

Les composants électroniques de commutation

Chapitre IV **LE TRANSISTOR MOSFET**

Sommaire

1	PRINCIPE.....	40
1.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	41
1.2	COMPOSANTS PARASITES DU MOSFET.....	42
1.2.1	<i>Les capacités parasites.....</i>	<i>42</i>
1.2.2	<i>La diode parasite.....</i>	<i>44</i>
1.3	AVANTAGES INCONVENIENTS D'UN MOSFET	45
1.4	COMPARATIF	45
2	COMMUTATION SUR CHARGE RESISTIVE	46
2.1	COMMUTATION A LA FERMETURE.....	46
2.2	COMMUTATION A L'OUVERTURE.....	47

Les composants électroniques de commutation

Chapitre IV LE TRANSISTOR MOSFET

1 Principe

Le transistor MOS-FET est un transistor à effet de champ (FET=Field Effect Transistor). Il est construit à partir d'une technologie Métal Oxyde et Semiconducteur (MOS). Ce transistor est parcouru par un courant unipolaire (porteurs d'une seule polarité) par opposition au transistor à jonction qui est bipolaire (deux types de porteurs n et p).

Plusieurs types de MOS de "base" existent :

- le MOS à canal P à enrichissement,
- le MOS à canal n à enrichissement,
- le MOS à canal n à appauvrissement ou à déplétion.

Une coupe schématique de ce dernier est donnée ci-dessous.

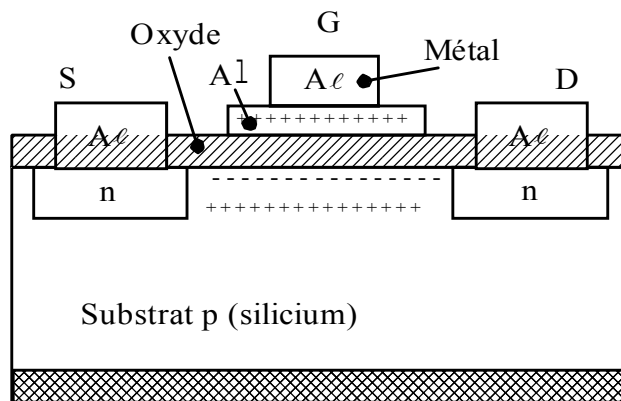


Figure 1 : Coupe schématique d'un MOSFET

Sa caractéristique statique et son symbole sont portés sur la Figure 2.

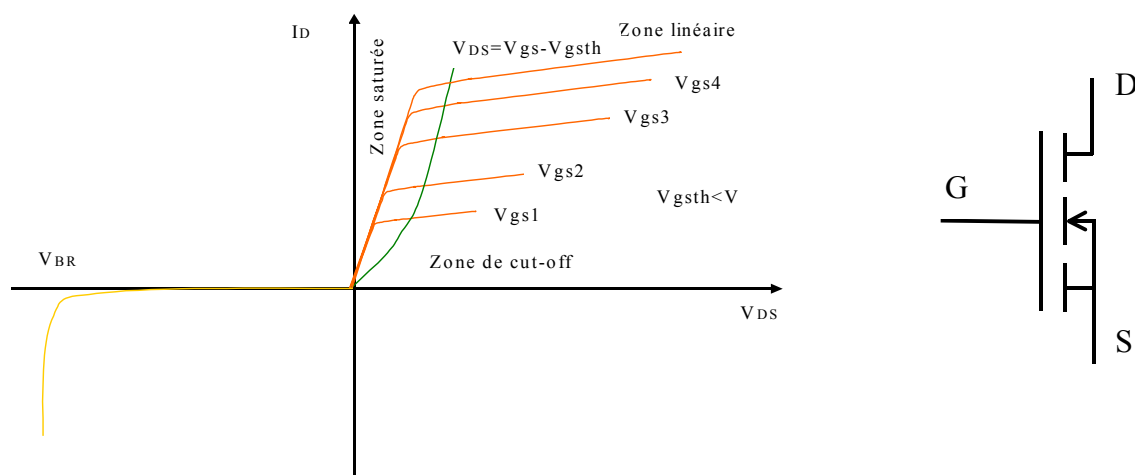


Figure 2 : Caractéristique statique et symbole d'un MOS à canal N à enrichissement

Remarque : La flèche indique le sens passant de la jonction Substrat-drain.

