

LE « L2 FET », A NIVEAU

Le transistor de puissance MOSFET à niveau logique ou « L2FET » saturé par un signal de grille de 5 volts, est compatible avec les alimentations de tension utilisées en logique. Résistance passante, tenues en courant et tension de drain restent identiques à celles de leurs prédécesseurs.

On serait tenté de croire que, réduisant l'épaisseur de l'oxyde d'isolation de moitié, doublant ainsi les capacités parasites de grille, on aurait ralenti d'autant les vitesses de commutation.

Il n'en est rien : mesures et équations montrent un avantage de deux contre un pour le L2FET pour les temps de montée et de descente, et de quatre contre un pour l'amplitude du trainage, la puissance de commande étant maintenue constante.

Une vitesse inespérée

Une nouvelle série de transistors de puissance à effet de champ MOSFET avec une épaisseur d'oxyde d'isolation de grille réduite à 50 nanomètres (100 étant actuellement le standard de l'industrie) apparaît aujourd'hui sur le marché.

Le phénomène d'inversion de polarité de la couche de surface dans un canal MOS est régi par le champ électrique régnant dans l'isolant entre grille et source.

Ainsi, pour obtenir les mêmes caractéristiques de drain on ne doit plus appliquer que la moitié de la tension qui était requise entre grille et source.

Ces composants sont appelés transistors à effet de champ à niveau logique ou L2FET (désignation anglo-saxonne signifiant « Logic Level Field Effect Transistor ») car leur exigence en puissance de commande est compati-

ble avec une alimentation 5 volts pour circuits logiques.

Ces nouveaux composants conservent les caractéristiques de résistance à l'état passant $R_{ds(on)}$, de tenues en courant de drain et tension de blocage de leurs homologues 10 V.

Une étude du marché a montré qu'un composant 5 V permettant de réaliser une certaine épargne sur l'alimentation de puissance, même s'il était plus lent, serait encore très accepté.

Bien qu'avec une épaisseur d'oxyde réduite de moitié, et par conséquent une capacité d'entrée doublée, la vitesse de commutation que l'on pensait voir réduite de moitié, s'est révélée après mesure, au-delà de toute attente, être deux fois plus grande que celle des composants 100 nanomètres pilotés avec une même puissance de grille.

Ainsi, un temps de montée de 120 nanosecondes normal pour un transistor MOSFET 10 volts est réduit à 60 nanosecondes

TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP LOGIQUE

avec le transistor L2FET correspondant, bien que sa capacité de rétro-action entre drain et grille soit supérieure. Le phénomène de trainage en puissance est lui réduit dans un rapport quatre. On peut expliquer ces anomalies apparentes à l'aide d'une nouvelle méthode de caractérisation du phénomène de commutation développée considérant le transistor MOSFET de puissance comme un transistor à jonctions JFET vertical à mode à appauvrissement à grille mise à la masse, piloté, en configuration cascade, par un transistor MOSFET à mode à enrichissement à structure horizontale et source mise à la masse.

Un composant sans compromis

32 sortes différentes de transistors à effet de champ à niveau logique L2FET sont aujourd'hui disponibles. Ils sont conçus pour être interchangeables avec leurs homologues MOSFET standards pour leurs caractéristiques en sortie, tout en offrant une sensibilité de grille double comme on peut le voir sur les figures 1, 2 et 3.

Ces figures concernent les transistors MOSFET RFM10N15 et L2FET RFM10N15L. Sont disponibles en technologie L2FET des composants à canaux n de 220 V et moins pouvant contrôler des courants de drain jusqu'à 15 A. Dans un avenir proche ce suffixe L s'étendra à toute la matrice des produits 10 V.

Les figures 1 et 2 donnent un réseau des courbes de courant de

drain I_D en fonction de la tension entre drain et source V_{DS} , la tension entre grille et source étant choisie comme paramètre. Le réseau à échelle dilatée de la figure 2 démontre que l'on n'a pas sacrifié la résistance passante $R_{ds(on)}$ à la sensibilité.

