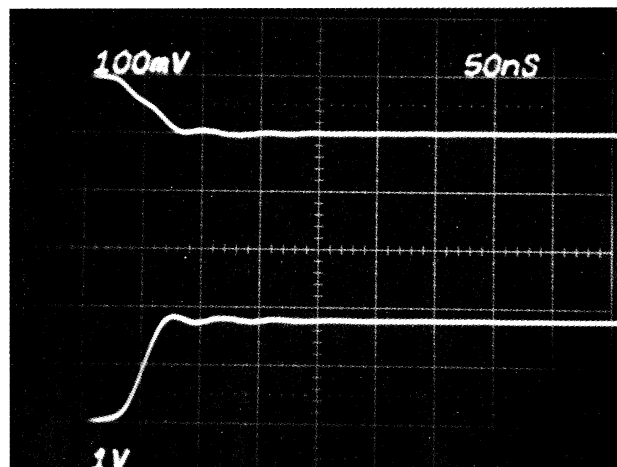


(b) En haut, courant drain : 1 A/div. 100 ns/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 5 A.

**Fig. 13. – Oscillogrammes de la tension drain et du courant drain à la mise en conduction, avec 265 V de tension secteur.**



(a) En haut, courant drain : 5 A/div. 50 ns/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 20 A.

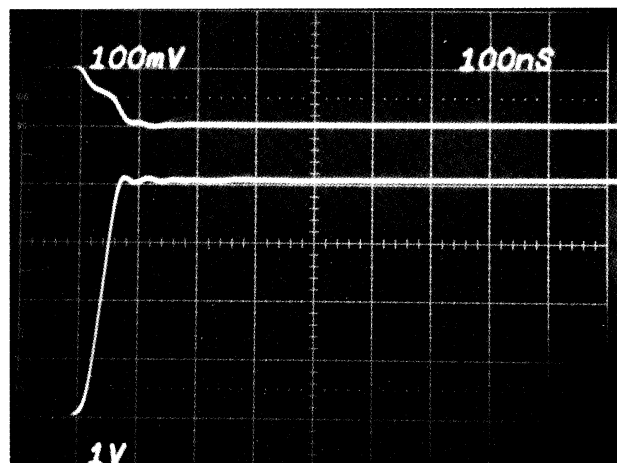


(b) En haut, courant drain : 1 A/div. 50 ns/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 5 A.

**Fig. 14. – Oscillogrammes du courant drain et de la tension drain à l'extinction, avec 85 V de tension secteur.**

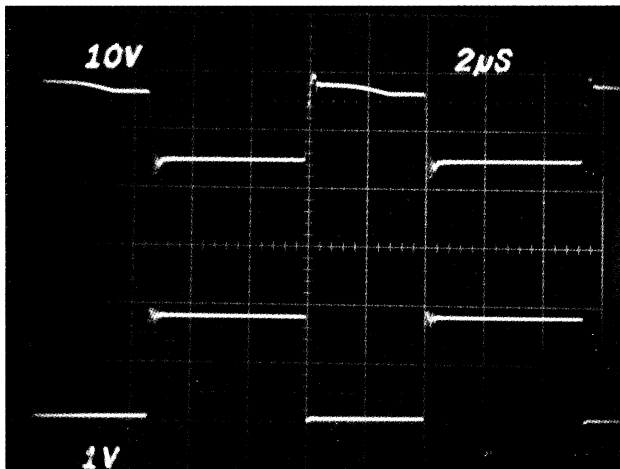


(a) En haut, courant drain : 5 A/div. 100 ns/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 20 A.

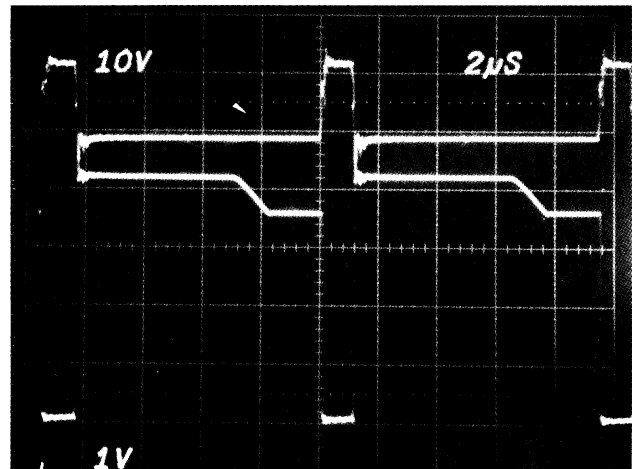


(b) En haut, courant drain : 1 A/div. 100 ns/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Courant de sortie : 5 A.

