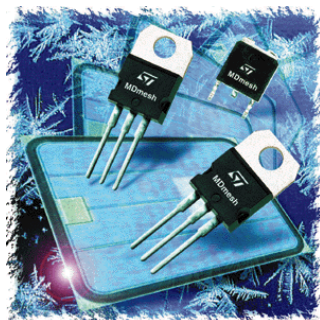

Electronique de puissance

Chapitre 7

LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE DEUXIÈME PARTIE : LE MOSFET



T A B L E D E S M A T I E R E S

	<u>PAGE</u>
7. LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE (2) : LE MOSFET.	1
7.1 HISTORIQUE.	1
7.2 LE MOSFET EN MODE INTERRUPTEUR.	1
7.3 STRUCTURE DU MOSFET.	1
7.3.1 <i>Structure latérale</i>	1
7.3.2 <i>Structure verticale</i>	1
7.4 CAS PARTICULIER DU DMOSFET.	2
7.5 MODE DE FONCTIONNEMENT DU MOSFET.	3
7.5.1 <i>Processus de formation du canal</i>	3
7.5.2 <i>Comportement à l'état ouvert</i>	4
7.5.3 <i>Comportement à l'état fermé : caractéristique statique $I_D=f(V_{DS}, V_{GS})$</i>	4
7.5.4 <i>Éléments parasites</i>	5
7.5.4.1 Diode et transistor.	6
7.5.4.2 Capacités parasites.	6
7.5.4.3 Drain – Source résistance.	7
7.5.5 <i>Limitation dynamique en commutation</i>	7
7.5.5.1 État ouvert (bloqué).	7
7.5.5.2 État fermé (conducteur).	8
7.5.6 <i>Avertissement</i>	8
7.5.7 <i>Grandeurs nominales de sélection</i>	9
7.5.7.1 Tension Drain-Source : U_{DS}	9
7.5.7.2 Résistance Drain-Source à l'état passant: R_{DSON}	9
7.5.7.3 Courant de Drain en DC : I_D	9
7.5.8 <i>Limites maximales d'utilisation (Absolute maximum ratings)</i>	9
7.5.8.1 Courant de Drain: I_D et I_{Dpulse}	10
7.5.8.2 Tension Grille-Source V_{GS}	12
7.5.8.3 Puissance maximale dissipée.	12
7.5.8.4 Température maximale de jonction en fonctionnement T_{jmax}	12
7.5.8.5 Température maximale de stockage.	12
7.5.8.6 Énergie d'avalanche.	12
7.5.9 <i>Caractéristiques statiques</i>	15
7.5.9.1 Caractéristique $V_{(BR)DSS}=f(T_J)$	15
7.5.9.2 Caractéristique $I_D=f(V_{DS}, V_{GS})$	16
7.5.9.3 Tension Grille-Source de seuil $V_{GS(th)}=f(T_J)$	17
7.5.9.4 Courant de fuite de Drain à l'état bloqué I_{DSS}	17
7.5.9.5 Courant de fuite de Grille I_{GSS}	18
7.5.9.6 Résistance R_{DSON} à l'état passant.	18
7.5.9.7 Résistance équivalente d'entrée.	19
7.5.10 <i>Caractéristiques dynamiques</i>	19
7.5.10.1 Caractéristique de transfert $I_D=f(V_{GS})$	19
7.5.10.2 Mesures des capacités parasites.	20
7.5.10.3 Condensateurs parasites.	23
7.5.10.4 Caractéristique de transfert de charge.	23
7.5.10.5 Transfert des charges. Énergie fournie par la commande.	25
7.5.10.6 Estimation des temps de commutation.	27
7.5.10.7 Temps de commutation.	32
7.5.10.8 Énergie dissipée en conduction et en commutation.	33
7.5.11 <i>Diode intrinsèque</i>	35
7.5.11.1 Courant continu passant I_S	36
7.5.11.2 Courant impulsionnel maximum I_{SM}	36
7.5.11.3 Tension de passage dans le sens direct V_{SD}	36
7.5.11.4 Temps t_{rr} et charge Q_{rr} de recouvrement.	37
7.5.11.5 Courant inverse maximum I_{RM}	37
7.5.11.6 Décroissance maximale du courant d'extinction dI_{rr}/dt	37

Bibliographie

7. LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE (2) : LE MOSFET.

7.1 HISTORIQUE.

La théorie sur les transistors à effet de champ (*Field Effect Transistor*) a été conçue dans les années 1920 – 1930, soit 20 ans avant que le transistor bipolaire (*Bipolar Junction Transistor*) fut inventé. A cette époque J.E. Lilienfeld (USA) propose un modèle de transistor basé sur le contrôle du courant par l'application d'un champ électrique. Par manque de matériaux semiconducteurs appropriés, et d'une technologie immature le développement de ce type de transistor fut très lent. William Shockely proposa un premier transistor JFET en 1952. Les premiers produits industriels firent définitivement leur apparition dans les années 1970.

7.2 LE MOSFET EN MODE INTERRUPTEUR.

Le transistor MOSFET est un interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant.

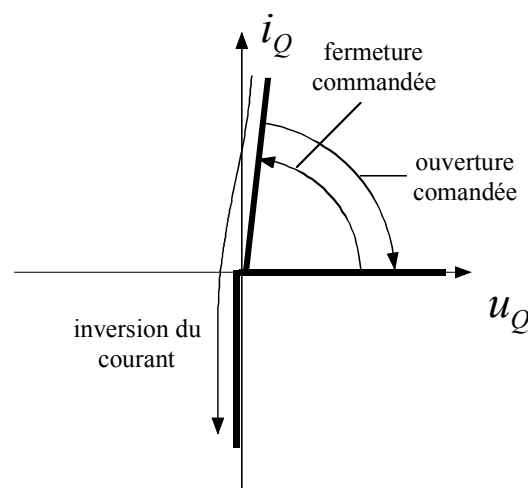


Figure 7-1 : Représentation du MOSFET sur la forme d'un interrupteur

7.3 STRUCTURE DU MOSFET.

7.3.1 Structure latérale.

Les points de contacts du Drain, de la Grille et de la Source sont placés sur la même face de la pastille de silicium. Une telle structure est très facilement intégrable mais ne permet pas d'obtenir un transfert de puissance élevé puisque la distance entre Source et Drain doit être large pour obtenir une bonne tenue en tension inverse alors que la capacité en courant est inversement proportionnelle à cette longueur.

7.3.2 Structure verticale.

Dans cette structure, le Drain et la Source sont placés sur deux faces opposées. Les surfaces de contacts de ces deux connexions peuvent ainsi être augmentées et la longueur entre elles réduite. Dans ce cas la capacité en courant est fortement accrue et la tenue en tension inverse peut être améliorée à l'aide d'une zone N^- faiblement dopée (N^- epitaxial layer). De manière très générale, on distingue trois types de structures verticales

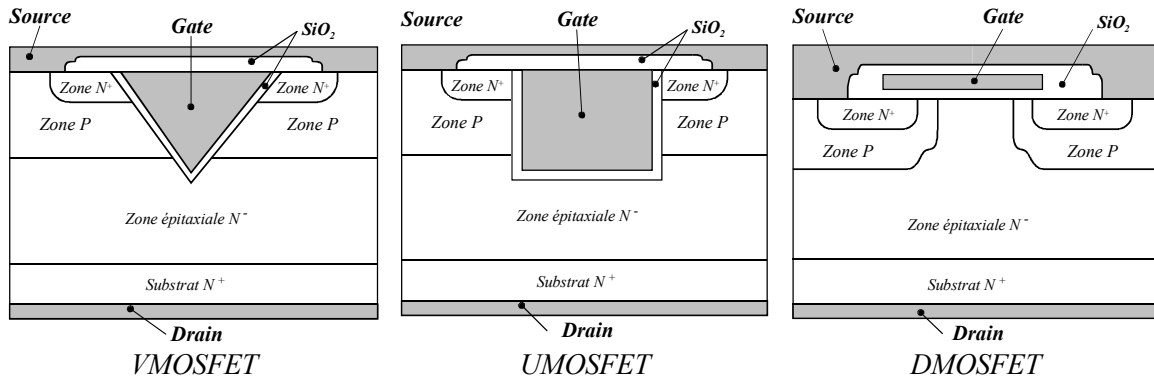


Figure 7-2 : Structures des MOSFET

7.4 CAS PARTICULIER DU DMOSFET.

La structure la plus répandue pour les MOSFET de puissance utilisés en commutation est celle correspond au DMOSFET. Nous nous limiterons donc uniquement à l'étude de cette structure. Un MOSFET de puissance est formé d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle.

