

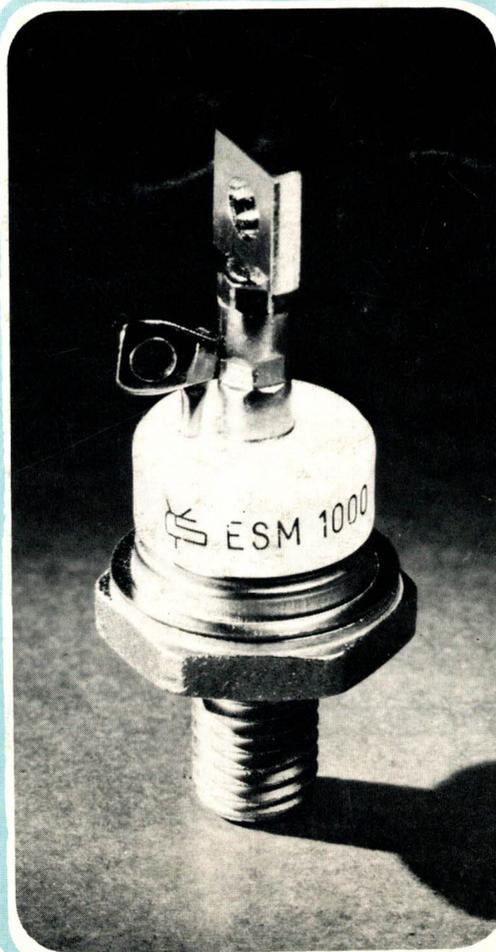


CAHIERS TECHNIQUES

ses@sem

INFORMATIONS

N°5/AVRIL 1977



THOMSON-CSF

DIVISION SEMI-CONDUCTEURS

CAHIERS TECHNIQUES IN 9 SEQUENCES INFORMATION/AVRIL 1977

Les critères de qualité d'un bon interrupteur
Le transistor de puissance à l'état bloqué
Le transistor à l'état passant
La commutation
Le circuit de commande
Température limite et caractéristiques thermiques
Conclusion

- 3 **Les paramètres importants des transistors de commutation de puissance**
Redoutey Joel

Caractérisation d'une diode rapide
Critères de choix

- tension
- rapidité
- courant
- vérification générale

- 16 **Comment choisir une diode rapide**
Peter Jean Marie — Maurice Bruno

Présentation
Description et finalité des principaux essais périodiques effectués sur les transistors de puissance
Conclusion

- 21 **Le contrôle qualité et les transistors de puissance**
De Chambure — Heurtaux

Mesures des caractéristiques électriques statiques
Mesure des caractéristiques de second claquage en direct
Mesure des temps de commutation
Mesure des caractéristiques thermiques
Conclusion

- 26 **Mesure sur les transistors de commutation de forte puissance**
Baudier

Principe
Redressement et filtrage secteur
Transformateur
Transistor de commutation
Redressement et filtrage secondaire
Module de commande
Circuit driver auto-régulant
Comparateur et référence
Caractéristiques techniques
Conclusion

- 31 **Alimentation économique fonctionnant sur le secteur**
Rischmueller

Rappel théorique sur les hacheurs
Description du hacheur
Applications
Conclusion

- 45 **Hâcheur à transistor de 2 KW directement alimenté par le secteur 220 V**
Le Ponner



LES TRANSISTORS DE PUISSANCE EN RÉGIME DE COMMUTATION



Ce cahier technique fait suite au «séminaire 1975» sur les Transistors de Puissance en régime de commutation. Il est le fruit d'un travail pensé et réalisé par une équipe constituée par des spécialistes de l'usine (Contrôle Qualité - Mesure - Documentation) et les membres du Laboratoire d'Orienteation et Application.

Nous avons remarqué que si les applications des transistors de commutation et des diodes rapides étaient maintenant bien connues certains phénomènes, souvent complexes, entraînaient encore des difficultés pour choisir les composants.

. Monsieur Redoutey, dans le premier chapitre, passe en revue les principales propriétés du transistor de puissance considéré comme un interrupteur,

. Dans le deuxième chapitre, avec Monsieur Maurice, nous avons essayé d'établir les grandes lignes d'une méthode de choix des diodes rapides, en nous basant sur l'expérience technique de plusieurs années d'exploitation.

. La fiabilité d'un équipement dépend de deux éléments essentiels :

. la façon dont le composant est utilisé. Les éléments des deux premiers chapitres précisent les notions les plus importantes

. la qualité propre du composant. Monsieur De Chambure et Monsieur Heurtaux nous expliquent dans le troisième chapitre l'action du service Contrôle Qualité et les principaux essais qui sont faits sur les transistors de puissance.

. Le développement des transistors de forte puissance ouvre des aspects nouveaux dans le domaine de l'électrotechnique mais, dans le cas des courants forts, on ne peut plus négliger bon nombre de phénomènes parasites (inductances de câblage— chute de tension — etc...).

. Monsieur Baudier, dans le quatrième chapitre, décrit la nouvelle gamme d'appareils de mesure étudiée pour pallier ces défauts.

. Parmi les nombreuses applications réalisées au Laboratoire d'Orienteation et d'Application d'Aix en Provence, nous avons choisi d'exposer ici celles qui utilisent le secteur 220 V comme source d'énergie.

. Monsieur Rischmueller a mis au point une alimentation 400 W de conception très économique. Cet équipement protégé contre les accidents du secteur et les court-circuits représentent un bon exemple de ce qu'il est possible de réaliser avec les transistors modernes. Le poids total est inférieur à 2 kg, le volume inférieur à deux litres et le rendement atteint 86 %. Le circuit proposé (convertisseur direct) est celui qui aboutit au meilleur compromis coût/performance pour des puissances comprises entre 200 et 800 W. Un convertisseur double, basé sur le même principe, mais prévu pour une puissance de 1300 W est en cours de réalisation.

. Monsieur Le Ponner, en utilisant des circuits de commande analogues a réalisé une application très différente ; c'est un hacheur de 2 KW destiné à une alimentation sans isolation galvanique. Ce circuit peut aussi commander un moteur ou toute autre charge analogue. La réalisation de ces deux circuits sera simplifiée par l'utilisation du nouveau circuit intégré ESM 353, dont les fonctions de «protection» ont été étudiées pour assurer une bonne fiabilité en haute tension.

Jean Marie Peter
Département Orientation Application
Aix en Provence



LES PARAMÈTRES IMPORTANTS DES TRANSISTORS DE COMMUTATION DE PUISSANCE

Joël Redoutey

Après être resté longtemps un composant réservé à l'amplification linéaire, le transistor de puissance est devenu depuis quelques années un composant de l'électrotechnique au même titre que le thyristor.

Dans le domaine de la conversion d'énergie, les dispositifs semiconducteurs sont toujours utilisés comme des interrupteurs ; c'est à dire qu'ils fonctionnent en régime de commutation.

Les qualités que l'utilisateur réclame d'un bon interrupteur sont évidemment très différentes de celles réclamées à un amplificateur. Le but de cet article est d'explicitier les paramètres qui sont importants pour les transistors de commutation. Ces paramètres sont différents de ceux qui sont utilisés pour le fonctionnement en régime linéaire que nous supposerons connus.

1 – LES CRITERES DE QUALITÉ D'UN BON INTERRUPTEUR

Un interrupteur possède :

- . deux états stables
 - l'état ouvert (ou état bloqué)
 - l'état passant,
- . deux états transitoires correspondants au passage d'un état à l'autre et vice versa.

A chacun de ces états on peut associer un ou plusieurs paramètres qui rendent compte de l'aptitude du composant. Par exemple, à l'état passant, on désire que la chute de tension au courant nominal dans le commutateur soit la plus faible possible. Cette chute de tension sera donc un bon critère de sélection pour l'état passant.

Outre les paramètres liés aux états stables et transitoires du commutateur, il faut aussi considérer ceux qui rendent compte de la puissance nécessaire à la commande, des possibilités de surcharge etc...

Nous avons résumé, dans le tableau 1, les principaux critères permettant de caractériser un commutateur. Les paramètres correspondants dans le cas du transistor de commutation, sont explicités dans les paragraphes suivants.



| PARAMETRE REPRESENTANT | DESCRIPTION DU PARAMETRE | CAS DU TRANSISTOR DE PUISSANCE |
|--|--|--|
| L'état ouvert | . tension maximale que peut supporter le commutateur | . tension de claquage collecteur-émetteur $V_{CEO(sus)} - V_{CEX}$ |
| | . courant de fuite | $I_{CEO} - I_{CEX}$ |
| L'état passant | . chute de tension au courant nominal | . tension de saturation V_{CEsat} à I_C et I_B spécifiés |
| | . courant maximal pouvant traverser le commutateur | . courant collecteur maximal $I_C - I_{CM}$ |
| Le régime transitoire de mise en conduction | . temps de réponse . temps de montée du courant | . temps de délai t_d . temps de croissance t_r $t_{on} = t_d + t_r$ |
| Le régime transitoire d'arrêt de la conduction | . temps de retard | . temps de stockage t_s |
| | . temps de descente du courant | . temps de décroissance t_f |
| La commande | . puissance de commande | . tension de saturation V_{BEsat} . courant base I_{Bsat} |
| Les limites thermiques d'utilisation | . température limite . possibilité de refroidissement | . température maximale de jonction T_{jmax} . résistance thermique $R_{thj-case}$ |

FIGURE 1

Caractérisation d'un commutateur de puissance



2 – LE TRANSISTOR DE PUISSANCE A L'ÉTAT BLOQUÉ

L'état bloqué (**commutateur ouvert**) peut être caractérisé pour un transistor par deux paramètres :

- la tension d'avalanche collecteur-émetteur qui dépend de l'état de polarisation de la jonction émetteur-base,
- le courant de fuite collecteur-émetteur.

2 – 1 – Tension d'avalanche collecteur-émetteur

Dans un transistor, c'est la jonction collecteur base qui est chargée de supporter la tension appliquée. Mais, du fait du gain du dispositif, la tension d'avalanche collecteur-émetteur est toujours inférieure ou égale à la tension d'avalanche collecteur-base (V_{CBO}) et dépend fortement de l'état de polarisation de la jonction émetteur-base.

La figure 2 montre l'allure des caractéristiques d'avalanche $I_C = f(V_{CE})$ d'un transistor de puissance triple diffusé.

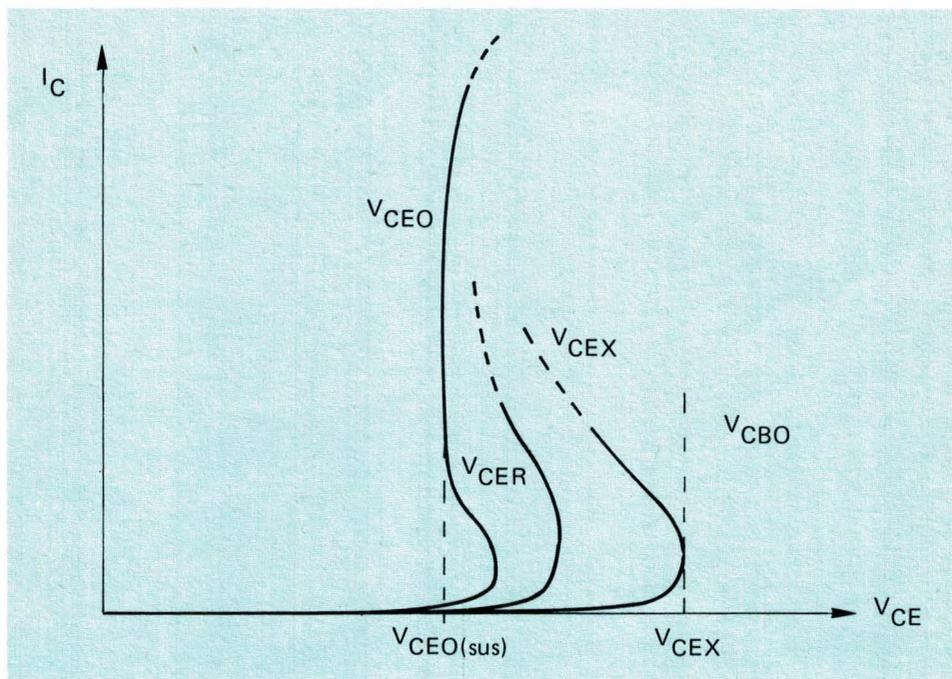


FIGURE 2

Caractéristiques d'avalanche collecteur émetteur d'un transistor en fonction de l'état du circuit émetteur-base. On remarque que la caractéristique d'avalanche collecteur-émetteur, base ouverte V_{CCEO} est toujours la plus

faible en tension. Cette caractéristique présente une zone pratiquement «verticale» qui correspond à la valeur la plus basse de la tension collecteur émetteur. Cette valeur est appelée $V_{CCEO(sus)}$ et, est garantie par le constructeur



On remarque, sur ce réseau que la caractéristique d'avalanche collecteur-émetteur base ouverte V_{CE0} est toujours la plus faible en tension quel que soit le niveau de courant collecteur. Ceci explique l'extrême importance de ce paramètre pour l'utilisateur.

La tension d'avalanche collecteur-émetteur, jonction émetteur base polarisée en inverse V_{CEX} est un autre paramètre important. Ce paramètre est essentiellement spécifié pour les transistors haute tension [1].

2 – 2 – Les courants de fuite

Les courants de fuite collecteur-émetteur ont été longtemps considérés comme les seuls paramètres représentatifs de la fiabilité d'un dispositif. Aujourd'hui, l'évolution des technologies est telle que les courants de fuite ont pu être ramenés à des valeurs faibles et assez stables. On peut donc n'accorder à ces paramètres qu'une importance secondaire.

3 – LE TRANSISTOR A L'ÉTAT PASSANT

Les notions de saturation, quasi-saturation et zone linéaire, ont fait l'objet de nombreuses publications [2] et nous nous bornerons à en rappeler les définitions.

La figure 3 représente de manière stylisée, le réseau $I_C = f(V_{CE})$ à fort niveau d'un transistor de puissance. Il est d'usage de définir, dans ce réseau, trois zones distinctes :

– la zone 1, dans laquelle les caractéristiques sont pratiquement «horizontales», est la zone linéaire ou zone d'amplification ainsi nommée car c'est dans cette zone que se déplace le point de fonctionnement du transistor lorsqu'il est utilisé dans des applications linéaires.

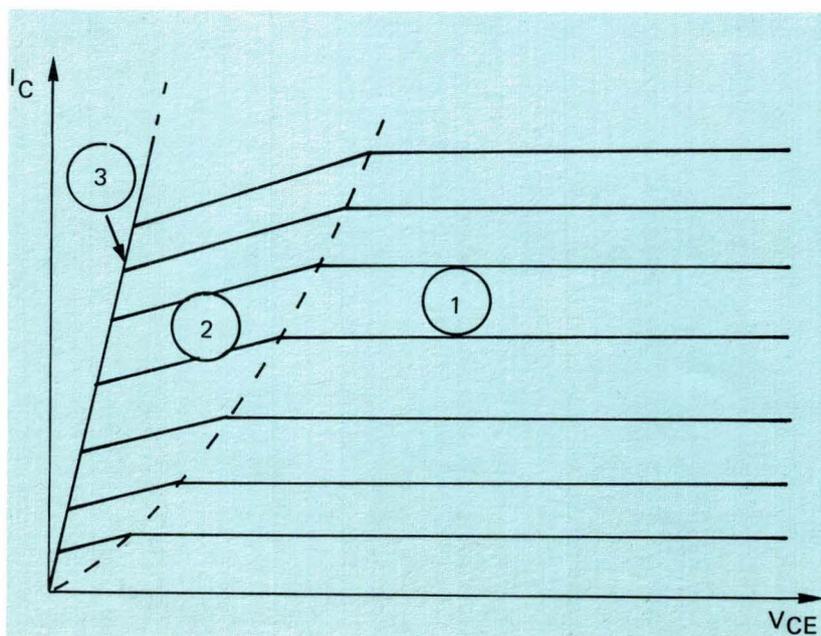


FIGURE 3

Représentation stylisée du réseau $V_{CE}-I_C$ d'un transistor de puissance. La zone 1 est la zone de fonctionnement linéaire.

La zone 2 est dite zone de quasi-saturation.

La zone 3 est la zone de saturation vraie.



– dans la zone 2, correspondant à des tensions collecteur émetteur faibles (de quelques volts à quelques dizaines de volts selon la tension du transistor), les caractéristiques s'inclinent fortement.

Pour un même courant base, on constate que lorsque l'on réduit la tension collecteur-émetteur, le courant collecteur baisse, ce qui veut dire que le gain $\beta = I_C/I_B$ diminue. Ce phénomène est caractéristique de la quasi-saturation et, est dû à l'effet d'élargissement de la base (déplacement de la jonction effective collecteur-base dans la zone métallurgique de collecteur).

– la zone 3, correspond au segment de droite commun à toutes les caractéristiques et représente la saturation vraie du transistor (Hard saturation). Le transistor dans cette zone est pratiquement équivalent à une résistance de faible valeur.

Comme nous l'avons vu précédemment, ce sont les zones de saturation et de quasi-saturation qui sont intéressantes pour le fonctionnement du transistor en commutation (fort courant et faible tension). Le paramètre caractéristique dans ce cas est donc la tension de saturation collecteur-émetteur.

3 – 1 – La tension de saturation collecteur émetteur : V_{CEsat}

La tension de saturation collecteur-émetteur est un paramètre qui n'a de sens que s'il est accompagné du couple de valeurs correspondant du courant collecteur I_{Csat} et du courant base I_{Bsat} .

Ces trois paramètres sont physiquement liés et indissociables.

Le constructeur garantit qu'au niveau de courant collecteur I_{Csat} , avec un courant base I_{Bsat} la tension de saturation collecteur-émetteur est inférieure ou égale à la valeur V_{CEsat} .

Le rapport : $\beta_f = I_{Csat}/I_{Bsat}$, est appelé gain forcé et sa signification est la suivante :

Pour tout transistor d'un type donné fonctionnant à un niveau de courant collecteur I_C inférieur ou égal à la valeur spécifiée I_{Csat} , si l'on impose un courant base $I_B \geq I_C/\beta_f$, la tension collecteur-émetteur sera toujours inférieure ou égale à la valeur garantie V_{CEsat} .

Ceci est illustré dans les notices par une courbe $V_{CEsat} = f(I_C)$ à gain forcé constant (figure 4).

3 – 2 – Le courant collecteur maximal

Le courant collecteur maximal est une limite fixée par le constructeur. Un critère souvent utilisé pour la détermination de cette limite est l'impossibilité d'obtenir la saturation du transistor avec un gain forcé raisonnable.

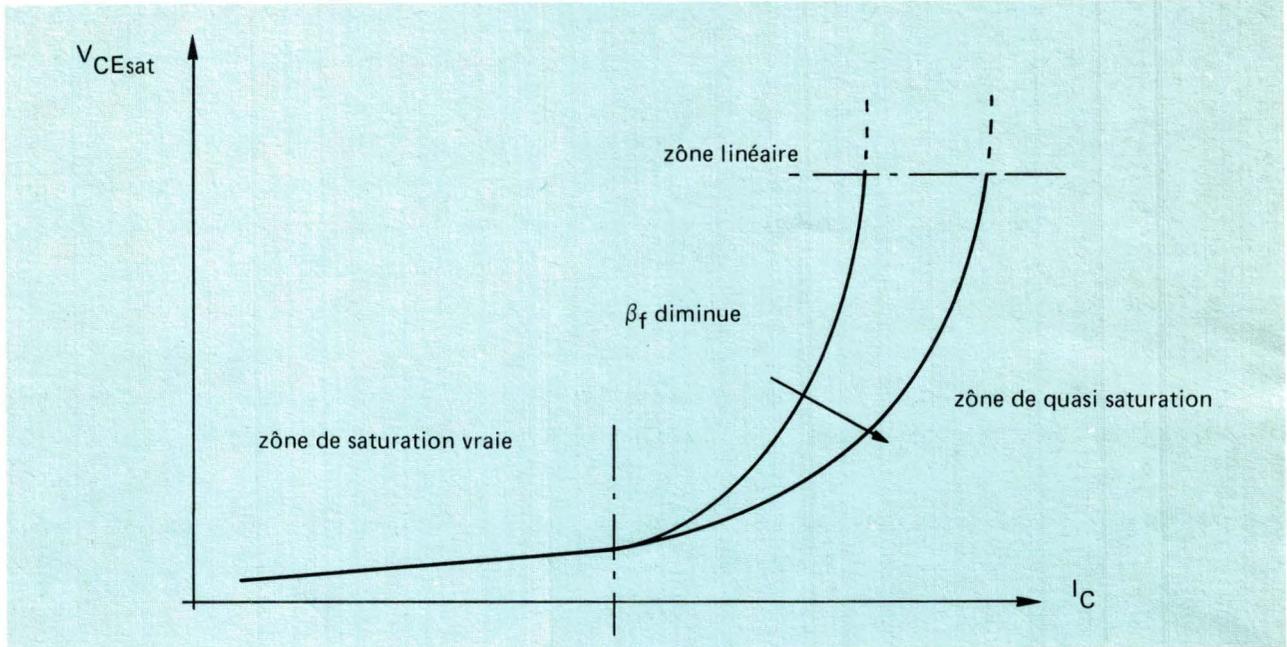


FIGURE 4

Évolution de la tension de saturation collecteur-émetteur en fonction du niveau de courant collecteur pour diverses valeurs du gain forcé.

Le constructeur garantit que le transistor peut supporter ce courant sans dommage à conditions que toutes les autres limites soient respectées (température maximale de jonction en particulier).