**Fig. 15. – Oscillogrammes du courant drain et de la tension drain à l'extinction avec 265 V de tension secteur.**

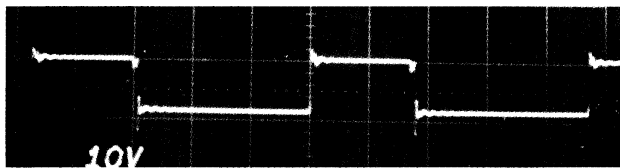


(a) En haut, tension grille source : 10 V/div. 2 µs/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Tension secteur : 85 V.

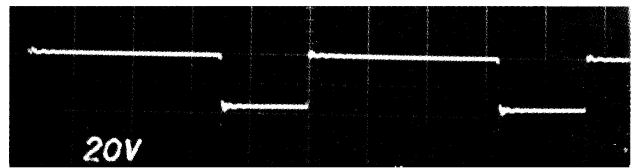


(b) En haut, tension grille source : 10 V/div. 2 µs/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Tension secteur : 265 V.

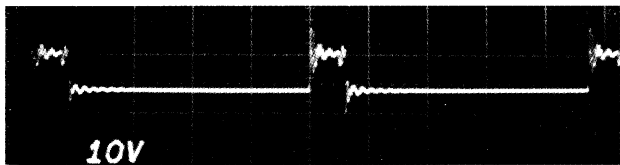
Fig. 16. – Oscillogrammes de la tension grille-source et de la tension drain avec un courant de sortie de 20 A.



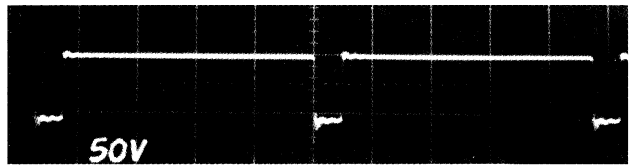
(a) Tension aux bornes de D<sub>1</sub> : 10 V/div. 2 µs/div.  
Tension secteur : 85 V.



(b) Tension aux bornes de D<sub>2</sub> : 20V/div. 2 µs/div.  
Tension secteur : 85 V.



(c) Tension aux bornes de D<sub>1</sub> : 10 V/div. 2 µs/div.  
Tension secteur : 265 V.



(d) Tension aux bornes de D<sub>2</sub> : 50 V/div. 2 µs/div.  
Tension secteur : 265 V.

Fig. 17. – Oscillogrammes de la tension aux bornes des diodes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub>, avec un courant de sortie de 5 A.

valeur intermédiaire de la tension secteur. Lorsque la tension d'entrée augmente au-delà de ce niveau, le courant magnétisant de pointe reste constant, alors que l'onde de courant magnétisant devient progressivement plus discontinue et que la tension aux bornes du circuit d'écrêtage reste constante, car (pour un courant de charge donné) l'énergie stockée dans le transformateur est constante. En dessous des niveaux intermédiaires critiques de tension secteur, le courant magnétisant dans le transformateur devient continu, et la tension d'écrêtage augmente lorsque la tension d'entrée diminue.

En illustration de cette approche, supposons que la résistance d'écrêtage soit calculée pour donner une conduction tout juste continue à 45% de la tension secteur maximum. Si le facteur de forme minimum à la tension secteur maximum

est de 0,15, alors, à la tension secteur maximum, le pic de tension développé aux bornes du transistor est de 1,23 au lieu de 1,18 fois la tension source primaire continue. Pour une gamme de variations de tension secteur de 1 à 3, le facteur de forme maximum est de 0,45, et le rapport entre la tension minimum et la tension maximum aux bornes de la résistance d'écrêtage, est de :

$$\frac{V_{R(max)}}{V_{R(min)}} = \frac{1 - (0,15/0,45)}{1 - 0,45} = 1,22.$$

La variation des pertes de puissance minimales à maximales dans la résistance d'écrêtage à pleine puissance de sortie est alors de  $1,22^2 = 1,49$ . La figure 8 illustre ce cas de fonctionnement.