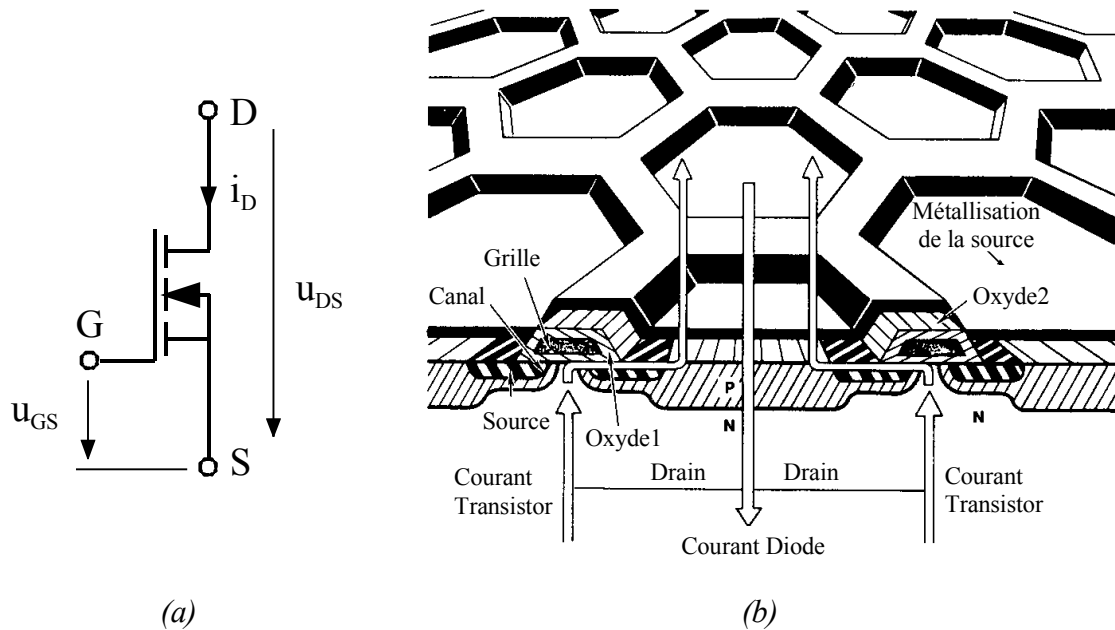


Figure 7-3 : (a) Représentation symbolique, (b) Structure en nid d'abeille

Le symbole usuel du MOSFET de puissance est représenté à la Figure 7-3 (a).

La Figure 7-3 (b) représente une vue en coupe de deux cellules voisines :

- l'embase métallique sur laquelle est posée la pastille de silicium constitue le contact de drain D.
- La zone en contact avec l'embase est une zone du type N appelée substrat. La partie N⁻ faiblement dopée sert à assurer la tenue en tension à l'état bloqué. La partie N⁺ évite que l'épaisseur totale ne soit excessive.

- A la surface du substrat ont été diffusés des îlots de type P et dans ces îlots ont été diffusés des îlots de type N^+ .
- Une première couche d'oxyde isole la métallisation de grille G de la surface de la pastille entre les îlots N^+ et le substrat.
- Une deuxième couche d'oxyde isole la métallisation de grille de la métallisation de source S qui relie entre elles les diverses cellules élémentaires.

7.5 MODE DE FONCTIONNEMENT DU MOSFET.

En électronique de puissance, le MOSFET est utilisé comme élément de commutation et par conséquent présente deux états distincts.

7.5.1 Processus de formation du canal.

En l'absence de polarisation positive de la grille, le transistor est bloqué. Si on applique une tension Drain-Source V_{DS} positive le courant de drain est théoriquement nul. Il correspond au très faible courant de fuite de la jonction $PN-N^+$ polarisée en inverse.

Lorsque, V_{DS} étant positif, on polarise positivement la grille on peut rendre le transistor conducteur. Le champ électrique résultant qui apparaît dans la couche d'oxyde attire vers la surface du silicium les électrons minoritaires de la zone P et repousse les trous majoritaires.

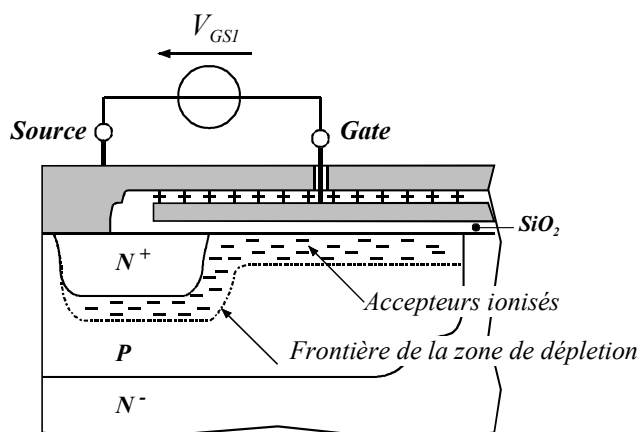


Figure 7-4 : Formation du canal : Zone de déplétion

Lorsque la tension Grille – Source V_{GS} devient supérieure à une valeur appelée tension de seuil $V_{GS(Th)}$ (threshold voltage) de l'ordre de quelques volts, les électrons deviennent localement assez nombreux pour que la conductivité passe du type P au type N sur une épaisseur de quelques microns en dessous de la couche d'oxyde : il apparaît des *canaux* de type N entre les îlots N^+ et la zone N^- . Les électrons peuvent se déplacer dans ces canaux et donner naissance au courant direct de drain. La longueur des canaux est très faible. Leur largeur totale est très élevée car elle est égale au produit du périmètre d'une cellule par le nombre total de cellules; elle peut atteindre plusieurs mètres par cm^2 de silicium.

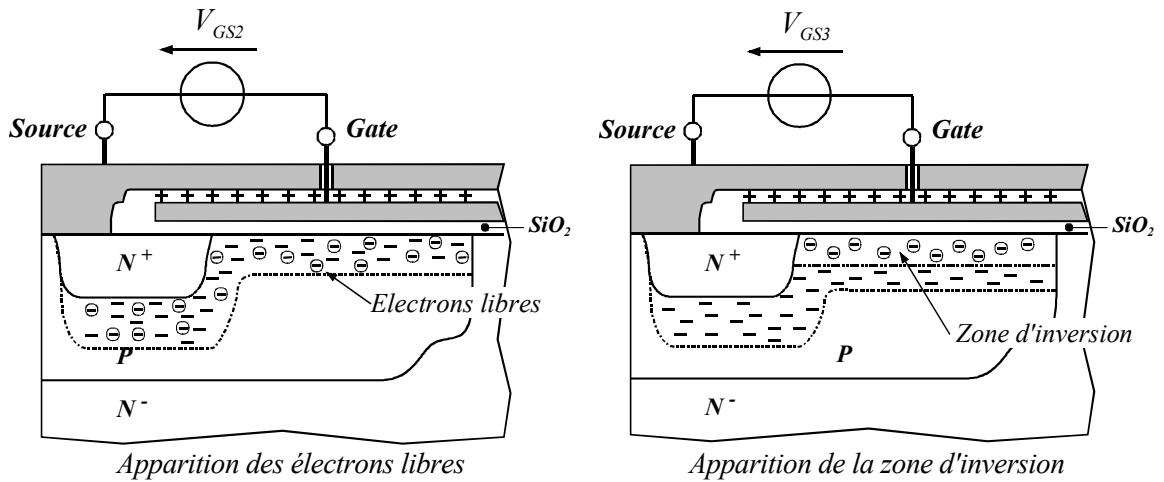


Figure 7-5 : Formation du canal

7.5.2 Comportement à l'état ouvert.

En l'absence de polarisation positive de la Grille, le MOSFET est bloqué. La tension Drain – Source peut croître jusqu'à la tension d'avalanche $V_{BR(SS)}$. Seul un petit courant de fuite circule dans le MOSFET. Le mécanisme d'avalanche trouve son origine dans plusieurs facteurs que nous n'étudierons pas ici.

