

Transistors MOS FET de puissance : avantages et applications spécifiques

par J. LEHMANN et Ph. BIDEAU (*)

Le domaine des transistors de puissance est actuellement très dynamique et très innovatif.

Loin de clore le débat MOS-bipolaire, le présent article fait le point sur les conceptions de Hewlett Packard en la matière et expose les principaux paramètres liés à la récente famille des HPWR 6500.

Description technique

Le P-MOS de *Hewlett Packard* (power mos fet) est un transistor de puissance, à effet de champ, technologie métal oxyde semi-conducteur et structure verticale (D-MOS), qui peut commuter de forts courants (6 A continu, 12 A crête) et de fortes tensions (450 V) à des vitesses très élevées.

Par opposition aux transistors bipolaires, les transistors à effet de champ sont commandés en tension : le courant de drain est proportionnel à la tension entre la grille et la source, V_{gs} , tant que la grille est à un potentiel suffisant par rapport à la source.

C'est en réduisant V_{gs} à zéro que l'on bloque le transistor. Au contraire, les bipolaires sont commandés par la quantité de courant injecté dans la base. Un courant permanent entre émetteur et base est nécessaire pour que le transistor soit passant.

Le seul courant requis par les FETS est celui qui sert à charger et décharger la capacité d'entrée. Aussi, un simple signal en tension, de très

faible puissance, sur la grille est suffisant pour commander la commutation. Cela est vrai même si la capacité d'entrée est assez importante, car jamais un courant de plus de 0,5 A pendant 30 ns n'est nécessaire, alors que les bipolaires consomment en permanence.

Vitesse de commutation élevée

Un avantage déterminant des MOS FETS est leur vitesse de commutation, environ 10 fois supérieure à

celle des bipolaires. Cela permet évidemment des fréquences d'utilisation de 200 kHz, mais il est à noter que, pour la plupart des applications classiques, 20 à 50 kHz sont suffisants, car transformateur et capacités fonctionnant en puissance à 200 kHz ne sont pas encore disponibles sur le marché. Le fait de commuter beaucoup plus rapidement (fig.1) est fondamental lorsqu'on sait que le FET ne consomme de l'énergie que pendant cette commu-

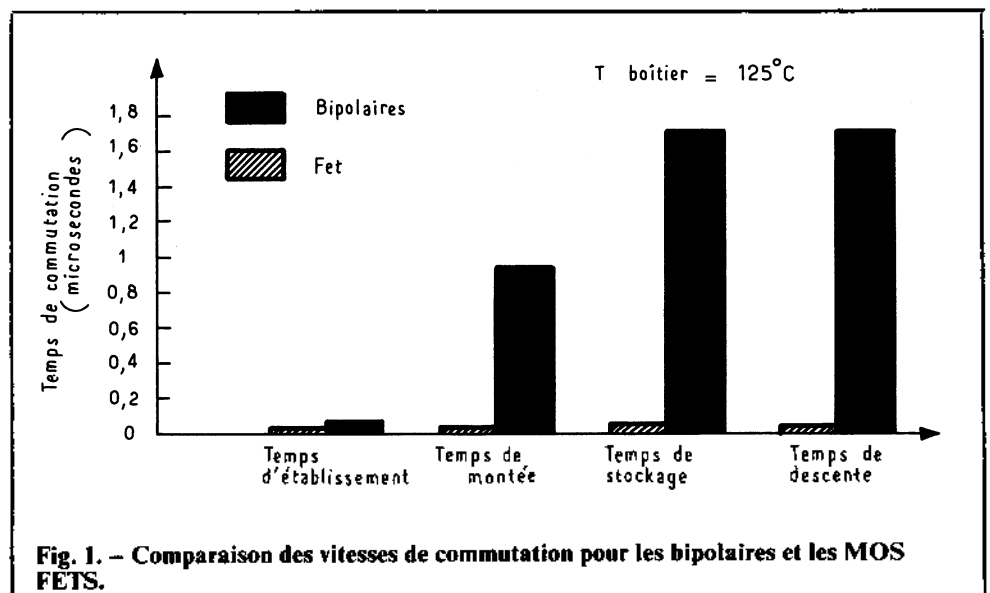


Fig. 1. - Comparaison des vitesses de commutation pour les bipolaires et les MOS FETS.