La figure 3 donne les caractéristiques de transfert pour trois valeurs de la température. L'axe des abscisses présente deux échelles pour tenir compte des différences de sensibilité de grille. De ce dernier graphique on déduit que :

– Le seuil de tension est réduit

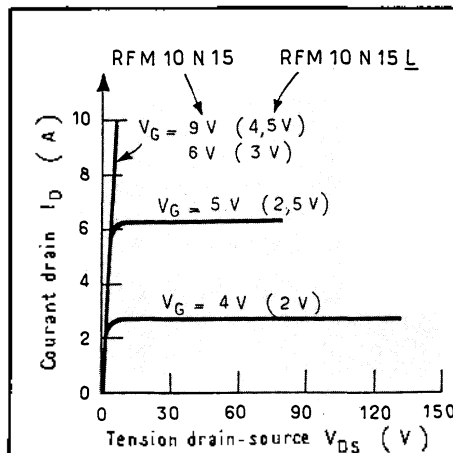


Fig. 1 : Diagramme superposés courant I_D /tension V_{DS} d'un L2FET et du MOSFET correspondant (RFM10N15/L).

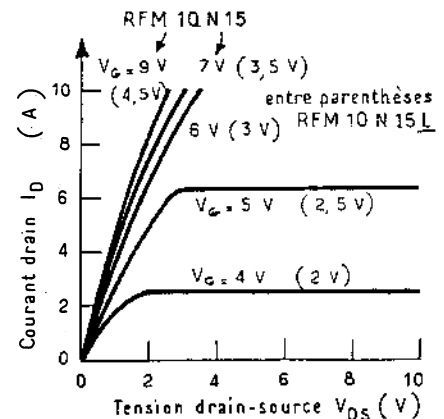


Fig. 2 : Diagramme superposés I_D/V_{DS} d'un L2FET et du MOSFET correspondant à petite échelle de tension (RFM10N15/L).

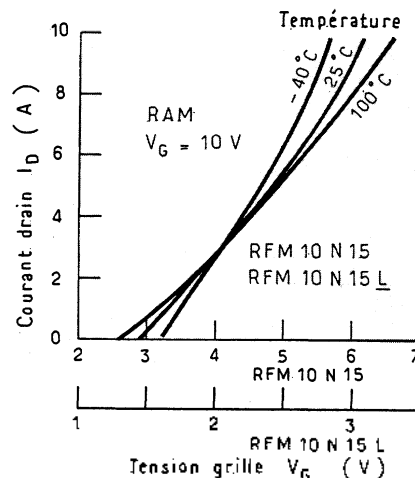


Fig. 3 : Caractéristiques de transfert superposées L2FET/MOSFET I_D/V_G (RFM10N15/L).

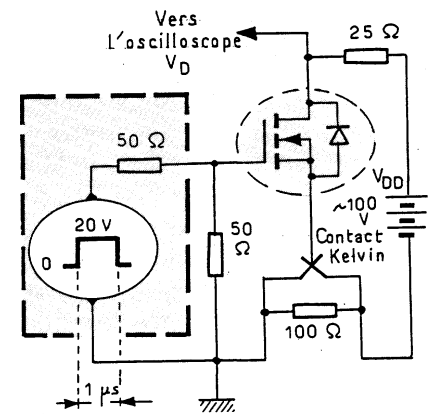


Fig. 4 : Circuit de mesure des paramètres de commutation d'un transistor MOSFET 10 volts.

de moitié pour le transistor L2FET.

- Le coefficient de température du seuil de tension en mV/deg C. est réduit de moitié.
- Le niveau du courant correspondant à un coefficient de température nul reste inchangé.
- La transconductance se voit multipliée par un facteur deux.

Approche classique de la commutation

D'une manière classique, les mesures de commutation se font sur charge résistive attaquant l'entrée du composant par un signal carré d'une certaine amplitude et de faible rapport cyclique. R_g est la résistance de sortie attribuée au générateur pilote.

Quoique cette méthode soit tout à fait valable sur le plan théorique, elle présente certains dangers quand elle est transposée au banc d'essais. C'est ce qui va apparaître au fil des lignes qui suivent.

Utilisant les méthodes classiques pour étudier des composants de sensibilités tellement différentes la première difficulté qui se présente est de trouver un terrain de comparaison.