7.5.3 Comportement à l'état fermé : caractéristique statique $I_D=f(V_{DS},V_{GS})$.

Lorsque la tension Grille – Source est fixée à une valeur constante supérieure à $V_{GS(Th)}$ et que la tension V_{DD} augmente, le courant de Drain I_D augmente linéairement. Mais comme le montre la caractéristique $I_D=f(V_{DS},V_{GS})$ de la Figure 7-7, lorsque la tension V_{DS} atteint un certain niveau, l'accroissement du courant de Drain I_D diminue pour devenir quasi constant et indépendant de V_{DS} .

Pour comprendre ce phénomène, il faut observer la chute de tension $V_{CS}(x)$ due au passage du courant I_D dans la zone d'inversion en fonction de la résistivité du canal et de la position x . Cette tension est donnée par la relation

$$V_{CS}(x) = V_{GS} - V_{ox}(x) \tag{7.1}$$

Où $V_{ox}(x)$ est la tension Grille – Canal en fonction de la position x et donc la valeur maximum est donnée pour $x=L$.

Pour de faibles valeurs de V_{DD} , le courant I_D est faible et il n'y a presque pas de chute de tension aux bornes du canal sur la longueur L . $V_{ox}(0) \cong V_{ox}(L)$ ce qui provoque une largeur constante de la zone d'inversion

En augmentant V_{DD} , le courant de Drain I_D va augmenter et la chute de tension aux bornes de la zone d'inversion devient importante. Cette chute de tension linéique $V_{CS}(x)$ provoque une réduction de la largeur de la zone d'inversion pour des x croissants. Cet effet entraîne à son tour une augmentation de la résistance du canal et donc une diminution du courant I_D . Lorsque $V_{ox}(L)=V_{GS}-V_{CS}(L)=V_{GS(Th)}$, la largeur de la zone d'inversion atteint sa valeur minimum ce qui limite la vitesse de déplacement des porteurs minoritaires excédentaires présents. La Figure 7-6 illustre ce cas de fonctionnement.

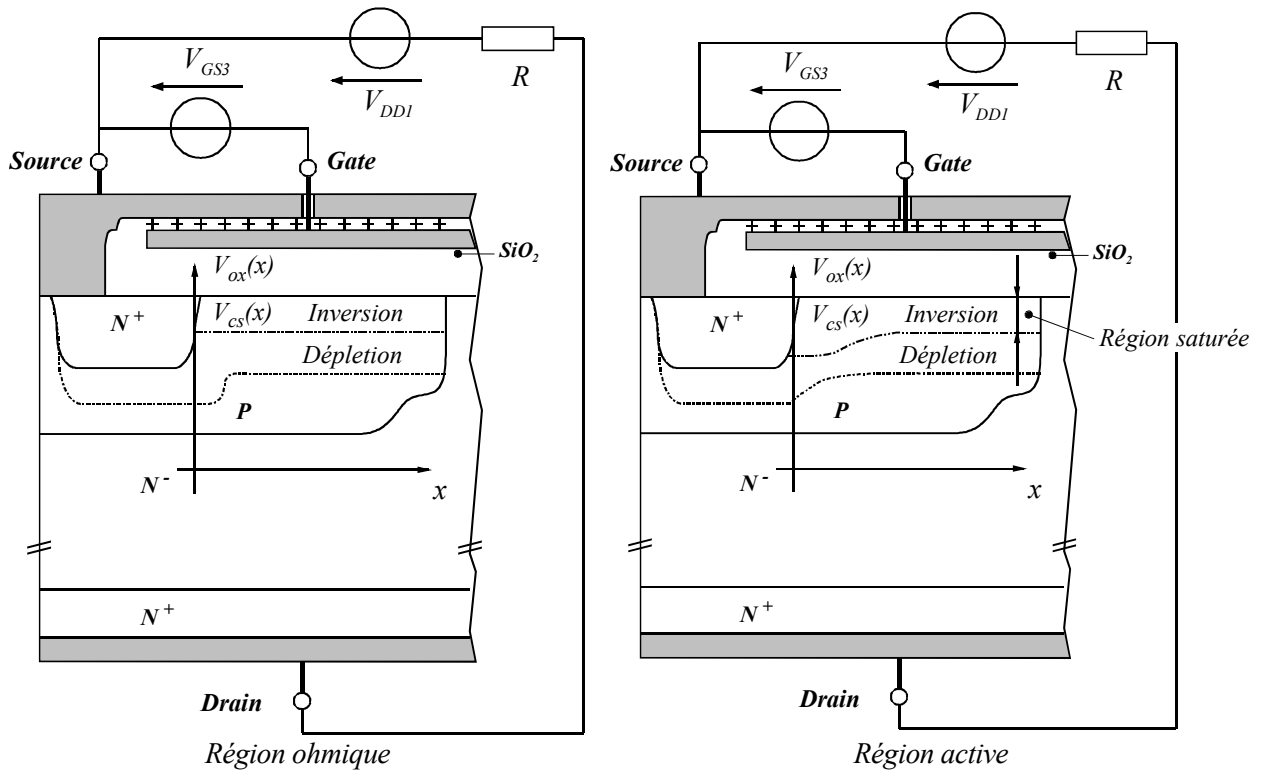


Figure 7-6 : Fonctionnement du MOSFET dans le sens direct

Sur la caractéristique statique $I_D=f(V_{DS},V_{GS})$ présentée à la Figure 7-7, on peut voir les trois zones de fonctionnement propre au MOSFET.

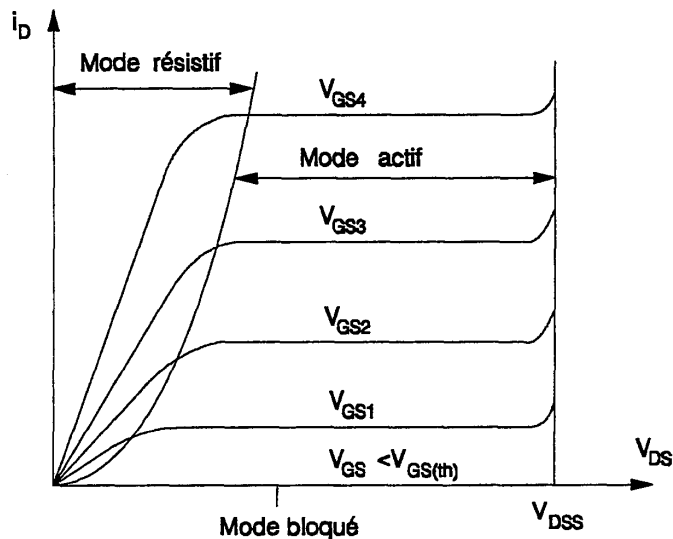


Figure 7-7 : Caractéristique $I_D=f(U_{DS},U_{GS})$

7.5.4 Éléments parasites.

Comme dans tout composant semiconducteur, il existe dans un MOSFET un certain nombre d'éléments parasites incontournables. Les Figure 7-8, Figure 7-9, Figure 7-10 donne un aperçu sommaire de ces derniers.

7.5.4.1 Diode et transistor.

L'îlot N^+ , la zone de diffusion P et la région épitaxiale N^- forme un transistor bipolaire NPN. De plus, la jonction PN^- n'est rien d'autre qu'une diode. La tenue en tension inverse d'un MOSFET n'est pas possible sans adjonction de composants extérieurs.