Un MOS conduit si sa tension V_{gs} est supérieure à V_{gsth} (tension de seuil, threshold en anglais). Sur la caractéristique de la Figure 2 on peut voir l'existence d'une zone où le MOS travaille en mode saturé et une zone où il travaille en mode linéaire. La limite entre ces deux zones est une courbe dont l'équation est : $V_{DS} = V_{gs} - V_{gsth}$. Si le MOS est polarisé en inverse, seuls les courants de fuite circulent.

On peut remarquer que dans la zone linéaire, le courant n'est pas tout à fait constant pour une tension V_{gs} donnée. Le courant I_D croît légèrement quand la tension V_{DS} augmente. Par conséquent, le MOS ne constitue pas une source de courant parfaite, il présente une résistance de sortie finie. Si on prolonge les courbes de la caractéristique statique du côté des tensions négatives, on se rend compte qu'elles coupent, en théorie, l'axe des abscisses en un seul point $-\lambda_0$. Ce point est appelé tension d'EARLY. Cette valeur est toujours approximative et est obtenue en moyennant l'ensemble des résultats trouvés pour plusieurs droites.

1.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La plaquette de silicium est dopée p au tirage, c'est le substrat. La source et le drain sont diffusés avec des impuretés n. La grille est en aluminium, elle est déposée sur l'oxyde (SiO_2) entre drain et source. La face arrière de la plaquette est, elle aussi, métallisée, elle doit être reliée au pôle négatif de l'alimentation tout comme la source. Pour les composants discrets, les constructeurs effectuent en interne la liaison face arrière source. Dans les circuits intégrés, on utilise le substrat, sur une entrée différentielle par exemple, pour équilibrer les MOS grâce à un potentiel variable.

Soit le montage suivant :

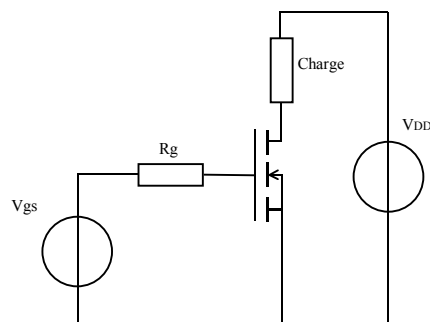


Figure 3 : Montage de base utilisant un MOSFET à canal n

Si V_{gs} est nulle ou négative, aucun courant ne circule entre drain et source, car toutes les jonctions pn sont polarisées en inverse.

En appliquant une tension V_{gs} positive, on crée un champ électrique à la surface du substrat situé entre drain et source qui repousse les trous ou lacunes (positifs) du substrat et attire les électrons (porteurs minoritaires). Si V_{gs} est supérieure à une tension de seuil V_T ou V_{th} (threshold voltage), Il y a une inversion de polarité qui crée une zone mince ou canal dopé N qui met en relation, à tra-

vers une résistance R_{DSon} , le drain et la source. Un courant I_D prend naissance, il augmente jusqu'à I_{Dsat} dépendant de V_{gs} pour une tension V_{Dsat} .

La résistance R_{DSon} est fonction de l'épaisseur du canal, ou dit autrement R_{DSon} dépend de la tension V_{gs} . La caractéristique statique (valable pour de faible variation) de cette résistance de canal peut être représentée de façon simplifiée par le schéma suivant :

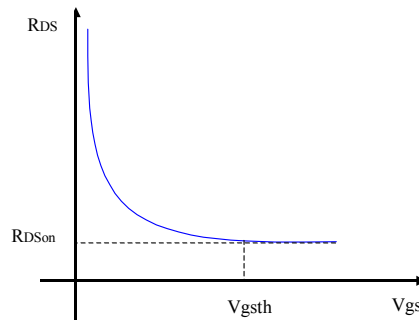


Figure 4 : Caractéristique statique simplifiée de R_{DSon}

1.2 COMPOSANTS PARASITES DU MOSFET

Tous les composants possèdent des composants parasites, mais en général on les prend en compte que pour des cas bien particuliers. Pour les composants à grille isolée, les effets de certains composants parasites sont visibles quelle que soit l'application, Nous allons donc les définir.