Si, par exemple, le composant standard est commandé entre 0 et 10 V au travers d'une résistance série de 25 Ω , le rapport des impédances indique que le transistor à niveau logique devrait être piloté entre 0 et 5 V au travers d'une résistance de 6,25 Ω , modifiant par là, tension à vide et courant de court-circuit dans un rapport 2 (ou 1/2).

De cette manière les deux circuits de commande développent la même puissance de crête dans la résistance R_g (figures 4 et 5).

Les inconvénients de ces méthodes de mesures classiques sont :

- Côté grille, une différence du simple au double entre les courants d'enclenchement et de coupure créant un profil en sortie asymétrique.

En effet, en admettant qu'il faille 6,7 V sur la grille pour garantir le courant de charge désiré, il s'en suit un courant d'enclenchement

de $(10 \text{ V} - 6,7 \text{ V})/R_g$ ampères et un courant $(6,7 \text{ V} - 0)/R_g$ de coupure deux fois plus grand.

Cette tendance est évidemment combattue par un seuil de tension plus faible et une transconductance plus élevée (figure 6).

- Pour la plupart des générateurs on spécifie la résistance de charge et non l'impédance interne.

Beaucoup de personnes effectuant des mesures en commutation ne s'en rendent pas compte ; il s'en suit d'importantes différences entre les mesures faites par les fabricants de composants et celles faites par leurs utilisateurs.

- La plupart des circuits de commande ressemblent à des commandes en courant à moins de circuits plus complexes.

- Plus souvent que le département technique, c'est le service des achats qui place les commandes ; dès lors les cahiers des charges seront écrits à son intention reflétant des valeurs de vitesses de commutation et de capacités parasites mesurées dans les conditions les plus optimistes possibles et comprendront peu ou pas d'informations techniques pour la conception.

On comprend dès lors pourquoi toute nouvelle théorie pénètre difficilement les bureaux de dessin.

- Les méthodes classiques ne concernent que les formes d'onde classiques qui n'existent que sur le papier. Le phénomène de traînage ou de tension de saturation dynamique n'est pas traité.

On montre à la figure 7 l'allure de la tension de drain en fonction du temps pour les transistors RFM10N15 et RFM10N15L lorsque ceux-ci sont commandés comme décrit plus haut avec une ligne de charge résistive 5 A, 75 V.

On peut voir que :

- Les temps d'enclenchement et de coupure ne sont pas en symétrie.
- Le L2FET est plus rapide.
- Il y a un phénomène de saturation dynamique.
- Cette saturation ou traînage est moins prononcée pour le L2FET.

Approche à courant constant

On peut considérer le transistor MOSFET pendant la commutation comme un composant commandé en courant ; charge et décharge des capacités parasites nécessitent un courant important.

Qui plus est, la plupart des circuits de commande se comportent en première approximation en source de courant où les niveaux de tension sont déterminés par le potentiel de référence et la tension de l'alimentation du circuit de commande.

Que le courant d'enclenchement puisse ne pas être égal au courant de coupure n'est pas pris en

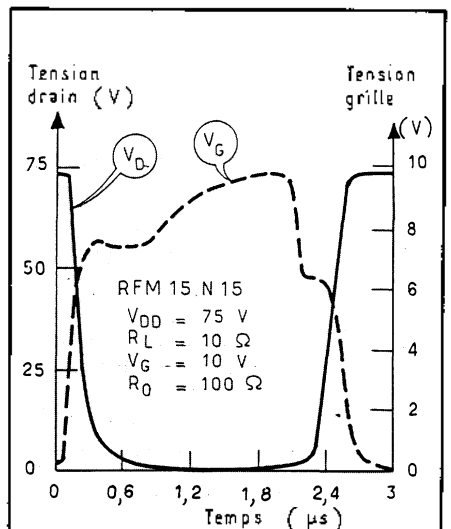


Fig. 5 : Circuit de mesure des paramètres de commutation d'un transistor L2FET 5 volts.

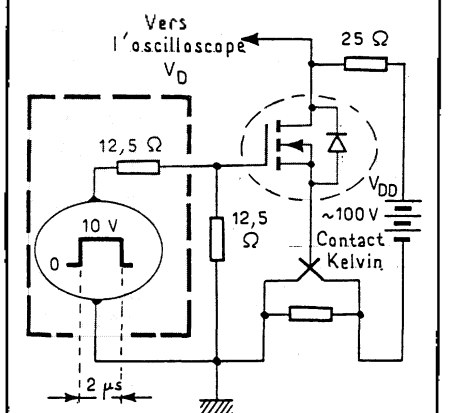


Fig. 6 : Signaux de commande en tension relevés sur la grille du transistor MOSFET RFM10N15.