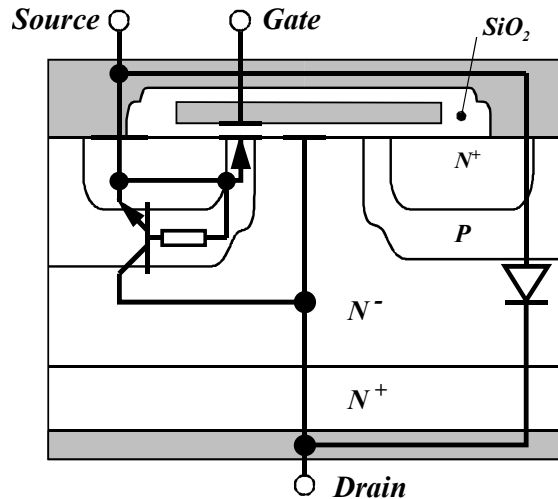


Figure 7-8 : Éléments parasites: Diode et transistor bipolaire

7.5.4.2 Capacités parasites.

Il existe plusieurs capacités réparties dans un MOSFET. La figure suivante illustre les plus importantes. Le modèle le plus utilisé contient trois condensateurs parasites. Un entre chaque point de sortie du MOSFET. On étudiera plus loin l'influence de ces capacités lors de l'utilisation du MOSFET en interrupteur.

$$C_{GS} = C_0 + C_{N^+} + C_P$$

7.2

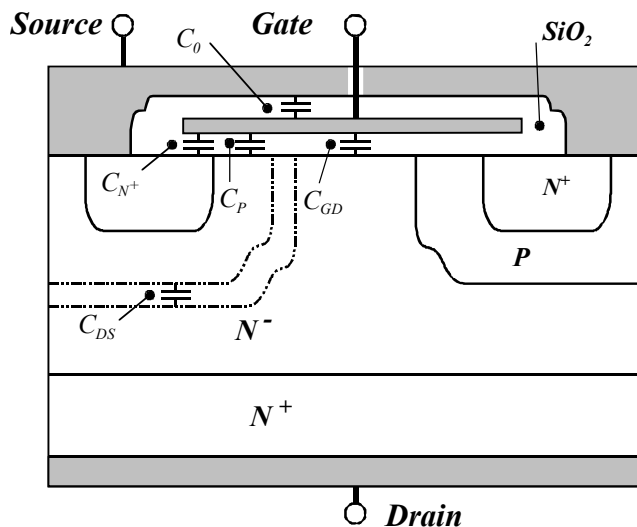


Figure 7-9 : Éléments parasites: Condensateurs

7.5.4.3 Drain – Source résistance.

Dans un MOSFET en conduction (zone résistive), la résistance totale entre Drain et Source est un paramètre important pour définir les pertes par conduction et par conséquent le courant maximum admissible pour éviter une température de jonction du composant trop élevée. La résistance à l'état passant R_{DSON} est définie comme

$$R_{DSON} = R_{N^+} + R_{Ch} + R_A + R_J + R_D + R_S \quad 7.3$$

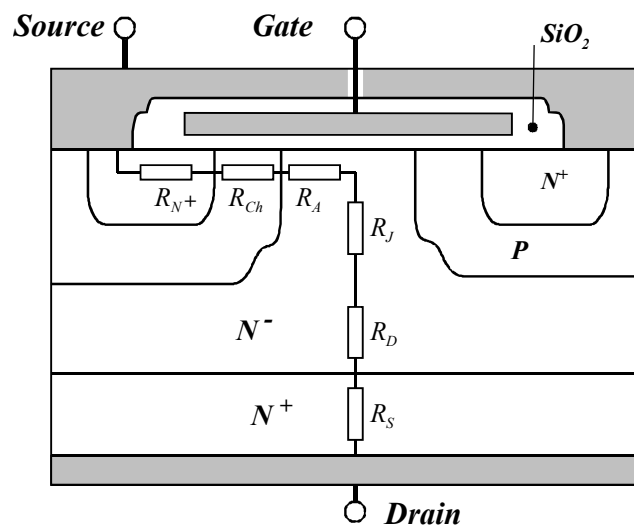


Figure 7-10 : Éléments parasites: Résistance

- R_{N^+} : Résistance de l'îlot N^+ . Cette résistance représente une très faible proportion de la résistance globale de passage R_{DSON} .
- R_{Ch} : Résistance du canal N. Cette dernière représente une grande part de la résistance globale de passage R_{DSON} pour de faibles valeurs de tension $V_{BR(DSS)}$.
- R_A : Lorsque la tension Grille – Source est positive, il y a accumulation de charge à proximité de la Grille, dans la région N^- .
- R_J : La résistance R_J correspond à la région N^- située entre les zone de diffusion P se comporte comme celle du canal d'un JFET.
- R_D : Cette résistance, située au-dessous des zones de diffusion P et jusqu'au substrat N^+ est la partie importante de la résistance globale de passage R_{DSON} pour de fortes valeurs de la tension $V_{BR(DSS)}$.
- R_S : Cette résistance de substrat peut être ignorée pour de fortes valeurs de la tension $V_{BR(DSS)}$. Par contre pour des tensions $V_{BR(DSS)} \leq 50V$, elle représente une partie importante de la résistance R_{DSON} .

7.5.5 Limitation dynamique en commutation.

7.5.5.1 État ouvert (bloqué).

Lorsque le MOSFET est bloqué, un accroissement rapide de la tension Drain – Source ($dV_{DS}/dt \gg 1$), provoque l'apparition d'un courant au travers de la capacité parasite Grille – Drain C_{GD} . Ce courant, dû à l'impédance Z_G , provoque une augmentation de la tension V_{GS} qui

peut aller au-delà de la tension de seuil $V_{GS(Th)}$ ce qui a pour effet de rendre conducteur le MOSFET.

Pour augmenter la tenue en dV_{DS}/dt , il faut donc avoir une commande de Grille présentant une impédance aussi faible que possible. Il est également possible, par une polarisation négative de la Grille par rapport à la Source, d'augmenter la marge d'accroissement de la tension V_{GS} avant d'atteindre la tension de seuil $V_{GS(Th)}$. Il faut garder à l'esprit que si remède existe, il a un coût non négligeable.

7.5.5.2 État fermé (conducteur).

Lorsque le MOSFET est conducteur, un accroissement rapide de la tension Drain – Source ($dV_{DS}/dt \gg 1$), provoque l'apparition d'un courant dans la capacité Drain – Source C_{DS} . Ce courant crée à son tour une tension aux bornes de la résistance R_b qui peut être suffisante pour faire conduire le transistor parasite. Un mécanisme complexe et mal maîtrisé (second breakdown voltage) pour les transistors bipolaires peut provoquer la destruction du MOSFET.

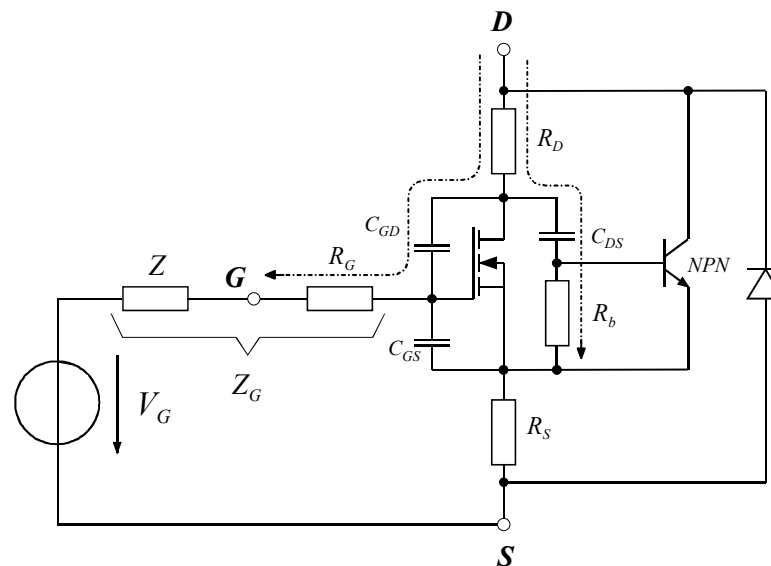


Figure 7-11 : Circuit équivalent en régime dynamique

7.5.6 Avertissement.

Dans cette section, nous allons traiter les caractéristiques utiles du transistor MOSFET. Les fabricants ont chacun leur manière de présenter les caractéristiques de leurs composants. Pour des raisons de clarté, nous ferons référence aux grandeurs caractéristiques présentées par INFINEON.

Pour mieux cerner la signification de certains paramètres, nous proposerons également une méthode de mesure des paramètres en question. La physique des semiconducteurs et le lot d'équations qui en découle ne seront pas abordés ici. Chaque paramètre est défini pour des conditions d'utilisations bien précises. Ces conditions sont spécifiées et correspondent à la méthode de mesure effectuée. Il faut donc être prudent lors de l'analyse d'un problème particulier.