#### Circuit pratique

La figure 9 donne le circuit complet d'une alimentation à découpage de 100 W/100 kHz/5 V continus en sor-

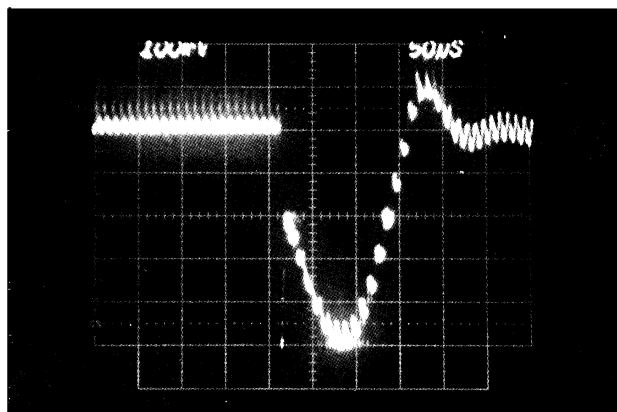
tie, conforme aux spécifications de la figure.

#### Evaluation des performances.

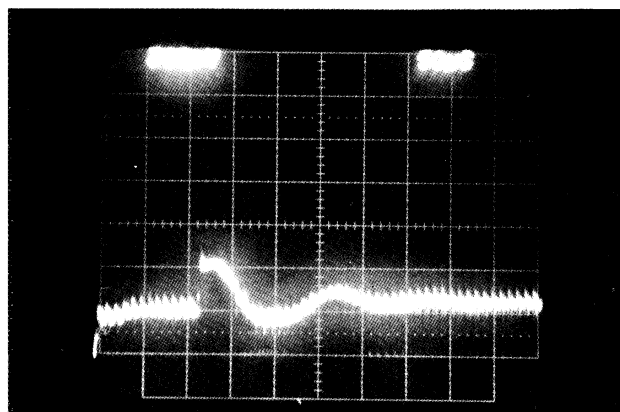
Les oscillogrammes correspondant à différentes conditions de fonctionnement sont donnés dans les figures 10 à 20. Les figures 10(a) et 10(b) donnent les oscillogrammes de la tension drain et du courant drain pour des courants de sortie de 1 et 5 A respectivement avec une tension secteur de 85 V. Les figures 11(a) et 11(b) donnent les formes d'ondes correspondantes avec un secteur de 265 V.

Les figures 12 (a) et 12 (b) montrent les oscillogrammes de la tension et du courant à la mise en conduction, pour un courant de sortie de 20 et 5 A respectivement, avec une tension de 85 V. Il faut noter que, bien que la tension aux bornes du HEX-FET descende en environ 75 ns, le temps de montée du courant, avec une sortie de 20 A, est supérieur à



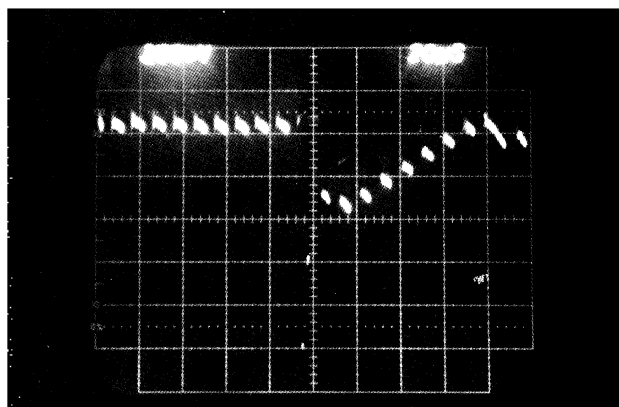


(a) Tension de sortie : 100 mV/div. 50  $\mu$ s/div.  
Variation du courant de sortie : de 10 à 20 A.