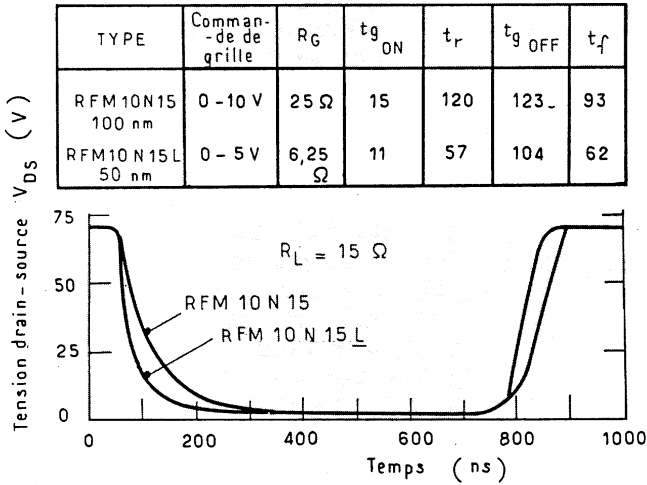


Fig. 7 : Formes d'onde en commutation de la tension de drain comparée pour le transistor MOSFET standard RFM10N15 et le transistor L2FET à niveau logique RFM10N15L dans le cas d'une commande de grille en tension.

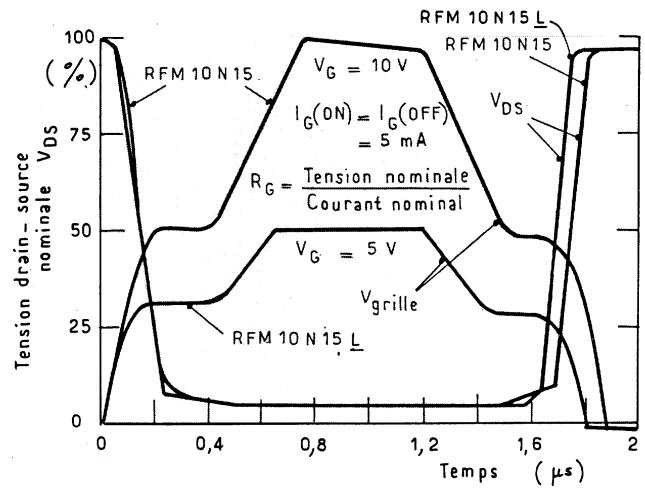


Fig. 8 : Formes d'onde en commutation de la tension de drain comparée pour le transistor MOSFET RFM10N15 et le transistor L2FET RFM10N15L dans le cas d'une commande en courant.

considération pour le moment. La figure 8 donne les courbes de tension de drain comparées pour les deux types de transistors à effet de champ dans le cas d'une commande à courant constant ou $I_{G1} = I_{G2}$ et de limites du potentiel de grille de zéro à 5 ou 10 V selon le type de composant. Le courant de commande est identique pour les deux composants même si le transistor L2FET reçoit moins de puissance ou d'énergie que le transistor MOSFET. On peut déduire que :

- Les temps de montée et de descente sont identiques pour un courant de commande donné.
- Les deux composants ont des formes d'onde de sortie similaires.
- Il y a toujours une tension de déchet dynamique même à faible vitesse de commutation.
- Les parties basses tensions des formes d'onde de drain à l'enclenchement et à la coupure sont en symétrie.
- L'amplitude de ces régions est approximativement deux fois moins grande pour le transistor L2FET.

Un nouveau modèle équivalent

Si on peut maintenir un transistor MOSFET de puissance dans un

état de régime par une commande en tension à très faible puissance, on doit lui fournir un courant qui peut être appréciable en régime dynamique.

L'observation des formes d'onde du courant et de la tension durant la commutation démontre que le système de caractérisation couramment pratiqué aujourd'hui par l'industrie est inadéquat.

