

# Choix des semiconducteurs de découpage fonctionnant sur le

*Le choix judicieux des semiconducteurs est bien souvent la clé de la réussite en électronique de puissance. Au moment de la conception, une erreur à ce niveau peut avoir des conséquences graves, parfois même catastrophiques. L'objet de cet article est de rassembler, plus particulièrement en ce qui concerne les transistors de puissance haute tension utilisables directement sur le réseau 220 V, quelques informations utiles pour le concepteur.*

*Après quelques rappels concernant les aires de sécurité des transistors de puissance, nous montrerons l'utilité des réseaux d'aide à la commutation. Une rapide analyse du fonctionnement des deux principaux circuits convertisseurs utilisés sur le réseau 220 V nous permettra de mettre en évidence quelques règles simples conduisant à un dimensionnement optimal du transistor.*

## Rappels concernant les aires de sécurité des transistors de puissance

### Qu'est-ce qu'une aire de sécurité ?

Une aire de sécurité est une représentation dans le plan  $V_{CE} - I_C$  des limites d'utilisation du transistor dans certaines conditions de fonctionnement. Ces limites déterminent un contour à l'intérieur duquel le point de fonctionnement du transistor doit impérativement rester, tout dépassement d'une limite pouvant entraîner une dégradation du composant.

### L'aire de sécurité traditionnelle (SOA)

C'est l'aire de sécurité la plus connue puisqu'elle est donnée systématiquement pour tous les transistors de puissance.

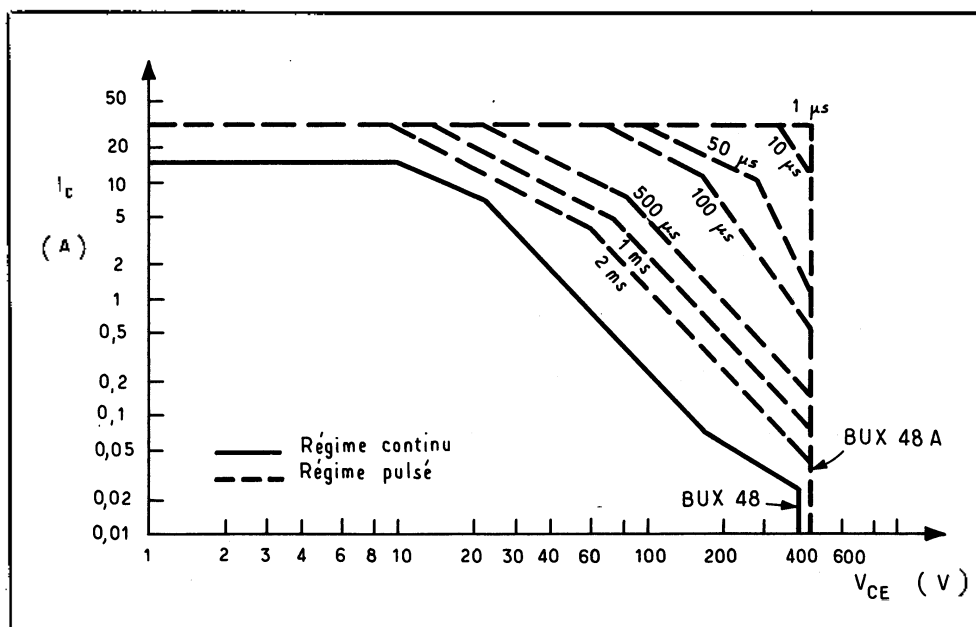
Il s'agit essentiellement d'une représentation des limites thermiques du composant : puissance maximale dissipable et limitation par le phénomène de second claquage (défocali-

sation des lignes de courant (Voir fig. 1). Cette aire est donnée à une température de boîtier donnée et est accompagnée d'une courbe de variation pour des températures différentes.

Elle doit être utilisée lorsque le transistor fonctionne en régime dissipa-

tif (régime dans lequel le transistor est simultanément soumis à une tension et traversé par un courant. Exemple : alimentation à ballast).

S'il s'agit d'un régime dissipatif continu, on utilisera le contour et trait plein, si le régime est pulsé (ne pas confondre avec un régime de



(\*) THOMSON-CSF Division Semiconducteurs

# puissance dans les alimentations réseau 220 V

par J. REDOUTEY\*

commutation. Exemple de régime dissipatif impulsif : amplificateur classe B). on utilisera le contour pointillé correspondant à la largeur d'impulsion considérée.

## Les aires de sécurité en commutation

Un transistor fonctionne en commutation lorsqu'il joue le rôle d'un interrupteur. Il possède alors deux états stables (bloqué ou conducteur) et deux états transitoires pour passer de l'un à l'autre.

Les aires de sécurité en commutation s'appliquent à ces deux états transitoires (mise en conduction et blocage).

Les deux états stables du régime de commutation sont des états faiblement dissipatifs qui peuvent être traités à l'aide de l'aire de sécurité traditionnelle (état conducteur). Pendant les états transitoires (phases de commutation) le point

de fonctionnement du transistor peut traverser des zones à forte dissipation mais pendant des temps très courts. Il est évident que dans ce cas, les limitations du composant ne seront plus dues à des phénomènes thermiques mais à des phénomènes électriques. Il faudra donc utiliser les aires de sécurité spécifiques au régime de commutation. On notera que les aires de sécurité en commutation sont valables dans la gamme de température habituelle de fonctionnement et sont donc directement utilisables.