7.5.7 Grandeurs nominales de sélection.

Dans le but de faciliter la sélection d'un composant, trois paramètres et une brève description du composant sont mises en évidence.

Feature

- New revolutionary high voltage technology
- Worldwide best $R_{DS(on)}$ in TO 220
- Ultra low gate charge
- Periodic avalanche rated
- Extreme dv/dt rated
- High peak current capability
- Improved transconductance
- 150 °C operating temperature

Product Summary

$V_{DS} @ T_{jmax}$	650	V
$R_{DS(on)}$	0.19	Ω
I_D	20.7	A

Figure 7-12 : Description générale

7.5.7.1 Tension Drain-Source : U_{DS} .

La valeur $U_{DS}@T_{jmax}$ est donnée pour une tension U_{GS} nulle (court-circuit). Cette valeur est indicative car cette tension diminue fortement avec la température de jonction T_j .

7.5.7.2 Résistance Drain-Source à l'état passant: $R_{DS(on)}$.

$R_{DS(on)}$ est une valeur typique, les conditions de mesure ne sont pas données

7.5.7.3 Courant de Drain en DC : I_D .

Le courant de Drain I_D est également une indication. En principe cette valeur est donnée pour une température de boîtier de $T_C=25^\circ\text{C}$.

7.5.8 Limites maximales d'utilisation (Absolute maximum ratings).

En règle générale, les fiches techniques (data sheets) des composants contiennent toujours une partie importante concernant la limite absolue d'utilisation donnée sous la rubrique **Maximum rating**.

Si une des valeurs excède cette limite, il peut en résulter la destruction du composant, ceci même si toutes les valeurs des autres paramètres sont inférieures à leur limite maximale. Ces valeurs sont spécifiées pour une température de jonction T_j

Maximum Ratings, at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			
Parameter	Symbol	Value	Unit
Continuous drain current $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	20.7 13.1	A
Pulsed drain current, t_p limited by T_{jmax}	$I_{D\text{ puls}}$	62.1	
Avalanche energy, single pulse $I_D=10\text{A}$, $V_{DD}=50\text{V}$	E_{AS}	690	mJ
Avalanche energy, repetitive t_{AR} limited by T_{jmax} ¹⁾ $I_D=20\text{A}$, $V_{DD}=50\text{V}$	E_{AR}	1	
Avalanche current, repetitive t_{AR} limited by T_{jmax}	I_{AR}	20	A
Reverse diode dv/dt $I_S=20.7\text{A}$, $V_{DS} < V_{DD}$, $di/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$, $T_{jmax}=150^\circ\text{C}$	dv/dt	6	V/ns
Gate source voltage static	V_{GS}	± 20	V
Gate source voltage dynamic	V_{GS}	± 30	
Power dissipation, $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	208	W
Operating and storage temperature	T_j, T_{stg}	-55... +150	$^\circ\text{C}$

Figure 7-13 : Absolute maximum ratings

7.5.8.1 Courant de Drain: I_D et I_{Dpulse} .

- I_D correspond à la valeur maximale du courant pouvant traverser le Drain en conduction continue pour une température de Boîtier (case) T_C donnée. Cette valeur est limitée par la température maximum de jonction T_{JMAX} et donc par la résistance thermique Jonction – Boîtier (R_{THJC}).
- I_{Dpulse} correspond à la valeur maximale admissible du courant traversant le Drain. La durée de l'impulsion est définie par la température maximale de jonction. Au-delà de ce courant, il existe un fort risque de Latch -up.

7.5.8.1.1 Limitation du courant de Drain et de la puissance en DC.

Le courant DC maximum de Drain est fixé pour une température $T_C=25^\circ\text{C}$ pour le boîtier. Pour des températures inférieures c'est le fils de liaison puce – patte (wire bound) qui limite le courant et pour des températures supérieures c'est la résistance thermique Jonction – Boîtier R_{THJC} qui limite la valeur maximale de ce courant, sachant $T_j=T_{JMAX}$. La puissance maximale dissipée est donnée par

$$P_{MAX}(T_C) = \frac{T_{JMAX} - T_C}{R_{THJC}} \quad 7.4$$

et, le courant, sachant que le MOSFET fonctionne dans la zone ohmique

$$I_{DMAX}(T_C) = \sqrt{\frac{T_{JMAX} - T_C}{R_{THJC}} \frac{1}{R_{DSON}(T_{JMAX})}} \quad 7.5$$

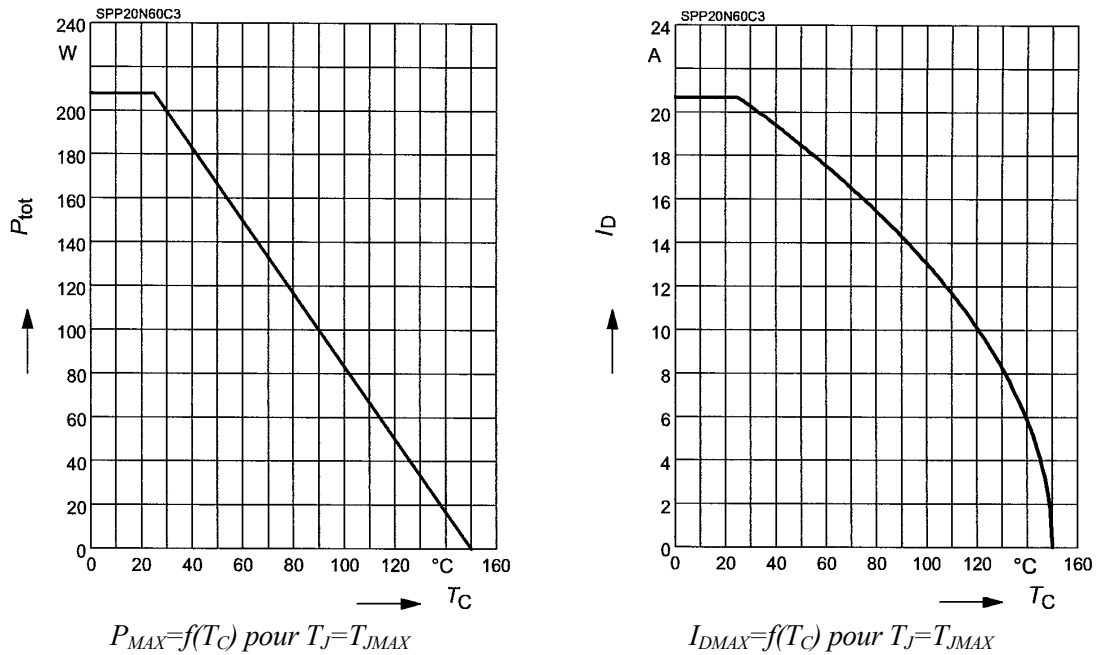


Figure 7-14 : Limitation du courant de Drain et de la puissance en DC

7.5.8.1.2 Aire de sécurité $I_D=f(V_{DS})$.

La Figure 7-15 montre le diagramme de sécurité du MOSFET (SOA : Safe Operating Area).

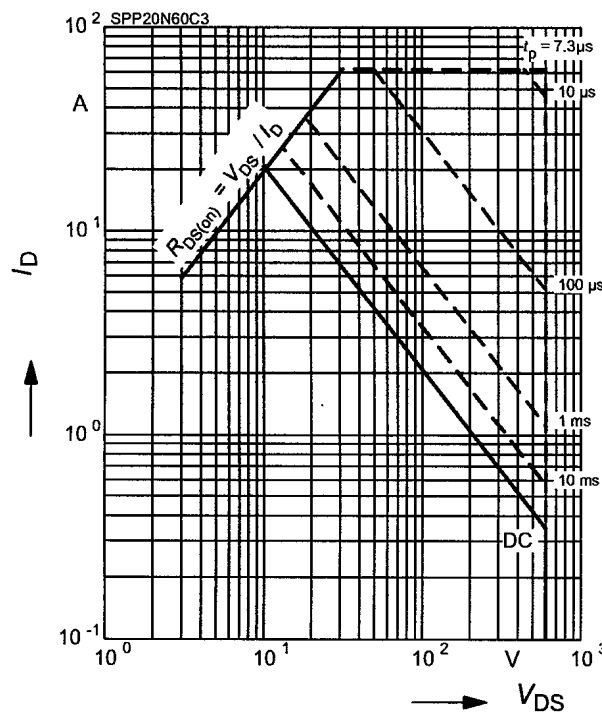


Figure 7-15 : Diagramme de sécurité : Régime DC et Impulsions non répétitives, $T_C=25^\circ\text{C}$

Pour des faibles valeurs de V_{DS} , le courant est limité par la résistance $R_{DS(on)}$, puis par la dissipation maximale possible sachant que les températures de Jonction $T_J=T_{JMAX}$ et de boîtier $T_C=25^\circ\text{C}$ sont imposées. La limite définie par le trait plein est valable pour le régime continu.

