

note d'application technique



Alimentation stabilisée 50 V. 17 A. fonctionnant par découpage

par M. Helbert Service d'Applications

réf. 47-CDH-002



ses@sem

Société Européenne de Semiconducteurs et de Microélectronique
Direction commerciale : 101 Bd Murat - 75-Paris 16^e - Tél. 525.75.75
Service commercial région Sud-Est : 38-St-Egrève - Tél. (76) 88.40.61

I - GENERALITES

Dans les alimentations stabilisées classiques à ballast série, l'élément "ballast" (en général un transistor de puissance) est constamment alimenté sous une tension $U - V_s$, différence entre la tension non stabilisée U et la tension de sortie régulée V_s . Comme il est traversé en permanence par le courant I débité par l'alimentation, il dissipe une puissance égale à $I (U - V_s)$. Il en résulte une limitation sévère des possibilités de l'alimentation, pour que le ballast ne soit pas surchargé, ainsi qu'une baisse de rendement sensible de l'ensemble.

Dans le montage décrit ci-après, le transistor de puissance fonctionne en régime de commutation. Il est donc pratiquement tout le temps bloqué ou saturé; dans un cas comme dans l'autre, il ne dissipe qu'une puissance négligeable. On peut donc obtenir des puissances de sortie beaucoup plus grandes pour un type de transistor donné, on peut aussi augmenter considérablement le rendement d'une telle alimentation.

II - LA REGULATION PAR DECOUPAGE

II - 1 Principe

Le principe général de fonctionnement d'une régulation par découpage est indiqué sur la figure 1. Le " contact " K est l'organe commutateur, fonctionnant à grande vitesse sous l'action d'un signal de découpage piloté par le comparateur " Comp. ".

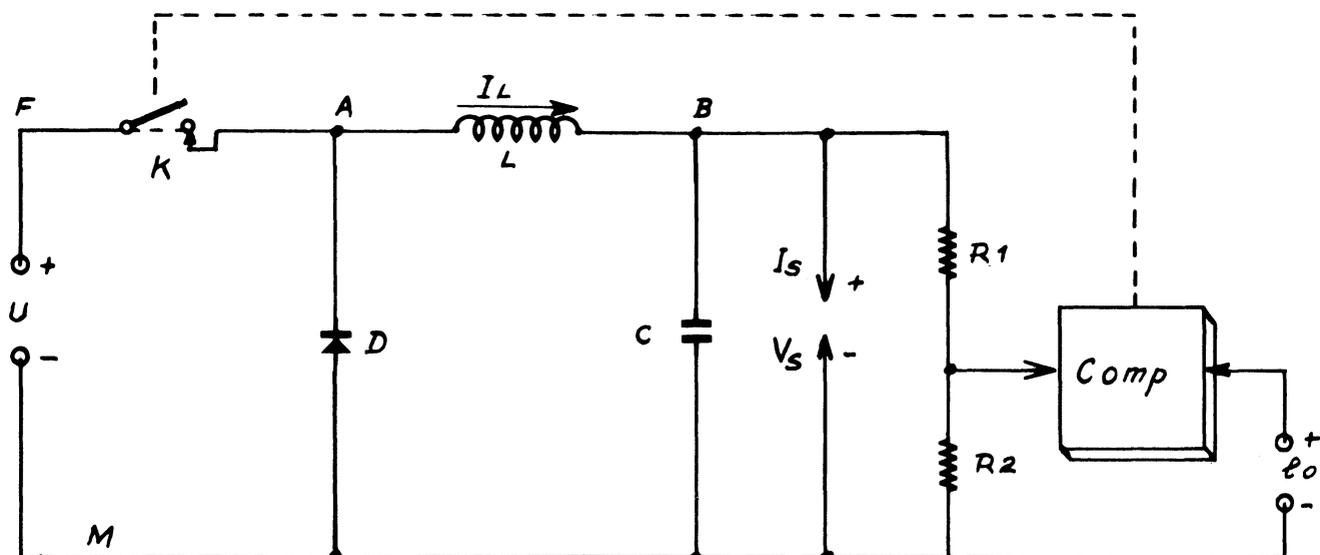


Figure : 1

Supposons, en première approximation, que la résistance ohmique du bobinage soit négligeable. Dès que le contact K se ferme, une tension constante $U - V_s$ (ce dernier est supposé pratiquement constant, du fait de la grande valeur de C) est appliquée aux bornes de L. Le courant dans ce bobinage croît donc suivant une loi linéaire :

$$I_L = \frac{U - V_s}{L} t \quad (1)$$

Dès que ce courant dépasse la valeur du courant I_s débité par la tension stabilisée, le condensateur C commence à se charger. Cette charge est très petite par rapport à V_s car la capacité de C est très grande et le temps de charge est très court.