## Aire de sécurité en commutation en polarisation directe de la jonction émetteur base (FB SOA)

Ce diagramme représente essentiellement le contour limite à l'intérieur duquel le point de fonctionnement pourra se déplacer pendant la phase de mise en conduction (passage de l'état bloqué à l'état conducteur). Selon les conditions de commande on remarque que l'aire autorisée est plus ou moins large (fig. 2).

Cette aire est également applicable à la phase de blocage (passage de l'état conducteur à l'état bloqué) lorsque celle-ci s'effectue uniquement à l'aide d'une résistance émetteur-base de valeur supérieure à 5 Ω. Dans tous les autres cas, il faut utiliser l'aire de sécurité en polarisation inverse de la jonction émetteur-base.

## Aire de sécurité en commutation en polarisation inverse de la jonction émetteur base (RB SOA)

Ce diagramme (fig. 3) représente le contour limite à l'intérieur duquel le point de fonctionnement pourra se déplacer pendant la phase de blocage (sauf si celle-ci s'effectue uniquement à l'aide d'une résistance

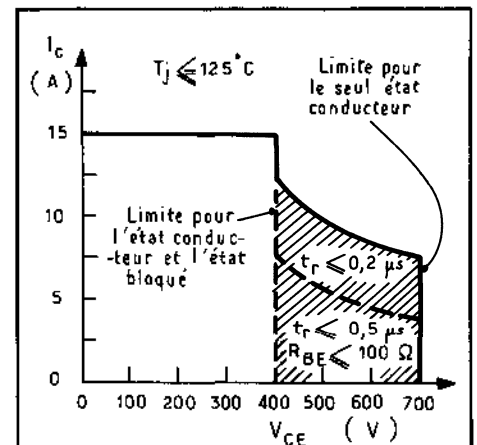


Fig. 2. — Aire de sécurité en polarisation directe (FB SOA) du BUX 48. Cette aire est à utiliser pour la commutation à l'ouverture ou pour la commutation à la fermeture si l'on n'utilise pas de polarisation négative de la jonction émetteur base et si la résistance RBE est supérieure à 5 ohms.

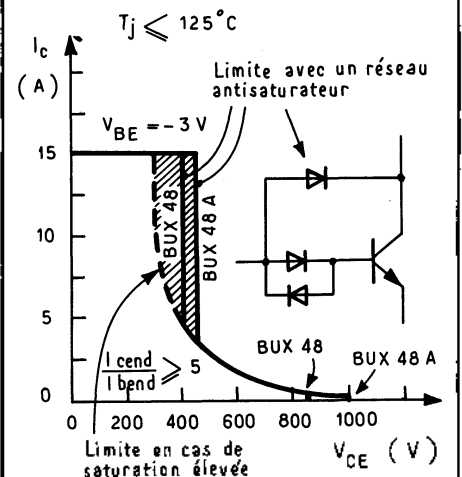


Fig. 3. — Aire de sécurité en polarisation inverse (RB SOA) du BUX 48. Cette aire est à utiliser pour la commutation à l'ouverture chaque fois que l'on utilise une polarisation négative de la jonction émetteur base.

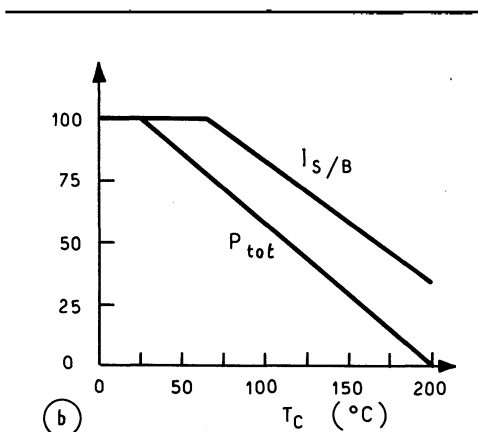


Fig. 1. — Aire de sécurité en régime de fonctionnement linéaire du transistor BUX 48 (fig. 1.A) et variation des limites de dissipation maximale et de second claquage en fonction de la température (fig. 1.B).

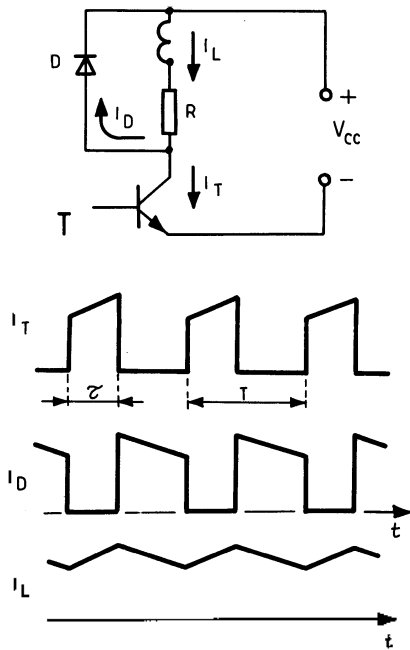


Fig. 4. - Schéma de principe et formes d'ondes des courants dans un hâcheur simple.

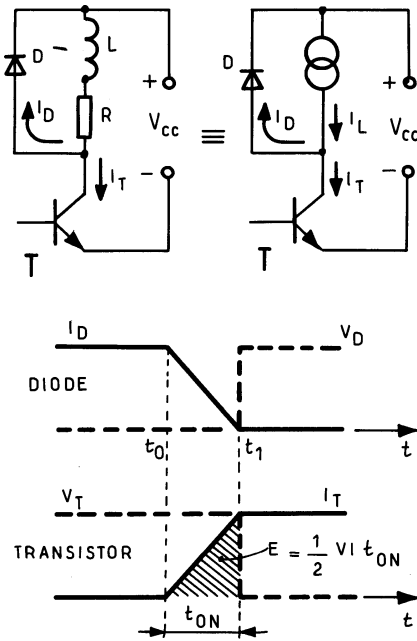


Fig. 5. - Commutation à la fermeture sur charge inductive.