Deux limites sont en général spécifiées pour le courant maximal :

l'une en courant continu I_C

l'autre en impulsion I_{CM}

Ces limites ne doivent jamais être dépassées.

3 – 3 – Récapitulation

La tension de saturation collecteur-émetteur au courant collecteur nominal et la valeur maximale de celui-ci sont les deux paramètres fondamentaux qui caractérisent un transistor à l'état passant. Un transistor de puissance est bien utilisé lorsque son courant collecteur nominal est voisin de la valeur spécifiée $I_{C_{sat}}$ (avec un gain forcé égal à celui qui est spécifié) et si ce courant ne dépasse qu'occasionnellement ou pendant un temps très court, cette valeur en restant toutefois inférieure au courant collecteur maximal admissible.



4 – LA COMMUTATION

Contrairement à la caractérisation des transistors de signaux, les temps de commutation des transistors de puissance sont relevés sur le courant collecteur et non pas sur la tension collecteur-émetteur. En effet, en électronique de puissance, la charge est presque toujours réactive et, de ce fait, la tension collecteur-émetteur dépend du circuit et n'est pas représentative de la commutation du transistor. C'est donc le temps de commutation du courant collecteur qui est pris comme référence (figure 5).

Le constructeur garantit les temps de commutation au courant collecteur nominal (le même que pour le V_{CEsat}) sur charge résistive pour des questions de reproductibilité des mesures (ces méthodes de mesure sont normalisées).

Il est important de savoir que sur charge inductive (majorité des applications), les temps de commutation sont plus courts que sur charge résistive toutes choses étant égales par ailleurs (à l'exception du temps de stockage t_s qui augmente légèrement). En effet, sur charge inductive, la commutation se fait sous la pleine tension d'alimentation et l'on sait [2] que pour un transistor donné, les temps de commutation diminuent lorsque la tension d'alimentation augmente.

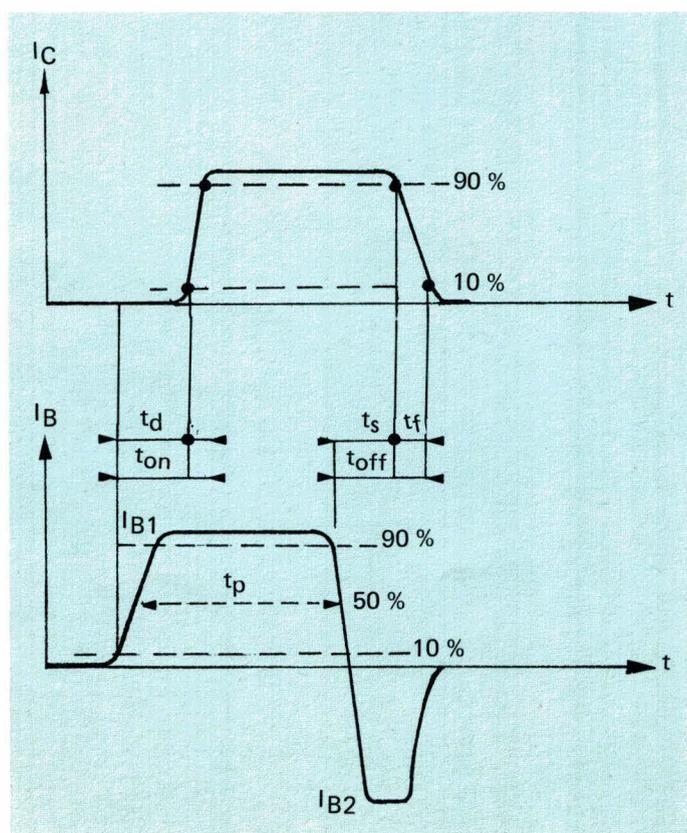


FIGURE 5

Définition des temps de commutation des transistors de puissance.



4 – 1 – La mise en conduction

Il est d'usage de définir deux paramètres pour caractériser la mise en conduction d'un transistor :

- . le temps de retard à la croissance du courant collecteur : t_d
- . le temps de croissance du courant collecteur : t_r

Mais, le plus souvent, le constructeur ne garantit que le paramètre $t_{on} = t_d + t_r$ (car t_d est souvent négligeable devant t_r).

4 – 1 – 1 – Le retard à la croissance

Le retard à la croissance est défini comme le temps qui sépare la montée du courant base (à 10 % de sa valeur maximale) de la montée du courant collecteur (à 10 % de sa valeur maximale).

Ce temps correspond à la charge de la capacité émetteur-base. En effet, à l'établissement du courant dans la jonction émetteur-base, on passe d'une jonction bloquée équivalente à une capacité :

(capacité de transition $C_{EB} \approx KV_{EB}^{-1/2}$) à une jonction passante présentant une capacité de diffusion proportionnelle au courant la traversant. Le passage d'un état à l'autre nécessite l'apport d'une certaine quantité de charges. Ces charges sont fournies par le courant base et ne donnent pas lieu à un effet transistor d'où le retard à la croissance.

4 – 1 – 2 – Le temps de croissance du courant collecteur

Le temps de croissance du courant collecteur (mesuré entre 10% et 90% de la valeur maximale) est un paramètre représentatif de la rapidité à l'établissement d'un transistor. Il est directement lié à l'épaisseur de la zone de base effective. Il ne faut pas confondre ce paramètre avec la fréquence de transition f_T liée à la largeur de la base métallurgique.

La fréquence de transition f_T est un paramètre caractéristique du fonctionnement linéaire qui ne correspond à rien en régime de commutation.

Le temps de croissance du courant collecteur t_r est important car il conditionne dans les applications les pertes à l'établissement. Il existe un certain nombre de techniques de circuit qui permettent de diminuer le temps de croissance [1] et de limiter les pertes à l'établissement [3].

4 – 2 – La commutation à l'ouverture

Il est bien connu que l'ouverture d'un circuit dans lequel circule de l'énergie est toujours une phase critique. Les paramètres qui caractérisent la commutation sont donc d'une importance capitale.



On distingue, en général, deux phases dans la commutation à l'ouverture :

- . la phase de retard à la décroissance du courant collecteur caractérisée par le temps de stockage t_s
- . la phase de décroissance du courant collecteur caractérisée par le temps de décroissance t_f

On remarquera que cette distinction est purement électrique (figure 5) et ne correspond pas vraiment à une réalité physique (surtout pour les transistors haute tension). Néanmoins, cette représentation est commode et largement utilisée.

4 – 2 – 1 – Temps de stockage

On sait que le fonctionnement en saturation ou en quasi-saturation d'un transistor est caractérisé par un phénomène d'élargissement de la base [2]. Tout se passe comme si une partie du collecteur était transformée en base. Cette inversion du type de matériau nécessite une certaine quantité de charges qui sont apportées par le courant base. Cette quantité de charges est appelée charge stockée . La décroissance du courant collecteur consécutive à l'inversion du courant base ne peut avoir lieu que lorsqu'une partie suffisante de la charge stockée a été évacuée. Le temps nécessaire à cette évacuation peut être assimilé au temps de stockage tel qu'il est défini sur la figure 5. On notera que le temps de stockage est fortement dépendant du circuit de base et qu'il existe des techniques de circuit permettant de maintenir ce temps à des valeurs très faibles.

4 – 2 – 2 – Temps de décroissance du courant collecteur

Bien que physiquement la décroissance du courant collecteur résulte du même phénomène que la phase de déstockage le temps de décroissance revêt une importance particulière.

Dans les applications, *la majorité des pertes de commutation à l'ouverture se produit pendant la fin du temps de stockage et surtout pendant le temps de décroissance*. Pour cette raison, il est important que ce dernier soit le plus court possible.

Le temps de descente du courant collecteur est physiquement lié à la nature de la zone de collecteur. Le temps de décroissance du courant collecteur est d'autant plus long que le transistor est à plus forte tension.

4 – 3 – L'aire de sécurité en commutation

L'aire de sécurité en commutation est une représentation dans le plan $V_{CE} - I_C$ des limites d'utilisation du transistor. Celles-ci déterminent un domaine à l'intérieur duquel le point de fonctionnement devra toujours rester (figure 6) [3]

L'aire de sécurité en commutation est différente et plus étendue que l'aire de sécurité en régime de fonctionnement linéaire. En effet, en commutation, le point de fonctionnement occupe deux états stables à faible dissipation et ne traverse les zones de forte dissipation que pendant les régimes transitoires, c'est à dire pendant des temps très courts vis à vis des constantes de temps thermiques du dispositif.

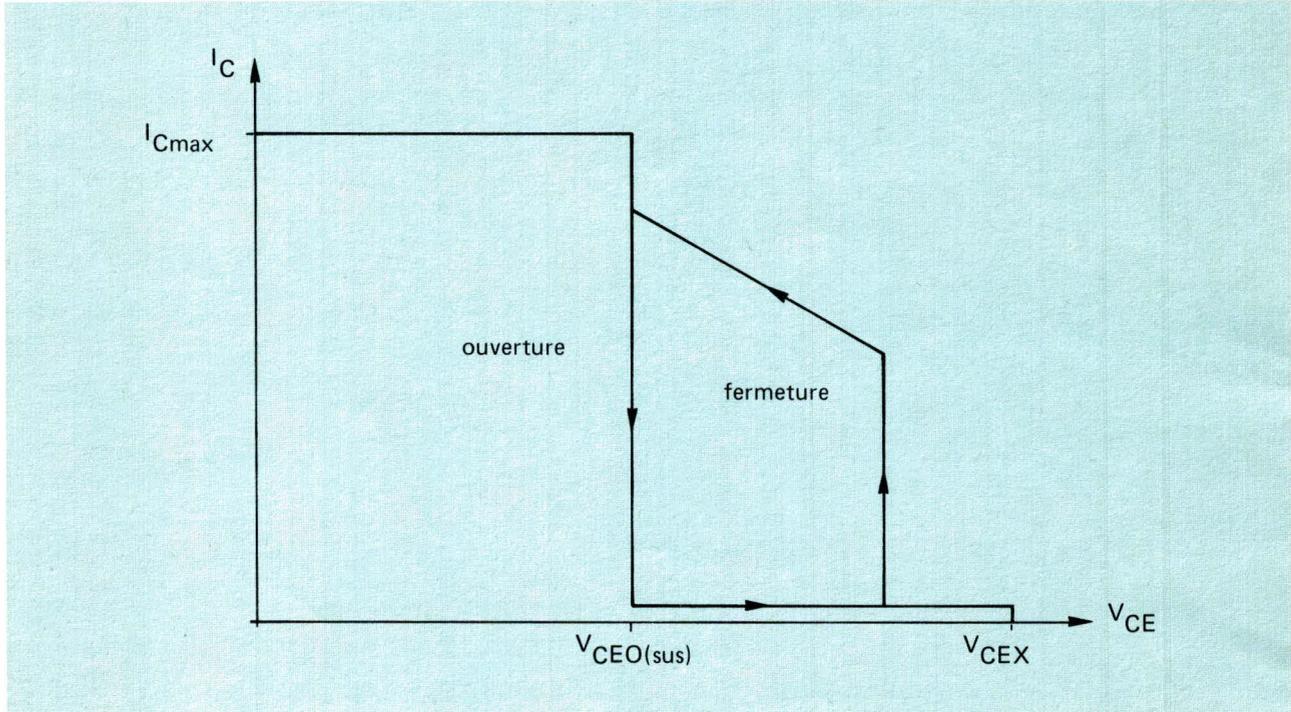


FIGURE 6

Aire de sécurité en commutation



L'intérêt de l'aire de sécurité en commutation est de regrouper sur un même diagramme les limites de courant et tension du transistor ce qui est extrêmement commode.

5 – LE CIRCUIT DE COMMANDE

Le circuit de commande présente dans les montages à transistors une importance capitale. On ne peut utiliser un transistor au maximum de ses performances que s'il est bien commandé. [1]. Il est donc important de connaître les paramètres qui caractérisent la commande, c'est à dire les paramètres émetteur-base.

5 – 1 – Le courant base

Nous avons défini au paragraphe 3 les termes de courant base de saturation I_{Bsat} et de gain forcé β_f et nous n'y reviendrons donc pas. Cependant, il est une remarque qu'il faut faire à ce propos.

On peut s'étonner des valeurs apparemment si faibles des «gains en courant et en saturation» des transistors de puissance. En réalité, il faut se souvenir que l'électronique de puissance est la technique du contrôle des transferts d'énergie et qu'à ce titre ce qui compte, c'est l'énergie ou d'une manière plus concrète, la puissance. Vu sous cet aspect, le transistor de puissance se révèle être un commutateur à fort «gain en puissance» puisqu'il suffit d'une puissance de commande $V_{BEsat} \times I_{Bsat}$ pour contrôler une puissance $V_{CEO} \times I_{Csat}$. Par exemple, un transistor BUX 24 peut contrôler 12 A sous 400 V, soit 4800 W avec seulement une puissance de commande de 3,6 W (2,4 A sous 1,2 V), soit un «gain de puissance» de plus de 1300.

5 – 2 – La tension de saturation émetteur-base

La tension de saturation émetteur-base V_{BEsat} est un élément important pour le calcul du circuit d'attaque de base. Elle dépend essentiellement de l'amplitude du courant base et de la tension collecteur émetteur. En effet, à fort niveau de courant, le terme prépondérant dans le comportement de la jonction émetteur-base est un terme résistif représentant la résistance d'accès à la base réelle.

Ce terme résistif est modulé, dans les zones de quasi-saturation et de saturation, par la tension collecteur-émetteur du fait du phénomène d'élargissement de la base.

A courant base constant, la tension de saturation émetteur-base diminue lorsque la tension collecteur émetteur diminue ce qui explique «l'overshoot» que l'on peut observer sur la tension émetteur-base lors de la mise en conduction du transistor.

5 – 3 – La tension d'avalanche émetteur-base : V_{EBO}

La tension d'avalanche de la jonction émetteur-base (lorsqu'elle est polarisée en inverse) est une limite qui doit être prise en compte lors de la conception d'un circuit.

Lorsque l'on utilise une source de polarisation négative pour assurer un verrouillage énergétique du transistor à l'état bloqué, il faudra s'assurer que la tension appliquée à la jonction émetteur-base n'excède pas la valeur garantie de la tension d'avalanche émetteur-base.



Néanmoins, dans certains circuits, la jonction émetteur base peut être amenée à fonctionner en avalanche pendant un temps très court au moment de la commutation à l'ouverture. Ceci n'est pas dangereux à condition que l'énergie dissipée dans la jonction émetteur-base reste faible (possibilités analogues à celles d'une diode zener de 1 W).

6 – TEMPERATURE LIMITE ET CARACTERISTIQUES THERMIQUES

Il est impossible de dissocier les paramètres électriques d'un composant semi-conducteur de la température. Ceci est particulièrement vrai dans le cas des transistors de puissance de commutation.

6 – 1 – Évolution des caractéristiques d'un transistor en fonction de la température

La variation des principaux paramètres du transistor en fonction de la température est généralement donnée dans la notice du constructeur.

Ainsi, dans les feuilles de spécifications des transistors de commutation SESCOSEM, on trouve :

- . une valeur garantie d'un courant de fuite à chaud
- . des courbes d'évolution de V_{CEsat} et V_{BEsat} en fonction du courant collecteur I_C à $t_{case} : 25^{\circ}C$ et $t_{case} : 125^{\circ}C$

La variation des temps de commutation en fonction de la température est explicitée dans la référence bibliographique [2]. Par contre, aucune indication n'est donnée concernant les tensions d'avalanche collecteur-émetteur, car ces paramètres sont peu sensibles à la température. Le coefficient de température du $V_{CEO(sus)}$ est en général légèrement positif ou voisin de zéro.

6 – 2 – Température maximale de jonction

La température maximale de jonction T_{jmax} est la température limite que peut supporter la pastille de silicium constituant le transistor. Si la température maximale de jonction spécifiée par le constructeur est dépassée, le transistor risque d'être dégradé (modification des caractéristiques pouvant entraîner une destruction ultérieure) ou détruit. Pour les transistors de commutation (au silicium), la température maximale de jonction est généralement comprise entre $200^{\circ}C$ pour les transistors basse tension et une valeur plus faible pour les transistors haute tension.

6 – 3 – Résistance thermique

La température de jonction, qui est un paramètre fondamental, n'est pas accessible directement à la mesure. Par contre, la température de boîtier T_{case} peut être mesurée.



Dans la gamme de température considérée, on admet que l'écart de température entre la pastille de silicium et le boîtier est proportionnel à la puissance dissipée par le transistor [4]. On définit ainsi la résistance thermique jonction boîtier et l'on a :

$$T_j - T_{\text{case}} = R_{\text{thj-case}} \times P_d$$

Cette expression est valable en régime permanent. Lorsque le fonctionnement est cyclé, la capacité thermique intervient. On définit alors un facteur de réduction K et une impédance thermique :

$$Z_{\text{thj-case}} = K R_{\text{thj-case}}$$

Le facteur K est donné dans les notices du constructeur. La résistance thermique jonction-boîtier caractérise «l'aptitude au refroidissement» du dispositif.

7 – CONCLUSION

Si le domaine de fonctionnement linéaire a été le premier moteur du développement des transistors de puissance, seule la «fonction interrupteur» pouvait lui donner vraiment accès à l'électronique de puissance.

Cette nouvelle fonction a donc nécessité une reconsidération de la conception et de la caractérisation de ces dispositifs.

La refonte des notices s'effectue progressivement et beaucoup de transistors de puissance sont encore «doublement caractérisés». Dans cet article, nous avons essayé de dégager les principaux paramètres utiles pour le fonctionnement en commutation de puissance. Nous espérons ainsi aider l'utilisateur à mieux comprendre les notices et à utiliser leurs indications pour faire le meilleur usage possible des transistors de commutation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] K. Rischmueller – **Choix et adaptation des transistors de commutation**
- [2] J.C. Baudier – **Variations des temps de commutation suivant les conditions de fonctionnement**
- [3] J.M. Peter – **Limite de sécurité des transistors de puissance en régime de commutation**

Les références [1] [2] et [3] sont tirées du manuel

LES TRANSISTORS DE PUISSANCE EN RÉGIME DE COMMUTATION

Publication SESCOSEM – Éditions Radio

- [4] **Informations techniques sur les transistors de puissance - Catalogue «Transistors de puissance» SESCOSEM 1975**



COMMENT CHOISIR UNE DIODE RAPIDE

Jean Marie Peter – Bruno Maurice

Dans la plupart des circuits convertisseurs, si on utilise des diodes ordinaires on observe un certain nombre de phénomènes parasites tels que :

- fortes pointes de courant dans les transistors
- échauffement anormal des diodes
- parasites radio-électriques
- surtension et oscillations parasites
- baisse de rendement etc...

L'emploi de redresseurs rapides permet très souvent de pallier ces défauts. Bien que ces phénomènes soient maintenant connus, beaucoup d'utilisateurs éprouvent encore des difficultés pour choisir leurs diodes rapides.

Le but de ce document est donc de donner à l'utilisateur quelques éléments pour l'aider à mieux choisir ses composants, en supposant connus les principales caractéristiques et applications des diodes rapides [1] [2].

1 – CARACTÉRISATION D'UNE DIODE RAPIDE

Une diode rapide est caractérisée :

- par les paramètres classiques relatifs aux diodes
tension – courant – chute de tension - résistance thermique etc...
- par les paramètres spécifiques aux diodes rapides (t_{rr} - Q_R - t_{fr})

On a pris l'habitude de caractériser la rapidité par le temps de recouvrement inverse t_{rr} [3]. La mesure de ce paramètre codifiée par le standard JEDEC est facile à effectuer avec un appareillage simple. Bien que souvent éloignée des conditions réelles d'emploi, cette codification identique pour toutes les familles de diodes rapides a le mérite de permettre la définition d'une échelle comparative. L'utilisateur qui cherche à mieux connaître le fonctionnement réel de la diode dans son circuit s'intéresse plutôt à la charge recouvrée Q_R qui est une grandeur physique, toujours précisée dans les notices.

Les compromis : pour transformer une diode ordinaire en une diode rapide, le constructeur diminue la durée de vie des porteurs minoritaires. Or, la fabrication des semiconducteurs est avant tout une affaire de compromis et ceci se traduit par les résultats suivants :

- il n'est pas possible d'avoir simultanément :
 - une grande rapidité (faible temps de recouvrement)
 - une tension de blocage élevée.
- la chute de tension à l'état passant d'une diode rapide est plus élevée que celle d'une diode ordinaire spécialement lorsque le constructeur cherche à réaliser une diode de tension de blocage élevée (par rapport à sa rapidité).