La double pente présentée par la courbe de tension entre drain et source en fonction du temps s'explique sur un nouveau modèle équivalent à deux composants actifs, un transistor à jonctions vertical JFET placé en cascade avec un transistor MOSFET horizontal et six condensateurs représentant les capacités entre les différents nœuds du réseau.

La série des trois condensateurs traduisant les capacités entre grille et drain, drain et source et entre source et grille publiée par l'industrie ne reflète la réalité que pour un courant de drain nul.

Fonctionnement dynamique

Aux petits niveaux de courant, la couche d'accumulation à la surface du silicium sous la grille devient en fait la source d'un transistor à effet de champ à mode à appauvrissement à jonctions vertical (JFET) ; la zone entre deux

puits de diffusion de sources forme la plus grande partie du canal.

Le puits de diffusion p dans le cas d'un transistor à canal n (figure 9) sert de drain au JFET.

Quand on applique la tension de drain, le canal se rétrécit au fur et à mesure que les zones adjacentes aux puits de diffusion p se vidant de leurs porteurs ; pour une tension suffisante, les deux zones vidées de leurs porteurs se rencontrent et le JFET vertical est dit « pincé ».

Ce modèle équivalent à transistor JFET décrit le fonctionnement de tout transistor MOSFET hexagonal de puissance. Cette configuration cascade montre clairement

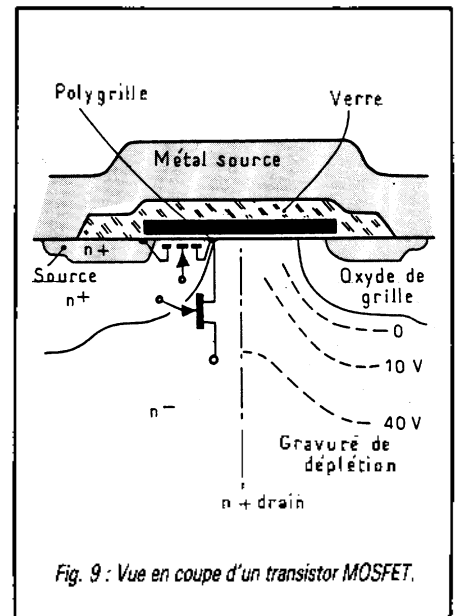


Fig. 9 : Vue en coupe d'un transistor MOSFET.

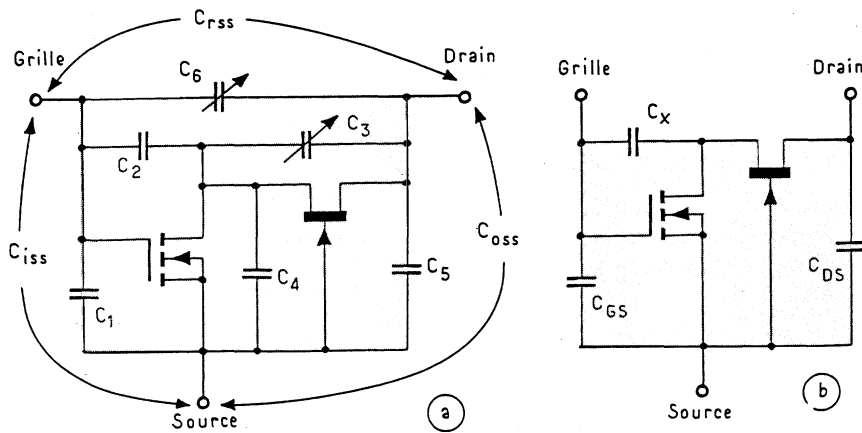


Fig. 10 : a) Schéma équivalent en configuration cascade d'un transistor MOSFET.
b) Schéma équivalent cascade simplifié à trois condensateurs.

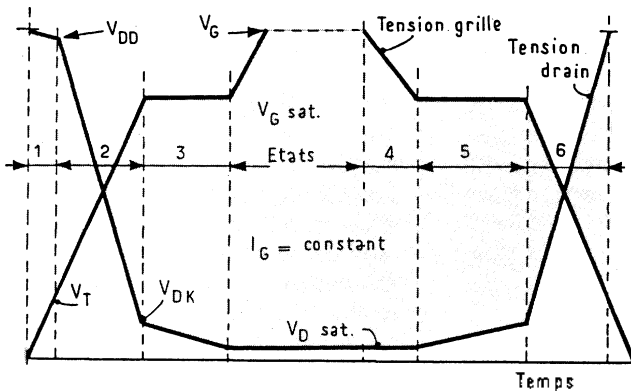


Fig. 11 : Formes d'onde idéalisées montrant les six états d'un cycle de commutation du transistor MOSFET.