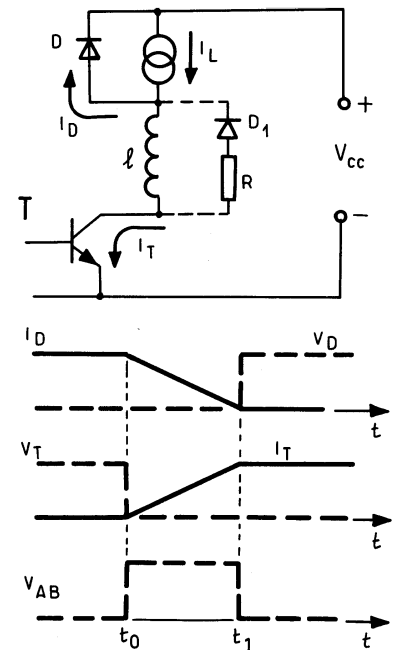


Fig. 6. - Principe du réseau d'aide à la commutation à la fermeture.

émetteur-base de valeur supérieure à 5  $\Omega$ ).

On remarquera que cette aire est généralement plus restreinte que la précédente, mais qu'elle s'étend jusqu'au  $V_{CEX}$  du transistor.

### En résumé

Bien que regroupés sous le même vocable « d'aire de sécurité » les diagrammes limites  $V_{CE}-T_C$  donnés dans les notices des transistors de puissance représentent des choses très différentes.

L'aire de sécurité traditionnelle rend compte des limites thermiques du transistor et est essentiellement utile pour le fonctionnement en amplification.

En régime de commutation, on doit considérer deux aires selon que la jonction émetteur-base est polarisée en direct (cas de la mise en conduction ou du blocage sans polarisation négative) ou en inverse (cas du blocage).

## Les réseaux d'aide à la commutation

Les réseaux d'aide à la commutation sont des circuits passifs capables de stocker momentanément de l'énergie. Ils ont pour but :

- de diminuer les pertes dans le transistor pendant la durée de la commutation ;
- de déformer le diagramme de fonctionnement, de façon à l'ins-

crire plus facilement dans l'aire de sécurité en commutation.

### La commutation sur charge inductive

Pour mieux comprendre l'utilité des réseaux d'aide à la commutation, il est important de savoir comment s'effectue la commutation lorsque la charge est inductive (90 % des cas en électronique de puissance). Pour ce faire, nous allons utiliser le schéma le plus simple, celui du hâcheur. On montrerait facilement que la plupart des circuits peuvent se ramener à celui-ci du point de vue commutation.

La figure 4 montre le schéma de base du hâcheur simple. On suppose que la constante de temps  $L/R$  est grande devant la période  $T$ . Le transistor est périodiquement rendu conducteur pendant un temps  $\tau$ , puis bloqué le reste de la période  $T$ .

Lorsque le transistor est bloqué, le courant continue à circuler à travers la charge par l'intermédiaire de la diode de roue libre  $D$ . Dans ces conditions, le courant dans la charge est légèrement ondulé, mais ne s'annule pas au cours de la période. Examinons successivement les instants de commutation.

### La commutation à la fermeture du transistor

Le circuit étant en phase de roue libre, à l'instant  $t_0$ , on commande la mise en conduction du transistor (fig. 5). Vis-à-vis du temps de commutation, la charge peut être consi-

dérée comme un générateur de courant et l'on peut écrire :

$$I_{\text{charge}} = I_{\text{diode}} + I_{\text{transistor}}$$

A partir de l'instant  $t_0$ , le courant s'établit dans le transistor avec une vitesse qui ne dépend que du transistor et de sa commande. A mesure que le courant croît dans le transistor, il décroît d'une quantité égale dans la diode. A l'instant  $t_1$ , tout le courant de la charge traverse le transistor et la diode se bloque. Tant que la diode est conductrice, la tension à ses bornes reste très faible. La tension d'alimentation se retrouve donc aux bornes du transistor pendant toute la durée de la commutation. L'énergie perdue à chaque commutation dans le transistor est donc :

$$E = V I \frac{t_{\text{on}}}{2}$$

Dans la réalité, il faut tenir compte d'autres phénomènes comme le recouvrement de la diode, la décharge des réseaux d'aide à la commutation, l'effondrement dynamique de la tension, etc., qui augmentent considérablement les pertes à la mise en conduction.

### Exemple :

Considérons un transistor commutant sur une charge inductive, un courant de 10 A sous une tension de 400 V à la fréquence de 20 kHz. Le temps de montée du courant est supposé être de 0,8  $\mu\text{s}$ . La puissance théorique perdue par commutation à la fermeture est dans ce cas :

$$P_c = V I \frac{t_{on}}{2} \times f$$

$$P_c = 400 \times 10 \times \frac{0,8 \cdot 10^{-6}}{2} \times 20 \cdot 10^3 = 32 \text{ W}$$

Si l'on admet une tension de saturation collecteur-émetteur  $V_{CEsat} = 1,5 \text{ V}$  du transistor et un rapport cyclique de fonctionnement de 90 %, on peut calculer les pertes par conduction :

$$P = V_{CEsat} \times i_c \times \delta$$

$$P = 1,5 \times 10 \times 0,9 = 13,5 \text{ W}$$

On constate donc que dans ce cas, les pertes théoriques à la fermeture sont plus de deux fois supérieures aux pertes par conduction, ce qui est considérable. Il faut donc trouver un moyen pour diminuer les pertes de commutation : c'est le but des réseaux d'aide à la commutation.