Les choix effectués par SESCOSEM ont conduit à réaliser plusieurs familles de diodes rapides, pour mieux les adapter aux besoins des circuits. (figure 1)

| | Temps de recouvrement (μs) | Temps d'établissement (μs) | Chute de tension (V) | Courant nominal (A) | Tension maximale (V) | TYPE |
|-------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|----------------------|---------------------------|----------------------|--|
| Faible chute de tension | 0,05 | 0,01 | 0,85 | 25 50 | 200 | BYW 77 BYW 78 |
| Très rapide | 0,1 | 0,05 | 1,5 | 6 12 30 60 | 400 | ESM 255 BYX 61 BYX 65 ESM 243 |
| Rapide | 0,2 | 0,2 | 1,4 | 6 12 20 30 60 | 600 | 1N 3879 1N 3889 - BYX 62 1N 3899 - BYX 63 1N 3909 - BYX 64 ESM 244 |
| Rapide économique | 0,3 | 0,4 | 1,4 | 8 4 4 | 800 | ESM 181 ESM 182 BY 212 |
| Rapide haute tension | 0,5 | 1,2 | 1,5 | 12 30 60 | 1000 | BYX 66 BYX 67 ESM 245 |

FIGURE 1 – Les principales «familles» de diodes rapides de puissance.

a) lorsque les deux paramètres rapidité et tension sont importants, trois familles principales ont été développées :

- . très rapides $t_{rr} < 0,1 \mu s$ tension maximale 400 V
- . rapide $t_{rr} < 0,2 \mu s$ tension maximale 600 V
- . rapide haute tension $t_{rr} < 0,5 \mu s$ tension maximale 1000V

b) lorsque l'on cherche de très faibles chutes de tension à l'état passant, l'adaptation de la technologie d'épitaixie aux dispositifs de puissance a permis de réaliser [2] une famille de diodes très rapides à très faible chute de tension (ce sont les diodes FRED).

$$t_{rr} < 0,05 \mu s \quad V_F < 0,85 \text{ V au courant nominal d'utilisation.}$$

2 – CRITERES DE CHOIX (voir tableau synoptique page suivante)

2 – 1 – Tension

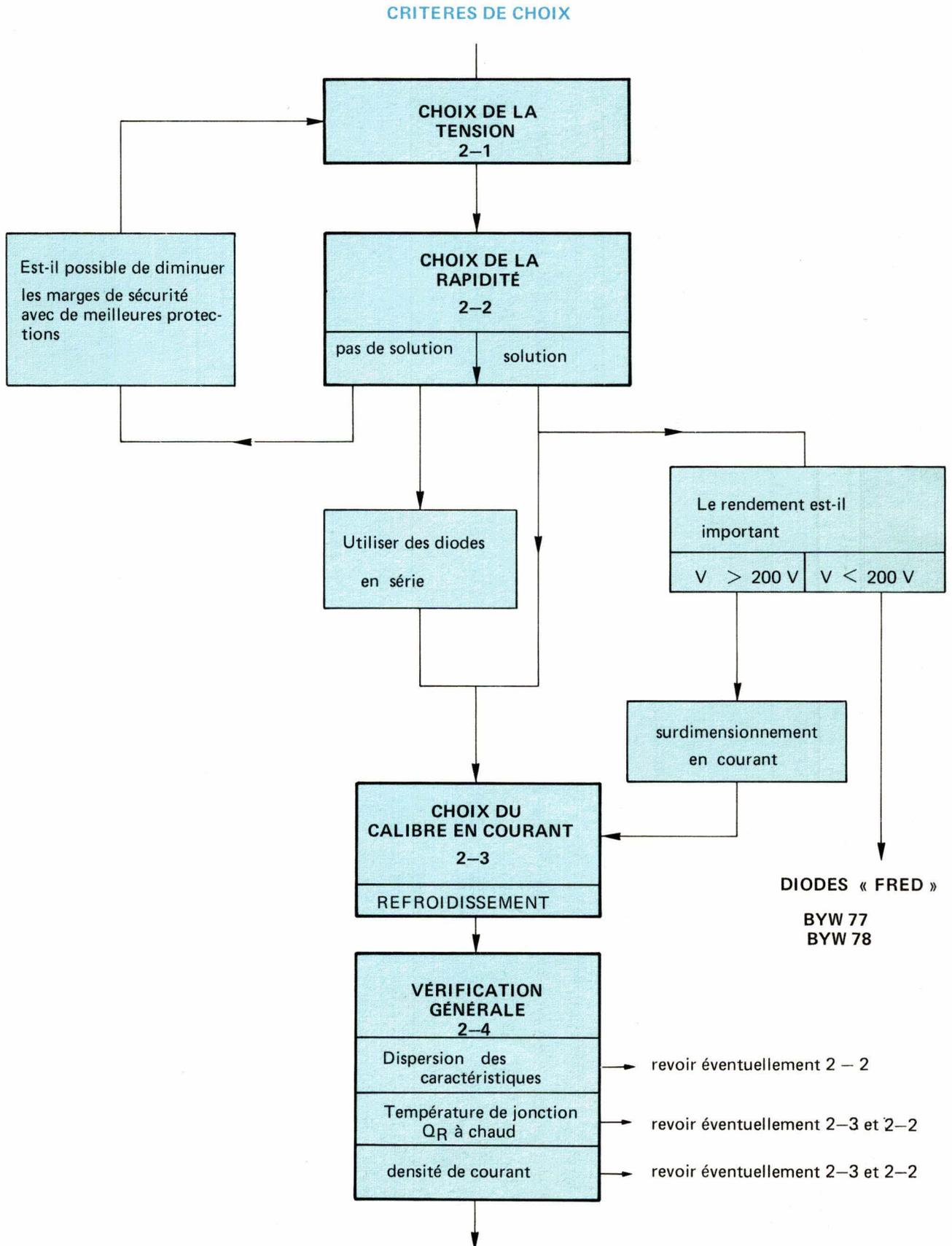
En aucun cas, la tension crête appliquée à la diode ne doit dépasser la valeur V_{RRM} garantie par le constructeur. L'utilisateur doit tenir compte de la tension crête répétitive et d'une marge de sécurité pour les surtensions accidentelles.

2 – 2 – Rapidité

On peut choisir une diode rapide pour deux raisons :

A – parce ce que le fait d'utiliser une diode rapide réduit les pertes (pertes de commutation). Ceci intervient dès que la fréquence dépasse quelques centaines de Hz. A titre d'exemple pour la fonction redressement, on préconise souvent d'utiliser les diodes de la catégorie :

$$\begin{array}{ll}
 t_{rr} = 0,5 \mu s & 400 \text{ Hz} < f < 2 \text{ KHz} \\
 t_{rr} = 0,2 \mu s & 2 \text{ KHz} < f < 20 \text{ KHz} \\
 t_{rr} = 0,1 \mu s & 20 \text{ KHz} < f
 \end{array}$$





L'utilisateur devra toujours se souvenir que les pertes de commutation sont liées :

- à la fréquence
- à la tension inverse
- à la charge recouvrée qui dépend elle-même de la vitesse de décroissance du courant à la commutation.

Dans le cas de commutation sévère (tension inverse élevée – di/dt élevé), il y a en général intérêt à prendre la diode la plus rapide si la tension le permet.

B – parce que le fait d'utiliser une diode rapide réduit les effets parasites néfastes pour les circuits.

Exemple 1 – les pointes de courant dans les transistors associés. Ces surintensités qui se produisent généralement à l'établissement engendrent dans le transistor des pertes supplémentaires 3 à 10 fois plus importantes que les pertes correspondantes dans une diode ordinaire.

Exemple 2 – Dans une diode normale, la surtension provoquée par la commutation doit souvent être amortie par un réseau de protection. L'utilisation de diode rapide diminue cette surtension et permet généralement de supprimer le réseau.

Exemple 3 – L'utilisation de diode rapide diminue les parasites radioélectriques engendrées par la commutation des diodes, (application au redressement 50 Hz).

Exemple 4 – L'utilisation de diodes rapides associées aux thyristors (montage antiparallèle) permet de diminuer dans des proportions considérables les dv/dt .

Ces exemples sont traités références [1] [2]. Dans certains cas, on arrivera à une impossibilité : exemple diode 0,1 μs tenant 600 V : plusieurs solutions sont alors possibles, réduire la marge de sécurité, en utilisant évidemment des dispositifs de protection, ou monter des diodes en série (cas fréquent si on utilise des transistors directement sur un réseau 380 V redressé). Lors du choix de la rapidité, il faut se souvenir que la plupart des phénomènes parasites varient avec la charge recouvrée, c'est à dire comme le carré du temps de recouvrement (le fait de remplacer une diode ayant un t_{rr} de 0,2 μs par une diode ayant un t_{rr} de 0,1 μs divise les pertes de commutation et la puissance des éléments du réseau de protection par 4).

2 – 3 – Courant

Le critère de choix est fixé par la température de jonction qui ne doit jamais dépasser la valeur maximale garantie et qui doit normalement être plus basse pour avoir une meilleure fiabilité. La véritable définition d'une diode ne devrait pas se faire à partir du courant nominal (qui est une valeur définie sur un catalogue commercial) mais à partir de la résistance thermique (qui est une donnée physique).

Pour choisir le calibre de la diode, il faut partir des éléments suivants : [3]

- . pertes de conduction
- . pertes de commutation

La connaissance de la puissance dissipée et des possibilités de refroidissement permet ensuite de choisir le type de diode à utiliser. En première approximation, le calibre en courant est déterminé à partir de la valeur moyenne du courant (en supposant les pertes de commutation faibles. Dans le cas d'équipement ou le rendement devient primordial, il est intéressant d'utiliser les diodes FRED à faible chute de tension (ou de surdimensionner en courant les diodes si la tension inverse dépasse 200 V, mais la chute de tension d'une diode surdimensionnée reste toujours supérieure à celle d'une diode «FRED»).

SURINTENSITÉ

Les méthodes de protection sont indiquées référence [4]. D'une façon générale, il faut vérifier en cas de surintensité de courte durée, que la température instantanée de jonction ne dépasse pas la limite garantie.

D'une façon générale, les diodes rapides admettent de fortes valeurs de surintensités pendant de courtes durées, mais l'utilisateur doit se souvenir que les «performances» liées à la rapidité ($Q_R - t_{rr}$) sont d'autant moins bonnes que la densité de courant et la température de jonction sont plus élevées.



2 - 4 - Vérification générale

Le choix d'une diode rapide se fait souvent expérimentalement au laboratoire. L'utilisateur doit rester conscient du fait que les mesures ou observations qu'il pourra ainsi faire le seront à partir de valeurs typiques qui peuvent être différentes («meilleures») que les valeurs maximales ou minimales garanties.

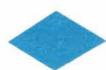
. La charge recouvrée augmente très vite avec la température, il est nécessaire de tenir compte de la température maximale qui peut être atteinte en fonctionnement.

. La charge recouvrée et le temps d'établissement dépendent beaucoup de la densité de courant dans la diode.

L'expérience montre qu'après une vérification générale, on peut être amené à redéfinir le type de diode : il peut être nécessaire, soit de prendre une diode plus rapide, soit de surdimensionner la diode (en courant) ou le dispositif de refroidissement.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B. Maurice — Les diodes de redressement rapides Applications pp 81-133 «Les transistors de puissance en régime de commutation» SESCOSEM 1976
- [2] J.P. Chabanne — Un progrès décisif dans les diodes de commutation de puissance SESCOSEM Information n. 7 - Avril 1976
- [3] Catalogue SESCOSEM — Diodes de redressement thyristor 1976 — «L'utilisation rationnelle des diodes rapides » pp 151-183
- [4] J. M. Peter — La protection des thyristors contre les surintensités - Toute l'électronique octobre 76 pp 45-52
- [5] J. Le Ponner — Quelques applications au redressement des diodes rapides - cahier technique SESCOSEM avril 1976 pp 31-33



LE CONTRÔLE QUALITÉ ET LES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Y. de Chambure – M. Heurtaux *

1 – Outre son premier aspect afférant à la conformité à des spécifications ou à des Normes, le Contrôle de la Qualité implique la connaissance de la fiabilité d'un produit ou d'un service. Dans le cas des composants semi-conducteurs, cette connaissance a une importance toute particulière qui tient à la nature complexe des phénomènes et l'interaction des paramètres en jeu lors de leur utilisation.

Normalisation de méthodes d'essais spécifiques et publication de résultats statistiques globaux par les fabricants sont des bases à partir desquelles les ingénieurs responsables de la conception ou de la réalisation de circuits et d'équipements doivent orienter leur recherche du meilleur compromis entre tous les facteurs en jeu y compris évidemment, celui du coût. Il s'avère que si cet aspect de l'art de l'ingénieur est bien connu en théorie, des difficultés subsistent dans le cas des composants de puissance car il n'est pas toujours aisé de tirer partie des informations disponibles les concernant.

Il nous a donc paru utile de compléter ici, les exposés précédents par un rapide survol des études effectuées dans le cadre des attributions du Service Contrôle Qualité de la SESCOSEM à Aix en Provence dans le domaine des Transistors de Puissance. En fait les moyens mis en oeuvre et les procédures employées se complètent et ont une triple finalité :

- la connaissance des produits, donc de ses performances et de ses limitations, ainsi que de ses mécanismes de défaillance propres :
- l'assurance qualité permettant de juger du niveau de qualité intrinsèque d'une production donnée ;
- une source d'information de par les résultats d'essais sous forme statistique des échantillonnages périodiques effectués (NQA, MTBF), par rapport à des normes.

Pour l'ingénieur donc, une fois assuré d'une qualité intrinsèque valable pour un produit sur lequel il a porté son choix d'après les performances, il doit essayer de transposer, à partir de résultats annoncés et de la connaissance des mécanismes de défaillance prévisibles, ce qui peut et doit lui être utile, avec l'aide si besoin est des Services compétents de la SESCOSEM et en particulier du Département Orientation et Application.

Une dernière recommandation avant d'aborder le vif du sujet, recommandation issue de l'expérience acquise lors d'expertises dont nos services ont été chargés ; à notre avis, de nombreux problèmes peuvent être évités si deux types d'informations sont connues et exploitées avant de passer à des réalisations de série :

- comment le montage mécanique sera-t-il effectué ? (refroidisseurs, température ambiante réelle, par exemple),
- quel sera le comportement transitoire du circuit en cause ? (rapidité des phénomènes par rapport à la réponse possible des protections),
- quelle est l'«histoire» du type de défaillance observée, (conséquence de quels changements, après quelle intervention, etc.) sur un montage d'essai initial ?

* Contrôle Qualité du Centre d'Aix en Provence



2 – DESCRIPTION ET FINALITÉ DES PRINCIPAUX ESSAIS PÉRIODIQUES EFFECTUÉS SUR LES TRANSISTORS DE PUISSANCE, AU CENTRE D'AIX EN PROVENCE DE LA SESCOSEM

- blocage
- fonctionnement en continu ou cyclé
- essais en commutation
- stockage

Nous omettons volontairement, dans ce court exposé, de nous étendre sur les épreuves d'environnement climatique ou mécanique, non pas parce qu'elles ne sont pas importantes mais parce que leurs finalités sont assez évidentes et qu'il est relativement aisé de cerner tout problème les concernant. Une mention néanmoins doit être faite du cas particulier des enrobages plastiques qui peuvent poser certains problèmes propres à l'environnement sortant du cadre de notre propos ici.

2 – 1 – Blocage à haute température

Il s'agit d'un des essais les plus classiques combinant les deux types de contrainte dues au champ électrique et à la température appliquée à la tenue inverse des jonctions. Dans le cas des transistors de puissance, la stabilité physico-chimique de la passivation des jonctions Mésa est donc ici en cause. Cette épreuve est réalisée périodiquement à une tension égale, ou parfois supérieure, à 0,8 fois la tension de classement dans la configuration choisie ($C_B - C_{ES}$ ou C_{EX}) et à des températures adaptées au matériau suivant leur résistivité initiale et ceci dans une gamme variant de 125 °C à 200 °C. Il faut remarquer d'ores et déjà donc, que nous atteignons des températures élevées conjointement avec des tensions proches des limites ; cet essai prolongé habituellement pendant 1000 heures ou au-delà, est véritablement un indicateur de premier ordre de la qualité des composants ; si des divergences existent entre les taux de défaillance annoncés et la réalité, on doit en conclure que l'un des paramètres température ou tension a été dépassé même très brièvement. Par ailleurs, grâce à la connaissance des lois d'accélération en fonction de ces paramètres, il est possible d'atteindre un taux que l'on se donne comme objectif pour une application donnée, mais là aussi, à condition de respecter rigoureusement les conditions prévues.

Notre parc d'étuves spécialement conçu pour ces essais, installé à Aix en Provence et servant également pour le « déverminage » des produits de haute fiabilité de tous boîtiers, nous a permis de réaliser de 9×10^6 heures.composants en 1976.

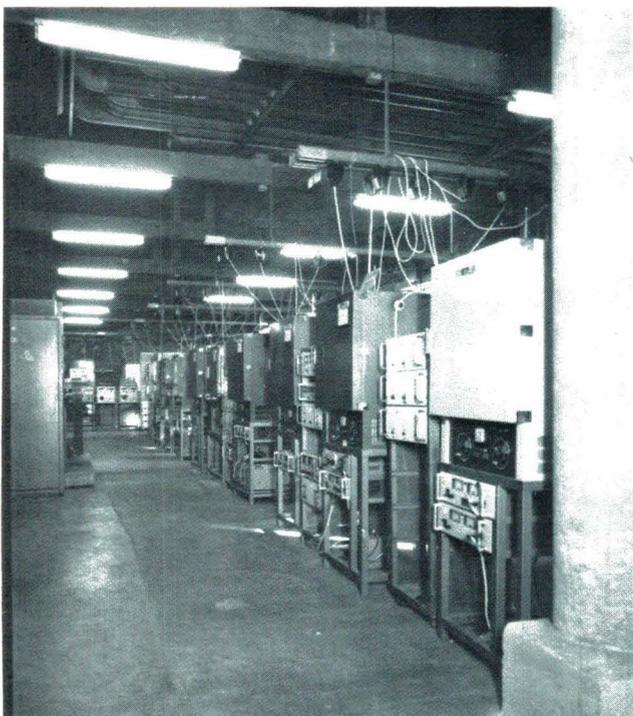


PHOTO 1

Étuves de blocage équipées pour effectuer des épreuves à hautes températures, (habituellement de 125 à 200 °C) sur différents types de boîtiers. Les pièces en essais sont alimentées en continu par l'intermédiaire de circuits de protection dans les différentes configurations possibles en collecteur-base ou émetteur, C_B , C_{EO} , C_{ES} ou C_{EX} (Salle d'essais au Contrôle Qualité à Aix en Provence)



2 – 2 – Fonctionnement

L'aire de fonctionnement de sécurité (SOAR) et les problèmes afférents ont été commentés dans de nombreux documents et nous n'y reviendrons pas ici, mais on ne peut évidemment pas parler d'épreuve de fonctionnement sans garder présent à l'esprit l'origine des limites de cette aire (T_{max} , Puissance max, zone de deuxième claquage). Pour des composants de puissance, il en découlera les paramètres liés de température de boîtier T (T_{case}), d'où la conséquence du choix du radiateur approprié, et du couple tension-courant.

2 – 2 – 1 – Fonctionnement en conduction continue

Températures boîtiers contrôlées variant suivant les technologies et habituellement entre 100 et 125 °C, durée jusqu'à 1000 heures. Type d'épreuve découlant de celles normalisées pour les transistors de faible puissance et que l'on retrouve dans des spécifications relativement anciennes (exemple : spécification des 2N 3055 S sous CCQ) qui, dans la mesure où les paramètres température courant et tension, restent stables, ne fournit pas beaucoup d'enseignement et qui a été progressivement remplacé par celles beaucoup plus rapides et significatives de fonctionnement cyclé.

2 – 2 – 2 – Fonctionnement cyclé ou de fatigue thermique

La nature de la fatigue thermique à fait, elle aussi, l'objet de nombreuses études qui reposent sur l'analyse :

- des différents types de soudure,
- des variations de température imposées,
- des dimensions géométriques des matériaux en présence,
- de la fréquence et de la forme des cycles imposés.

Afin d'obtenir, rapidement et à dépense d'énergie le plus faible possible, des résultats significatifs, la SESCOSEM a mis au point des bancs de fonctionnement cyclé à refroidissement sévère imposé dont les caractéristiques permettent d'avoir, suivant les modèles :

- des puissances par place de 40 à 150 W,
- des temps de conduction variables de l'ordre de 2 mn moyens,
- des temps de repos variables de l'ordre de la minute moyens,
- des différences de température boîtiers de l'ordre de 65 °C à 110 °C.

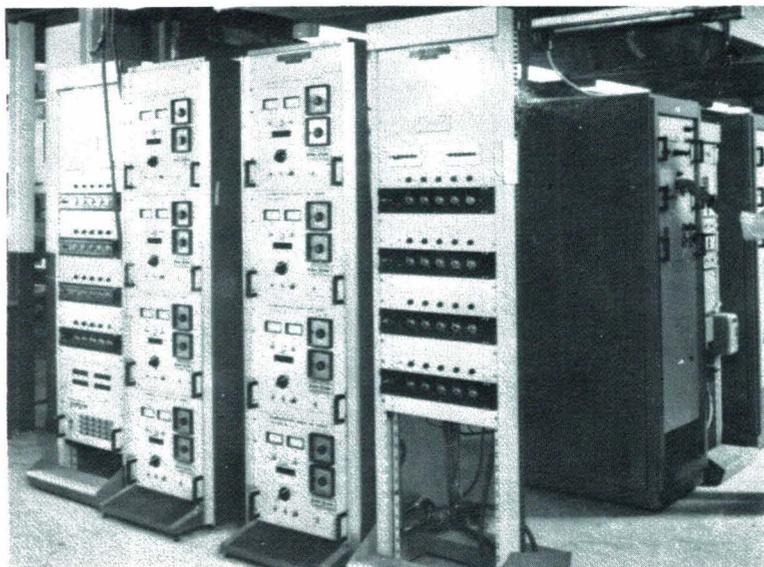


PHOTO 2

Exemple de banc de fonctionnement cyclé (épreuve de fatigue thermique), permettant de programmer les paramètres fondamentaux de la différence de température entre les périodes de conduction et de repos, de la puissance dissipée et de la fréquence des cycles appliqués à des transistors de puissance en boîtier TO 3. (Salle d'essais au Contrôle Qualité à Aix en Provence)



La durée de l'épreuve est généralement limitée soit à l'apparition de défaillances, (arrêt à 30 % de pièces), soit à la limite de 10000 cycles. Par le jeu de programmation des différences de température entre repos et conduction, les abaques dites «pyramides de puissance» peuvent être établies et ont donné lieu, grâce à un marché d'étude CNET, à un ensemble de données qui seront exploitables courant 1977.