A un moment donné, K s'ouvre. Le courant dans L étant alors I_M , il faut que l'énergie

$$W_L = \frac{1}{2} L I_M^2 \quad (2)$$

emmagasinée dans le bobinage soit récupérée. Comme le courant tend à continuer à passer dans L, le potentiel du point (B), qui était égal à U quand K était fermé, s'abaisse rapidement. Dès que ce potentiel arrive un peu en dessous de zéro (en prenant le potentiel du point M pour origine), la diode D conduit. La tension aux bornes de L est alors $-V_s$ et le courant dans le bobinage décroît suivant la loi :

$$I_L = I_M - \frac{V_s}{L} t \quad (3)$$

On laisse K ouvert pendant un temps suffisant pour que le courant en question décroisse jusqu'à zéro.

Une partie de la tension moyenne de sortie prélevée par le diviseur de tension $R_1 - R_2$, est comparée à une tension de référence e_0 dans le comparateur " Comp. ". Suivant le sens et la valeur de la différence, ce comparateur fait varier le rapport cyclique du signal commandant K, autrement dit le rapport du temps de conduction de K au temps de blocage, de telle façon que la tension de sortie reste sensiblement constante, à une petite fluctuation près (résultant de la charge et de la décharge de C).

En première approximation, si l'on suppose que K est un commutateur parfait (pas de fuite à l'état bloqué, pas de chute de tension à l'état conducteur) et qu'il n'y a pas de résistance parasite dans L ni dans D, on peut conclure qu'il n'y a aucune énergie perdue. En pratique, il y en a peu et le rendement est bon (nous verrons plus loin qu'il atteint 82 %, une partie importante des 18 % de pertes étant consommée pour commander K).

II - 2. - Découpage par transistor .

L'organe commutateur K est un transistor (un thyristor serait difficile à rebloquer). Comme c'est le potentiel du point (A) qui varie le plus, il faudra que ce point soit le collecteur du transistor, le point F étant son émetteur, ce qui simplifie la commutation, puisque ce point est à potentiel constant. Par conséquent, si l'on veut garder la polarité du schéma de la figure 1, il faut utiliser un transistor de puissance du type PNP.