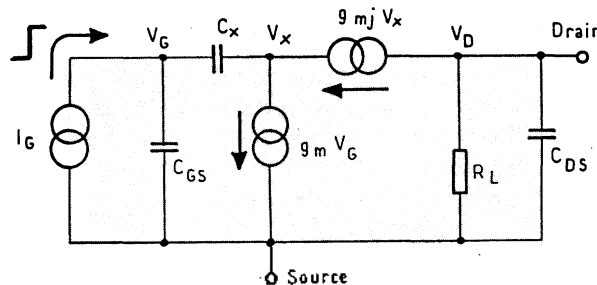


Fig. 12 : Schéma équivalent linéarisé du transistor MOSFET de puissance.

V_G - Tension grille
 V_x - Tension JFET
 V_D - Tension drain
 C_{GS} - Capacité grille-source
 C_x - Capacité Feedback MOSFET
 C_{DS} - Capacité drain-source
 g_m - Transconductance MOSFET
 g_{mj} - Transconductance JFET
 R_L - Résistance de charge du drain
 I_G - Amplitude du courant constant

que la partie la plus importante de la tension de drain se retrouve aux bornes du JFET.

Une étude plus approfondie du modèle équivalent cascode fait ressortir les facteurs dominant la vitesse de commutation à savoir, le courant de commande de grille, la capacité entre grille et source du JFET (C_x) et la tension de pincement de ce dernier.

Tout autre effet capacitif est masqué par le circuit cascode pour autant qu'il y ait du courant de drain.

La figure 9 donne une vue en coupe dans un transistor MOSFET avec, superposés, les symboles des transistors MOSFET et JFET. Considérant le transistor horizontal, MOS, le transistor JFET vertical et ajoutant les capacités entre les nœuds, on obtient le circuit de la figure 10a.

Les valeurs calculées des six condensateurs pour une structure typique indiquent que le comportement du composant peut être parfaitement décrit n'utilisant que trois d'entre eux à la manière de la figure 10b ; c'est ce dernier modèle qui sera employé par la suite.

Pour décrire de manière complète les formes d'onde en commutation d'un transistor MOSFET il faut considérer six états successifs (figure 11). Ces états sont analysés à l'aide du schéma équivalent linéarisé de la figure 12.

Phase 1 : MOS coupé, JFET coupé. Dans un transistor de puissance MOS, il ne circule aucun courant de drain tant que le potentiel de grille n'atteint pas le niveau du seuil V_t . Pendant cette période le courant de grille sert uniquement à charger le condensateur C_{gs} entre grille et source.

Les générateurs de courant $g_m V_G$ et $g_{mj} V_x$ sont des circuits ouverts.

Les transistors MOS et JFET peuvent être ignorés pour autant que le nœud intermédiaire V_x soit au potentiel $V_{pincement}$ (15 à 30 V) si la tension de drain est grande (figure 13).

Phase 2 : MOS actif, JFET actif, cette phase montre graphiquement l'influence prépondérante du transistor JFET sur la forme d'onde de tension de drain. Au lieu de devoir décharger C_x de la

Etat	Transistor MOS	Transistor JFET
Phase d'enclenchement 1	coupé	coupé
Phase d'enclenchement 2	actif	actif
Phase d'enclenchement 3	actif	saturé
Phase de coupure 4	saturé	saturé
Phase de coupure 5	actif	saturé
Phase de coupure 6	actif	actif

Le terme saturé est à prendre au sens de condition de faible niveau constant de tension entre drain et source.