Nous touchons ici véritablement à la mesure de la robustesse du composant et par conséquent à sa fiabilité intrinsèque en utilisation. Deuxième volet qui, après le blocage dont nous venons de parler, complète la connaissance du produit. Il faut néanmoins insister ici que la sévérité de l'épreuve est à la mesure du degré d'accélération que l'on recherchait en élaborant une telle épreuve. Les conditions réelles sont naturellement, de par les précautions qui doivent être prises, très au-dessous de ces conditions limites et surtout de la fréquence des cycles.

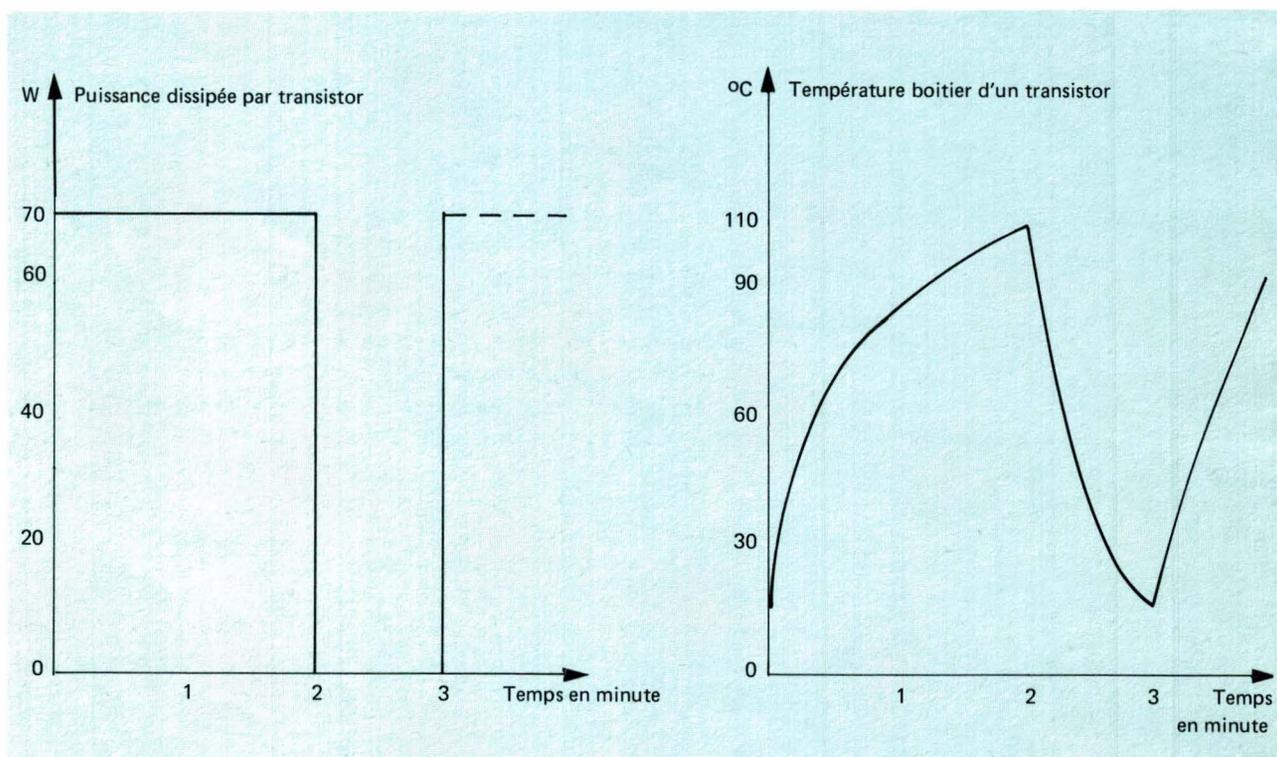


FIGURE 1

Illustration du cycle thermique d'un transistor soumis à l'épreuve de fonctionnement cyclé décrite dans le texte.

2 - 3 - Fonctionnement en régime de commutation

Les contraintes dans ce type de fonctionnement sont :

- à l'état bloqué, la tension d'alimentation et ses transitoires éventuelles,
- à l'état passant, le courant de fonctionnement à une tension proche de celle de la saturation.

A l'ouverture, comme à la fermeture, le phénomène de focalisation du courant créera des conditions particulièrement sévères ; le cas le plus significatif étant celui d'un courant inductif aux limites de l'aire de sécurité du transistor. Ceci nous a conduit à réaliser un banc d'essai reproduisant les conditions les plus sévères d'un circuit hacheur.

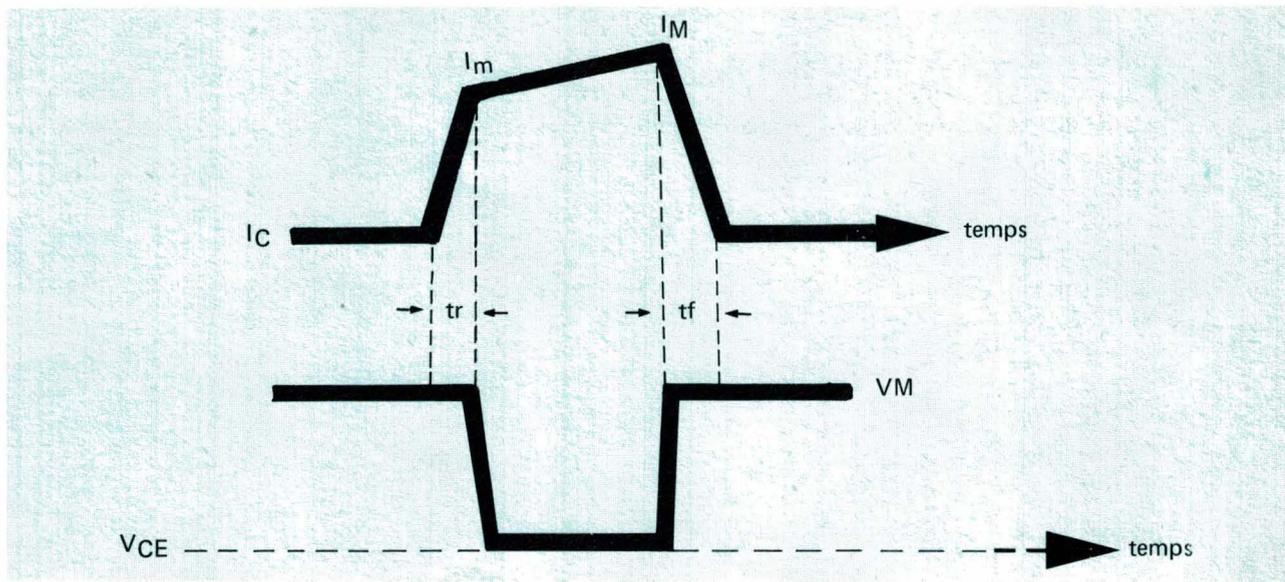


FIGURE 2

Cycle de fonctionnement typique d'un transistor de puissance en régime de commutation avec

| | |
|-------|---|
| I_M | courant maximum instantané à l'ouverture |
| I_m | courant maximum instantané à la fin de la fermeture |
| V_M | tension maximum aux bornes du composant |
| t_r | temps de montée ou de croissance |
| t_f | temps de décroissance |

Le calcul puis la vérification des valeurs instantanées réellement atteintes par rapport aux limites maximum annoncées, (I_C , I_{CM} , $V_{CEO(sus)}$) doit être un élément majeur de l'étude d'un circuit.

Bien que les essais sur ce type de fonctionnement soient encore du domaine de l'étude, nos services Développement Orientation et Application et Contrôle Qualité ont acquis et continuent à acquérir un ensemble d'informations propres à assurer à nos clients une aide précieuse pour les guider dans la conception de circuits, de leur commande et de leur protection.

2 – 4 – Stockage

Essais classiques effectués à la température maximale spécifiée pendant 1000 heures fournissant au fabricant un moyen commode et efficace de s'assurer de la stabilité de sa production en ce qui concerne la qualité des alliages, des liaisons et des protections (oxyde, vernis) en jeu. La tenue des traversées et l'intégrité de l'ensemble sont également par cet essai, mis à l'épreuve.

3 – CONCLUSION

Nous résumerons ce court survol des techniques de Contrôle de la qualité des transistors de puissance et des informations que celles-ci peuvent apporter aux utilisateurs en formulant que le chemin vers le « bon usage » de ce type de composant passe par :

- une connaissance approfondie du circuit et de son comportement tant électrique que thermique et mécanique
- une connaissance approfondie des produits basés sur la confiance que doit inspirer les moyens et les procédures mis en oeuvre par le fabricant. Dans le domaine propre de la fiabilité, les résultats d'essais fournissent alors le guide indispensable vers des équipements sans problème.



MESURE SUR LES TRANSISTORS DE COMMUTATION DE FORTE PUISSANCE

J. Baudier - C. Fraire

La mesure des caractéristiques électriques des transistors de grande puissance nécessite des matériels mettant en jeu de très forts courants (couramment 300 A avec des possibilités jusqu'à 1000 A), pouvant varier rapidement ($di/dt > 200 \text{ A}/\mu\text{s}$). De tels matériels spécialisés n'existant pas pour les transistors, l'Usine Sescosem d'Aix en Provence a développé des ensembles permettant la mesure des paramètres fondamentaux sur ses dispositifs de commutation (ESM 1000 - ESM 2060 - BUX 38) :

- caractéristiques électriques
- caractéristiques thermiques
- limites de second claquage en direct
- temps de commutation

1 – MESURES DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES STATIQUES

Les tensions d'avalanche et les courants de fuite sont facilement mesurés avec les équipements habituels. Mais la mesure des gains statiques en courant et des tensions de saturation avec des courants importants nécessitent :

- . la génération d'impulsions à fort courant dans la base car toutes les mesures doivent être faites pendant de courtes durées pour éviter les échauffements
- . des circuits collecteur et base pratiquement non inductifs pour éviter les surtensions
- . d'excellents contacts pour le circuit courant et des contacts séparés pour le circuit tension (correction KELVIN)
- . des sondes en courant permettant la mesure correcte des valeurs crête des courants collecteur et base

Un module de mesure réalisé à l'Usine d'Aix en Provence associable à un classique traceur de courbes pour transistor, permet des mesures en impulsions ($300 \mu\text{s}$ - facteur de forme $< 2 \%$) avec des courants base et collecteur maximaux de 200 et 1000 A respectivement.



La figure 1 représente les caractéristiques d'un Darlington relevées sur ce banc.

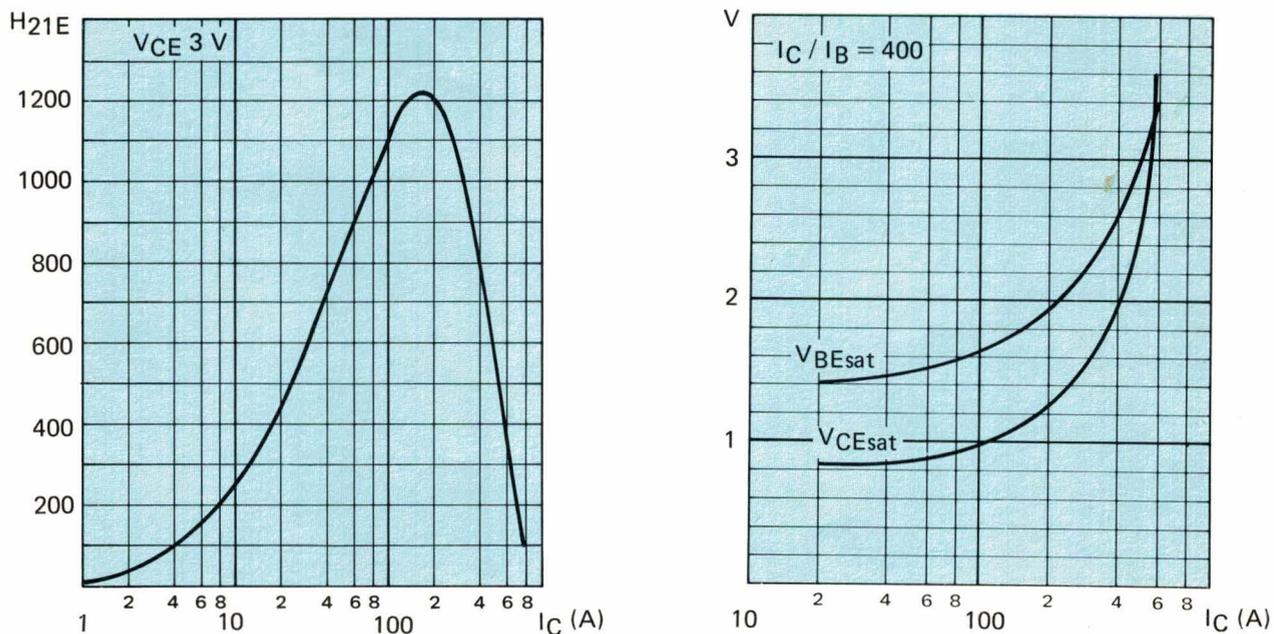


FIGURE 1

Relevés des caractéristiques de gain h_{21E} et tensions de saturation V_{CEsat} et V_{EBsat} jusqu'à 800 A sur un Darlington basse tension

2 – MESURE DES CARACTÉRISTIQUES DE SECOND CLAQUAGE EN DIRECT (I_S/B)

Si les courants de second claquage en direct sont relativement faibles pour le fonctionnement en continu (≈ 20 A sont largement suffisants pour tous les transistors actuels et probables à moyen terme), le régime en impulsions nécessite des intensités de l'ordre de 100 A. Il faut prendre les mêmes précautions que précédemment :

- circuits collecteur et base non inductifs
- très faibles résistances de contact sur le circuit courant et contacts séparés sur le circuit tension.

La protection des pièces en essai est d'autant plus difficile que le courant de mesure est élevé : il faut allier la rapidité (coupure en moins d'une microseconde) et la pointe importante de dissipation dans les dispositifs chargés de bloquer les alimentations et de court-circuiter les bornes du transistor en essai.

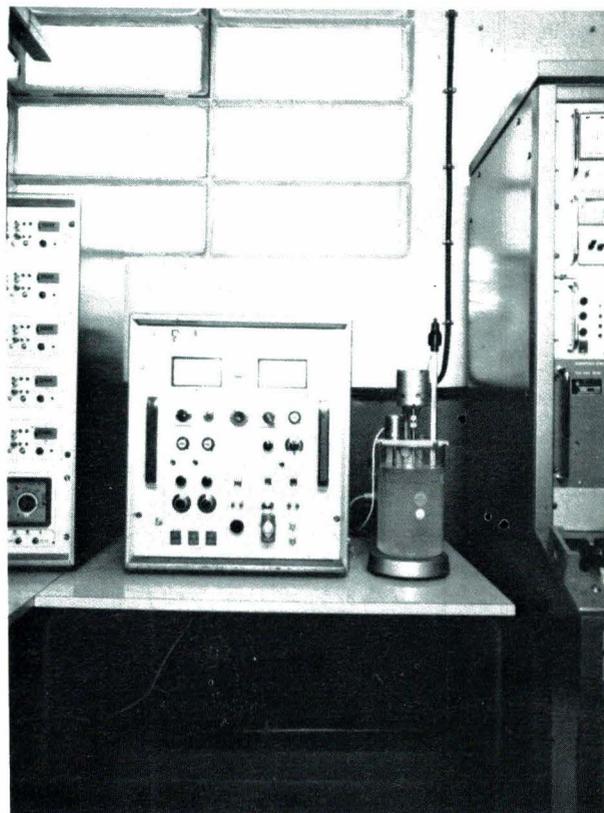


La figure 2 montre le banc réalisé par l'Usine d'Aix en Provence.

FIGURE 2

Banc de test en aire de sécurité en direct (I_{SB}). Il permet :

- . 4000 W en continu jusqu'à 300 V
- . 80 A – 300 V en impulsions
- . durée des impulsions réglable de 1s à moins de 50 μ s
- . facteur de forme réglable de 0,5 % à 50 %
- . protection par disjonction rapide des alimentations et court-circuit aux bornes du transistor testé.



3 – MESURE DES TEMPS DE COMMUTATION

Les temps de commutation d'un transistor sont indissociables du circuit de mesure : si le circuit contient des éléments réactifs, non seulement le comportement du transistor sera modifié, voire même masqué, mais la reproductibilité du circuit, donc des mesures, sera douteuse.

C'est la raison du choix d'un circuit résistif pour ces mesures (en accord avec les recommandations des normes) au lieu d'un circuit plus fonctionnel, type «charge inductive avec diode de récupération». Il faut remarquer que ce dernier type donne toujours des temps de descente t_f plus courts.

Les mesures de commutation à fort niveau se heurtent aux mêmes difficultés exposées aux paragraphes précédents.

La figure 3 représente le type de montage utilisé à l'Usine d'Aix en Provence : connexions enbarres de cuivre courtes, séparation des contacts courant tension (ceci est très important au niveau du circuit de commande : la résistance parasite dans la connexion d'émetteur est très sensible avec des intensités de l'ordre de 100 A), condensateurs de découplage fixés au plus court et minimisation des résistances ajustables inductives en utilisant un montage par point de mesure, permettent d'avoir des signaux sans perturbation inductive.

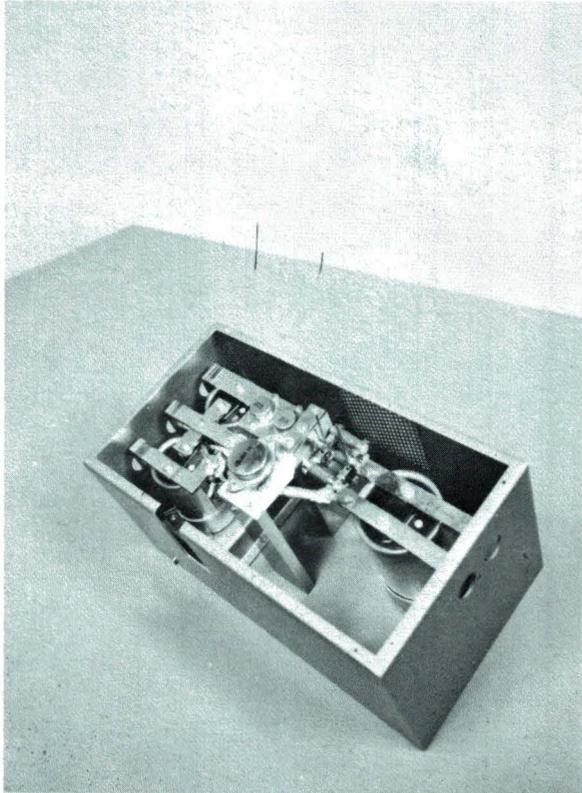


FIGURE 3

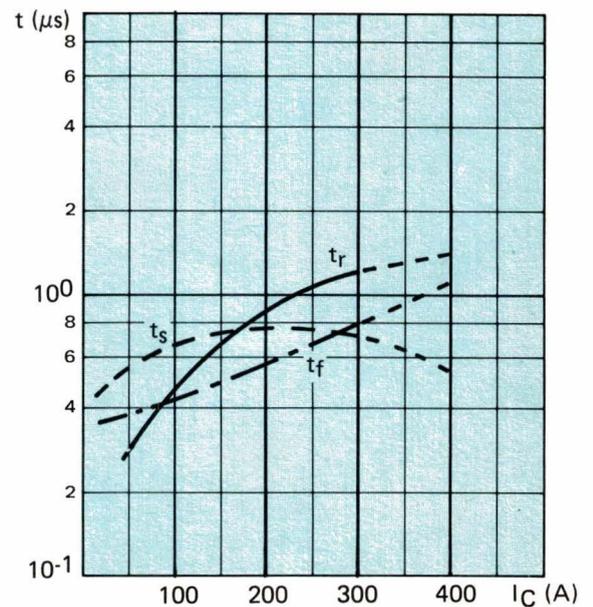
Module de mesure des temps de commutation. Avec des temps de descente t_f de l'ordre de $0,3 \mu s$ pour des courants de 100 A (cas de l'ESM 1000), les inductances et résistances parasites ont un gros poids.

Ces modules réalisés au plus compact possible mécaniquement, condensateurs à faible inductance, résistances non inductives, circuit driver intégré dans les connexions permettent d'obtenir dans le collecteur un comportement pratiquement résistif pur

La figure 4 représente des mesures de temps de commutation réalisés sur ces montages.

FIGURE 4

Relevé des caractéristiques de commutation sur le même dispositif que celui de la figure 1, jusqu'à 350 A de courant collecteur





4 – MESURE DES CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES

Si la définition de la résistance thermique reste invariable :

$$R_{th \text{ jonction-boitier}} = \frac{\text{température jonction} - \text{température boitier}}{\text{Puissance totale dissipée dans le transistor}}$$

la connaissance des températures réelles, dès que les courants et les puissances mis en jeu sont importants, est sujette à de fortes erreurs systématiques. Ce sont essentiellement :

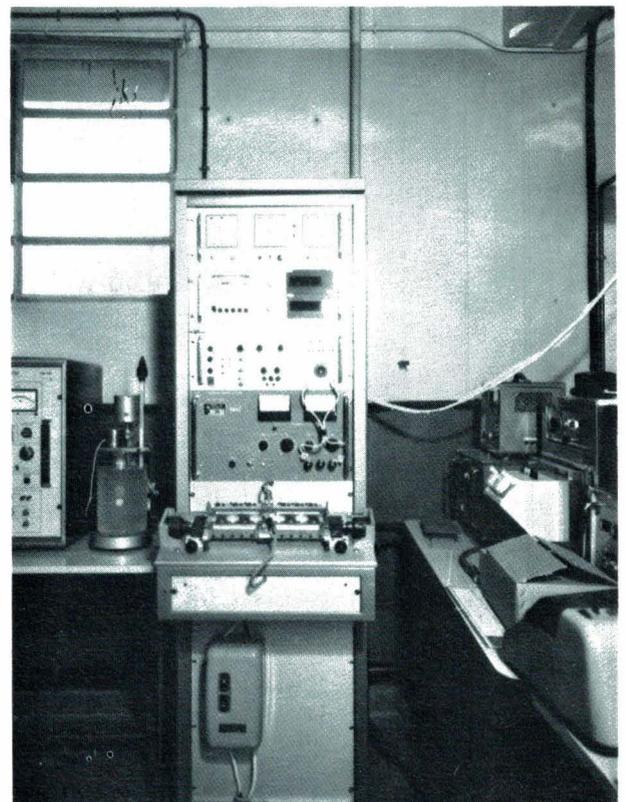
- inhomogénéité des température du boitier
- perturbation de la chute de tension directe de la jonction (en général l'émetteur base) qui repère la température du silicium par les charges stockées pendant la conduction. L'importance de cette perturbation croît avec le niveau du courant et la valeur de la température de jonction auxquels se fait la mesure.