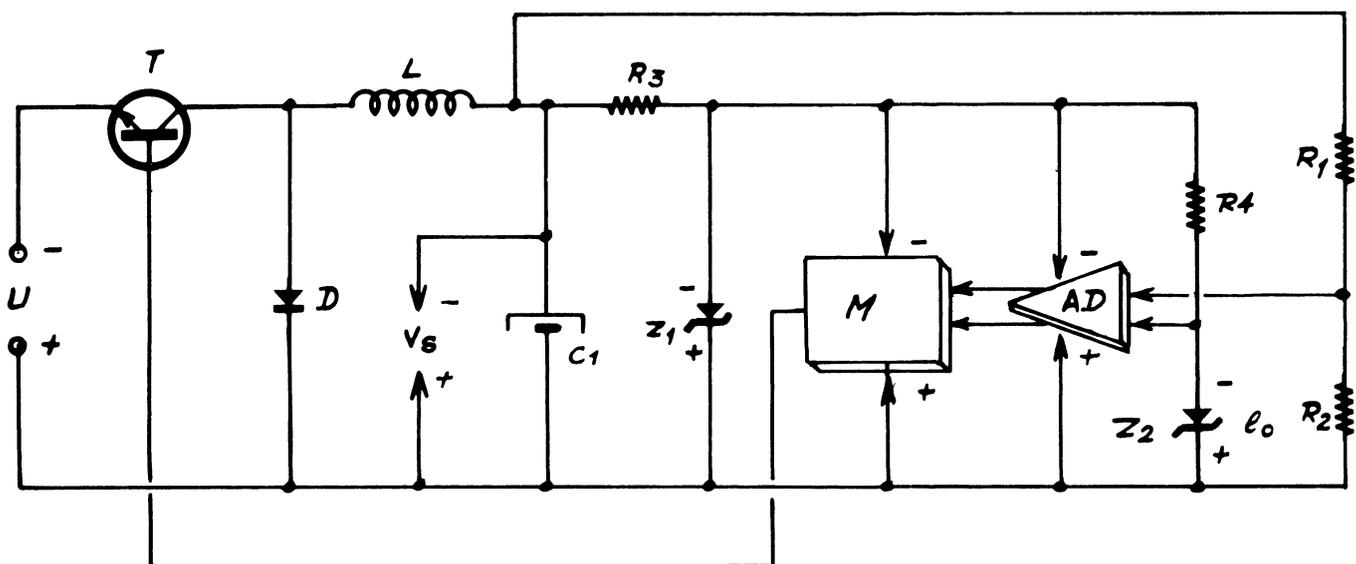


Figure : 2

Comme il y a plus de choix dans les types de puissance NPN, on doit alors renverser les polarités indiquées sur la figure 1 et retourner la diode D.

L'ensemble se présente alors comme sur le schéma simplifié de la figure 2. Au moyen de la tension V_S , avec la résistance R_3 et la diode Zener Z_1 , on obtient la tension d'alimentation des étages de commande du transistor de découpage. C'est à partir de cette tension, par la diode Zener Z_2 alimentée par R_4 , qu'on produit la tension de référence e_0 . L'amplificateur différentiel AD compare cette tension à une fraction de la tension V_S . Les sorties de cet amplificateur commandent les durées des blocages des transistors du multivibrateur M, dont le signal de sortie bloque ou sature le transistor de puissance.

II - 3. - Les pertes dans le transistor de commutation.

Le transistor de commutation introduit quelques pertes, dues essentiellement à :

- 1 ° La chute de tension dans le transistor quand il est conducteur.
- 2 ° Le courant de fuite dans le transistor quand il devrait être bloqué.
- 3 ° La puissance dissipée sur la base pour saturer le transistor.
- 4 ° La puissance dissipée sur le collecteur à la fin de la conduction, quand le courant n'est pas encore nul et quand la tension émetteur-collecteur commence déjà à remonter.

En raison de la technologie " mesa " du transistor, les pertes dues aux 2 ° et 3 ° sont très faibles (surtout la perte due à la fuite). La plus grande perte de puissance se produit, comme indiqué en 4 °, au moment du blocage du transistor. On a donc intérêt à ce que ce dernier soit rapide : on prendra un modèle à forte fréquence de coupure.

Etant donné que cette perte se produit à chaque blocage du transistor, on a intérêt à utiliser une fréquence de commutation pas trop élevée ; mais, d'autre part, il est bon que cette fréquence soit notablement supérieure à celle de l'ondulation résiduelle de la tension U (100 Hz) pour éviter des battements et une tendance à la synchronisation du multivibrateur sur le 100 Hz. En outre, l'augmentation de la fréquence de commutation réduit la valeur de C_1 nécessaire pour minimiser le résidu de tension à la fréquence du découpage dans la tension de sortie.

II - 4. - Le choix du transistor de découpage.

Nous avons vu que ce transistor devait avoir une fréquence de coupure relativement élevée. Il doit supporter un courant de crête récurrent à peu près égal au double du courant maximal que doit débiter l'alimentation stabilisée. Ici, comme la résistance ohmique du bobinage L n'est pas tout à fait négligeable, la forme d'onde en courant dans le transistor et le bobinage pendant la conduction n'est plus tout à fait linéaire : elle à une certaine concavité vers le bas pour les fortes intensités débitées. On peut donc avoir 20 A dans la charge (débit de l'alimentation) avec un courant crête de l'ordre de 30 A. dans le transistor.

En ce qui concerne la tension maximale, le transistor supporte en tous cas la tension U . En réalité, les oscillations du bobinage sont pratiquement inévitables lors de la coupure du courant, même en amortissant le bobinage et en choisissant un rapport L/C_1 petit.