La figure suivante montre le MOSFET et ses composants parasites.

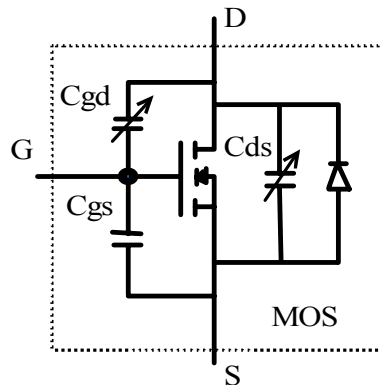


Figure 5 : Le MOSFET et ses composants parasites

Nous avons donc une capacité parasite aux bornes de chaque jonction, plus une diode en antiparallèle sur la jonction drain source.

1.2.1 Les capacités parasites

Les capacités sont très peu influencées par la température et la fréquence. Par contre, les capacités grille drain (C_{gd}) et drain source (C_{ds}) ont une valeur qui dépend de la tension à leurs bornes, alors que la capacité grille source (C_{gs}) peut être considérée comme constante.

Les deux premières peuvent être représentées par l'équation de variation des capacités de diffusion¹, soit :

$$C = \frac{C_{v0}}{(1 + V / \phi_B)^n}$$

Où

C_{v0} est la valeur de la capacité à zéro volts,

ϕ_B est le potentiel de jonction,

V est la tension aux bornes de la capacité ($V > -\phi_B / 2$).

ϕ_B et n , dépendent du semi-conducteur; pour le silicium respectivement 0,7V et 0,5².

Une simulation de l'équation ci-dessus pour C_{gd} est donnée Figure 6.

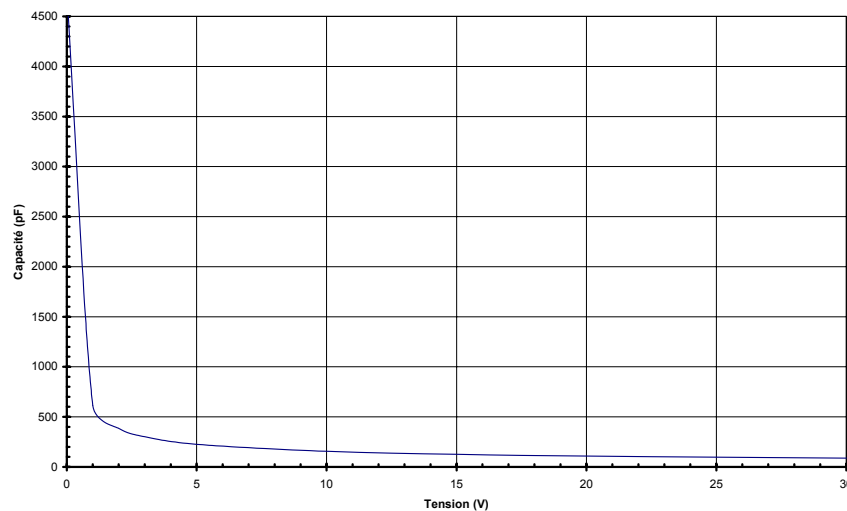


Figure 6 : Variation de la capacité C_{gd} en fonction de la tension appliquée à ses bornes (MOS Philips PHP6N60).

La grosse difficulté réside dans la mesure des valeurs C_{v0} . Cela étant, cette mesure est nécessaire pour de bonne simulation, même si les constructeurs fournissent plusieurs données comme :

- la capacité d'entrée C_{ISS} , mesurée entre grille et source, en court-circuitant le drain et la source,

$$C_{ISS} = C_{gs} + C_{gd},$$

- la capacité de sortie C_{OSS} , mesurée entre drain et source, en court-circuitant la grille et la source,

$$C_{OSS} = C_{ds} + C_{gd}$$

- la capacité de transfert inverse C_{RSS} , mesurée entre drain et grille, avec la source non connectée,

$$C_{RSS} = C_{gd}$$

¹ F.-F. Protiwa, O. Apeldoorn, N. Groos : « New IGBT model for PSPICE », EPE 1993

² Randall L. Geiger, Phillip E. Allen, Noël R. Strader : « VLSI Design Techniques For Analog And Digital Circuits », Mc Graw-Hill International Editions, p 161,162.