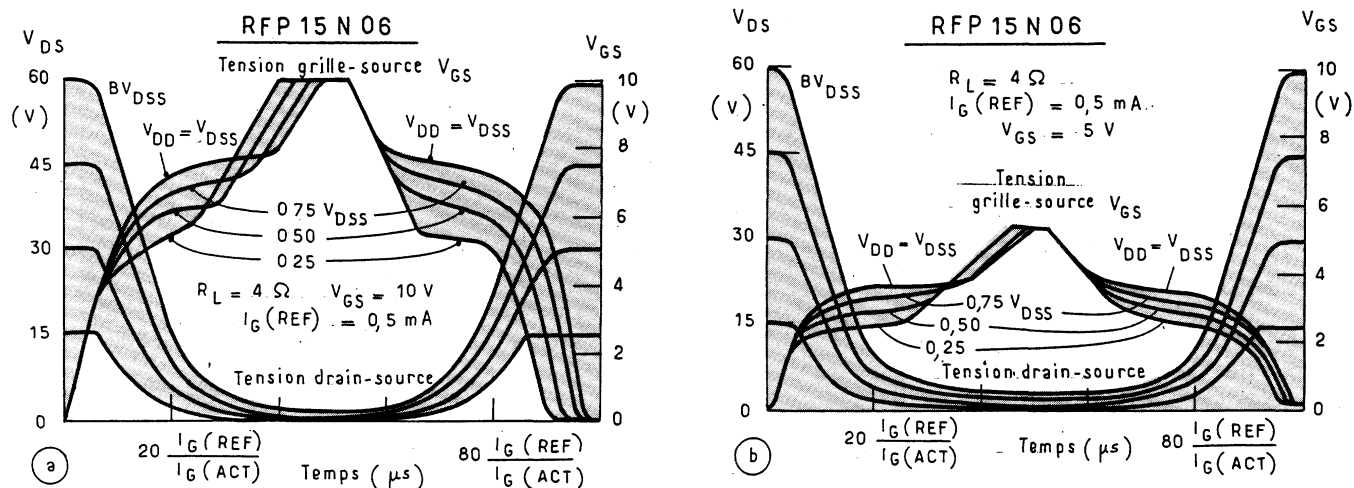


Fig. 17 : Courbes caractéristiques en commutation pour les transistors RFP15N06 (a) et RFP15N06L (b).

Le système de caractérisation en commutation des composants de puissance MOSFET RCA utilise le courant de grille comme paramètre.

On donne une famille de courbes à charge constante pour différentes valeurs de V_{DD} . Le courant de grille est maintenu constant pendant toute la durée de la commutation avec 0 et 10 V pour limites extrêmes de la tension de drain (ou 0 et 5 V pour les L2FET). Ce nouveau graphique est un réseau de courbes de la tension de drain et de grille en fonction d'un temps dit « normalisé ».

L'échelle des temps est en effet référencée au courant de grille. Cette normalisation est en excellent accord avec les mesures expérimentales sur plus de cinq décades ; elle est limitée à une extrémité par les effets de propagation dans la grille et à l'autre par un auto échauffement dû au temps de transition (en moyenne allant donc d'une dizaine de nanosecondes à une centaine de microsecondes).

A remarquer quelques particularités des formes d'onde au niveau du drain et de la grille :

- les formes d'onde correspondant à un courant de grille positif sont en symétrie avec celles correspondant à un courant de grille négatif à l'exception des cas de commutations très lents ou très rapides et des cas de commandes en courant de grille non symétriques.

- Les formes d'onde de drain comportent une pente raide à dv/dt pratiquement constant sur presque toute l'excursion en tension de la courbe de drain.

- Cette pente est suivie par une pente douce également à dv/dt pratiquement constant sur le reste de la plage des tensions.

- La tension de drain de transition (définie comme l'interception entre les deux droites approximant linéairement des courbes de drain et de grille) apparaît pour une tension de drain égale à la somme de la tension de grille (à cet instant) et du produit du courant de drain par la résistance passante R_{dson} .

- Les formes d'ondes du potentiel de grille durant les périodes transitoires d'enclenchement (courant de grille positif) et de coupure (courant de grille négatif) présentent trois parties rectilignes distinctes.

Un réseau de caractéristiques en commutation à courant de grille constant

Les données publiées par RCA sur la commutation des transistors de puissance MOSFET comportent un réseau de courbes de tension de drain et de grille correspondant à quatre valeurs de tension d'alimentation de drain. Le maximum de l'échelle des ordonnées graduées en tension de grille vaut 10 V (5 V pour les composants L2FET) ; elle est normalisée à 100 % du maximum de tension de drain.