La figure 5 représente la baie de mesure réalisée à l'Usine d'Aix en Provence afin de minimiser ces erreurs et réaliser des mesures dans les conditions réelles de refroidissement des transistors.

FIGURE 5

Baie de mesure des résistances thermiques à forte puissance :

- . Mesure en continu et impulsions de durée et facteur de forme variables.
- . Alimentation collecteur pouvant fournir 2 KW en régime continu
- . Température moyenne du radiateur régulée entre 15 et 200 °C
- . thermocouples incorporés mesurant la température de la semelle du boitier et du radiateur sous le boitier
- . Mesure de la température du silicium par la jonction collecteur-base pour minimiser l'influence des charges stockées.



5 – CONCLUSION

En passant du domaine de l'électronique (amplification linéaire, ballasts d'alimentations régulées, commandes de serco-mécanismes) à celui de l'électrotechnique, le transistor fait un saut important pour les niveaux de courant, tension, puissance auxquels il est utilisé donc mesuré. A ces niveaux, les impératifs de rendement énergétique et l'encombrement du refroidissement, avec leurs incidences sur le coût, ne permettent pas des mesures approximatives protégées par une large marge de sécurité.

C'est pour suivre cette mutation que l'Usine d'Aix en Provence a conçu et réalisé ces appareils qui permettent de bien connaître les possibilités de ses nouveaux transistors de commutation de forte puissance : ESM 1000 – ESM 2060 – BUX 38 et leurs dérivés.



ALIMENTATION ÉCONOMIQUE FONCTIONNANT SUR LE SECTEUR

K. Rischmueller

Ce rapport décrit une alimentation à découpage fonctionnant à partir du secteur 110 ou 220 V 50 Hz et délivrant une puissance de sortie de 400 W (2 fois 40 V, 5 A). L'ensemble est protégé contre les court-circuits et les coupures de charge. Pour éviter d'utiliser des circuits magnétiques coûteux et volumineux, nous avons étudié une conception qui ne demande ni transformateur de commande ni transformateur 50 Hz pour assurer l'alimentation des circuits auxiliaires.

Nous avons choisi d'utiliser le «**convertisseur direct**» à transformateur à cause de la puissance relativement élevée. La fréquence a été choisie à 30 KHz pour avoir une forte puissance massique et ne pas provoquer de perturbations acoustiques. Un simple commutateur permet d'adapter le fonctionnement des redresseurs d'entrée aux deux gammes de tension d'alimentation courantes 110/127 V et 220/240 V. Le transistor de puissance BUX 47 est attaqué par un circuit driver auto-régulant qui assure dans toutes les conditions de fonctionnement du convertisseur une commutation optimale du transistor.

Des inductances non linéaires dans le circuit de filtrage secondaire assurent un bon comportement du circuit avec de très fortes variations de charge.

1 – PRINCIPE

Les éléments principaux de l'appareil sont (figure 1) :

- . le redressement et filtrage secteur
- . le transformateur 30 KHz, 400 W
- . le transistor de commutation rapide BUX 47 avec son réseau de protection
- . le redressement et filtrage secondaire
- . le module de commande
- . le driver auto-régulant
- . les éléments qui élaborent le signal d'erreur (comparateur et référence)

2 – REDRESSEMENT ET FILTRAGE SECTEUR (figure 2)

Lorsque la tension d'alimentation est égale à 220 V, on fait fonctionner les éléments d'entrée en redresseur double alternance. Lorsque la tension d'alimentation est de 110 V, ces éléments fonctionnent en doubleur. De cette façon, le convertisseur est toujours alimenté par une tension continue voisine de 300 V. Le changement entre les deux gammes de tension se fait par un simple interrupteur. Entre le secteur et le redresseur, il est indispensable de monter un filtre antiparasite, selon le niveau de perturbation acceptable.



FIGURE 1

Schéma de principe du convertisseur 400 W

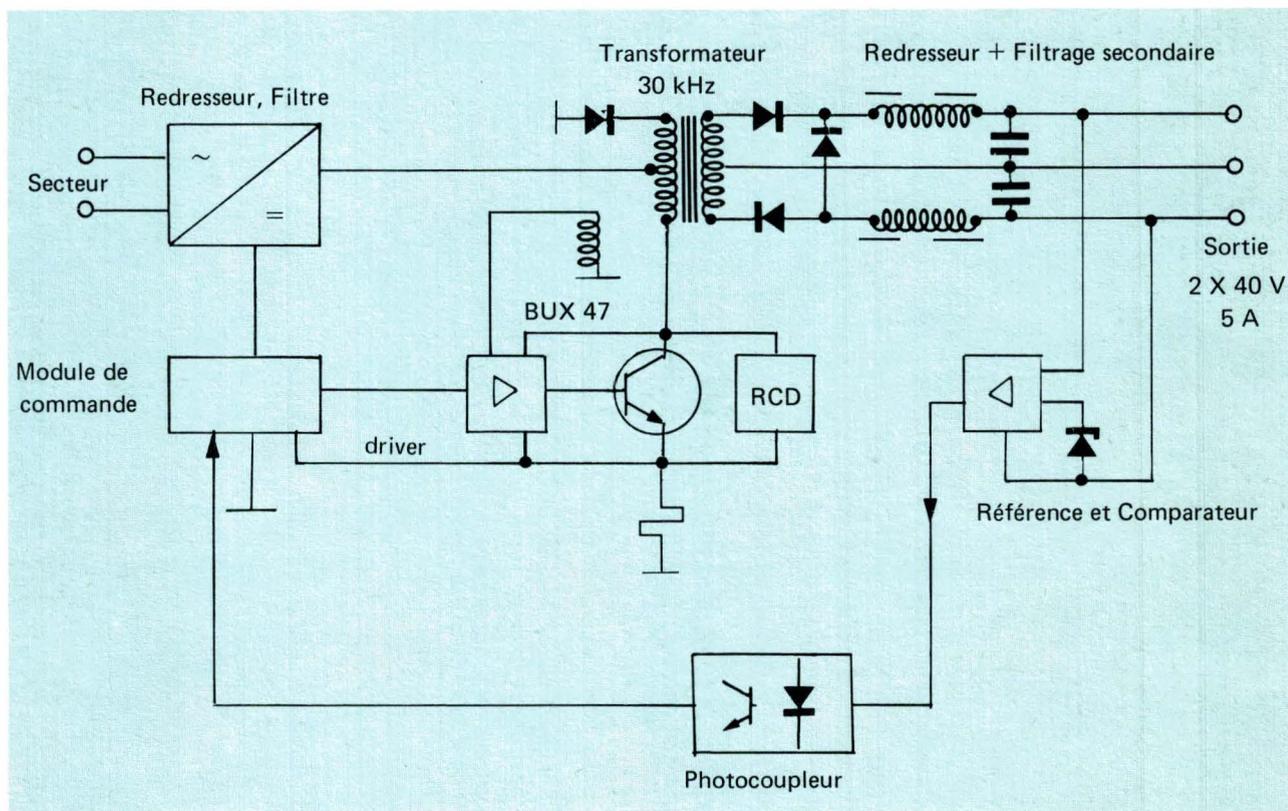
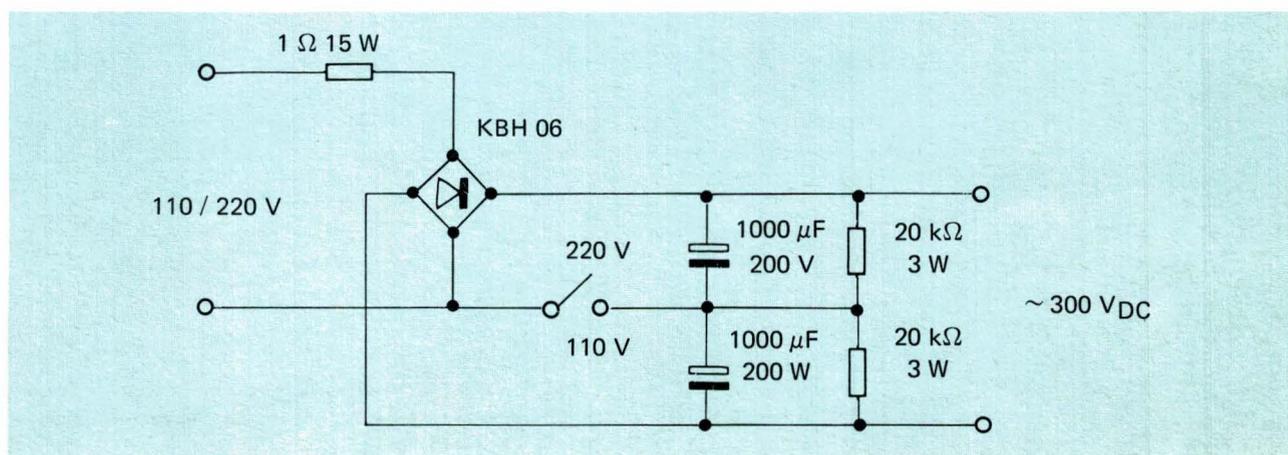


FIGURE 2

Un simple interrupteur permet de fonctionner soit en pont de «graetz» pour le 220 V
soit en doubleur «latour» pour le 110 V





3 – TRANSFORMATEUR

Il a été réalisé sur un circuit en ferrite EE 55. Le matériau choisi est ferrinox B50 de LCC qui présente des faibles pertes et une induction de saturation relativement élevée, dans une large gamme de température. Un double écran assure un bon anti-parasitage. Le rapport entre l'enroulement primaire n_1 et l'enroulement de démagnétisation n_3 détermine la tension maximale qui apparaît aux bornes du transistor.

Lorsque la tension secteur est égale à 260 V efficaces, la tension crête aux bornes du transistor ne dépasse pas 750 V, c'est à dire qu'il reste une marge de sécurité de 100 V par rapport à la limite d'utilisation du transistor BUX 47.

4 – TRANSISTOR DE COMMUTATION

Le transistor choisi est le BUX 47 dont les principales caractéristiques sont :

$$V_{CEO} > 400 \text{ V}$$

$$V_{CEX} > 850 \text{ V}$$

$$I_{Csat} = 6 \text{ A}$$

La conception du circuit driver auto-régulant et les caractéristiques propres de ce transistor permettent d'obtenir d'excellents temps de commutation (figure 3).

Les mesures faites sur le prototype montrent que la puissance totale perdue dans le transistor n'est que de 5 W (à comparer à la puissance de sortie 400 W).

Les circuits de protection assurent un fonctionnement très en dessous des limites de l'aire de sécurité (figure 4), c'est à dire que la marge de sécurité est importante. Cette marge de sécurité, et la faible puissance dissipée, assurent au circuit une très bonne fiabilité.

5 – REDRESSEMENT ET FILTRAGE SECONDAIRE

Nous avons choisi des diodes rapides BYX 61 pour améliorer le rendement et diminuer le bruit de sortie lié à la commutation des diodes. Dans le cas où on utiliserait une tension de sortie plus faible, par exemple 5 à 24 V, il faudrait utiliser des diodes, ultrarapides, à faible chute de tension telle que la BYW 77.

$$(V_F < 0,85 \text{ V à } 20 \text{ A})$$

Des perles de ferrite et des réseaux RC branchés avec les diodes permettent de réduire le bruit de la tension de sortie.

Pour avoir un bon comportement vis à vis des variations de charge rapides, il est souhaitable d'avoir une faible inductance de filtrage. Pour avoir un bon comportement de l'alimentation à faible courant de charge, il est souhaitable d'avoir une grande inductance de filtrage. Ces deux exigences sont contradictoires.

L'utilisation d'inductances non linéaires permet de résoudre ce problème. Nous avons utilisé des inductances qui ont une valeur de 0,8 mH à 5 A et de 4 mH à 0,15 A. Ces inductances sont réalisées avec un circuit EE 42B 50 dont une partie de l'entrefer est réalisée par une cale en ferrite. Le condensateur de filtrage doit avoir une faible résistance série et une faible inductance parasite. Il est conseillé d'utiliser plusieurs condensateurs électrochimiques montés en parallèle, ou des condensateurs spécialement prévus pour cet usage.

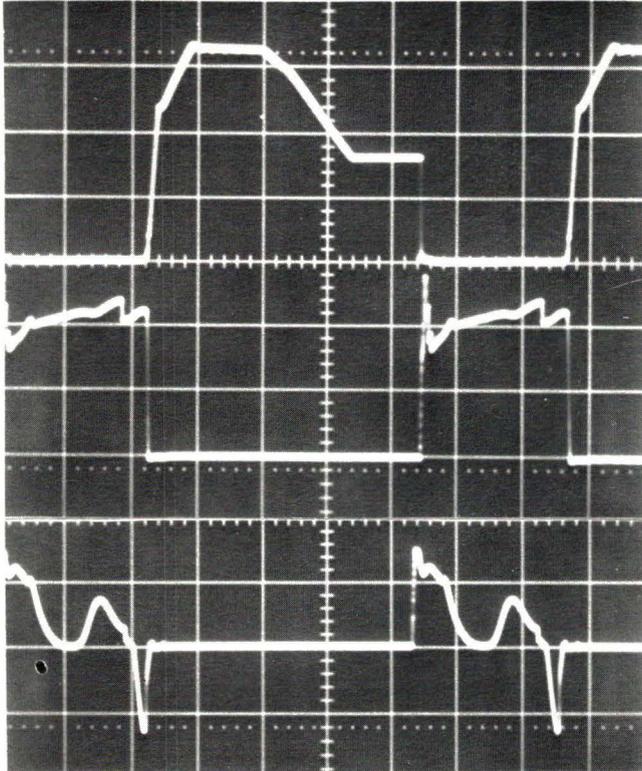


FIGURE 3a

tension collecteur-émetteur – 200V/C – 5 μ s/C

courant collecteur 2 A/C

courant base 2 A/C

FIGURE 3

Formes d'ondes relevées dans le circuit pour une tension de 320 V continu

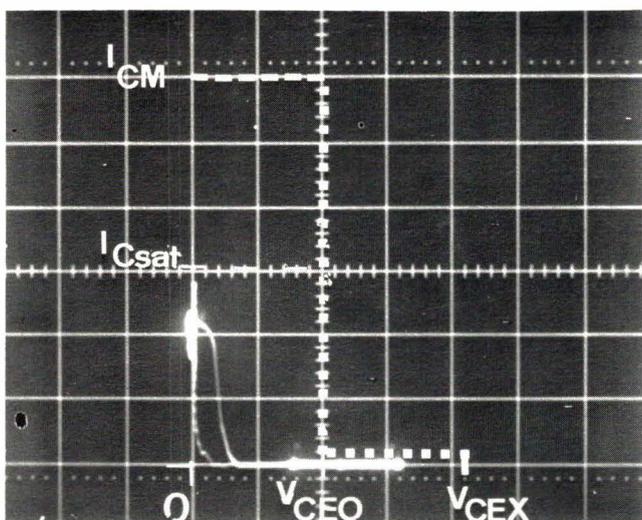
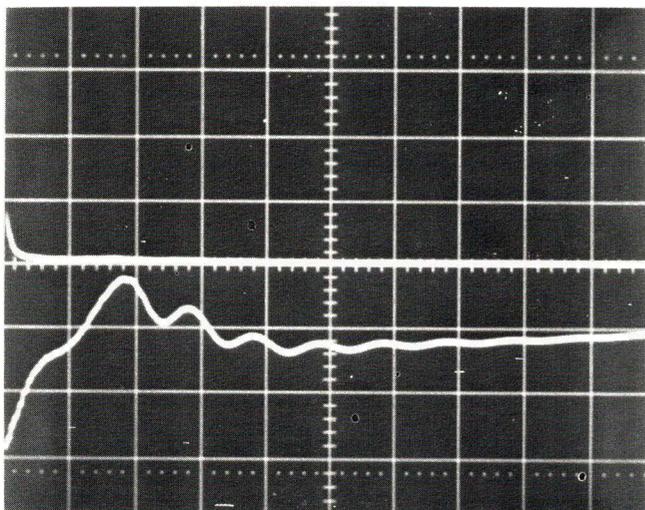
vertical : I_C avec 2 A / Chorizontal : V_{CE} avec 200 V / C

FIGURE 4

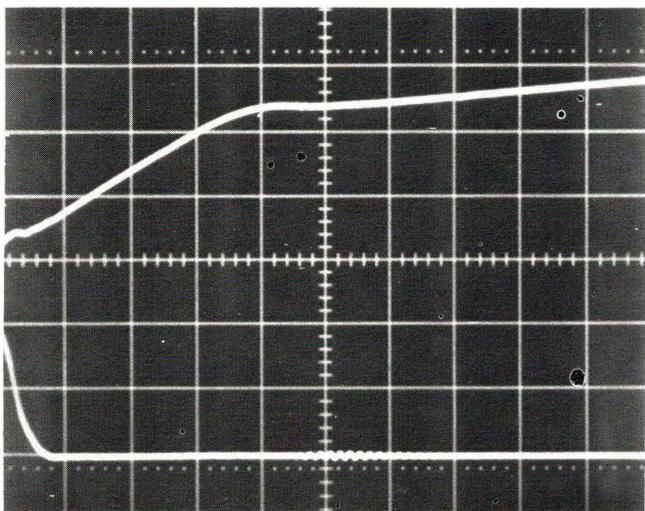
Cyclogramme de fonctionnement du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur du transistor BUX 47

Ce cycle est mesuré dans le convertisseur à charge nominale.

On note que la marge de sécurité par rapport à l'aire de sécurité du BUX 47 tracé en pointillé est importante.

**FIGURE 3b**

La mise en conduction du transistor BUX 47
en haut : la tension collecteur émetteur 200 V/C
en bas : le courant collecteur 2 A / C, délai 200 ns / C
Nous voyons que la tension est déjà très faible quand
le courant collecteur augmente

**FIGURE 3c**

L'ouverture du transistor BUX 47
en haut : la tension collecteur émetteur 200 V/C
en bas : le courant collecteur 2 A / C, délai 200 ns / C
Les pertes en commutation sont très faibles du fait
de l'efficacité du réseau de protection et la commu-
tation rapide du BUX 47



7 – CIRCUIT DRIVER AUTO-RÉGULANT (figure 6)

Le driver est constitué d'une paire complémentaire NPN/PNP (T1 et T2), d'une diode rapide D_{AS} . L'ensemble T1, D_{AS} et le transistor de puissance TPU constitue une boucle de régulation qui impose au transistor de puissance un courant basé juste suffisant pour qu'il reste en régime de quasi-saturation.

Ceci reste valable quel que soit le courant collecteur, et en particulier à faible charge. Pour bloquer un transistor qui est ainsi en régime de quasi-saturation, on peut appliquer un fort courant de base négatif sans risque de trainage du courant collecteur. Voir explications référence [2].

La mise en conduction de T2 fournit le courant négatif dont la vitesse de variation est limitée par la petite inductance L_1 . Un tel circuit permet d'éviter l'utilisation d'un transformateur driver. Son comportement auto-régulant permet de l'alimenter avec une tension non stabilisée. Dans le circuit proposé, le driver est alimenté par un enroulement du transformateur de puissance 30 KHz. L'énergie nécessaire pour le démarrage est fournie par l'intermédiaire d'un condensateur à partir du secteur.

Ce circuit présente les avantages suivants :

- . le courant de base du transistor de puissance est toujours optimal
- . les conditions de fonctionnement notamment la variation de la longueur de l'impulsion n'interviennent pas dans la qualité de la commutation
- . le temps de stockage est toujours faible
- . une partie de l'énergie du réseau de protection peut être réutilisée et ceci permet notamment de faire entrer le transistor en conduction plus rapidement.