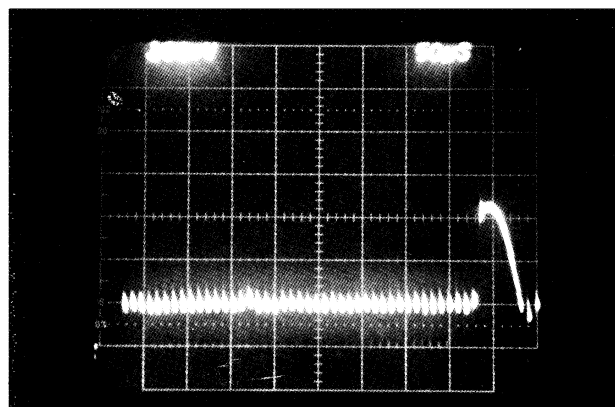


(b) Tension de sortie : 100 mV/div. 50  $\mu$ s/div.  
Variation du courant de sortie : de 20 à 10 A.

**Fig. 18. – Oscillogrammes de la tension de sortie continue lors d'un changement brusque de la charge, avec 85 V de tension d'entrée.**

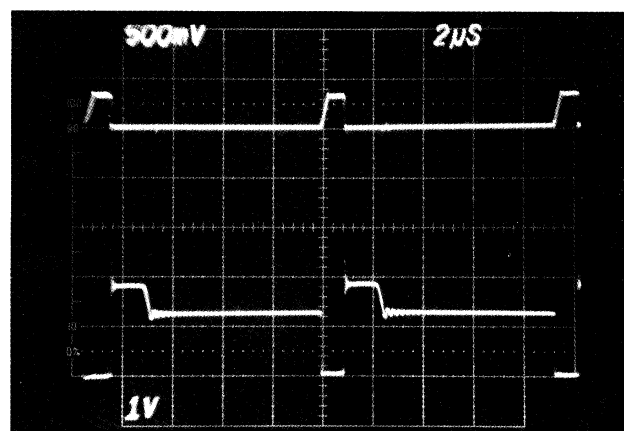


(a) Tension de sortie : 100 mV/div. 50  $\mu$ s/div.  
Variation du courant de sortie : de 10 à 20 A.

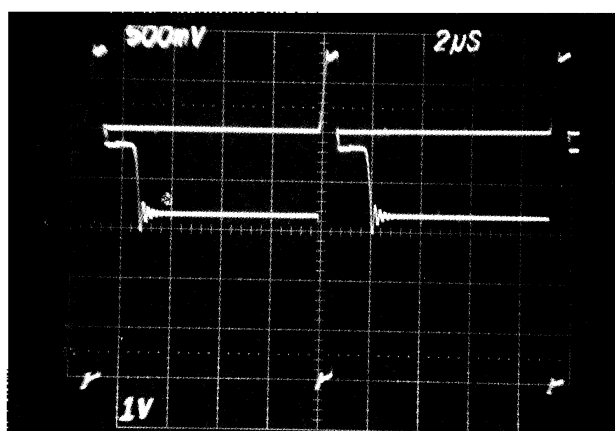


(b) Tension de sortie : 100 mV/div. 50  $\mu$ s/div.  
Variation du courant de sortie : de 20 à 10 A.

**Fig. 19. – Oscillogrammes de la tension de sortie continue lors d'une variation brusque de la charge, avec 265 V de tension secteur.**



(a) En haut, courant drain : 5A/div. 2  $\mu$ s/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Tension secteur : 85 V.



(b) En haut, courant drain : 5 A/div. 2  $\mu$ s/div.  
En bas, tension drain : 100 V/div.  
Tension secteur : 265 V.

**Fig. 20. – Oscillogrammes de la tension drain et du courant drain avec un court-circuit en sortie.**

Tension secteur V	Tension de sortie continue V	Puissance de sortie W	Pertes totales de puissance W	Puissance estimée perdue dans le redresseur d'entrée W	Puissance estimée perdue dans le HEXFET W	Pertes de puissance dans le circuit d'écrêtage W	Pertes estimées dans le transformateur et dans la self de lissage W	Pertes estimées dans le redresseur de sortie W	Pertes estimées dans le circuit de contrôle W	Rendement global %
90	5,0	97,26	34,09	4	8,0	2,99	2,7	15,5	0,9	74
	5,0	73,11	24,40	3	4,6	2,60	2,4	10,9	0,9	75
	5,0	48,81	15,94	2	2,3	2,24	1,5	7,0	0,9	75
	5,0	24,40	9,30	1	0,8	2,02	1,28	3,3	0,9	72
260	5,0	96,96	30,22	1,3	5,4	2,02	3,3	15,5	2,7	76
	5,0	72,81	22,74	1,0	3,7	1,54	2,9	10,9	2,7	76
	5,0	48,66	16,69	0,7	2,3	1,29	2,7	7,0	2,7	74
	5,0	24,35	10,98	0,4	1,1	1,18	2,3	3,3	2,7	69

Tableau 2 : Pertes de puissance et rendement global sous différentes conditions de fonctionnement.