(*) Société Hewlett-Packard.

tation. Le gain en marge de sécurité dû à l'absence de phénomène de second claquage est très appréciable également.

La différence par rapport aux bipolaires tient à l'absence de porteurs minoritaires dans le transistor à effet de champ. Lors d'une commutation dans un bipolaire, un retard apparaît pour établir ou couper le courant à travers la jonction PN. Celui-ci augmente avec la température de fonctionnement (fig. 2, 3, 4, 5). Le courant dans le collecteur n'apparaît pas avant t_2-t_3 lorsque les premiers porteurs injectés atteignent la jonction base-collecteur. Un phénomène similaire apparaît dans l'autre sens.

Pour les FETS, les temps de commutation sont fonction des charges et des décharges de la capacité grille. Il n'y a pas de charges à injecter. Dans une certaine mesure, plus le circuit de commande charge la capacité d'entrée, plus la commutation est rapide. Les circuits de commande sont ainsi très simplifiés, d'autant plus que la température n'a aucune influence sur le temps de commutation.

Faible puissance de commande

Pour un bipolaire, cette puissance est fonction de la tension, du courant, et du temps nécessaire à la commutation. Pour commuter 5 A de courant de collecteur, 1 A est nécessaire pendant tout le temps où le transistor est passant (typiquement 50 % du temps).

Puissance pour commuter = courant base \times tension commande \times 0,5 = 2,5 W.

Pour un FET, cette puissance est calculée différemment. On multiplie l'énergie qui doit être accumulée dans la capacité d'entrée pour faire commuter le transistor, par la fréquence à laquelle cette énergie est apportée à la capacité et retirée.

$$\text{Puissance} = \frac{\text{énergie}}{\text{temps}}$$

$$= \text{énergie} \times \text{fréquence} = \frac{1}{2} CV^2f.$$

Pour un FET avec 1 000 pf de capacité d'entrée et fonctionnant à 200 kHz, demandant 20 V de tension de commande :

$$P = \frac{1}{2} (1\,000 \times 10^{-12}) \times 20^2 \times (200 \times 10^3) = 0,04 \text{ W} = 40 \text{ mW}.$$

Le gain est significatif et ainsi les circuits de commande peuvent être plus petits, plus légers, utiliser moins de composants (ce qui dimi-

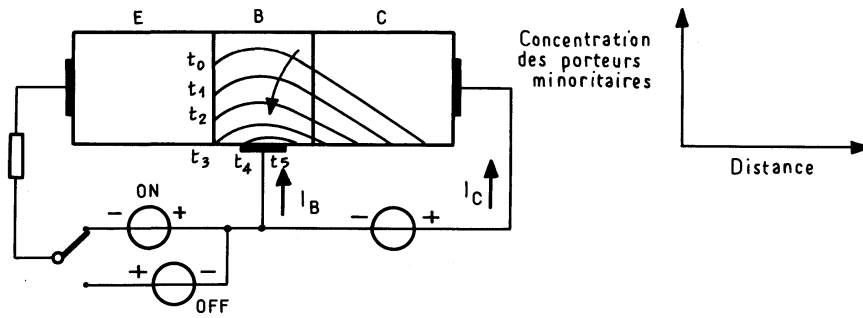


Fig. 2.

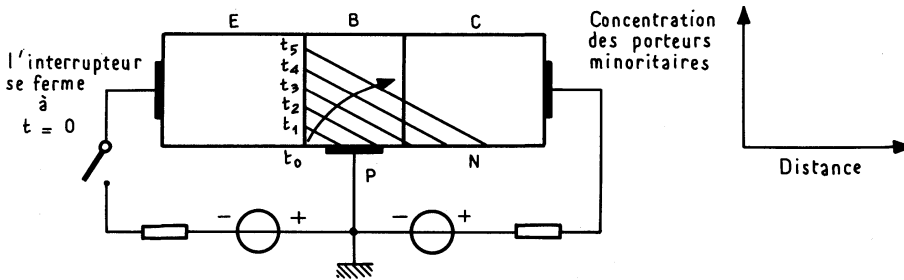


Fig. 3.