On peut donc en déduire :

$$C_{gs} = C_{ISS} - C_{RSS}$$

$$C_{ds} = C_{OSS} - C_{RSS}$$

1.2.1.1 Principe de mesure des capacités

Pour mesurer de telles capacités, il faut utiliser des analyseurs d'impédance ou pont d'impédance de précision. Ces appareils utilisent une *mesure Kelvin* dite mesure des *quatre points*.

Généralement, les appareils ont soit une amplitude de tension élevée (exemple de -200 à $+200V$ pour le HP4275A) et un pas de variation, qui dépend d'une source extérieure, assez grand, soit l'inverse (exemple de -40 à $+40 V$ pour le HP4294A).

Le montage est alors du type suivant :

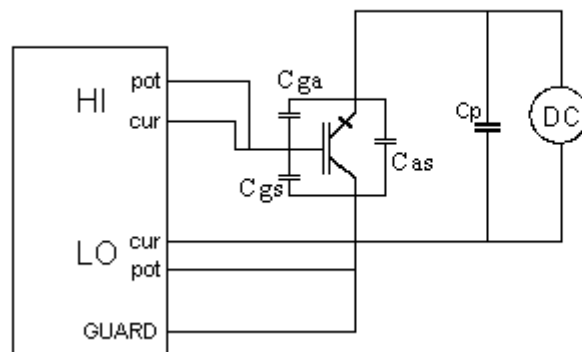


Figure 7 : Principe de mesure de la capacité C_{gs} pour une valeur de V_{DS} donnée

Remarques :

La pin GUARD est un potentiel de référence.

La capacité C_p filtre le signal sinusoïdal provenant de l'analyseur vis-à-vis de la tension continue DC.

Le composant ci-dessus est une combinaison MOS-bipolaire (MBS), mais le principe de mesure reste le même.

1.2.2 La diode parasite

La diode parasite va stocker une quantité de charge non négligeable (Cf. cours et TD sur la diode). Par conséquent, elle va notablement ralentir la commutation du MOS. Pire encore, si la pente de tension dV_{DS}/dt est élevée ($> 100 \text{ kV}/\mu\text{s}$) pendant la phase de blocage de la diode, il peut y avoir une destruction du composant.

On cherche donc à éliminer ce composant. Aujourd'hui, la plupart des constructeurs ont intégré une diode en parallèle beaucoup plus performante que la parasite et qui permet le passage de courant pour les charges inductives dans les montages en pont.

1.3 AVANTAGES INCONVENIENTS D'UN MOSFET

La tableau ci-dessous donne quelques avantages et inconvénients d'un MOSFET.

Avantages	Inconvénients
R_{DSon} très grande	Très sensible à la contamination lors de la fabrication
Impédance d'entrée élevée $>100M\Omega$ due à la structure MOS, donc grand I très élevé (peu de consommation en entrée)	Très sensible aux Décharges ElectroStatiques (ESD), ne jamais laisser la grille en l'air. Mettre une zener entre grille et source.
Facile à fabriquer car peu d'opérations	
Petite surface de silicium	R_{DSon} relativement élevée
Il est symétrique	
Tension de seuil importante (2,5 à 4V ou 0,8 à 2V)	
DMOS et VMOS, fréquences de commutation élevée (de l'ordre du GHz)	MOS, pas très rapide

On peut ajouter à cela :

- Le circuit de commande très simple,
- Le MOS supporte très bien la mise en parallèle sans dispositif particulier grâce à son coefficient de température positif. Il s'auto régule, si la température augmente, I_D diminue et donc la température décroît, etc...

On réalise donc des MOS de puissance en mettant en parallèle de nombreux petits MOS. Les SIPMOS de siemens sont les interfaces entre les circuits intégrés LSI (1mA, 5V) et les charges qui nécessitent de la puissance.

Cela permet également d'obtenir l'image du courant I_D total en sélectionnant que quelques cellules MOS. Ces transistors sont appelés SENSFET (International Rectifier) et sont très utilisés avec les drivers qui incluent un contrôle du courant (Linear technology).