300 ns. Ce temps de montée relativement long, est dû aux inductances de fuite, principalement du transformateur, et ne reflète pas la vitesse de commutation du HEXFET. Les figures 13 (a) et 13 (b) donnent les oscillogrammes correspondant à la période de mise en conduction avec une tension secteur de 265 V. Le temps de montée du courant est plus court car la tension d'entrée plus élevée produit une pente plus importante de courant dans l'inductance du circuit.

Les figures 14 (a) et 14 (b) donnent les oscillogrammes de courant et de tension, à l'extinction, pour des courants de sortie de 20 et 5 A respectivement avec une tension secteur de 85 V. L'inductance de fuite du transformateur n'affecte pas de manière significative le temps de fuite du courant, car le courant dans l'inductance de fuite à l'extinction, est dévié dans le circuit d'écrêtage et le temps de descente long n'est pas « vu » par le HEXFET. Les figures 15 (a) et 15 (b) montrent les oscillogrammes correspondant à l'extinction avec une tension secteur de 265 V.

Sur les figures 11 et 15, il faut remarquer que, avec la tension secteur maximum de 265 V, la tension crête développée aux bornes du HEXFET à pleine charge, y compris la surtension obtenue à l'extinction, est de l'ordre de 440 V. Cela donne une marge de sécurité confortable par rapport aux 500 V spécifiés pour le transistor.

Les figures 16 (a) et 16 (b) montrent les oscillogrammes des tensions grille-source et drain-source avec des tensions secteur de 85 V et 265 V respectivement, avec un courant de sortie à pleine charge de 20 A, alors que les figures 17 donnent les oscillogrammes de tension

aux bornes des diodes, D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> avec un courant de sortie de 5 A pour des tensions secteur de 85 et 265 V. Notons qu'avec 265 V en entrée, la tension aux bornes de la diode de roue libre de sortie, D<sub>2</sub>, comprend une surtension de commutation transitoire, de l'ordre de 75 V. Une diode Schottky expérimentale de 20 A/100 V a été utilisée dans notre circuit. Pour l'instant, ce composant n'est pas encore disponible commercialement; la diode Schottky 60HQ100 (60 A/100 V), bien que surdimensionnée, est listée dans la table 2, puisqu'elle est commercialement disponible. Sinon, bien sûr, une diode de 100 V à recouvrement rapide appropriée, telle que la 40 HFL 10 S 02, pourrait bien être employée. Quant à la diode D<sub>1</sub>, le pic de tension à ses bornes, incluant la surtension de commutation est inférieure à 20 V, ce qui signifie qu'une diode Schottky de 30 V est suffisante.

Les figures 18 (a) et 18 (b) donnent la courbe de réponse de la tension de sortie lors d'un changement du courant de sortie de 10 à 20 A et *vice versa* avec une tension secteur de 85 V, alors que les figures 19 (a) et 19 (b) montrent les oscillogrammes correspondants pour une tension secteur de 265 V.

Les figures 20 (a) et 20 (b) donnent les oscillogrammes du courant drain et de la tension drain avec un court-circuit appliqué à la sortie, avec des tensions secteur de 85 V et 265 V respectivement. Avec une tension de 85 V, le courant de pointe dans le HEXFET est réglé à environ 3 A, par l'élément de limitation automatique du courant inclus dans le circuit de contrôle, et le courant de sortie correspondant est tout juste supérieur à 20 A. Avec une tension secteur de 265 V, le courant de pointe dans le HEXFET est de l'ordre de 55 A, et la

tension de pointe dans le HEXFET est presque de 500 V. Le manque de limitation efficace du courant dans cette condition est dû au fait que le circuit de contrôle a un temps de conduction minimum d'environ 0,8 µs, et ce temps n'est pas assez court pour garder le contrôle du courant dans les conditions de court-circuit.