Lors des essais, avec une tension U non régulée de 65 V, la surtension collecteur a été de 80 V à 15 A. dans la charge et de 150 V à 20 A. dans la charge, la bobine L (5 mH) étant amortie par 47Ω en parallèle . Un transistor du type 2N 2824 convenait donc pour la réalisation demandée.

III - REALISATION PRATIQUE DE L'ALIMENTATION REGULEE.

III - 1. - Schéma

Le schéma complet de l'alimentation est reproduit sur la figure 3. Par rapport au schéma simplifié de la figure 2, on peut y reconnaître :

- le multivibrateur M (transistors T_5 et T_{10}),
- le comparateur "Comp." (premier étage constitué des transistors T_7 et T_{11} . second étage constitué des transistors T_8 et T_9),
- la résistance R_1 (33 k Ω fixe et une partie de P_1 entre - V_S et la base de T_{11}),

- la résistance R_2 (une partie de P_1 , 2,2 k Ω fixe et 2,5 k Ω ajustable),
- le transistor de découpage T (ensemble de T_1 , de ses deux étages Darlington T_2 et T_3 et du transistor de commande T_4 , commandé lui même par l'étage collecteur commun T_6).

III - 2. - Circuit de démarrage

La tension stabilisée ne peut prendre sa valeur que si le multivibrateur fonctionne, ce qui suppose que la diode Zener Z_1 est alimentée. Or, cette diode reçoit son courant par la résistance R_3 (fig. 3) depuis la tension stabilisée V_S . Il faut donc, si l'on veut que l'ensemble commence à fonctionner, assurer un passage de courant dans une résistance auxiliaire R_d au moyen d'un contact K. On minimisera la surtension au démarrage en fermant le contact K avant d'appliquer la tension non régulée U.

Si l'alimentation doit démarrer en charge, la résistance R_d est à déterminer de telle sorte que, malgré l'intensité consommée à la sortie, la tension de sortie soit suffisante pour amorcer le fonctionnement de l'ensemble de commutation.

III - 3. - Protection contre les court-circuits.

On a prévu, dans le montage de la figure 3, un condensateur C_2 de forte valeur pour découpler la diode Zener Z_1 . Il est possible de le supprimer : l'amorçage de l'alimentation est un peu plus difficile lors de la mise en route, mais le tout est alors protégé contre un court-circuit. En effet, si la sortie se trouve mise en court.circuit, la tension V_S étant momentanément supprimée, il en va de même de la tension d'alimentation du multivibrateur et du transistor T_6 , donc de la commande du transistor de puissance, dont l'excitation est presque instantanément coupée. En général, la coupure du courant collecteur dans le transistor est tellement rapide que cet élément échappe à la destruction.

IV - PERFORMANCES

IV - 1. - Régulation par rapport au courant consommé.

La figure 4 montre comment la tension de sortie (ajustée à 50,0 V à vide) varie en fonction du courant consommé, celui-ci variant de 0 à 17 A. (20 A. en crête non récurrente).

On voit que la variation de V_S est inférieure à 0,3 V pour 17 A. ; La résistance interne correspondante, déduite de la courbe, a une valeur moyenne de l'ordre de 0,016 Ω .

Le potentiomètre P_1 permet d'ajuster la tension de sortie de $\pm 0,5$ V autour de 50 V.

IV - 2. - Régulation par rapport à la tension non stabilisée.

Les courbes de la figure 5 donnent les variations relatives de la tension de sortie en fonction de la tension non stabilisée U, ceci pour trois valeurs du courant débité (5, 10 et 15 A.) pour une variation de U de 51 à 70 V. On voit que, pour U supérieur à 62 V, l'influence de la tension non régulée (déjà faible entre 51 et 62 V) est pratiquement indécélable.