**Réseau d'aide à la commutation à la fermeture**

Le principe du réseau consiste à insérer en série avec le transistor un élément capable de supporter la tension d'alimentation pendant la durée de la commutation, de manière à ce que le transistor puisse commuter pratiquement sans tension. Pour ce faire, on utilise une inductance en série entre la charge et le transistor (fig. 6).

Le circuit étant supposé fonctionner en roue libre (tout le courant de la charge traverse la diode), on met en conduction le transistor à l'instant  $t_0$ . Le potentiel du point B (collecteur du transistor) tombe donc très

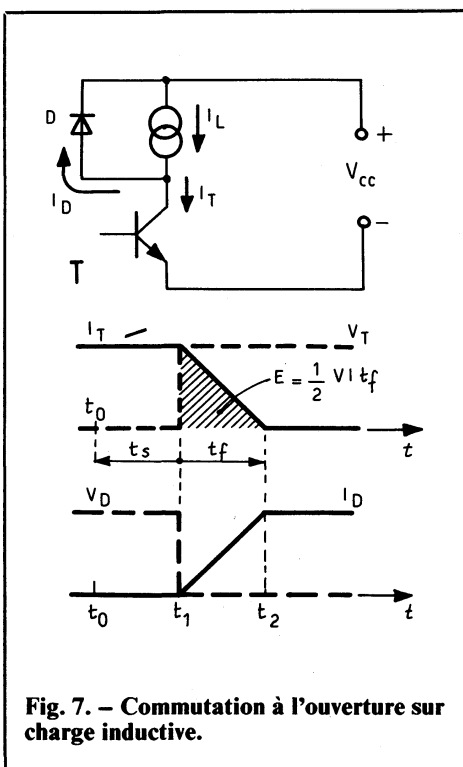


Fig. 7. - Commutation à l'ouverture sur charge inductive.

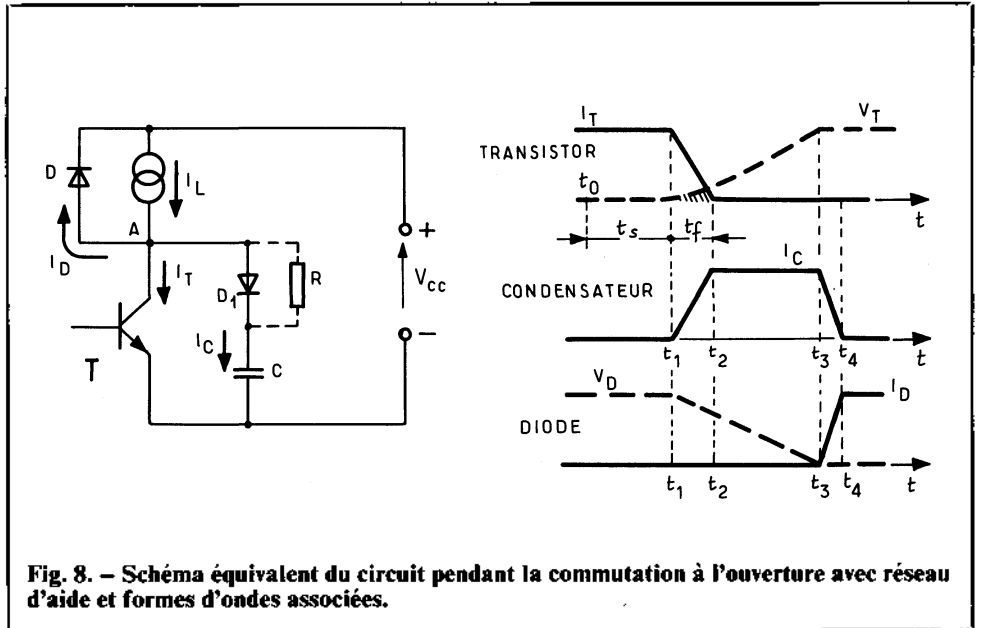


Fig. 8. - Schéma équivalent du circuit pendant la commutation à l'ouverture avec réseau d'aide et formes d'ondes associées.

rapidement à zéro, alors que le point A reste au potentiel de l'alimentation puisque la diode est conductrice. La différence de potentiel entre les points A et B est donc égale à la tension d'alimentation. Il s'établit alors dans l'inductance  $l$  un courant régi par l'équation :

$$V_{AB} = l \frac{di}{dt}$$

c'est-à-dire, qu'un courant croissant linéairement à partir de zéro s'établit à travers l'inductance  $l$  et le transistor. La charge étant un générateur de courant, le courant dans la diode décroît d'une quantité égale. A l'instant  $t_1$ , tout le courant de la charge traverse l'inductance  $l$  et le transistor, la diode  $D$  se bloque. L'inductance de la bobine du réseau d'aide à la commutation étant très faible devant celle de la charge, le potentiel du point A tombe à une valeur très voisine de celle du point B, c'est-à-dire, pratiquement à zéro. Les formes d'ondes de la figure 6 montrent que, dans ces conditions, la commutation du transistor s'effectue pratiquement sans perte.