Une amélioration est nécessaire sur ce point pour la conception d'un circuit industriel. Il est possible, par exemple, d'ajouter un élément qui court-circuite la borne « soft start » du circuit de contrôle, à la masse lorsque le courant de sortie excède un niveau prédéterminé, coupant par là l'alimentation. La remise en marche peut être faite manuellement, une fois que la surcharge a été éliminée. Cependant, bien que ce point mérite une certaine attention, il est intéressant de constater que le circuit continue à opérer de manière satisfaisante, même sous des conditions difficiles, avec un courant de court-circuit en sortie presque égal à 3 fois le courant nominal.

De manière générale, notre objectif a été de démontrer la faisabilité des concepts de base décrits, et nous n'avons pas examiné tous les détails qui peuvent être étudiés de manière systématique, en fonction des paramètres particuliers de chaque demande. De la même manière, nous avons supposé qu'une source de 15 V<sub>DC</sub> était disponible par ailleurs pour alimenter le circuit de contrôle. Cette alimentation continue auxiliaire peut être obtenue à partir d'un petit transformateur-secteur avec une diode et un régulateur de tension relativement simple. Une gamme de régulation de 12 à 16 V est largement satisfaisante. La consommation de courant de ce circuit de contrôle est de 50 mA maxi-

mum, ce qui correspond à une dissipation de puissance totale dans cette alimentation auxiliaire de 2 W environ, à la tension secteur maximum, et de moins d'1 W à la tension secteur minimum.

**Pertes de puissance et rendement global**

Le tableau 2 donne la dissipation de puissance dans les différents composants du circuit, ainsi que le rendement global à différents niveaux de puissance de sortie, et à des tensions secteur de 90 et 260 V. Ces chiffres ont été obtenus grâce à des combinaisons de mesures et d'estimation.

La puissance continue délivrée par le pont de diode en entrée, et la puissance continue en sortie, sont mesurées directement, et les pertes totales dans le circuit intermédiaire sont obtenues en faisant la différence entre ces deux mesures. Les pertes dans le redresseur d'entrée, le HEXFET, le redresseur de sortie et une alimentation auxiliaire pour le circuit de contrôle, sont estimées individuellement à partir de la connaissance des courbes de tension et de courant de ces composants. Les pertes dans le circuit d'écrêtage sont calculées à partir de la tension mesurée aux bornes de la résistance d'écrêtage; enfin, les pertes de puissance dans le transformateur de sortie et la self de lissage sont obtenues par différence entre la dissipation totale de puissance et la somme des pertes dans les autres composants.

Le rendement global à pleine charge obtenu de cette manière, est de 76 % à 265 V en entrée et de 74 % à

85 V. On devrait ajouter qu'un filtre radio-fréquence, nécessaire dans une réalisation industrielle, mais non inclus ici, réduirait légèrement le rendement global par rapport aux valeurs mentionnées ci-dessus.

**« Gamme large » contre « gamme double ».**

Il est communément demandé de pouvoir maintenir la tension de sortie continue même durant la disparition de la tension secteur pendant une période. Pour arriver à cela, le condensateur réservoir en entrée, C<sub>1</sub> sur la figure 9, doit être dimensionné de façon à fournir l'énergie nécessaire à la sortie, sans que sa tension ne passe en dessous d'un niveau auquel le contrôle de la tension de sortie ne serait plus maintenu. Si ce condensateur est dimensionné de façon à fournir l'énergie requise lorsqu'on opère à partir d'un secteur de 115 V, comme ce devrait être le cas, alors il sera largement surdimensionné pour fonctionner sur un secteur 240 V, et apparemment sera plus encombrant et plus cher que le condensateur nécessaire sur une alimentation conventionnelle.

Une alimentation à double tension d'entrée conventionnelle peut fonctionner soit sur 115, soit sur 240 V secteur, avec commutation d'un circuit doubleur de tension pour 115 V, à un circuit redresseur en pont pour un secteur de 240 V, avec les 2 condensateurs de doubleur de tension alors connectés directement en série sur la sortie du pont. Grossièrement, la même tension de source primaire continue est alors maintenue quel que soit le niveau secteur en entrée.