1.4 COMPARATIF

Entre bipolaire et VMOS

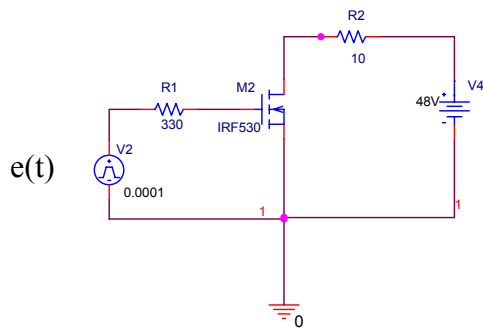
	Bipolaire	VMOS
Impédance d'entrée (Ω)	10^3 à 10^5	10^9 à 10^{11}
Amplification en puissance	100 à 200	10^5 à 10^6
t_{on} (ns)	50 à 500	4
t_{off} (ns)	500 à 2000	4
Résistance série (Ω)	0,3	3

Entre plusieurs SIPMOS

SIPMOS	BUZ 10	BUZ 20	BUZ 30	BUZ 40	BUZ 50
V_{DS} (V)	50	100	200	500	1000
I_D (A)	12 à 30	8 à 20	4,5 à 11	1,7 à 7,7	2 à 4,2
t_{on} (ns)	40	30	100	150	200
t_{off} (ns)	100	95	200	550	600
R_{DSon} (Ω)	0,03 à 0,1	0,06 à 0,2	0,2 à 0,75	0,6 à 4,5	2 à 3,5

2 Commutation sur charge résistive

Soit le montage suivant :



La commande $e(t)$ est un créneau tension suffisamment long pour que du point de vue de la commutation on puisse le considérer comme un échelon.

La valeur de E est prise supérieure à V_{th} de telle sorte que R_{DSon} soit le plus faible possible.

Figure 8 : Montage utilisé pour l'étude du MOSFET et tension de commande $e(t)$

2.1 COMMUTATION A LA FERMETURE

Les tensions et les courants pour la commutation à la fermeture et à l'ouverture sont respectivement représentés sur la Figure 9 et la Figure 10.