Cependant l'inductance  $l$  qui est traversée par le courant de la charge  $I_L$  emmagasine une énergie  $E = \frac{1}{2} l I_L^2$  qu'il va falloir aiguiller lors de l'ouverture du circuit sous peine de surtension destructrice pour le transistor ; c'est le rôle de la diode  $D_1$  et de la résistance  $R$ . On notera que la constante de temps  $\frac{l}{R}$  du réseau d'aide à la commutation doit être faible devant la période de découpage. Le bilan énergétique de l'opération consiste donc en une translation de l'énergie qui serait perdue en commutation dans le transistor  $E = V I t_{on}$  en une énergie électro-

magnétique  $E : \frac{1}{2} l I^2$  dissipée dans la résistance  $R$ .

**La commutation à l'ouverture**

Le transistor étant conducteur est traversé par le courant de charge. A l'instant  $t_0$ , on commande le blocage du transistor (fig. 7). Dans un but de simplification, nous supposons que, pendant le temps de stockage  $t_s$  du transistor, le courant collecteur ne varie pas et la tension collecteur-émetteur reste très voisine de la valeur de saturation statique. Vis à vis du temps de commutation, la charge peut être considérée comme un générateur de courant. A l'instant  $t_1 = t_0 + t_s$ , le courant collecteur commence à décroître et par conséquent un courant complémentaire commence à croître dans la diode de roue libre. A l'instant  $t_2$  le courant s'annule dans le transistor et tout le courant de la charge traverse la diode  $D$ . Dès qu'un courant commence à traverser la diode, la chute de tension à ses bornes devient très faible. Ceci veut donc dire que dès le début de la commutation (instant  $t_1$ ), le collecteur du transistor est porté au potentiel de l'alimentation. Toute la commutation s'effectue donc sous la pleine tension. L'énergie dissipée dans le transistor pendant la commutation à l'ouverture s'écrit :

$$E = \frac{1}{2} V I \cdot t_f$$

En réalité, la tension collecteur-émetteur commence déjà à croître légèrement pendant le temps de stockage et les pertes sont plus importantes que ce qu'indique la formule qui donne néanmoins un ordre de grandeur tout à fait correct. Par ailleurs, dans beaucoup de circuits, la tension réappliquée après la commutation à l'ouverture est supé-

rieure à la tension d'alimentation, (par exemple, si la charge est un transformateur) ce qui peut entraîner une dissipation importante et créer des difficultés d'aire de sécurité à l'ouverture (RBSOA).

#### Exemple

Considérons à nouveau un transistor commutant à 20 kHz sur charge inductive, un courant de 10 A avec une tension réappliquée après la commutation de 600 V. Le temps de descente du courant collecteur sera supposé être de 0,4  $\mu$ s.

La puissance dissipée par commutation à l'ouverture sera :

$$P_c = \frac{1}{2} V I t_f \times f =$$

$$600 \times 10 \times \frac{0,4 \cdot 10^{-6}}{2} \times 20 \cdot 10^3$$

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

D'autre part, il faudra vérifier que ce transistor possède une aire de sécurité à l'ouverture (RBSOA) permettant de commuter 10 A sous 600 V en cycle rectangulaire, ce qui ne sera probablement pas le cas. Il faut donc trouver un moyen pour réduire la puissance perdue par commutation et déformer le cycle de commutation de manière à ce qu'il s'inscrive parfaitement à l'intérieur de l'aire de sécurité : c'est le but du réseau d'aide à la commutation à l'ouverture.

#### Réseau d'aide à la commutation à l'ouverture

Le principe de ce réseau consiste à connecter en parallèle avec le transistor un élément capable d'absorber temporairement le courant de la charge, de manière à ce que la tension ne soit réappliquée qu'avec un certain retard par rapport à la commutation du transistor. On utilise pour cela un condensateur connecté entre collecteur et émetteur du transistor (fig. 8).

Le transistor étant conducteur, on commande son blocage à l'instant  $t_0$ . Après le temps de stockage  $t_s$ , le courant collecteur commence à décroître. Vis-à-vis du temps de commutation, la charge peut être considérée comme un générateur de courant. Nous pouvons donc écrire :

$$I_{\text{charge}} = I_{\text{transistor}} +$$

$$I_{\text{condensateur}} + I_{\text{diode}}$$

Lorsque le courant décroît dans le transistor, il croît donc de la même quantité dans le condensateur. (Il ne peut s'établir de courant dans la diode que lorsque le potentiel du point A est remonté à celui de l'alimentation, ce qui suppose que le condensateur soit totalement chargé.)