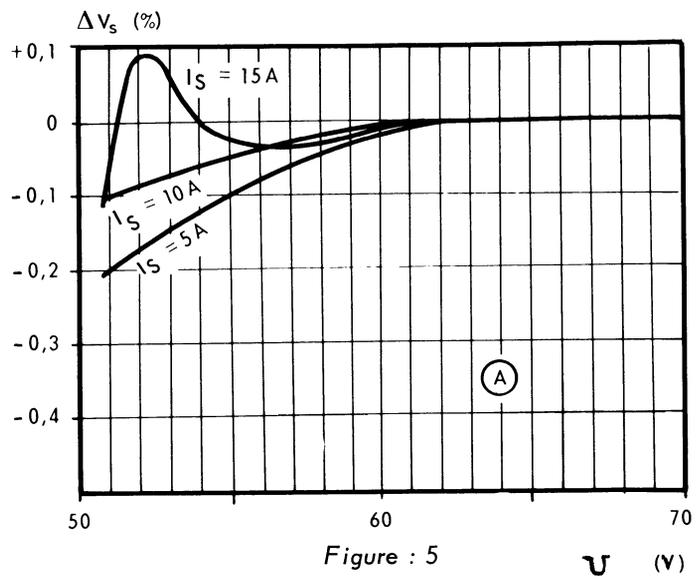
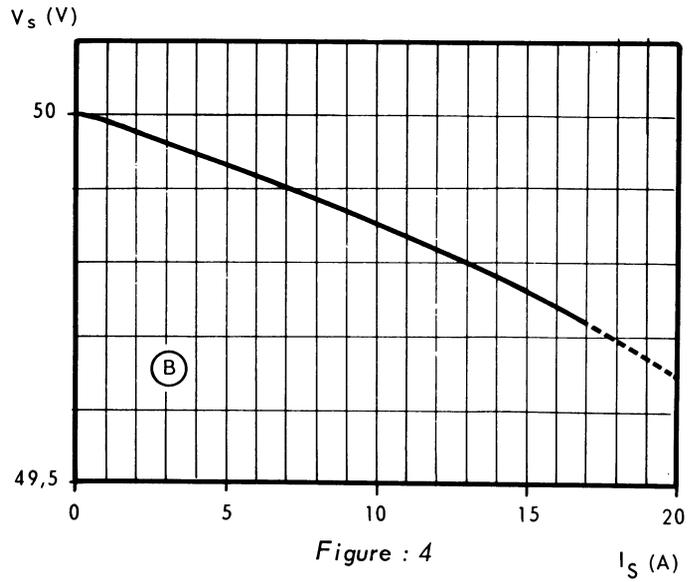
IV - 3. - Rendement.

A pleine charge (17 A), la tension stabilisée débite une puissance de 850 W. Le courant consommé par l'entrée non stabilisée, avec U = 65 V, étant alors de 16 A, ce qui correspond à une puissance fournie de 1040 W, le rendement globale est de 82 %.

VARIATION DE LA TENSION DE SORTIE V_s

en fonction :

- A - de la tension V_e pour un courant I_L donné
- B - du courant I_L



Une partie importante des 190 W de différence est consommée dans la résistance des 13Ω qui limite le courant maximal (4 A.) de base du transistor de découpage. La dissipation de puissance dans le transistor lui-même est inférieure à 100 W, ce qui permet de fonctionner avec une température de boîtier atteignant 90°C avec une bonne marge de sécurité. Le radiateur du transistor doit donc permettre de dissiper environ 100 W en étant à 90°C , soit une résistance thermique globale de moins de $0,4^\circ\text{C/W}$ si on admet que l'ambiance peut monter à 50°C .

En refroidissement naturel, on é arrive au moyen d'une plaque en aluminium verticale peinte en noir mat, de $150 \times 250 \times 3$ mm, renforcée en son centre, au point de fixation du transistor, par une plaque d'aluminium de $100 \times 100 \times 6$ mm, le transistor étant fixé sans mica (le radiateur est à isoler) et sur une surface bien propre, avec interposition d'un liant thermique.

En utilisant un petit ventilateur, on peut diminuer fortement les dimensions du radiateur.

IV - 4 - Taux d'oscillation résiduelle.

Avec les valeurs indiquées sur la figure 3, la fréquence de commutation varie, suivant la valeur de U et le débit, de 7 kHz à 30 kHz. Avec un condensateur C_1 de $1500 \mu\text{F}$, il reste, aux bornes de ce condensateur, une composante résiduelle à la fréquence de commutation qui atteint au maximum $0,1 \text{ V cr/cr}$, soit $0,2\%$ de la tension de sortie. Cette composante est inversement proportionnelle à la capacité de C_1 ; on peut donc la réduire de moitié, si besoin est, en prenant une valeur de $3000 \mu\text{F}$ pour C_1 .