Grâce à la capacité thermique des divers constituants du MOSFET, il est possible, d'augmenter le courant sous forme d'impulsions, non répétitives dans le cadre de ce test. La limite supérieure en courant est donnée par la limite technologique de la tension $V_{GS\text{MAX}}=20\text{V}$. La limite en tension est donnée par la tenue en tension de la diode intrinsèque inverse ($V_{(BR)SS}$)

7.5.8.2 Tension Grille-Source V_{GS} .

La tension V_{GS} maximale admissible est donnée pour les régimes continus et impulsionnels. Cette valeur est limitée par la tenue en tension de l'oxyde de Grille (SiO_2 : diélectrique).

7.5.8.3 Puissance maximale dissipée.

Cette puissance correspond aux pertes (conduction et commutation) maximales que peut dissiper le composant pour une température de boîtier (case) spécifiée.

7.5.8.4 Température maximale de jonction en fonctionnement $T_{j\text{max}}$.

Correspond à la température maximale de jonction assurant un fonctionnement correct du composant.

7.5.8.5 Température maximale de stockage.

Température maximale de stockage du composant sans risque de stress mécanique et électrique.

7.5.8.6 Énergie d'avalanche.

Il est fortement déconseillé d'utiliser la capacité des MOSFET à tenir des énergies d'avalanches. En effet il est difficile de définir dans quelles mesures un tel régime de fonctionnement affecte la fiabilité du composant (MTBF).

Lors de l'ouverture d'un MOSFET sur une charge inductive (voir Figure 7-16), le temps d'extinction du courant devient incompatible avec celui donné par le MOSFET.

Le mécanisme se déroule de la manière suivante. La décroissance de la tension Grille – Source V_{GS} provoque une diminution de la couche d'inversion sous le canal. Le courant de canal va donc diminuer alors que le courant de Drain, imposé par la charge, ne peut varier aussi brusquement. Dans ce cas la tension Drain – Source V_{DS} va croître jusqu'à une valeur provoquant un phénomène d'avalanche dans la zone de déplétion (correspond à la tenue en tension de la diode intrinsèque Drain – Source). Le transfert du courant de Drain du canal à la zone correspondant à la diode intrinsèque dépend de la rapidité de variation de la tension Grille – Source (dV_{GS}/dt), du courant de Drain I_D au moment de la commande de fermeture du MOSFET et de la capacité Drain – Source (C_{DS}). Les valeurs les plus fréquemment fournies dans les data sheets sont définies dans les trois paragraphes suivants.

L'énergie et le temps d'avalanche peuvent être déduit des relations suivantes

$$E_{AS/AR} = \frac{1}{2} LI_{AS/AR}^2 \cdot \frac{BV_{SS}}{BV_{SS} - V_{DD}} \quad 7.6$$

et

$$t_{AS/AR} = \frac{LI_{AS/AR}}{BV_{SS}} \quad 7.7$$

7.5.8.6.1 Limitation de l'énergie d'avalanche pour une impulsion simple $E_{AS}=f(T_j)$.

Cette énergie correspond à la coupure d'un courant I_D dans une charge inductive. La tension d'alimentation V_{DD} , l'inductance L et la résistance R de la charge ainsi que la résistance de Grille R_{GS} doivent être spécifiée.

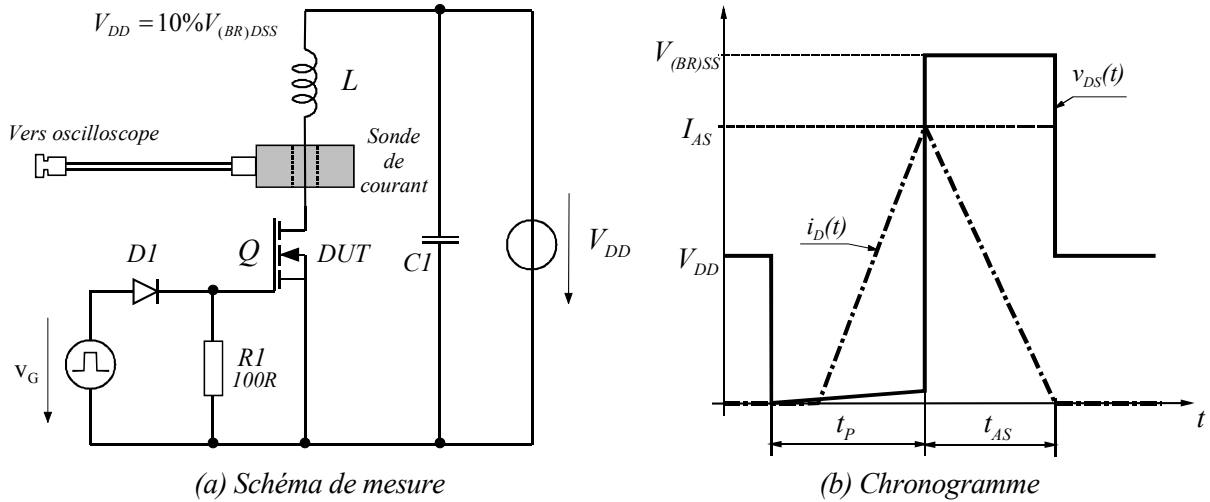


Figure 7-16 : Principe du test de la tenue impulsionnelle en avalanche

La valeur de cette énergie correspond à la limite admissible de la température de la jonction T_{JMAX} (température initiale $T_J=T_C$, température finale $T_J=T_{JMAX}$) en tenant compte du modèle dynamique de l'impédance thermique du composant.

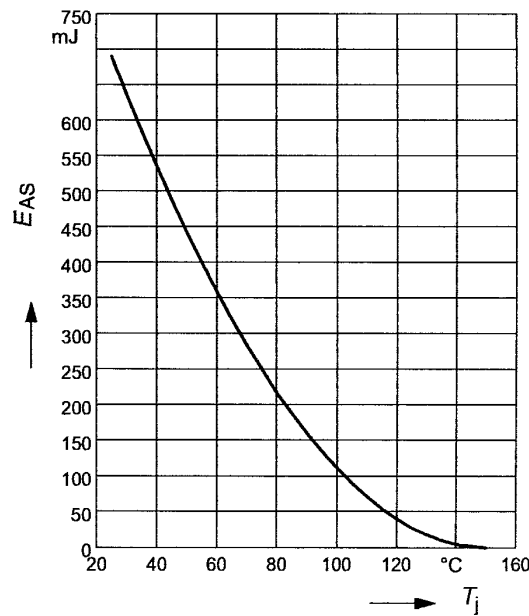


Figure 7-17 : Limitation de l'énergie d'avalanche en fonction de T_J

7.5.8.6.2 Énergie d'avalanche, impulsion répétitive E_{AR} .

La mesure de ce paramètre s'effectue à l'aide d'une structure correspondant à une alimentation à découpage (par exemple une alimentation Flyback). C'est l'inévitable inductance de fuite du transformateur qui provoque une surtension sur le MOSFET. La durée de l'avalanche provoquée

par cette surtension est de très courte durée ($<100\text{ns}$). La fréquence de répétition doit être définie de manière à ne pas dépasser la température de jonction maximum $T_{j\text{max}}$.