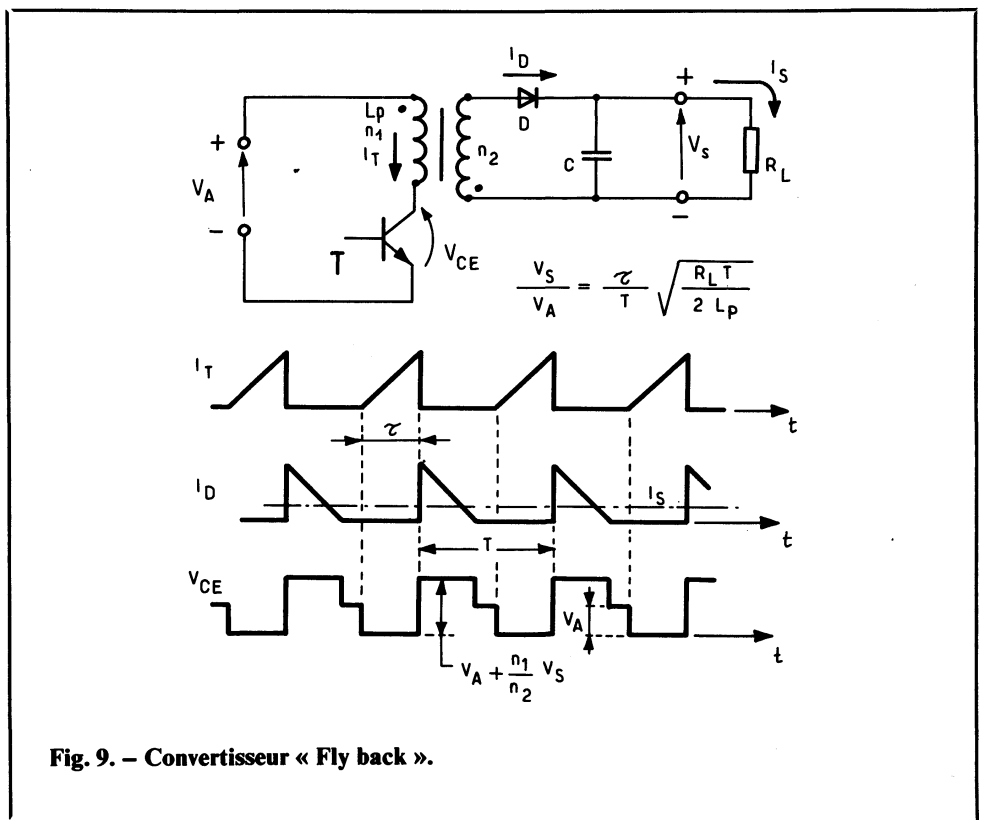


Fig. 9. - Convertisseur « Fly back ».

Après un temps  $t_f$ , le courant s'annule dans le transistor et si le condensateur n'est pas totalement chargé, tout le courant de la charge traverse ce dernier. Lorsque le condensateur atteint sa charge maximale, la diode entre en conduction. Le courant croît donc dans la diode et décroît dans le condensateur jusqu'à ce que tout le courant de la charge traverse la diode. La tension aux bornes du condensateur, qui est égale à la tension collecteur-émetteur, s'écrit :

$$V_c = \frac{1}{c} \int idt$$

Si l'on suppose que le courant décroît linéairement dans le transistor pendant le  $t_f$ , la tension collecteur-émetteur entre les instants  $t_1$  et  $t_2$  est un arc de parabole. La tension croît ensuite linéairement entre  $t_2$  et  $t_3$ . A l'instant  $t_3$  le condensateur est totalement chargé, le potentiel du point A est voisin de celui de l'alimentation et la diode D entre en conduction. Les formes d'ondes de la figure montrent que les pertes de commutation à l'ouverture sont considérablement réduites dans le transistor. Pour que ce réseau fonctionne correctement, il est nécessaire de le compléter par une diode  $D_1$  et une résistance R. De ce fait, le fonctionnement du réseau n'est pas modifié et le courant de décharge du condensateur pendant la phase de conduction du transistor est limité. On devra s'assurer que le temps de conduction du transistor reste toujours suffisamment long pour as-

surer la décharge du condensateur. On pourra choisir par exemple :

$$t_{on \text{ min}} > 3 RC$$

L'énergie  $\frac{1}{2} C V_c^2$  emmagasinée dans le condensateur c est dissipée dans la résistance R.

### Principales structures de convertisseurs utilisées sur le réseau 220 V

#### Convertisseur « Flyback »

Le convertisseur « Flyback » est un convertisseur à accumulation, c'est-à-dire que le transfert d'énergie de la source vers la charge s'effectue en deux temps.

On accumule, dans un premier temps, une certaine quantité d'énergie stockée dans une inductance. Cette énergie est ensuite restituée à la charge pendant un deuxième temps.

Ce convertisseur possède deux modes de fonctionnement selon que la restitution d'énergie est partielle ou totale.

Dans la pratique, c'est le mode à restitution complète qui est le plus utilisé lorsqu'on fonctionne à partir d'une source haute tension.

La figure 9 montre le schéma de principe de ce convertisseur ainsi que les principales formes d'ondes associées.

Les enroulements du transformateur sont connectés de manière à ce



l'enroulement primaire et l'enroulement de démagnétisation est pris égal à l'unité, le rapport cyclique doit être limité à 50%. (Ne pas oublier de tenir compte du temps de stockage du transistor.) Dans ce convertisseur, le transistor est soumis à une tension maximale égale à la somme de la tension d'alimentation et de la tension de démagnétisation ramenée au primaire.

Dans le cas général, le rapport de transformation entre les enroulements primaire et de démagnétisation est pris à l'unité. La tension maximale aux bornes du transistor est alors de deux fois la tension d'alimentation. Lorsque le transformateur est démagnétisé, la tension collecteur-émetteur retombe à une fois la tension d'alimentation, ce qui est favorable pour la commutation à la fermeture.

Ce convertisseur est particulièrement adapté aux alimentations à découpage de moyenne puissance (jusqu'à 1 kW sur le réseau 220 V), ainsi qu'aux alimentations fournissant une basse tension sous un fort courant.

### Choix du transistor de puissance dans les convertisseurs Flyback et Forward alimentés sur le réseau 220 V

Le choix du transistor de puissance adapté au circuit est une étape fondamentale dans la conception d'un convertisseur haute tension. En effet, un mauvais choix à ce niveau peut entraîner des conséquences graves pour la vie de l'équipement :

- mauvaise fiabilité
- mauvais rendement,
- coût inutilement élevé...

Dans les lignes qui suivent nous allons passer en revue les grandes règles qui régissent le choix du transistor dans les circuits convertisseurs haute tension.