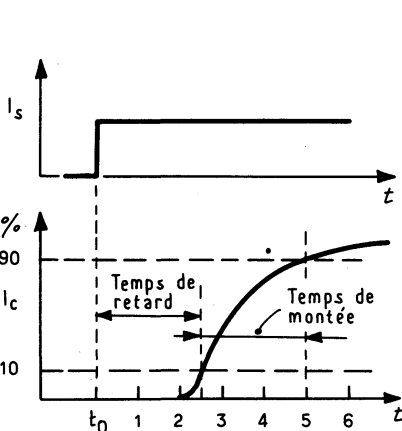


Fig. 4.

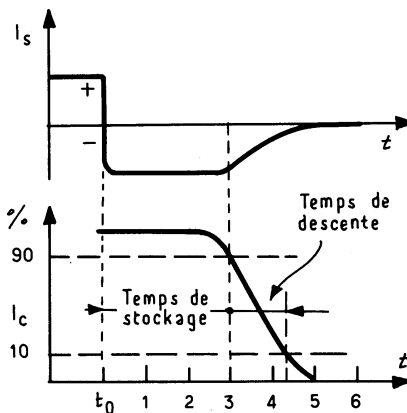


Fig. 5. — Evolution des courants base et collecteur durant la commutation pour un transistor de type bipolaire.

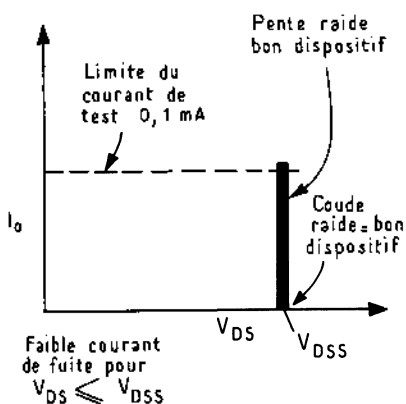


Fig. 6. — Caractéristique $I_d = f(V_{ds})$.

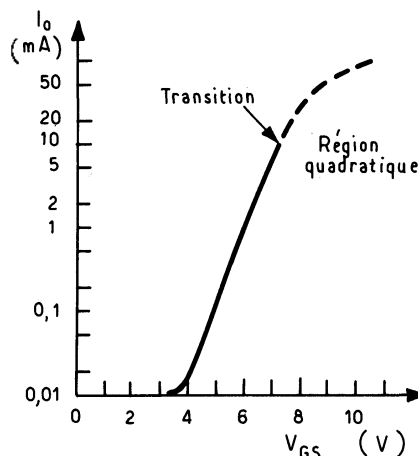


Fig. 7.

nue l'écart de prix avec les bipolaires lorsqu'on prend en compte le système dans son ensemble) et dégager moins de chaleur perdue.

Tension V_{ds}

Lorsque la grille n'est pas polarisée, le FET est équivalent à une diode polarisée en inverse.

Si l'on impose plusieurs milliam-pères en inverse pendant plus de quelques millisecondes, la jonction peut être endommagée. Le courant de fuite peut augmenter et l'inter-rupteur résultant est moins bon.

V_{dss} est la tension drain-source lorsque grille et source sont court-circuitées. On mesure V_{dss} à courant de drain $I_d = 0,1$ mA.

On mesure V_{dss} au coude de la courbe courant-tension (fig. 6). Un V_{dss} élevé et un coude pointu caractérisent un bon composant.

Résistance passante $R(on)$

Plus elle est faible, meilleur est le transistor. Cette caractéristique, au point de vue fonction, est similaire à la tension collecteur-émetteur (saturation) d'un transistor bipolaire, lorsque le transistor est complètement passant.

Pour les FETS, à l'état passant, la résistance drain-source tombe à quelques dixièmes d'ohm. Cette résistance est pratiquement indépendante du courant de drain, sur une large plage.

Tension grille source : (seuil) V_t

Un seuil de tension doit être atteint avant que le transistor commute (fig. 7, 8). Sur papier semilog, on distingue deux régions : la première où I_d est une fonction exponentielle de V_{gs} , la seconde où I_d est proportionnelle à la racine carrée de V_{gs} pour les plus forts courants. La tension où l'on passe d'une région à l'autre, V_t coïncide avec la région où le courant passe subitement. Pour le P.MOS, ce seuil est compris entre 3 et 7 V. Pour V_{gs} inférieur à 3 V, I_d est garantie inférieure à 1 mA.