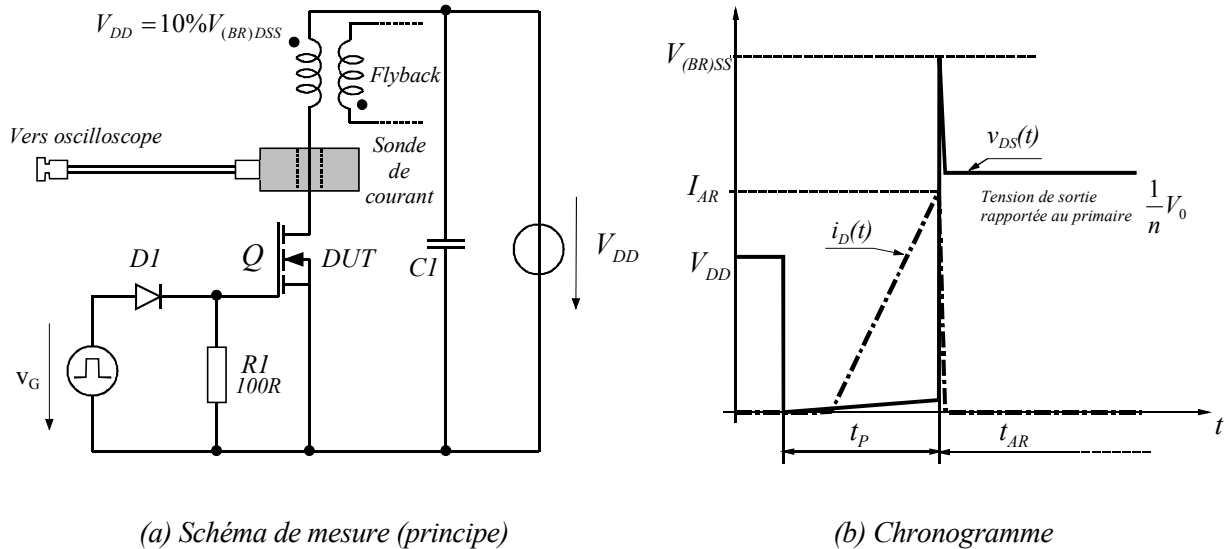


Figure 7-18 : Principe du test de la tenue répétitive en avalanche

7.5.8.6.3 Courant de Drain d'avalanche, impulsion répétitive I_{AR} .

Correspond au courant de Drain maximum admissible utilisé pour la mesure de l'énergie d'avalanche en impulsions répétitives. C'est une des caractéristiques les plus complexes fournies par certains fabricants. Une bonne connaissance des alimentations à découpage est nécessaire pour utiliser pleinement les avantages de cette caractéristique. Pour plus de détails, le lecteur est renvoyé aux notes d'applications traitant de ce sujet

7.5.9 Caractéristiques statiques.

Lorsque les valeurs sont fortement dépendantes du point de fonctionnement, le résultat est fourni sous la forme d'un diagramme.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
Electrical Characteristics, at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified					
Static Characteristics					
Drain-source breakdown voltage $V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=0.25\text{mA}$	$V_{(BR)DSS}$	600	-	-	V
Drain-source avalanche breakdown voltage $V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=20\text{A}$	$V_{(BR)DS}$	-	700	-	
Gate threshold voltage, $V_{GS} = V_{DS}$ $I_D = 1\text{ mA}$	$V_{GS(th)}$	2.1	3	3.9	
Zero gate voltage drain current $V_{DS} = 600\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_{DS} = 600\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, $T_j = 150^\circ\text{C}$	I_{DSS}	-	0.5	25	μA
Gate-source leakage current $V_{GS}=20\text{V}$, $V_{DS}=0\text{V}$	I_{GSS}	-	-	100	nA
Drain-source on-state resistance $V_{GS}=10\text{V}$, $I_D=13.1\text{A}$, $T_j=25^\circ\text{C}$ $V_{GS}=10\text{V}$, $I_D=13.1\text{A}$, $T_j=150^\circ\text{C}$	$R_{DS(on)}$	-	0.16	0.19	Ω
Gate input resistance $f = 1\text{ MHz}$, open drain	R_G	-	0.54	-	

¹Repetitive avalanche causes additional power losses that can be calculated as $P_{AV}=E_{AR} \cdot f$.

Figure 7-19 : Caractéristiques statiques

7.5.9.1 Caractéristique $V_{(BR)DSS}=f(T_j)$.

Il s'agit de la mesure de la tenue en tension (breakdown voltage) en fonction de la température de jonction T_j . Lors du dimensionnement il faut tenir compte, avec une marge de sécurité, de la tension correspondant à la valeur minimale de fonctionnement. Cette tension se mesure en appliquant une tension nulle entre Grille et Source $V_{GS}=0$, et en observant l'accroissement du courant de Drain I_D . La tension $V_{(BR)DSS}$ correspond à un courant de Drain de 0.25mA, alors que la tension $V_{(BR)DS}$ correspond à un courant de Drain de 20A.

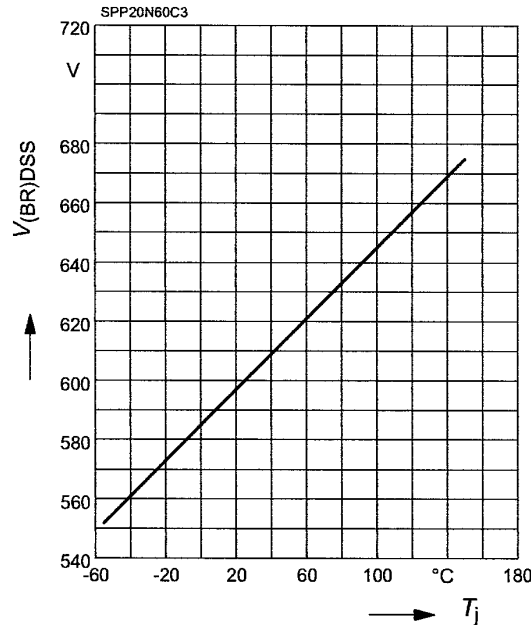


Figure 7-20 : Caractéristique $I_D = f(V_{DS}, V_{GS}, T_J)$ @ $V_{GS}=0, I_D=250\mu A$

7.5.9.2 Caractéristique $I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$.

Pour mesurer cette caractéristique on définit, à une valeur de température de jonction initiale, les tensions V_{GS} et V_{DS} ainsi que de la durée de l'impulsion appliquée.

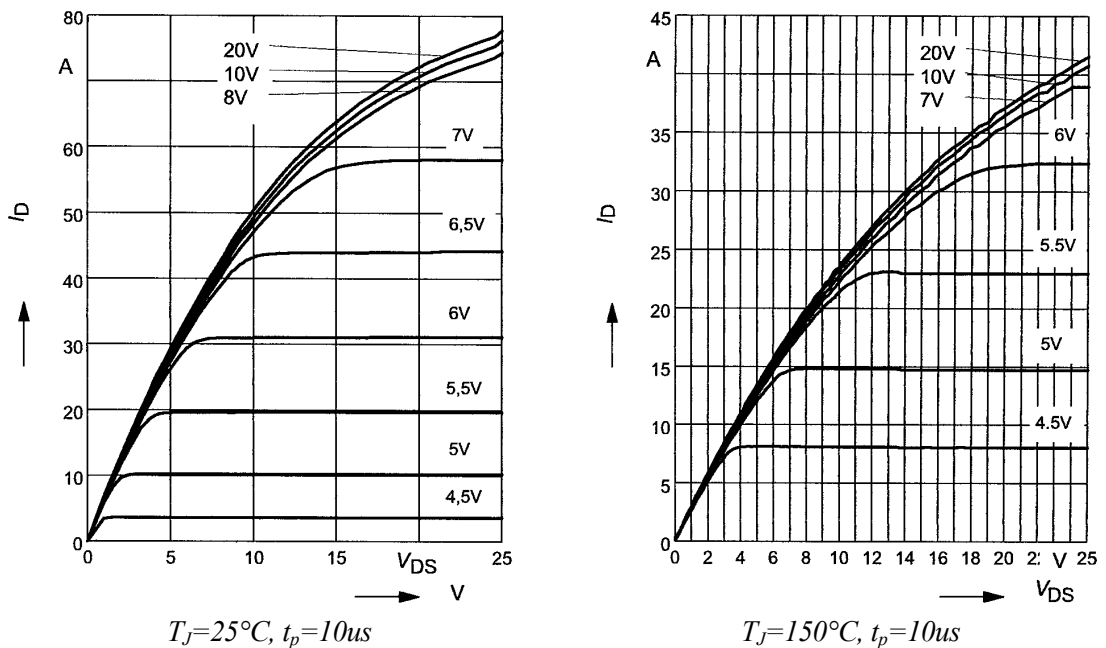


Figure 7-21 : Caractéristique $I_D = f(V_{DS}, V_{GS}, T_J)$

On peut voir que cette caractéristique est fortement dépendante de la température de jonction. On voit que pour des tensions $V_{GS} < 6V$, le coefficient en température est positif ce qui signifie qu'une augmentation de température entraîne une augmentation du courant dans la zone active (voir aussi Figure 7-25 : caractéristique de transfert $I_D = f(V_{GE})$). Cette situation n'est pas

favorable pour la mise en parallèle car la répartition des courants, durant les commutations, n'est pas auto-asservie.