Prenons le cas particulier d'une alimentation de 100 W; le choix serait donc approximativement entre le condensateur unique 500 µF/450 V montré en figure 21 (a), pour une alimentation « gamme large », contre deux condensateurs de 600 µF/200 V montrés en figure 21 (b), pour une alimentation « gamme double ». Le condensateur de la figure 21 (a) a approximativement 30 % de volume en plus que le volume combiné des deux condensateurs de la figure 20 (b); la différence de prix est d'environ 11 %, soit 3 F de plus pour le condensateur de l'alimentation « gamme large ». Ceci peut être plus que compensé par le fait que la complication additionnelle de commutation d'un circuit doubleur à un circuit en pont est éliminée, pour ne rien dire de l'avantage pour l'utilisateur de ne pas avoir de sélection à réaliser lorsqu'il travaille sur 115 ou sur 240 V secteur.

Le problème est différent si la grande capacité de régulation du circuit est utilisée uniquement dans le cas de la perte d'un cycle de la tension secteur; en effet, une réduction importante dans la taille de la capacité réservoir d'entrée peut alors être réalisée, car on peut admettre que la tension aux bornes de ce condensateur dérive de 310 V jusqu'à 120 V pendant toute la période manquante sur la tension secteur.

Avec cette approche, il serait nécessaire de commuter le circuit doubleur de tension à un circuit en pont lorsqu'on opère sur un secteur 115 V ou sur un secteur 240 V, mais la taille des condensateurs requis en entrée serait réduite comme l'indique la figure 21 (c). Le volume de ces condensateurs est juste inférieur à 50 % du volume des condensateurs requis pour une alimentation « gamme double » conventionnelle, et leur prix est approximativement de 40 % seulement, une véritable économie de l'ordre de 15 F.

**Conclusions**

Si l'on veut obtenir le maximum d'un HEXFET de puissance, il est nécessaire de repenser les concepts de base, et de concevoir le circuit de façon à tirer un avantage maximal des principes de fonctionnement particuliers du composant. L'alimentation à découpage « universelle » (100 kHz/100 W) décrite dans cet article, illustre cette affirmation.

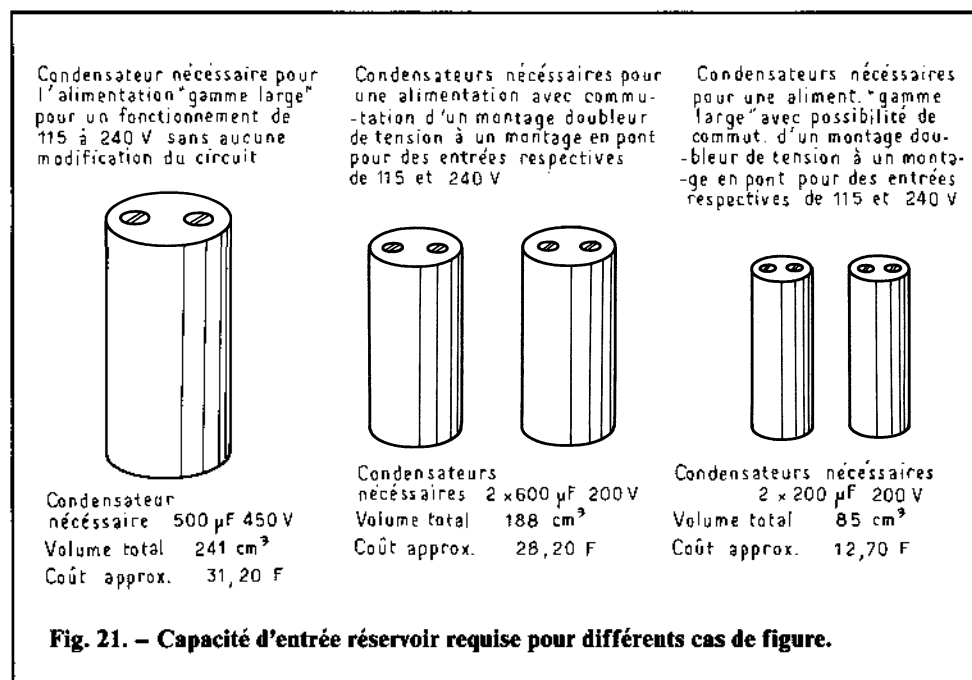


Fig. 21. - Capacité d'entrée réservoir requise pour différents cas de figure.