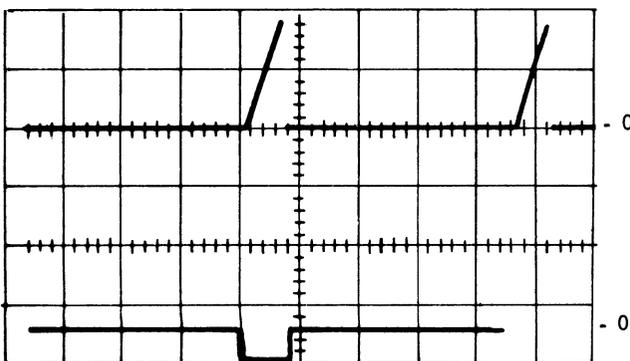
IV - 5. - Formes d'onde.

Les courbes de la figure 6 montrent, en haut la variation du courant collecteur dans le transistor T_1 pour une intensité de 0,6 A. de la tension stabilisée V_S (5 A/carré verticalement et $20 \mu\text{s/carré}$ horizontalement); en bas la tension aux bornes de T_1 (100 V/carré verticalement)

On voit que la montée de courant dans T_1 est très linéaire.

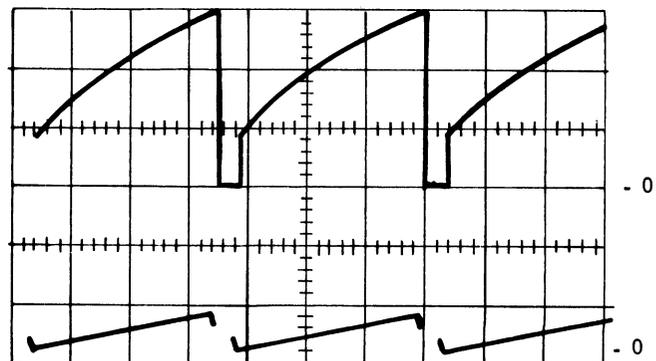
RESUME DES PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DE L'ALIMENTATION STABILISEE

- Tension de sortie 50 V (ajustable par potentiomètre P - 1 + 0,5 V)
- Courant de sortie 0 à 17 A (20 A en crête non récurrente)
- Tension d'entrée non régulée 52 à 85 V
- Résistance interne $0,016 \Omega$
- Fréquence de commutation 7 KHz à 30 KHz (selon V_e et charge)
- Rendement 82% à pleine charge
- Temps de coupure du courant collecteur de T - 1 : $1 \mu\text{s}$ pour $I_c = 30 \text{ A}$.



Courant dans la charge : 0,6 A
Vitesse : $20 \mu\text{s}$ par division
Haut : courant collecteur de T-1, 5 A par division
Bas : tension émetteur collecteur de T-1, 100 V par division

Figure : 6

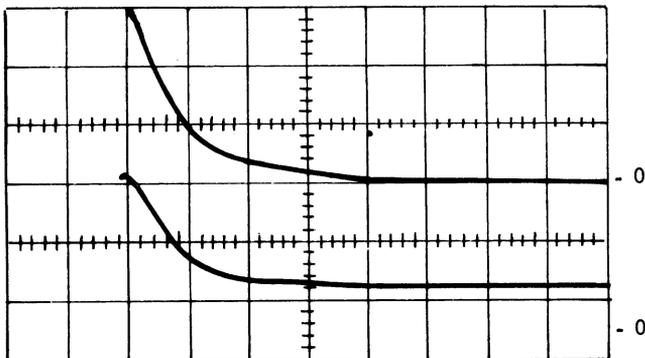


Courant dans la charge : 20 A
Vitesse : $20 \mu\text{s}$ par division
Haut : courant collecteur de T-1, 10 A par division
Bas : tension émetteur collecteur de T-1, 1 V par division