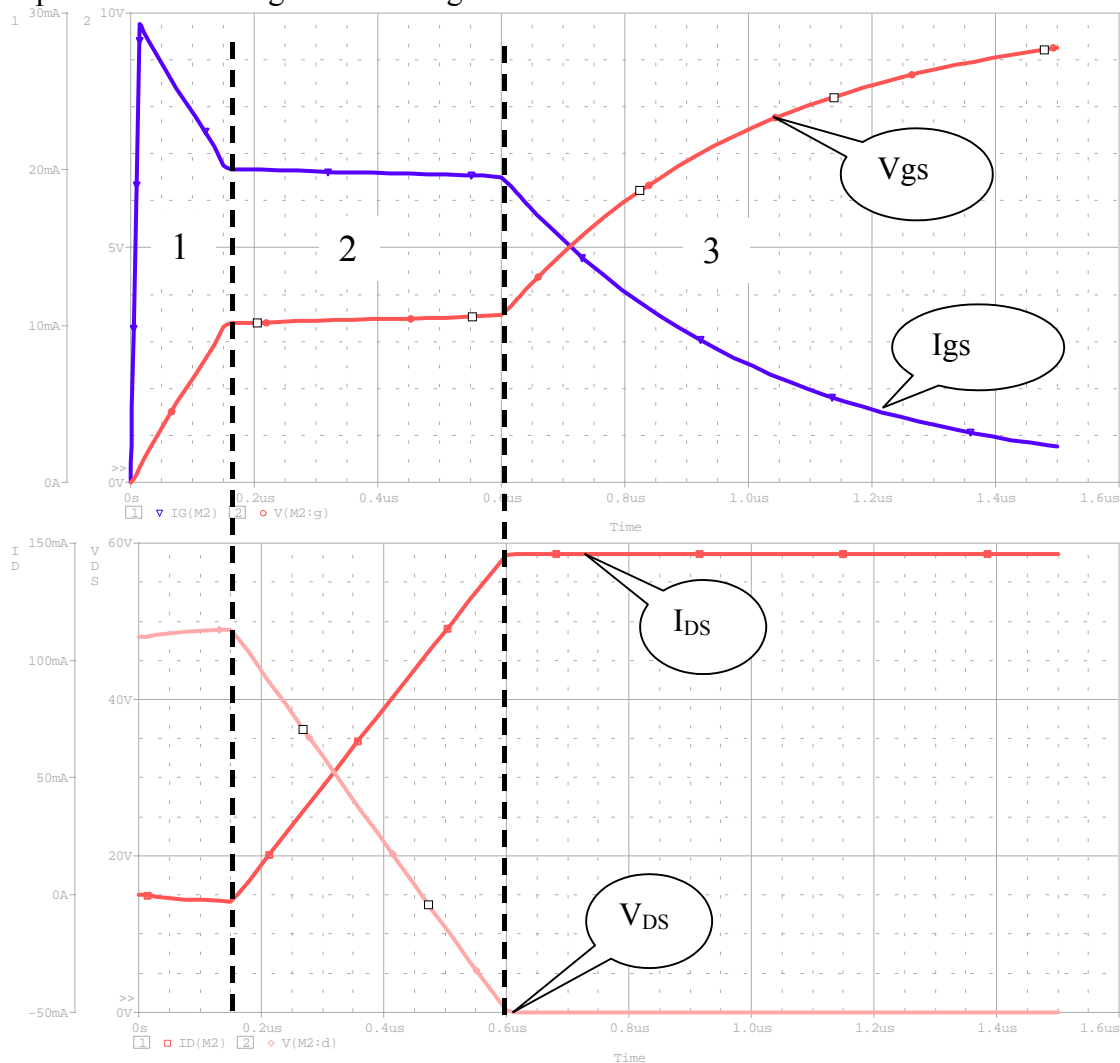


Figure 9 : Tension et courant à la commutation à la fermeture du MOSFET

Phase 1

A $t=0$, l'échelon de tension est appliqué sur la grille. C_{gs} se charge, mais comme v_{gs} est inférieure à V_T , i_D et v_{DS} sont pratiquement constants donc C_{gd} et C_{ds} aussi. Le transistor est toujours bloqué.

Phase 2

Maintenant un courant i_D existe, la tension drain grille diminue, donc C_{gd} augmente. Cette capacité se charge grâce à un courant d'appel $i_{Cgd} = C_{gd} \frac{dv_{Cgd}}{dt}$ ($\frac{dv_{Cgd}}{dt}$ est supposé constant) qui s'oppose à la charge de la capacité C_{gs} en absorbant la majorité du courant fourni par la commande. Ce qui donne le plateau présent sur la tension de grille du composant. Cette contre réaction entre tensions de collecteur et de grille est connue sous le nom d'effet Miller. On dit par extension que C_{gd} est une capacité Miller.

Phase 3

La charge de C_{gd} est presque terminée et v_{gd} est pratiquement constante car v_{DS} devient inférieure à la tension de pincement et donc le transistor entre dans sa phase de saturation. C_{gs} continue à se charger jusqu'à la tension E en accumulant des charges en excès.