#### Dimensionnement en tension

Dans un convertisseur « flyback » ou « forward » à un seul interrupteur, le transistor de puissance doit être dimensionné de manière à supporter :

- Au repos, une tension permanente égale à la tension maximale d'alimentation  $V_{Amax}$  par exemple :  $(220 V + 15\%) \sqrt{2} \approx 360 V$  augmentée de surtensions éventuelles.

- En fonctionnement nominal tant que le transformateur est magnétisé, une tension répétitive égale à la somme de la tension maximale d'alimentation et de la tension ramenée au primaire du transformateur (par exemple  $2 \times 360 V = 720 V$  dans le cas d'un « forward »), augmentée de la surtension due à l'inductance de

fuite du transformateur et aux diverses inductances parasites (par exemple 80 V).

Dans ces conditions, il faut envisager deux cas selon que l'on utilise ou non un réseau d'aide à la commutation à l'ouverture.

#### Dimensionnement sans réseau d'aide à la commutation à l'ouverture.

Lorsque l'on n'utilise pas de réseau d'aide à la commutation à l'ouverture, on sait que la charge étant inductive, la commutation s'effectue sous la pleine tension. On observera donc des formes d'onde du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur telles que celles indiquées fig. 11. Le point de fonctionnement du transistor décrit donc un cycle rectangulaire. On devra donc choisir pour cette application un transistor ayant un  $V_{CEO}$  supérieur à la tension maximale collecteur-émetteur (par exemple 800 V dans le cas d'un convertisseur « forward »). La propriété de tenue en  $V_{CEX}$  du transistor ne sera pas utilisée dans ce cas.

#### Dimensionnement avec réseau d'aide à la commutation à l'ouverture.

Si le transistor est muni d'un réseau d'aide à la commutation à l'ouverture, on observera des formes d'onde du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur telles que celles de la fig. 12. Le point de fonctionnement du transistor décrit dans ce cas un cycle concave.

Si le réseau est dimensionné de manière que le courant collecteur s'annule avant que la tension collecteur-émetteur n'ait atteint la valeur  $V_{CEO}$  et si la tension maximale aux bornes du transistor n'excède pas la tenue en  $V_{CEX}$ , on pourra choisir un transistor ayant :

-  $V_{CEO}$  supérieur à la tension maximale d'alimentation (par exemple  $V_{CEO} = V$  pour  $V_{Amax} = 360 V$ ).

-  $V_{CEX}$  supérieur à la tension maximale aux bornes du transistor (par exemple  $V_{CEX} = 850 V$  pour  $V_{CEmax} = 800 V$ ).

#### Comparaison des deux solutions : intérêt du réseau d'aide à la commutation

A partir d'un exemple, nous allons mettre en évidence l'intérêt de l'utilisation d'un réseau d'aide à la commutation à l'ouverture associé à un transistor dont on exploite les propriétés de tenue en  $V_{CEX}$ .

Prenons l'exemple d'un convertisseur « flyback » fonctionnant dans les conditions suivantes :

- tension maximale d'alimentation : 350 V,

- tension ramenée au primaire du transformateur : 150 V,
- surtension à l'ouverture : 50 V,
- courant commuté : 6 A.

La tension collecteur-émetteur maximale dans ces conditions est 550 V. Un dimensionnement sans réseau d'aide à la commutation nous conduit à choisir un transistor de 6 A (courant d'utilisation  $I_{CSat}$ ) ayant un  $V_{CEO}$  de 600 V : l'ESM 750.

Un dimensionnement avec réseau d'aide à la commutation nous permet de choisir un transistor de 6 A ( $I_{CSat}$ ) ayant un  $V_{CEO}$  de 400 V et un  $V_{CEX}$  de 850 V : le BUX 47.

Le tableau 1 résume les principales caractéristiques de ces deux produits. L'examen de celles-ci montre qu'à courant égal, le transistor ayant le plus faible  $V_{CEO}$  est nettement plus performant en gain forcé, en tension de saturation et en vitesse de commutation. De plus, une comparaison des tailles relatives des pastilles de silicium montre qu'il faut environ 1,5 fois plus de surface pour réaliser le transistor haute tension. Le bilan technico-économique est donc très nettement en faveur du BUX 47.

En règle générale, on aura intérêt à exploiter les propriétés de  $V_{CEX}$  des transistors grâce à l'utilisation judicieuse de réseaux passifs d'aide à la commutation.

En outre, l'utilisation de réseaux d'aide à la commutation est indispensable lorsque la fréquence de découpage est élevée afin de réduire la puissance dissipée dans le transistor et à limiter la température de jonction.

#### Dimensionnement en courant

Les transistors de puissance n'ont pas de pouvoir de surcharge répétitif.

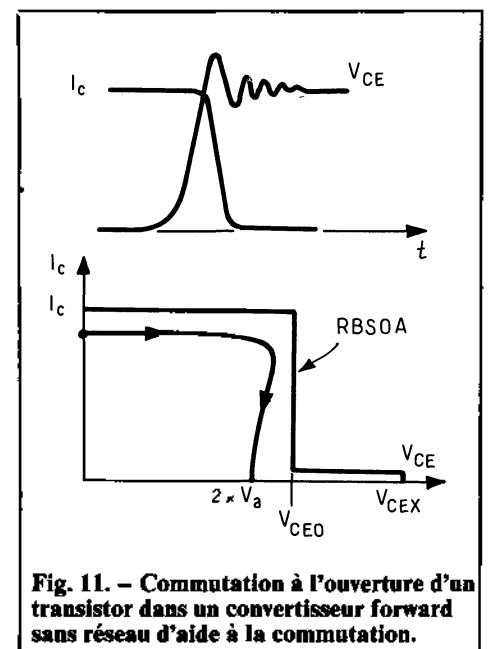


Fig. 11. - Commutation à l'ouverture d'un transistor dans un convertisseur forward sans réseau d'aide à la commutation.