La plupart des MOS FETS offrent plutôt une tension de seuil comprise entre 1 et 3 V. Mais si de faibles V_t permettent théoriquement de commander directement par microprocesseur, pour profiter du faible temps de commutation, un circuit de commande et parfois un transformateur de commande sont nécessaires pour isoler et amplifier la commande de grille.

Un V_t plus élevé augmente l'immunité aux bruits, phénomène courant dans les commutations de fortes tensions et forts courants (ex : alimentations à découpage). Cela rend

la conception des circuits plus souple, la marge de sécurité étant plus grande.

Aire de sécurité de fonctionnement (SOA)

La résistance thermique (en continu ou non) est immédiatement reliée aux performances en puissance. L'aire de sécurité SOA représente la tension et le courant possibles à une fréquence de fonctionnement donnée. (fig. 9). Au-dessus de V_{dss} , la grille ne peut plus commander. Le courant drain et le transistor risquent donc d'être endommagés. Au-dessus de I_{dmax} , continu ou non, les connexions internes fondent et détruisent le transistor. On utilise cette aire pour déterminer si le transistor va supporter des pointes de tension-courant à l'état passant. Où les transistors sont-ils soumis à de telles pointes ?

Dans les alimentations à découpage, par exemple, un transistor peut avoir à fournir l'énergie pour charger une capacité de sortie d'un filtre lors de la mise sous tension. Ainsi, pendant quelques centaines de millisecondes, les conditions de fonctionnement peuvent être très différentes de celles en régime établi.

Pas de second claquage

Pour un transistor bipolaire, lorsque la jonction chauffe, un courant de base fixé va échauffer le transistor au fur et à mesure que lui-même s'échauffe, I_b va donc croître et plus de puissance sera dissipée et donc plus de chaleur, etc. Cette contre-réaction positive est très sensible à la tension.

Dans certaines régions de la SOA (fig. 10), l'emballement du courant est tel que le transistor ne peut plus se bloquer et se détruit. Ce second claquage est le niveau de courant $I_{s/b}$, pour lequel la courbe chute pour une tension et une largeur d'impulsion données. Dans cette région, la puissance dissipable est inférieure à celle donnée théoriquement par les modèles de thermique.

Fonctionnement en parallèle

L'augmentation de l'aire de sécurité est un avantage indéniable. Aussi il faudra comparer des FETS 450 V, 6 A à des bipolaires 500 V, 30 A pour la plupart des applications. Un autre argument peut être avancé en faveur de la stabilisation automatique lors du fonctionnement en parallèle.

$R_{ds(on)}$ est fonction de la température. Deux transistors en parallèle n'auront pas forcément exactement la même R_{ds} . Celui qui aura la plus faible résistance conduira plus de

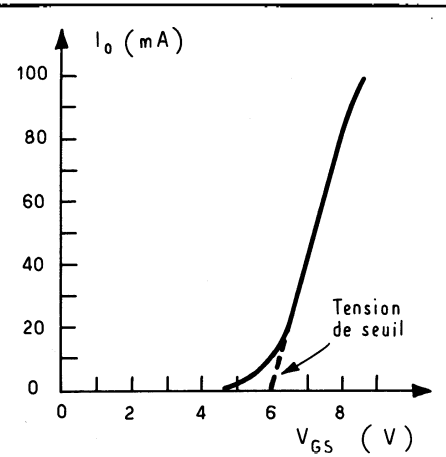


Fig. 8.