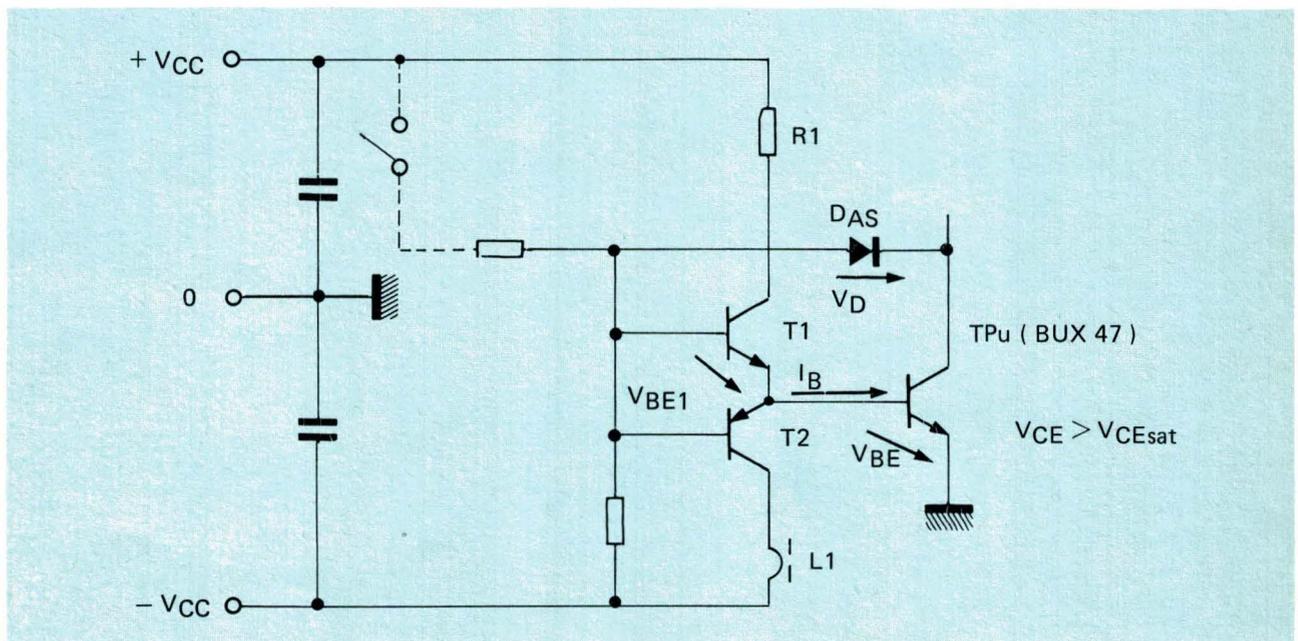


FIGURE 6

Schéma de principe du circuit driver autorégulant

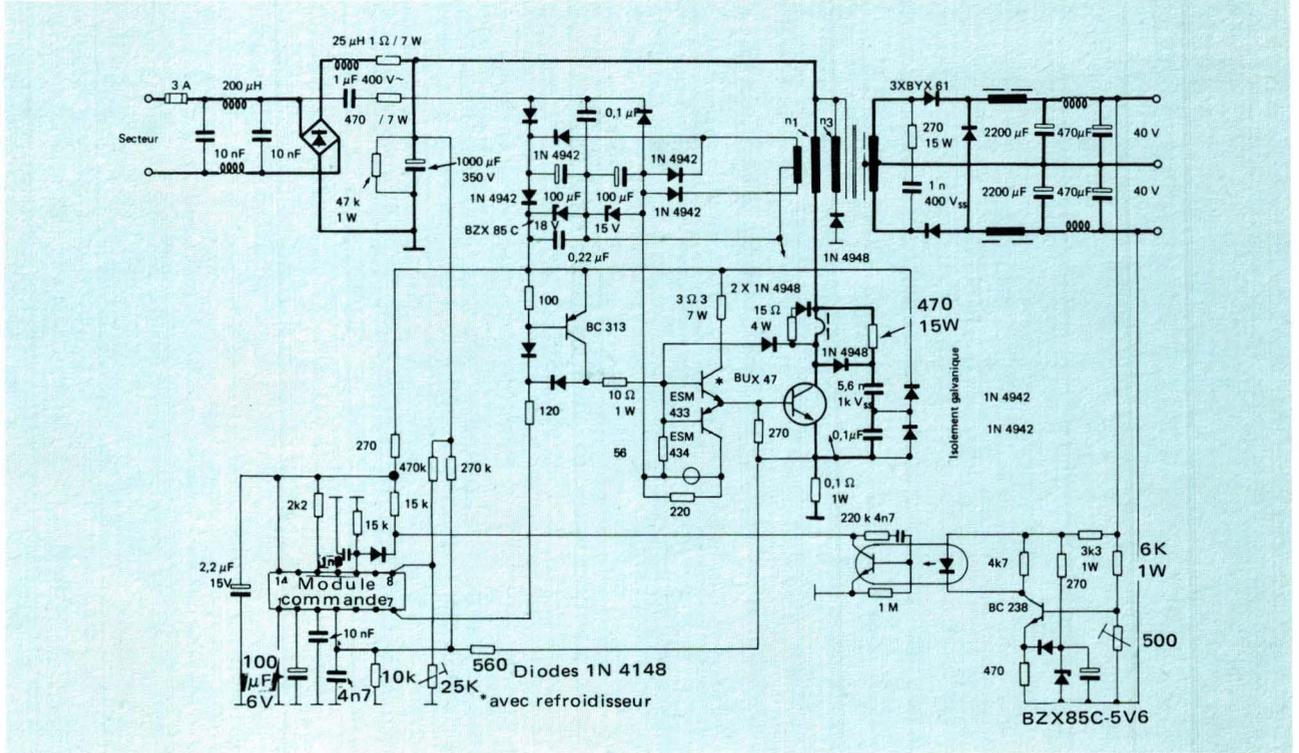


FIGURE 7

Schéma complet du convertisseur



8 – COMPAREUR ET RÉFÉRENCE

La tension de référence est obtenue à partir d'une diode Zener BZX 55C - 5V6. La stabilité globale est meilleure que 1 %. Lorsque l'on désire améliorer la stabilité en fonction des variations de température, on doit utiliser des diodes Zener à coefficient de température compensé ou des régulateurs de tension intégrés. Le signal de sortie du circuit comparateur est transmis par l'intermédiaire d'un photocoupleur au module de commande. Le photocoupleur fonctionne en régime linéaire et assure l'isolement galvanique. Comme il est branché derrière le circuit comparateur, les variations de ses caractéristiques (vieillesse, influence de la température), n'interviennent pas dans la précision de régulation. Le schéma complet du convertisseur est représenté figure 7.

9 – CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

. Stabilité de la tension de sortie (2 x 40 V - 5 A)

- 1) $190\text{ V} > V_{\text{secteur}} > 250\text{ V} - 80,1\text{ V} > V_{\text{sortie}} > 80,3\text{ V}$
- 2) variation de la charge 0-100 % $\Delta V_{\text{sortie}} / V < 0,1\%$

. Rendement à charge nominale

$$\eta > 86\% \text{ (} 190\text{ V} < V_{\text{secteur}} < 260\text{ V)}$$

- . poids du prototype : environ 2 kg
- . volume : environ 2 litres (figure 8)

Avec une alimentation à transformateur 50 Hz et ballast, on obtiendrait respectivement environ 14 kg et 18 litres pour des caractéristiques équivalentes (figure 9)

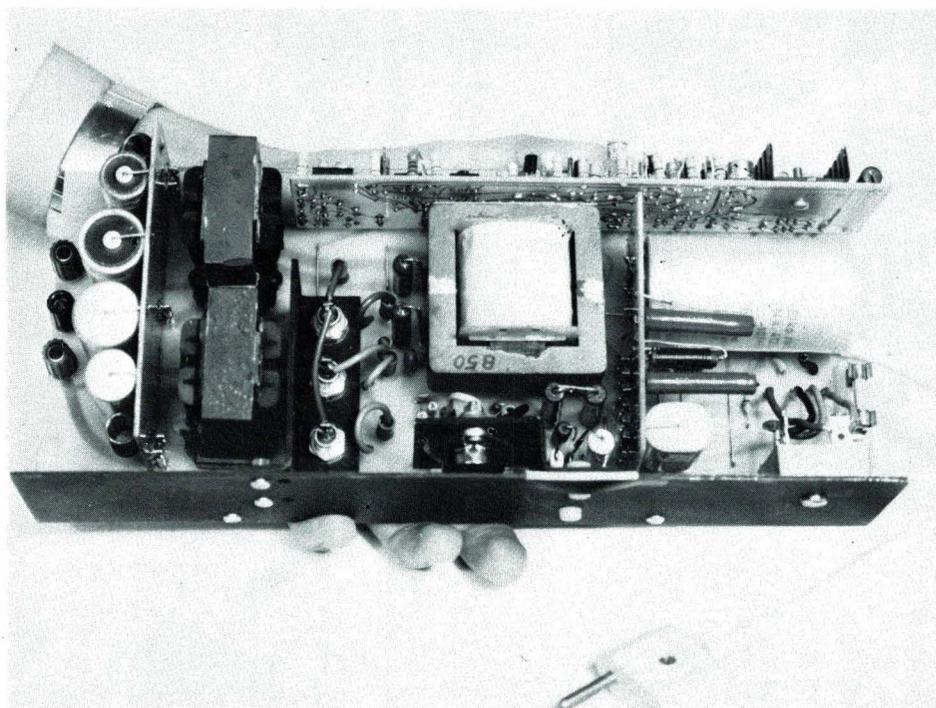


FIGURE 8

Alimentation à découpage 400 W

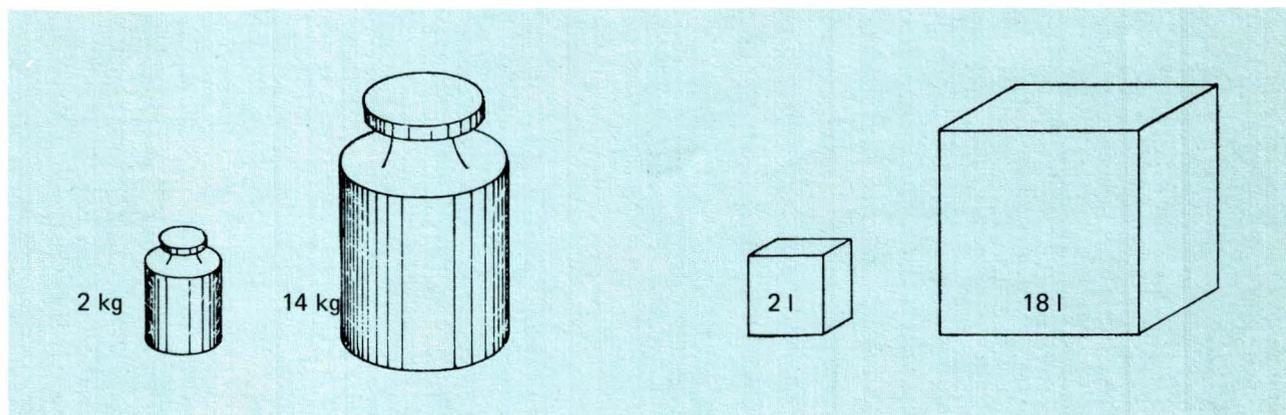


FIGURE 9

Poids et volume d'une alimentation à balast 400 W par rapport à la maquette du circuit proposé

10 – CONCLUSION

La réalisation de ce prototype de convertisseur direct 400 W montre qu'il est maintenant possible de réaliser des alimentations :

- très économiques
- ayant une très forte fiabilité en utilisation
- très performantes (poids, volume, rendement, protection en cas de défaut...)

Il est évident que le circuit proposé s'adapte facilement à d'autres applications (puissance différente, tension d'alimentation différente, autre combinaison pour la tension de sortie, etc...)

Les principaux éléments technologiques qui ont permis la réalisation de ce convertisseur sont :

- les transistors haute tension spécialement adaptés pour le réseau 220 V (BUX 46-47-48), figure 10
- les diodes rapides BYX 61 ou BYW 77 à faible chute de tension
- les circuits magnétiques en ferrinox

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Les transistors de puissance en régime de commutation - SESCOSEM Edition Radio
- [2] La commande de base des transistors haute tension - Note SESCOSEM RT 386



FIGURE 10

Transistors haute tension spécialement conçus pour fonctionner sur le réseau 220 V

BUX 46 $P_{tot} = 85 \text{ W}$ $T_{case} = 25 \text{ °C}$ $R_{th(j,c)} \leq 1,75 \text{ °C/W}$

Case TO 3
Boitier



| V_{CEX} (V) | V_{CEO}^* sus (V) | I_{CM} ($t_p = 2 \text{ ms}$) (A) | I_C (A) | I_{Csat} (A) | V_{BEsat} (I_C/I_B) (V) | V_{CEsat} (I_C/I_B) (V) | Switching on resistive load <i>Commutation sur charge résistive</i> | | | Switching on inductive load <i>Commutation sur charge inductive</i> |
|------------------|---------------------------|---|--------------|-------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|--|----------------------------|----------------------------|--|
| | | | | | | | t_{on} (μs) | t_s (μs) | t_f (μs) | t_f (μs) |
| 850 | 400 | 5 | 3,5 | 2,5 | < 1,3 (2,5 A / 0,5 A) | < 1,5 (2,5 A / 0,5 A) | < 1 | < 3 | < 0,8 | 0,2 typ. |

BUX 47 $P_{tot} = 107 \text{ W}$ $T_{case} = 25 \text{ °C}$ $R_{th(j,c)} \leq 1,4 \text{ °C/W}$

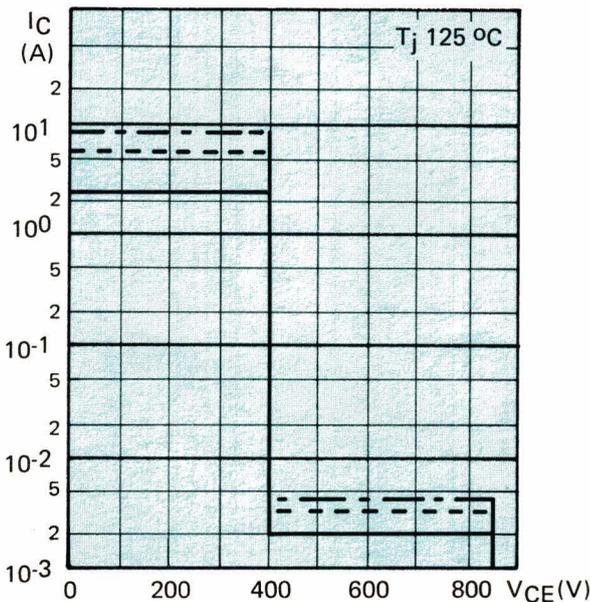
| | | | | | | | | | | |
|-----|-----|----|-----|---|------------------------|------------------------|-----|-----|-------|----------|
| 850 | 400 | 12 | 8,5 | 6 | < 1,6 (6 A / 1,2 A) | < 1,5 (6 A / 1,2 A) | < 1 | < 3 | < 0,8 | 0,2 typ. |
|-----|-----|----|-----|---|------------------------|------------------------|-----|-----|-------|----------|

BUX 48 $P_{tot} = 125 \text{ W}$ $T_{case} = 25 \text{ °C}$ $R_{th(j,c)} \leq 1,2 \text{ °C/W}$

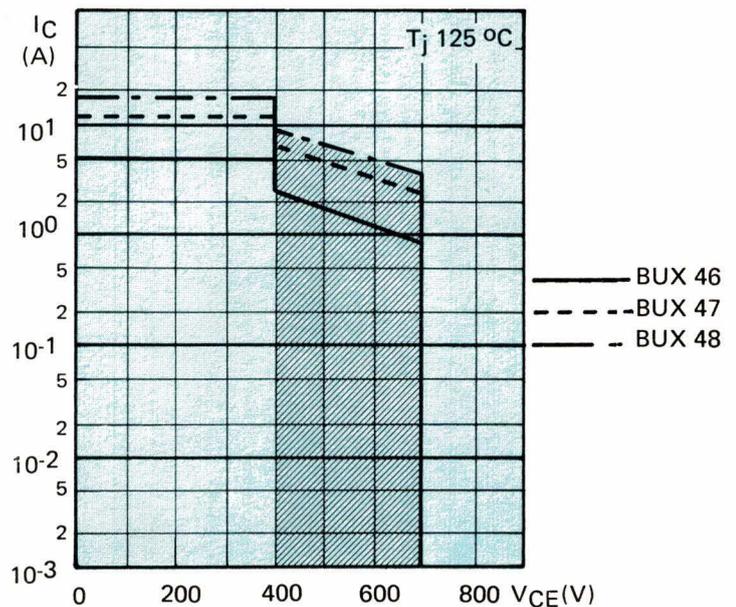
| | | | | | | | | | | |
|-----|-----|----|----|---|----------------------|------------------------|-----|-----|-------|----------|
| 850 | 400 | 16 | 12 | 9 | < 2 (9 A / 1,8 A) | < 1,5 (9 A / 1,8 A) | < 1 | < 3 | < 0,8 | 0,2 typ. |
|-----|-----|----|----|---|----------------------|------------------------|-----|-----|-------|----------|

* $L = 25 \text{ mH}$ $I_C = 0,2 \text{ A}$

SAFE OPERATING AREA-OFF STATE SWITCHING.
Aire de sécurité à la commutation à l'ouverture.



SAFE OPERATING AREA-ON STATE SWITCHING.
Aire de sécurité à la commutation à la fermeture.





| | Transistor pour puissance 400 W | AVANTAGES du système | INCONVÉNIENTS du système |
|---|--|--|--|
| <p>$V_A : 250 \text{ V} \dots\dots\dots 350 \text{ V}$ continu</p> | <p>BUX 48 (Le principe est déconseillé pour cette puissance)</p> | <ul style="list-style-type: none"> . plusieurs sorties stabilisées en tension avec un seul régulateur. . régulation simple . peu d'éléments | <ul style="list-style-type: none"> . grande inductance de fuite du transformateur . transformateur volumineux . mauvais facteur de forme du courant . courant efficace élevé dans le condensateur de filtrage . mauvaise utilisation du transistor. |
| | <p>BUX 47</p> | <ul style="list-style-type: none"> . très bonne utilisation du transistor . bon filtrage | |
| | <p>2 X BUX 47</p> | <ul style="list-style-type: none"> . bonne utilisation du transistor . très bon filtrage | <ul style="list-style-type: none"> . problèmes de symétrie . problèmes de conduction simultanée . nécessité de deux circuits driver . nécessité d'un transformateur driver |
| | <p>2 X BUX 46</p> | <ul style="list-style-type: none"> . très bonne utilisation des transistors . très bon filtrage | <ul style="list-style-type: none"> . problèmes de symétrie . problèmes de conduction simultanée (mais simple à résoudre) . nécessité d'avoir deux circuits driver |
| | <p>4 x BUX 46</p> | <ul style="list-style-type: none"> . bonne utilisation du transistor . très bon filtrage | <ul style="list-style-type: none"> . problèmes de symétrie . problème de conduction simultanée . 4 circuits driver . 2 transformateurs driver nécessaires |

*P_S : puissance de sortie

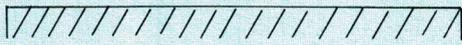
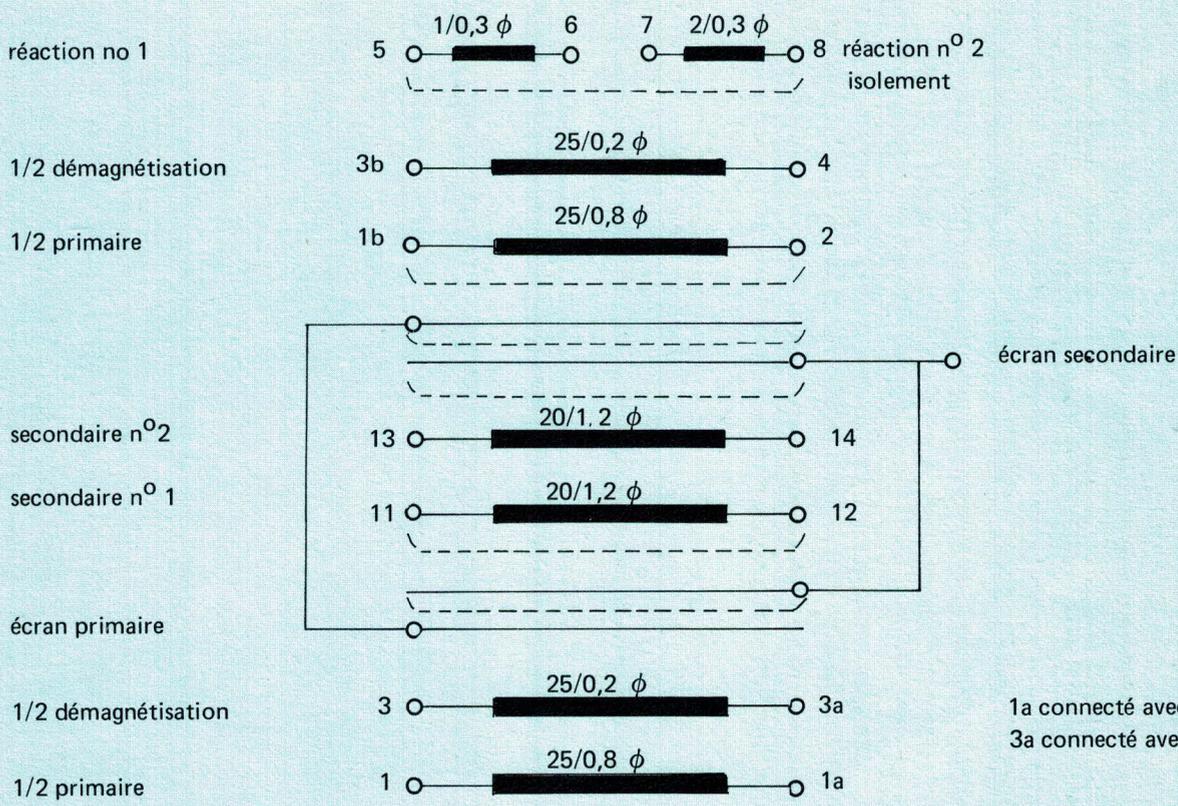
FIGURE 11

Principaux convertisseurs à transistors



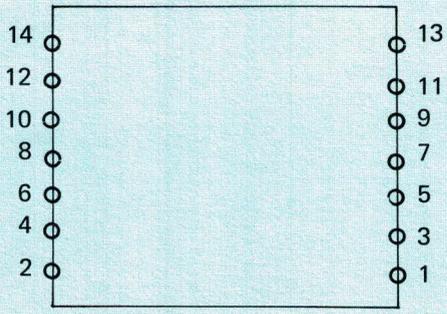
TRANSFORMATEUR 400 W – 30 KHz

(2 x 40 V – 5 A)



Carcasse / ferrite
 EE 55 – B 50 (LCC)

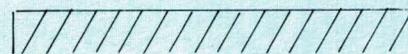
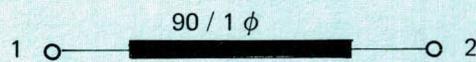
entrefer : 2 x 0,15 mm



brochage du transformateur

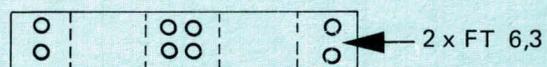
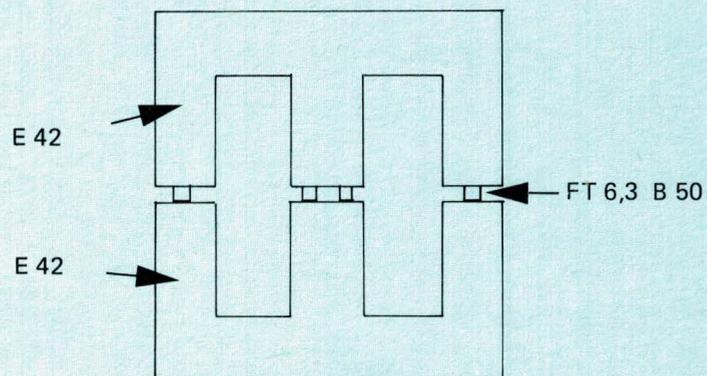


Inductance non linéaire de filtrage
(40 V – 5 A)



carcasse ferrite EE 42 – B 50 (LCC)

entrefer : 8 x tore ferrite FT 6,3 – B 50
(4 dans l'entrefer de la jambe centrale et
2 dans chaque entrefer des jambes extérieures)



N.B L'inductance mesurée à 5 A est d'environ 0,8 mH
cette même inductance mesurée à 150 mA est de l'ordre de 4 mH



HACHEUR A TRANSISTOR DE 2 KW DIRECTEMENT ALIMENTÉ PAR LE SECTEUR 220 V

J. Le Ponner

Les améliorations apportées aux transistors de puissance permettent de les utiliser dans de nouvelles applications. C'est ainsi qu'il est maintenant possible de réaliser des alimentations à courant continu, variable, de forte puissance et alimentées directement par le secteur 220 V, comprenant peu d'éléments donc économiques et offrant une bonne fiabilité. Il est en outre possible, avec un circuit de commande simple, de les protéger contre les surcharges en courant et contre les court-circuits éventuels côté charge. Cet article décrit un hacheur à un seul transistor alimenté par le réseau 220 V, délivrant une puissance de 2 KW (réglable de 0 à 100 %) et protégé contre les surcharges et les court-circuits.