Les quatre couples de courbes V_{DS} et V_{GS} sont relevés pour un courant de grille prédéterminé $\pm I_t$. L'abscisse du diagramme est également normalisée à 100 (It/Ig) microsecondes à fond d'échelle où It est le courant de grille de référence utilisé par le fabricant pour construire le diagramme et Ig est le courant réel circulant dans le circuit de l'utilisateur. Avec cette famille de courbes, on peut immédiatement prédire le comportement en commutation du transistor pour tout circuit pilote de grille pour autant que la charge soit résistive (figure 17).

Les temps de commutation $t_d(on)$, t_f , t_r , $t_d(off)$ varient inversement avec le courant de grille. La figure 18 indique que la plage des temps sur laquelle la relation est linéaire est très grande. Pour des courants de grille de l'ordre de 1 ampère, la réponse du composant est ralentie par des phénomènes de retards à la propagation au niveau de la grille. Ces retards dégradent la linéarité de la relation entre temps de retard et courant de grille aux très petites valeurs du temps. La caractérisation qui vient d'être proposée est cependant valable sur un si grand nombre de déca-

des de courant de grille que, à quelques exceptions près, toutes les applications peuvent être couvertes.

Appliquant cette analyse aux formes d'onde de la figure 11 on peut comparer L2FET et MOSFET. Avec, pour un L2FET, un condensateur Cx double pour une épaisseur d'oxyde de 50 nanomètres alors que le condensateur Cgs n'est que très légèrement augmenté on voit :

– au travers de la relation (1) qui définit le phénomène de « traînage », que la pente de cette région en « saturation dynamique » devrait être de moitié plus faible pour le transistor L2FET. Mais la tension de drain à laquelle le condensateur Cx voit sa valeur brutalement augmenter étant réduite également de moitié, on doit s'attendre à ce que la durée du trainage reste la même avec une amplitude moitié moindre.

– au travers de la relation (2) qui définit l'évolution du potentiel de

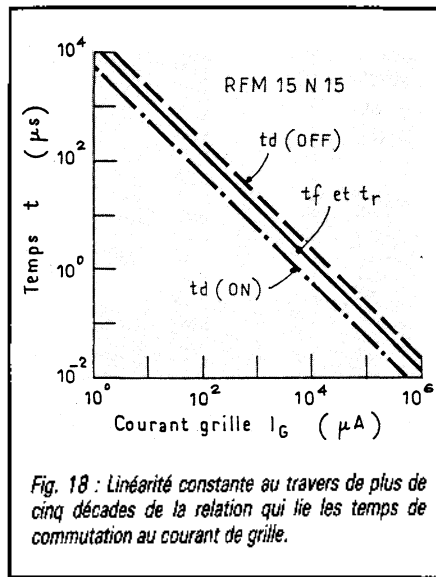


Fig. 18 : Linéarité constante au travers de plus de cinq décades de la relation qui lie les temps de commutation au courant de grille.

grille en fin de cycle d'enclenchement, que les pentes des signaux Vd et Vg identiques sont presque diminuées de moitié. Cependant puisqu'il ne faut que la moitié du signal de grille pour atteindre la saturation, la durée de cette por-

tion de la courbe sera un peu plus courte pour le L2FET.

L. MARECHAL
RCA Solide State

REFERENCES

1. *Switching waveforms of the L²FET, a 5V power MOSFET.* C. Frank Wheatley, J.R. and Harold R. Ronan RCA SSD Mountaintop Pa. USA (RCAST7254).
2. *Power MOSFET waveforms.* C.F. Wheatley - RCA SSD Mountaintop Pa. USA (RCAST7269).
3. *Automated processing drives power MOSFET to new heights.* Don Burke and R. Ford RCA SSD Mountaintop Pa. USA (RCAST 7280).
4. *Power MOSFET switching waveform : the real scoop.* H.R. Ronan - RCA SSD Mountaintop Pa. USA (RCAST7260).
5. *Evaluate power MOSFET devices by grasping fundamental characteristics.* T. McNulty - RCA SSD Somerville N.J. USA (RCAST7244).