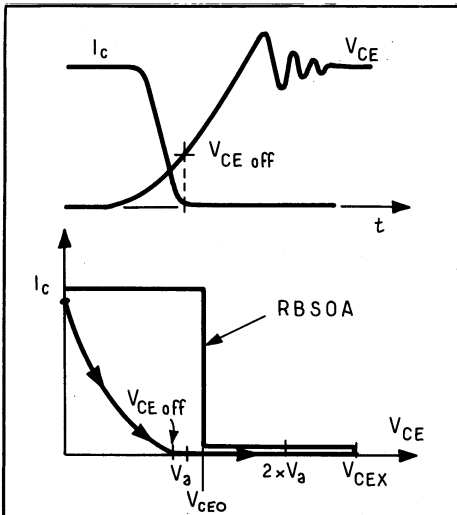


Fig. 12. - Commutation à l'ouverture d'un transistor dans un convertisseur forward avec réseau d'aide à la commutation.

tive et doivent donc être dimensionnés pour le courant crête. Pour une application donnée, on devra choisir un transistor ayant un  $I_{C\text{sat}}$  (courant collecteur pour lequel le constructeur garantit la tension de saturation et les temps de commutation) supérieur ou égal au courant nominal à commuter.

PARAMETRE	BUX 47	ESM 750
$V_{CE0}$ (V)	400	600
$V_{CEX}$ (V)	850	900
$i_{C\text{sat}}$ (A)	6	6
$V_{CE\text{sat}}$ (V)	1,5	1,8
Taille relative de la pastille de silicium	1	1,5

Tableau 1. - Comparaison des principales caractéristiques d'un transistor haute tension BUX 47 et d'un transistor très haute tension ESM 750.

On pourra cependant tolérer des pointes de courant répétitives de courte durée à condition que leur amplitude n'excède pas la valeur du courant collecteur maximal  $I_{CM}$  admissible et que le courant base soit dimensionné en conséquence (par exemple : pointe de courant due à la décharge du réseau d'aide à la commutation ou au recouvrement d'une diode...).

Résumé

Le choix du transistor de puissance adapté à une application doit d'abord s'effectuer en tension. Selon que l'on utilise ou non un réseau d'aide à la commutation à l'ouverture, le choix sera différent. Dans la majorité des cas, l'utilisation d'un réseau d'aide à la commutation, correctement dimensionné, et d'un transistor dont on exploite les possi-

bilités de tenue en  $V_{CEX}$ , conduit à un circuit plus performant.

Le dimensionnement en courant doit s'effectuer en tenant compte du courant crête maximal.

Dans tous les cas, le concepteur devra s'assurer que le circuit de commande de base et les éventuels réseaux d'aide à la commutation sont dimensionnés de manière qu'aucune limite du transistor choisi ne soit dépassée. En particulier, on vérifiera que la ligne de charge du transistor s'inscrit bien à l'intérieur des différentes aires de sécurité.

Conclusion

Dans les lignes précédentes, nous nous sommes attachés, dans le cas des convertisseurs alimentés sur le 220 V, à définir les critères de choix des transistors. Nous avons vu en particulier comment, à l'aide de réseaux appropriés, on peut tirer profit des propriétés de  $V_{CEX}$  des transistors et surtout respecter les aires de sécurité en commutation. Tout ceci dans le but d'optimiser le choix des transistors de puissance afin d'obtenir le meilleur compromis technico-économique possible. Cependant, le concepteur ne devra pas oublier que les performances maximales ne pourront être atteintes qu'à condition de bien utiliser les composants sans jamais dépasser les limites. En particulier, le circuit de commande de base et les circuits de sécurité (limitation de courant, surveillance des tensions auxiliaires, etc.) devront faire l'objet d'une étude soignée.

J. R.

Ne manquez pas dans les prochains Nos de

Toute l'Electronique

- Transistors à effet de champ pour amplificateurs vidéo
- Les voltmètres sélectifs
- La mesure de bruit sur les transistors RF
- La mesure des très faibles flux lumineux
- L'utilisation de l'effet Hall

La station de laboratoire ES 20 :

3 alimentations stabilisées

- 0 à + 20 volts - 450 mA variable
- 0 à - 20 volts - 450 mA variable
- + 5 volts. 5 ampères fixe

1 générateur de fonctions

20 Hz à 20 MHz - sinus - triangle - rampe positive et négative carré - impulsion de largeur variable.

2 voltmètres numériques

3 digits 1/2.

...pour 4.900 F H.T.

Grand écran à mémoire

- 1 à 4 traces - base temps
- bande passante : 20 kHz plein écran en Y
- sensibilité : 100  $\mu$ V/cm
- amplificateur linéaire ou logarithmique
- mémoire numérique de haute précision pour signaux lents (10 k mots de 10 bits)

Applications en électronique, mécanique, biologie, médecine, enseignement, contrôle de fabrication...

Enregistreurs de phénomènes transitoires. 50 nsec - 1 à 8 voies

Filtres variables B F (0,1 Hz - 10 MHz)

Source de courant (40 Hz - 10 KHz)

Générateurs de bruit : blanc, rose

Distorsionmètres : 10 Hz - 20 KHz

équipements scientifiques s.a.