1 – RAPPEL THEORIQUE SUR LES HACHEURS

Le hacheur utilisé, encore appelé convertisseur direct à conduction continue, joue le rôle d'un transformateur à courant continu et à rapport de transformation variable. Son schéma de principe et les formes d'ondes des courants transistor, diode et charge sont données figure 1.

Nous nous bornerons à donner les formules fondamentales nécessaires à la détermination des éléments du hacheur [1] Pour plus d'informations, le lecteur se reportera à la bibliographie [2] [3] [4]

Le rapport de transformation V_S/V_A d'un tel hacheur est donné par l'équation :

$$V_S/V_A = \tau / T$$

V_S : tension moyenne secondaire
 V_A : tension d'alimentation
 T : période de hachage
 τ : temps de conduction du transistor

Si la constante de temps L/R du circuit est grande devant la période T , on démontre que l'ondulation résiduelle maximale $\Delta I/I$ du courant est :

$$\frac{\Delta I}{I} \max < \frac{TR}{L}$$

R : résistance de la charge
 L : inductance de lissage
 T : période

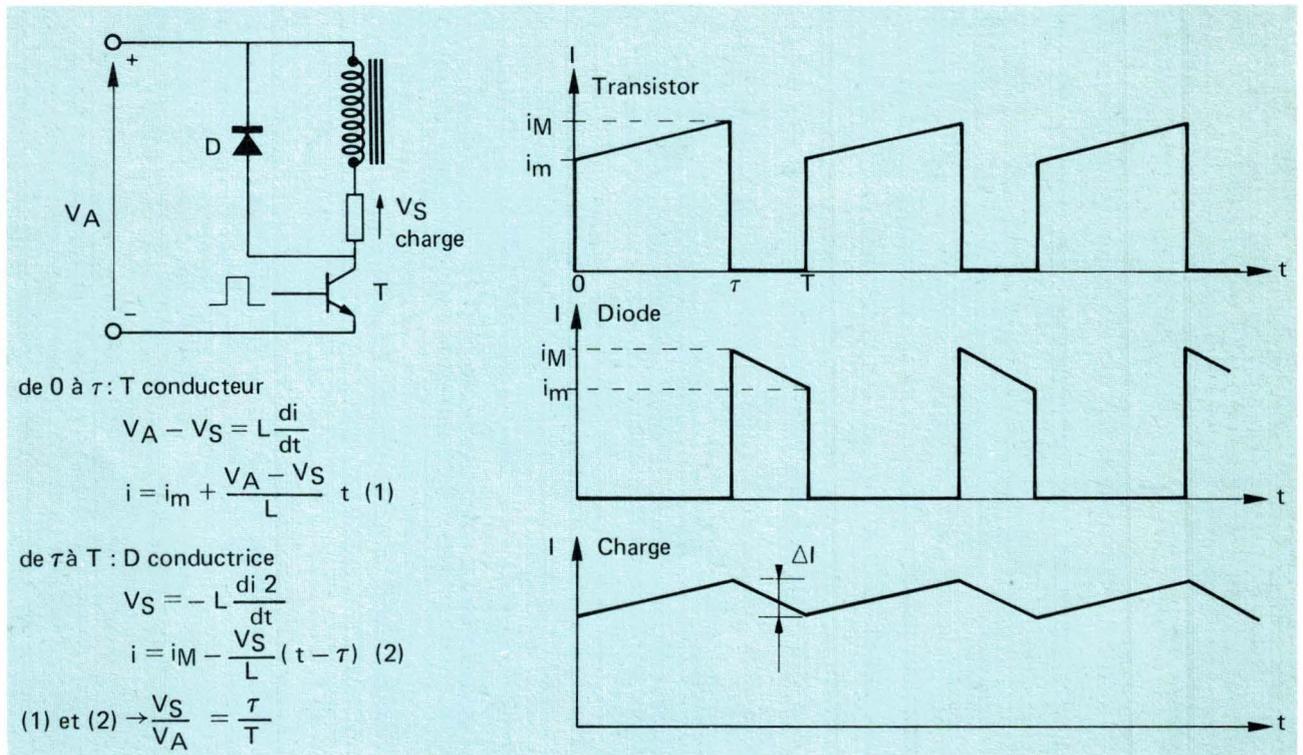


FIGURE 1

Schéma de principe du convertisseur à un transistor et formes d'ondes courants

2 – DESCRIPTION DU HACHEUR

Le hacheur réalisé est alimenté par le réseau 220 V - 50 Hz redressé et filtré. La capacité de filtrage est telle que sa tension ne descend pas en dessous de 200 V dans le cas le plus défavorable (charge nominale, tension secteur minimale : 220 V - 10 %). La puissance est de 2 KW sous une tension moyenne de sortie de 200 V.

2 – 1 – Choix du transistor de puissance

Il est fixé par les contraintes en tension et en courant qu'il subit :

. **Contrainte en tension** – La tension V_{CEO} du transistor doit être telle que :

$$V_{CEO(sus)} > \text{valeur maximale de la tension d'alimentation}$$

Pour un réseau 220 V, la tension maximale atteint $220 \text{ V} \times \sqrt{2} \approx 310 \text{ V}$. Compte tenu des variations normales de la tension secteur ($\pm 10\%$) et en prenant une marge de sécurité, on devra s'imposer :

$$V_{CEO(sus)} \geq 400 \text{ V}$$

. **Contrainte en courant** – Pour fournir une puissance de 2 KW sous 220 V, il faut un courant moyen de 10 A. En s'imposant un rapport cyclique de fonctionnement du transistor τ/T de 85 %, ce dernier devra donc être défini pour un courant collecteur de saturation $I_{C(sat)} = 12 \text{ A}$.



Ces contraintes conduisent au choix du transistor BUX 24 pour réaliser ce hacheur. Le BUX 24 est défini pour :

$$V_{CE(sus)} \geq 400 \text{ V}$$

$$V_{CE(sat)} < 1 \text{ V à } I_{C(sat)} = 12 \text{ A et } I_B = 2,4 \text{ A}$$

Choix de la fréquence : ce hacheur a été étudié pour une application nécessitant un fonctionnement parfaitement silencieux, d'où une fréquence de travail de 25 KHz.

2- 2 – Constitution du hacheur

Le circuit de puissance se compose (figure 2) :

- du transistor de puissance BUX 24
- des réseaux de protection qui lui sont associés
- de l'inductance de lissage L
- de la charge

Le circuit de commande comprend (figure 2)

- . un circuit de contrôle avec comme grandeurs d'entrées :
 - . le courant collecteur du transistor
 - . la tension secteur
 - . une valeur de consigne manuellement réglable assurant le réglage de puissance
- . un circuit de commande de base du hacheur piloté par le circuit de contrôle assurant une commutation optimale du transistor de puissance
- . un circuit de limitation en courant et de protection en cas de court-circuit sur la charge.

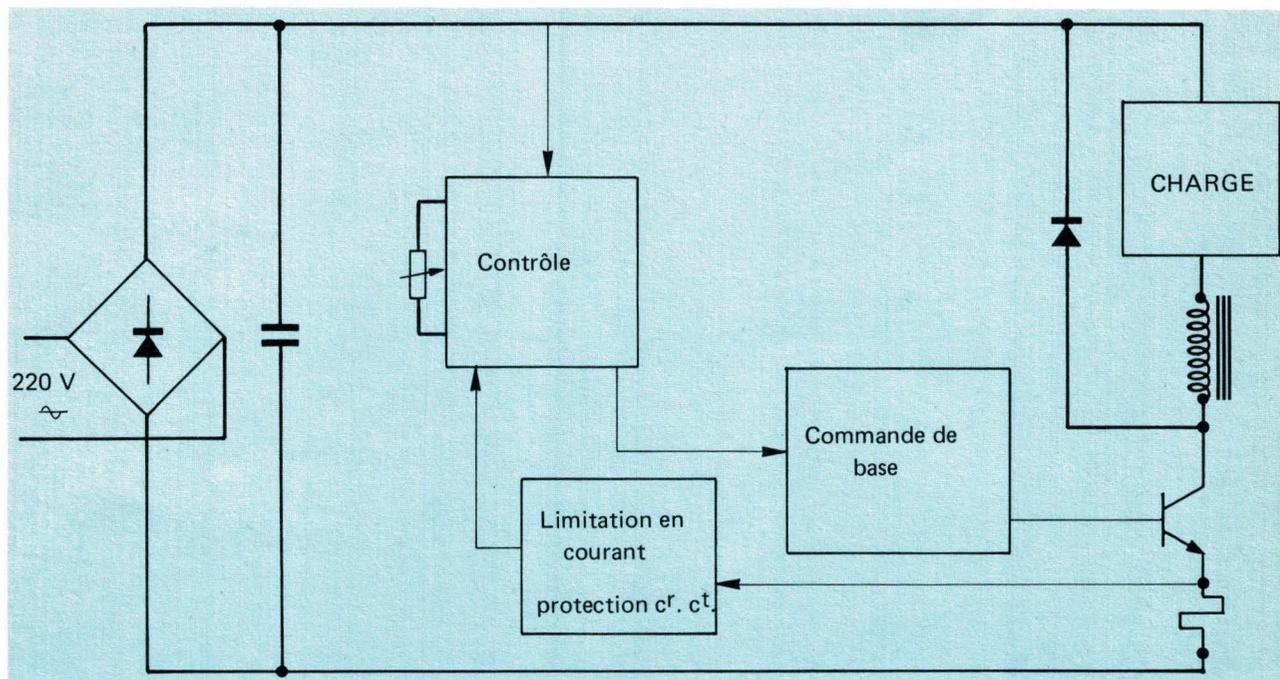


FIGURE 2

Schéma fonctionnel du convertisseur



2 – 3 – Étude du fonctionnement du circuit de contrôle

RÉGIME NORMAL

Le circuit de commande fondamental est celui assurant simultanément les fonctions hacheur et réglage de puissance. Il est constitué par un oscillateur à 25 KHz donnant la fréquence de hachage associé à un comparateur donnant des créneaux à 25 KHz de durée variable en fonction de la valeur de consigne V_D (figure 3).

Cette valeur peut être soit fixe lorsque l'on désire une puissance constante, soit variable lorsque l'on désire une puissance réglable. Elle peut également être asservie à une valeur de sortie (courant, tension, température...)

Le créneau de sortie du comparateur attaque le circuit de commande de base du transistor de puissance.

Le circuit offre l'avantage de permettre une mise en puissance progressive par lente augmentation du temps de conduction τ , du transistor, obtenu avec la constante de temps du circuit R₁-P.C. (figure 3)

Le circuit est calculé de façon à ce que le temps de conduction τ du transistor puisse varier de 0 à 85 % de la période.

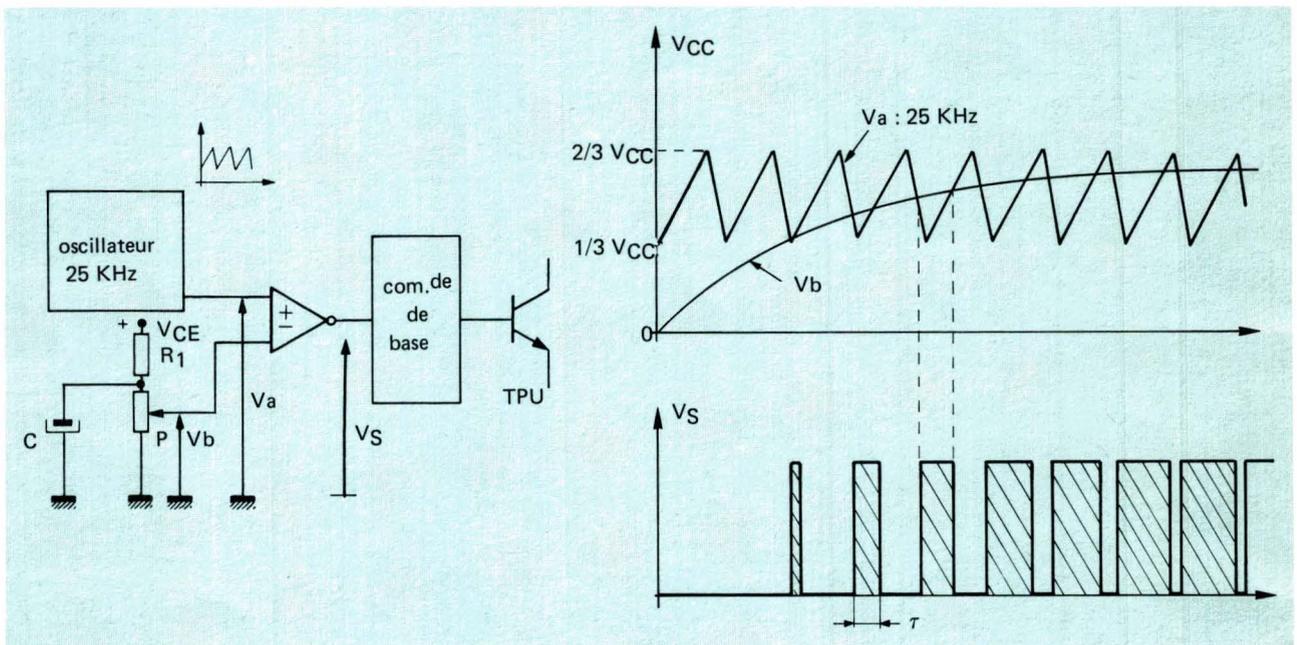


FIGURE 3

Circuit de commande fondamental assurant les fonctions de réglage de puissance
A la mise en puissance, le temps de conduction τ du transistor augmente progressivement



Amélioration du circuit

On diminue l'ondulation du courant dans la charge au maximum de la tension secteur par diminution du temps de conduction τ du transistor (figure 4)

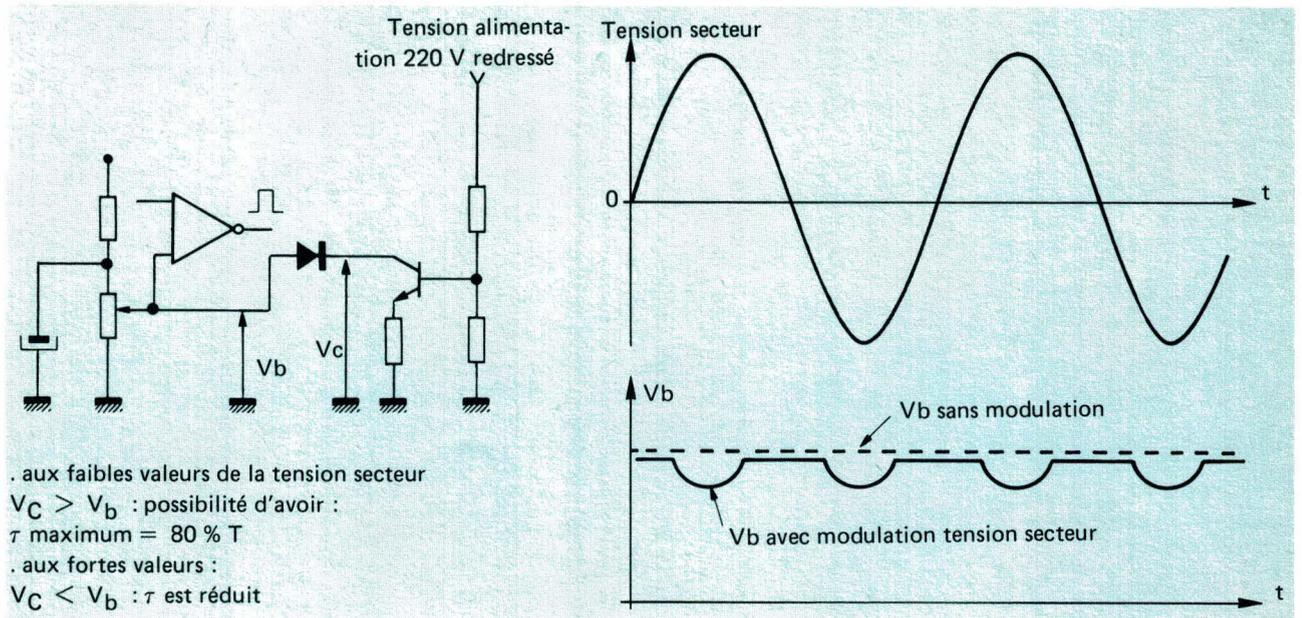


FIGURE 4

Dispositif de limitation des contraintes pour les valeurs crêtes de la tension secteur

RÉGIME DE SURCHARGE COURANT ET DE COURT-CIRCUIT

Lorsque la charge excède la valeur maximale admissible, un dispositif de protection vient diminuer le temps de conduction τ du transistor, donc limiter le courant maximal (figure 5)

L'utilisation de petits thyristors pour la détection des surintensités est simple et efficace : leurs tensions gâchette d'amorçage ont une valeur bien déterminée (0,6 V) et très peu dispersée ($\pm 0,1$ V). Il suffira donc que la tension V_G obtenue avec la résistance de mesure du courant R_S et le circuit R_2C atteigne 0,6 V lorsque le courant crête collecteur atteint la limite I_1 fixée.

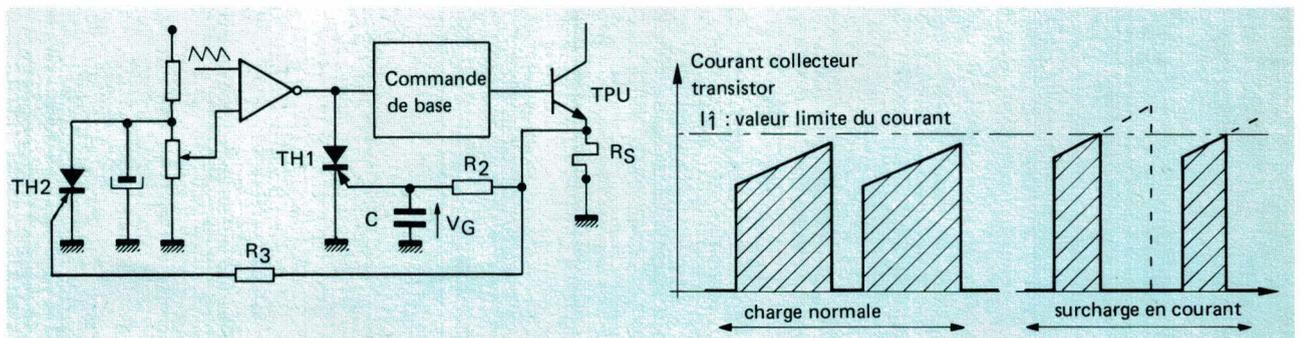


FIGURE 5

Dispositif de limitation du courant collecteur

Lorsque la valeur du courant crête dans la charge atteint la limite fixée I_1 , la tension gâchette cathode V_G du thyristor TH1 atteint la valeur d'amorçage. Le thyristor en s'amorçant réduit le temps de conduction τ du transistor de façon à ce que le courant crête de ce dernier ne dépasse pas I_1



Dans le cas d'un court-circuit franc, le transistor doit couper très rapidement sous peine de destruction. Le temps de réponse du premier circuit de limitation de courant (limite I_1) est tel qu'il permettrait au courant collecteur d'atteindre des valeurs prohibitives dangereuses pour la sécurité du transistor. Aussi, un autre thyristor TH2 fixe une seconde limite en courant I_2 pour laquelle il s'amorce et court-circuite la tension de consigne V_b entraînant ainsi le blocage du transistor (figure 6).