Figure : 7

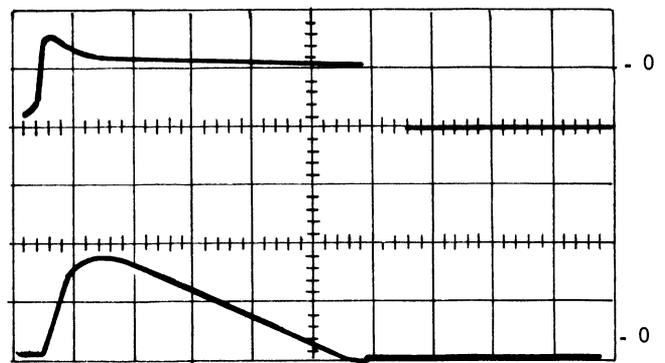
Les courbes de la figure 7 sont valables pour le cas d'une intensité débitée de 20 A. En haut, le courant dans le transistor T_1 , avec 10 A/carré verticalement (échelle horizontale $20 \mu\text{s}/\text{carré}$). On voit que la variation de courant dans T_1 suit une loi moins linéaire qu'avec courant plus faible. En outre, le courant dans T_1 démarre à 10 A dès le déblocage de ce dernier (le courant dans la diode D n'a pas le temps de descendre en dessous de 10 A pendant le blocage très court de T_1). La courbe du bas (tension collecteur-émetteur de T_1 avec une échelle verticale de 1 V/carré) montre que le transistor de puissance est bien saturé: même à 30 A collecteur, il a un peu moins de 1 V entre son collecteur et son émetteur.

Sur les courbes de la figure 8, on voit la vitesse de coupure du courant dans T_1 , toujours dans le cas d'un débit de 20 A, avec une échelle de 10 A/carré pour la courbe du haut (courant collecteur de T_1), et une échelle de 50 V/carré pour la courbe du bas (tension collecteur-émetteur de T_1), les deux courbes étant tracées avec une échelle de temps de $0,5 \mu\text{s}/\text{carré}$. On remarquera que la descente du courant collecteur de T_1 se fait en moins de $1 \mu\text{s}$ de 30 A à 3 A. La surtension collecteur est élevée (150 V) et se produit pendant que le courant collecteur est encore important: c'est à ce moment que se produit la dissipation qui correspond au maximum de pertes.



Courant dans la charge : 20 A
Vitesse : $0,5 \mu\text{s}$ par division
Haut : temps de coupure du courant collecteur de T-1 :
10 A par division
Bas : tension émetteur collecteur de T-1, 50 V par division.

Figure : 8



Courant dans la charge : 15 A
Vitesse : $1 \mu\text{s}$ par division
Haut : tension collecteur-masse de T-1, 50 V par division
Bas : courant dans la diode de récupération D_3 , 10 A par division

Figure : 9

La figure 9 illustre le fonctionnement de la diode D. Les courbes de cette figure correspondent au cas d'une intensité débitée de 15 A. Comme on le voit sur la courbe du haut (tension collecteur-émetteur de T_1 à 50 V/carré), la surtension collecteur est bien plus réduite, puisqu'elle n'atteint que 75 V. La courbe du bas montre le passage du courant dans la diode D (10 A/carré), les deux courbes étant tracées avec une échelle des temps de $1 \mu\text{s}/\text{carré}$

V - CONCLUSIONS.

L'alimentation stabilisée fonctionnant par découpage constitue une excellente solution quand il s'agit de fournir des intensités élevées dans le montage alimenté avec un bon rendement, sans nécessiter un ensemble de transistors ballast de très haute puissance.

Résumons ci-dessous ses performances :

- tension ci-dessous 50 V, ajustable de $\pm 0,5$ V.
- courant de sortie de 0 à 17 A. (20 A. en crête non récurrente).
- tension non régulée variable de 52 à 85 V.
- résistance interne : $0,016 \Omega$.
- taux d'ondulation résiduelle : 0,2 % max.
- rendement à pleine charge : 82 %.
- fréquence de commutation : de 7 kHz à 30 kHz (selon U et charge).

« Les informations techniques et schémas insérés dans cette publication sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets. »

« La reproduction de tout ou partie de ce document est autorisée moyennant l'indication complète de la source " Note d'Applications SESCOSEM ". »