2.2 COMMUTATION A L'OUVERTURE

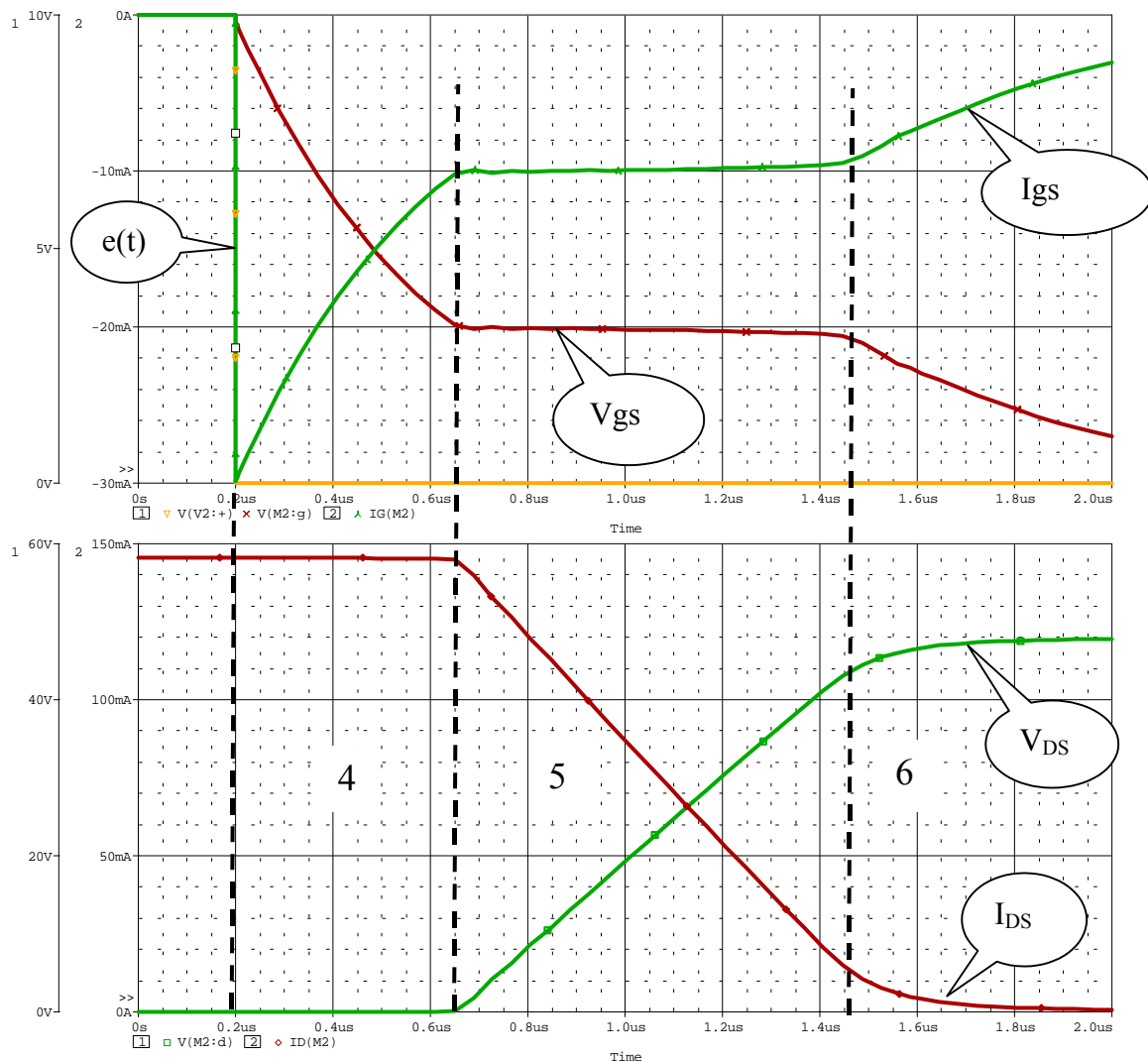


Figure 10 : Tension et courant à la commutation à l'ouverture du MOSFET

Pour la commutation à l'ouverture on trouve les mêmes phases qu'à la fermeture mais en sens inverse.

Phase 4

La capacité C_{gs} évacue les charges accumulées en excès.

Phase 5

A $v_{gs} = V_T$, R_{DSon} augmente, C_{gd} augmente et fournit un courant à C_{gs} qui provoque le plateau de v_{gs} . I_D et v_{DS} varient.

Phase 6

Quand v_{DS} atteint la tension d'alimentation C_{gd} ne fournit plus de charge et on observe une décroissance de v_{gs} qui correspond à la décharge de C_{ds} . R_{DS} est égale à R_{DSoff} , donc plus de courant i_D .

Remarque :

Cette commutation à un aspect qui est valable quelle que soit la charge. Cependant quand le transistor est monté dans une cellule de commutation avec une charge inductive et sa diode de roue libre les courbes diffèrent quelque peu. En effet, la montée en courant se fait entre V_T et un plateau v_{gs1} , ensuite on a le plateau Miller et seulement la décroissance de v_{DS} pendant cette phase. Idem à l'ouverture d'abord la montée de la tension puis ensuite la décroissance du courant.

Note :

Il existe des transistors qui ont été conçus pour être directement commandés par des signaux logiques TTL (0,+5V). On les nomme L^2 FET (Logic Level gate FET).