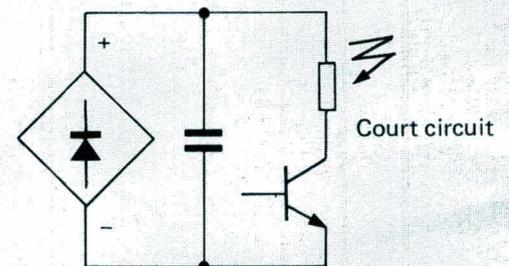
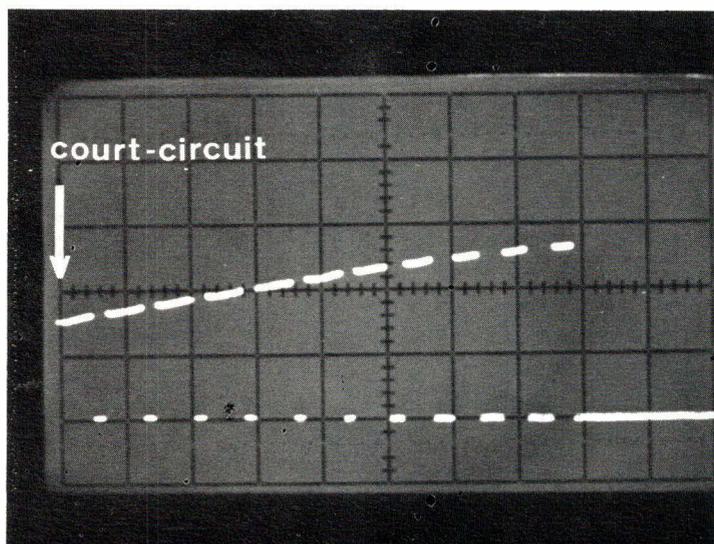
2 – 4 – Circuit de commande de base

Pour s'assurer que le transistor commute dans des conditions correctes il faut :

- **à la fermeture** : un courant base avec une amplitude suffisamment importante (si possible un « overshoot » de deux fois le courant base de saturation $I_{B(sat)}$ pendant 2 à 3 μs), et une vitesse de croissance de ce courant dI_B/dt très grande.

- **pendant la conduction** : pour avoir de faibles pertes à la commutation, un faible temps de stockage t_s et un faible temps de commutation t_F , nous avons utilisé un circuit driver auto-régulé. Il est constitué d'une paire de transistors PNP, NPN, T_1 et T_2 et d'une diode rapide anti-saturation DAS. L'ensemble T_1 , DAS et transistor de puissance constitue une boucle de régulation qui impose au transistor de puissance un courant base juste suffisant pour le maintenir en régime de quasi-saturation. Ceci reste valable quel que soit le courant collecteur et en particulier pour les faibles charges. (Figure 7)

- **à l'ouverture** : la mise en conduction de T_2 fournit le courant inverse de base dont la vitesse de décroissance dI_B/dt est limitée par l'inductance ℓ . Pour obtenir une bonne commutation, cette vitesse doit être telle que les courants collecteur et émetteur s'annulent en même temps.

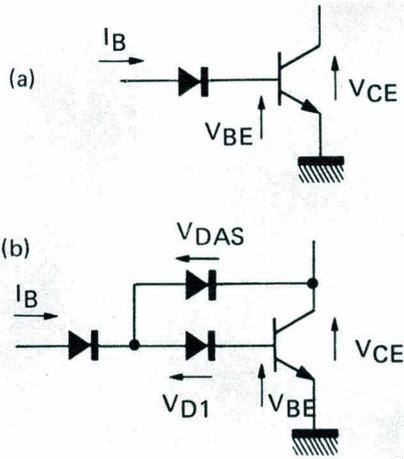


50 $\mu s / C$
5 A / C

FIGURE 6

Courant collecteur du transistor en cas de court circuit

Dans une première phase, le circuit de limitation agit et réduit le temps de conduction τ . Le courant dans la charge augmente quand même. Lorsque sa valeur crête atteint la limite I_2 le thyristor TH2 s'amorce et bloque le transistor. La photo ci-dessus a été prise à faible tension d'alimentation pour mettre en évidence les deux limites I_1 et I_2 . A la tension nominale, la vitesse de montée du courant est telle que la limite I_2 est atteinte en deux ou trois périodes.



Sans diode anti saturation (a) lorsque le courant base est bien supérieur au courant nécessaire pour saturer le transistor, celui-ci est hyper saturé. La tension de la jonction collecteur-base s'inverse et l'on a $V_{CE} \approx 0,2 < V_{BE}$. Le temps de stockage est long, les pertes à l'ouverture importantes.

Avec la diode anti-saturation, on a nécessairement :

$$V_A = V_{BE} + V_{D1} = V_{DAS} + V_{CE}$$

$$V_{D1} \approx V_{D2} \approx 0,6 \text{ V}$$

On a alors $V_{CE} \approx 0,6 \text{ V}$. Ceci implique qu'une partie du courant base I_B soit dérivée par la diode anti-saturation D_2 : le transistor est alors en régime de quasi-saturation.

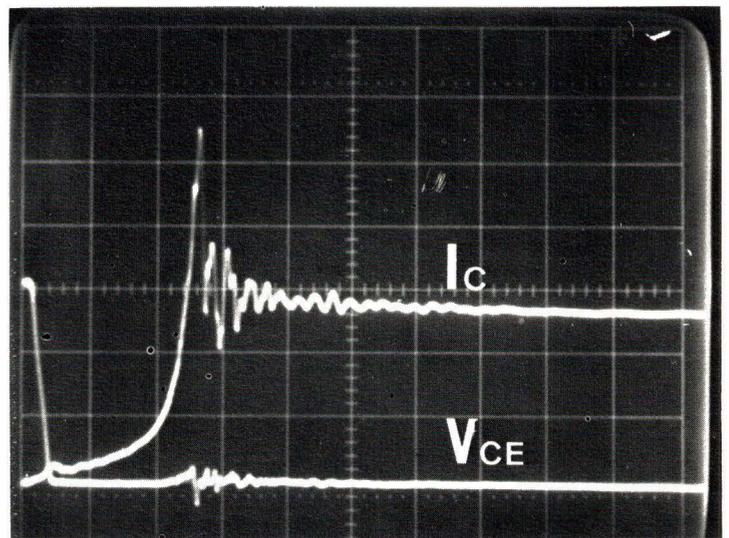
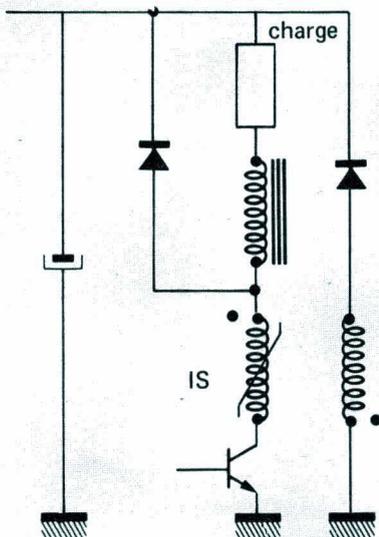
FIGURE 7

Circuit de commande de base : rôle de la diode anti saturation associée au transistor hâcheur

2 – 5 – Réseaux de protection du transistor de puissance

a) **commutation à la fermeture** : sans protection, les pertes à la commutation sont importantes, elles impliquent des contraintes pour le transistor et la nécessité d'un refroidisseur important. Ces pertes sont dues au fort dI_C/dt et au courant de recouvrement de la diode de roue libre qui peut entraîner une désaturation immédiatement après la mise en conduction.

Avec l'inductance saturable en série avec le transistor, la montée du courant est retardée, sa vitesse de montée dI_C/dt est diminuée ; les pertes à la commutation sont considérablement réduites (figure 8) à la fois pour le transistor et la diode de roue libre.



$V_{CE} 100 \text{ V / C}$
 $I_C 4 \text{ A / C}$ $0,2 \mu\text{s / C}$

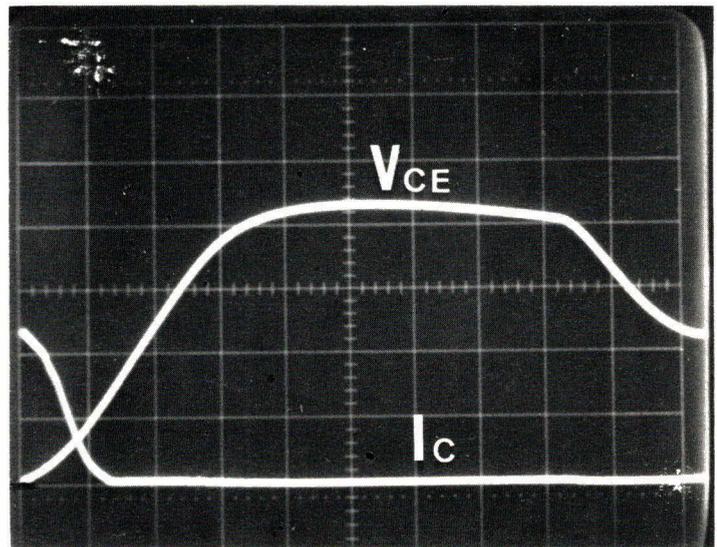
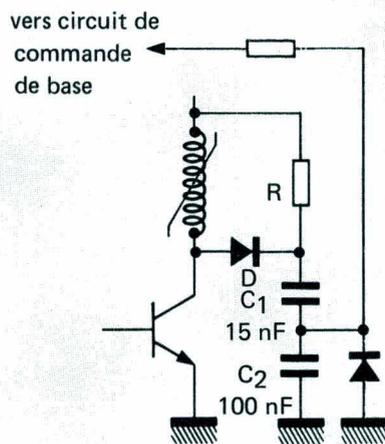
FIGURE 8

Réseau de protection

Tension collecteur-émetteur et courant collecteur à la fermeture du transistor. L'inductance saturable I_S retarde la montée du courant collecteur, Un enroulement secondaire permet de récupérer son énergie magnétisante.



b) **commutation à l'ouverture** : on utilise le réseau classique de protection résistance, diode, capacité. Une partie de l'énergie de commutation dérivée par ce réseau est récupérée par le diviseur capacitif C_1 C_2 (figure 9) et injectée dans le circuit de commande de base afin d'améliorer la commutation à la fermeture du transistor la période suivante (vitesse de montée et amplitude du courant base plus élevées). Il est à noter que la décharge des condensateurs du réseau de protection, à la fermeture du transistor se fait à travers l'inductance saturable et non pas directement dans le transistor.



$V_{CE} : 100 \text{ V / C}$ $I_C : 4 \text{ A / C}$ $0,2 \mu\text{s / C}$

FIGURE 9

Réseau de protection . Tension collecteur émetteur et courant collecteur à l'ouverture du transistor. Une partie de l'énergie de commutation est récupérée avec le diviseur capacitif C_1 C_2 et réinjectée dans le circuit de commande de base. Cette énergie permet d'améliorer la commutation à la fermeture du transistor la période suivante (vitesse de montée dI_B/dt du courant base plus grande et overshoot)

RÉSULTATS

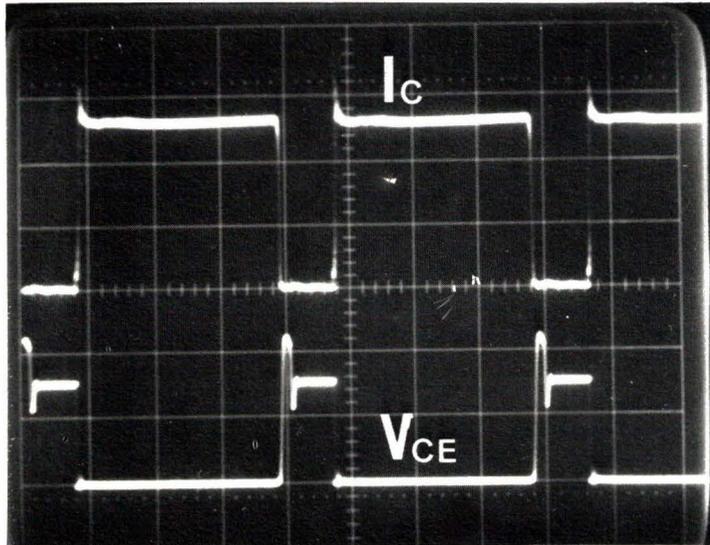
Le rendement obtenu pour ce hacheur est extrêmement intéressant puisqu'il atteint 96 % pour une puissance de sortie de 2 KW.

La figure 10 montre la tension collecteur-émetteur et le courant collecteur du transistor dans le cas d'une charge résistive de 2 KW, voir en annexe le schéma général du hacheur.

L'ensemble des pertes atteint 80 W et se répartit de la façon suivante :

| | |
|--------------------------------------|--------|
| . circuit de commande | 16 W |
| . pont de redressement | 15 W |
| . réseaux de protection | 20 W |
| . résistance de mesure du courant | 7 W |
| . inductance de lissage | ≈ 10 W |
| . diode de roue libre | 8 W |
| . transistor | < 10 W |

Les pertes au niveau du transistor hacheur sont faibles ce qui montre bien l'efficacité des réseaux de protection.



entrée : tension secteur 220 V
Courant absorbé 9,5 A eff

sortie : tension 202 V
courant moyen 9,9 A
rendement 96 %

V_{CE} 200 V / C $10 \mu s / C$
 I_C 4 A / C

FIGURE 10

Tension collecteur émetteur et courant collecteur du transistor hacheur pour une charge résistive de 2 KW. Le rendement est alors de 96 %

3 – APPLICATIONS

Les différentes applications de ce hacheur découlent de ses principales caractéristiques que nous rappelons brièvement :

- c'est un transformateur à courant continu qui permet de faire varier la tension de sortie de 0 à 200 V. Suivant la nature de la régulation désirée, il peut fonctionner en régulation de tension ou de courant.
- en cas de défaut (surcharge ou court-circuit), le courant est limité à une valeur légèrement supérieure au courant normal. Il est facile d'adjoindre à l'équipement un système de disjonction avec remise en fonctionnement progressive.
- de part sa fréquence de fonctionnement élevée, l'équipement est silencieux.
- les harmoniques réinjectées sur le réseau sont de rang élevé donc faciles à filtrer.
- le rendement global est excellent.

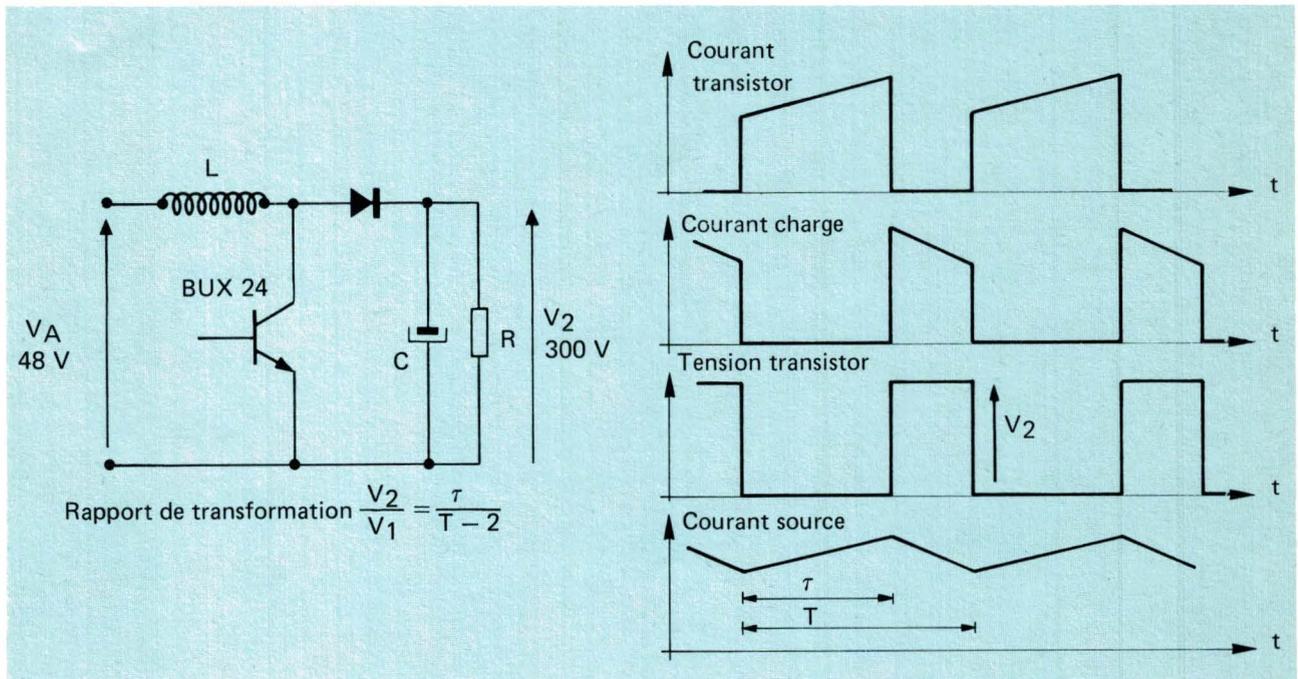


FIGURE 11

Exemple d'application : convertisseur à accumulateur élévateur

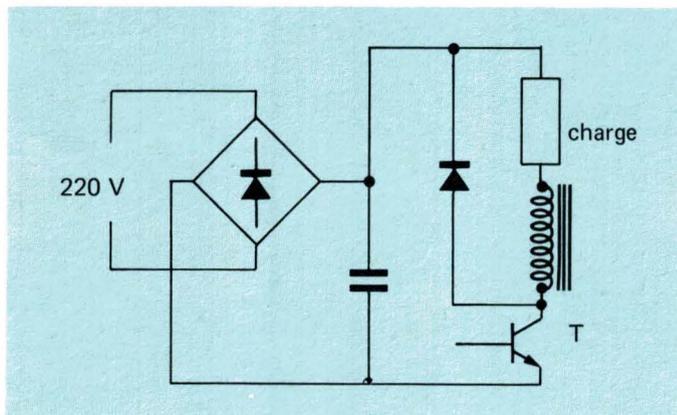
Un transistor BUX 24 permet à partir d'une tension d'alimentation de 48 V de délivrer 2 A sous 300 V.

EXEMPLES

Ce hacheur peut être directement utilisé comme :

- variateur de vitesse pour moteur à courant continu avec comme avantage essentiel un faible taux d'ondulation du courant moteur entraînant une amélioration de la commutation et une diminution des pertes supplémentaires. Il devient inutile de déclasser un moteur dans ce cas d'utilisation. La bande passante de la régulation n'est plus limitée par la fréquence du réseau.
- régulateur de courant pour appareil de physique : Le fonctionnement silencieux à haute fréquence permet de réaliser un générateur de courant à réponse rapide et à faible bruit électrique.
- régulateur de tension pour lampe 2 KW : les lampes halogènes sont très sensibles aux variations de tension. L'emploi d'un hacheur fonctionnant en régulateur de tension permet de les alimenter sous leur tension nominale malgré les variations de la tension secteur avec un bon rendement. Un tel système permet d'augmenter considérablement la durée de vie des lampes par limitation du courant au démarrage (le démarrage à froid sur une source de tension classique entraîne un appel de courant pouvant atteindre 15 fois le courant nominal).

L'élément interrupteur de ce hacheur peut être également utilisé dans le convertisseur élévateur de la figure 11. Il est également possible d'obtenir une extension en puissance en changeant uniquement les composants de puissance et en particulier le transistor hacheur (figure 12).



| Transistor | BUX 44 | BUX 14 | BUX 24 | BUX 38 |
|--|--------|--------|--------|--------|
| $V_{CE} \text{ (sat)}$ défini à $I_C \text{ (sat)}$ | 2 V | 1,5 V | 1 V | 1,5 V |
| I_B | 0,8 A | 1,2 A | 2,4 A | 6 A |
| Puissance de sortie | 600 W | 1 Kw | 2 Kw | 5 Kw |

FIGURE 12
Puissances de sorties possibles pour différents transistors

CONCLUSION

Les récents progrès réalisés aussi bien dans la technologie que dans les méthodes de commande et de protection des transistors de puissance permettent d'étendre leurs champs d'applications.

Les quelques exemples donnés montrent que les transistors de puissance haute tension peuvent être utilisés comme commutateurs à fréquence élevée avec un très bon rendement et une excellente fiabilité dus à la conception auto-protégeante du circuit. Ceci constitue un réel progrès en électronique de puissance.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Les transistors de puissance en régime de commutation. JM Peter - JC Baudier - J Redoutey B Maurice - K Rischmueller – Octobre 1975 - Séminaire PARIS
- [2] Les convertisseurs à transistors – JM Peter - Note Sescossem septembre 1975 RT 365 - disponible au centre d'Aix en Provence
- [3] Théorie des convertisseurs - J Redoutey - Note Sescossem
- [4] Convertisseur 400 W – K Rischmueller
- [5] La commande de base des transistors haute tension - K Rischmueller Note Sescossem disponible au centre d'Aix en Provence