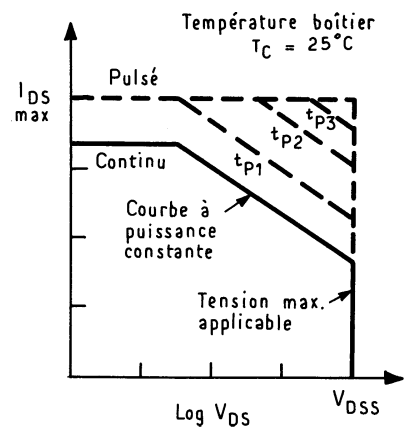


Fig. 9. - Aire de sécurité de fonctionnement pour un transistor MOS

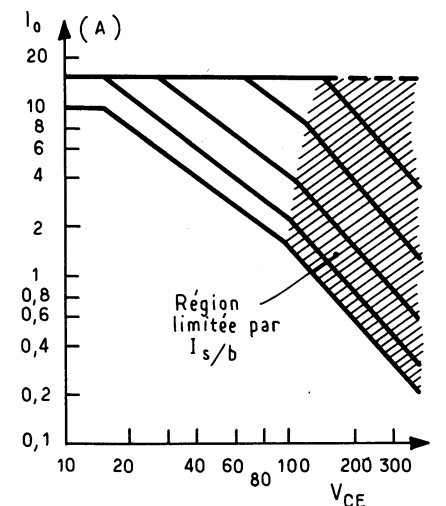


Fig. 10. - Aire de sécurité de fonctionnement pour un transistor bipolaire.

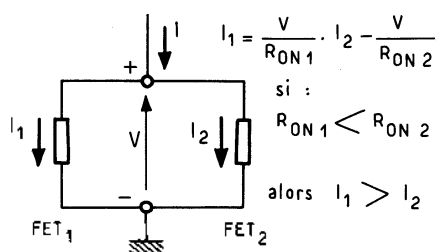


Fig. 11. - Partage des courants lors de la mise en parallèle des FETS.

courant. (Fig. 11.) Il dissipera donc plus d'énergie (RI^2) et chauffera plus. Au fur et à mesure qu'il s'échauffe sa résistance va croître plus vite que celle de l'autre transistor et un équilibre va finir par s'instaurer.

Applications

Il est important de qualifier les applications possibles pour un transistor donné. La famille HPWR-6500 comporte quatre transistors offrant des tensions V_{ds} de 400 à 450 V et des résistances de 0,75 à 1 Ω , correspondant à un tri des puces dont les caractéristiques diffèrent évidemment en production.

Alimentations à découpage

C'est l'application principale de la présente famille. La vitesse de commutation élevée permet de fonctionner à fréquence élevée et même à 20 kHz, le gain en sécurité et en consommation est sensible. Le poids et la taille des alimentations sont ainsi diminués dans des proportions importantes. Cependant, étant donnée une tension secteur de

220-240 V, seules des configurations à 2 ou 4 transistors sont envisageables. De plus, même s'il est possible de concevoir une alimentation de 50 W avec la présente famille, le coût en serait prohibitif. C'est donc la gamme 250 → 1000 W qui en l'occurrence sera plus particulièrement visée.

Commandes de moteurs, balayages, tubes cathodiques, générateurs ultrasons sonars, générateurs d'impulsion, amplificateur de puissance.

La commutation rapide et l'absence de second claquage sont déterminants. Le résultat est un rendement accru, une consommation diminuée, un encombrement réduit et une plus grande fiabilité.

Conclusion : la solution MOS FET est-elle vraiment plus chère ?

Le coût actuel d'un P.MOS est, effectivement, plus élevé qu'un bipolaire comparable. Avant tout, il ne faut pas oublier que les bipolaires

ayant des performances comparables en temps de commutation et en faibles pertes sont aussi relativement chers. Etant donnée l'augmentation de l'aire de sécurité de fonctionnement (SOA) il faut donc comparer des bipolaires 500 V, 30 A aux FETS 450 V, 6 A.

De plus, il faut considérer le système dans son ensemble et pas seulement le composant. Le FET permet en effet d'économiser résistance et diodes dont le coût n'est pas négligeable.

- Pour éviter l'emballement thermique, les bipolaires nécessitent au moins deux résistances de contre-réaction. Les FETS, eux, s'équilibrent automatiquement.

- Une SOA plus faible entraîne l'emploi de deux diodes de protection. Le FET a une diode « parasite » entre substrat et drain, qui ici est utile.

Si l'on additionne tout cela, au prix d'un bipolaire classique on obtient un prix de 50 à 60 F pour une alimentation de 500 W. En quantité raisonnable, le P.MOS a un prix très comparable.

J.L. et Ph.B.