7.5.9.3 Tension Grille-Source de seuil $V_{GS(th)}=f(T_J)$.

La tension Grille – Source doit atteindre un certain seuil avant la création d'une zone d'inversion du canal et par conséquent le passage du courant de Drain. Pour des composants de puissance, la tension Grille – Source de seuil se situe entre les valeurs suivantes

$$1V < V_{GS(th)} < 4V \quad \text{pour } 20^{\circ}C < T_J < 150^{\circ}C \quad 7.8$$

Comme on peut le voir sur la Figure 7-22, le niveau de ce seuil présente une forte dépendance avec la température. Ce comportement est désavantageux pour la mise en parallèle. De plus, l'immunité aux bruits diminue fortement ce qui peut poser des problèmes si la commande présente une impédance trop importante. En première approximation, on peut dire que la tension de seuil a une dépendance linéaire par rapport à la température

$$V_{GS(th)}(T_J) = V_{GS(th)}(300^{\circ}C) + \mathcal{G} \cdot (T_J - 300^{\circ}C) \quad 7.9$$

avec $\mathcal{G} = -8.5mV / ^{\circ}K$

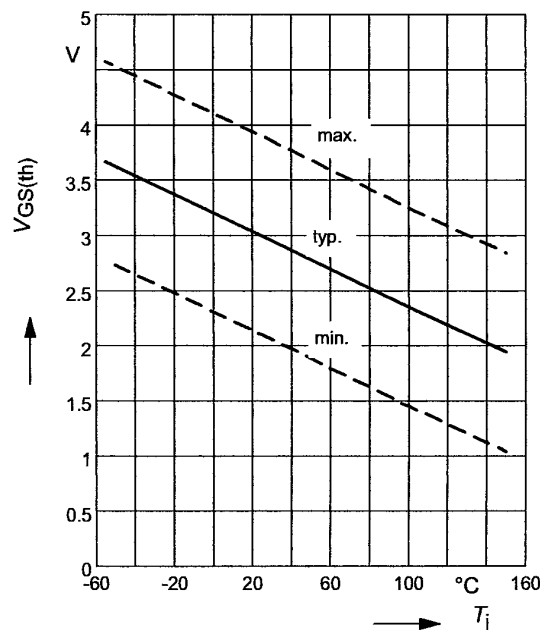


Figure 7-22 : Caractéristique de la tension Grille-Source de seuil $V_{GS(th)}=f(T_J)$

7.5.9.4 Courant de fuite de Drain à l'état bloqué I_{DSS} .

Lorsque le transistor est bloqué avec la condition particulière $V_{GS}=0$, un courant de Drain de très faible valeur circule dans le MOSFET. Ce courant est mesuré à une tension Drain – Source V_{DS} et une température de jonction T_J définies.

7.5.9.5 Courant de fuite de Grille I_{GSS} .

Ce courant est mesuré pour des conditions particulières, soit $V_{GS}=20V$ et $V_{DS}=0V$. Il s'agit du courant de fuite des capacité C_{GS} et C_{GD} , la capacité C_{DS} étant court-circuitée.

7.5.9.6 Résistance $R_{DS(on)}$ à l'état passant.

Pour de faibles valeurs de V_{GS} mais au-delà de la tension de seuil $V_{GS(Th)}$ le MOSFET se trouve rapidement avec un point de fonctionnement dans la région active. Par contre plus V_{GS} est grand plus le courant de Drain I_D peut être grand avec un point de fonctionnement dans la zone ohmique.

Dans la région active la résistance de passage devient très grande puisque que le MOSFET se comporte comme une source de courant contrôlée en tension. Une particularité importante du MOSFET est que la résistance $R_{DS(on)}$ présente un **coefficient thermique positif** (auto-répartition des courants en conduction lors de la mise en parallèle). Par exemple pour les CoolMos, on a la relation :

$$R_{DS(on)}(T_J) = R_{DS(on)(300^\circ K)} \left(1 + \frac{\alpha}{100} \right)^{(T_J - 300)} \quad T_J \text{ en } [^\circ K] \quad 7.10$$

avec pour α

$V_{(BR)DS}$ [V]	50	60	100	200	400	500	600	800
α [1]	0.43	0.45	0.53	0.62	0.69	0.70	0.72	0.75

alors que pour une structure "trench", on a

$$R_{DS(on)}(T_J) = R_{DS(on)(300^\circ K)} \left(\frac{T_J}{300} \right)^{3/2} \quad T_J \text{ en } [^\circ K] \quad 7.11$$

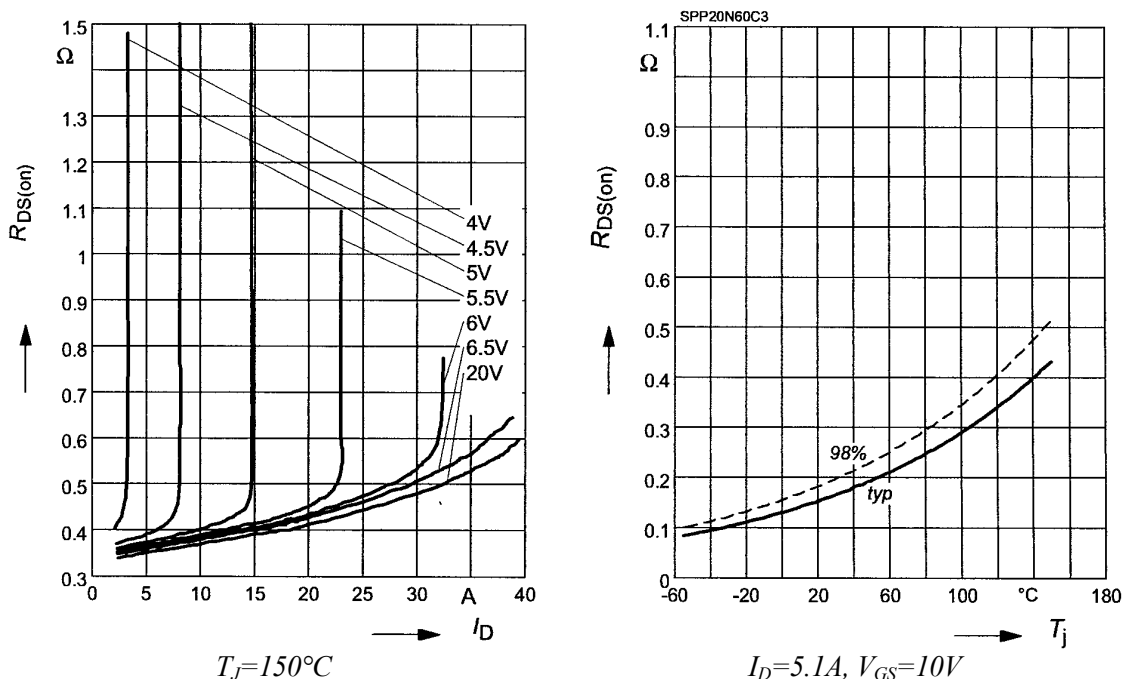


Figure 7-23 : Caractéristique $R_{DS(on)}=f(V_{DS}, V_{GS}, T_J)$

7.5.9.7 Résistance équivalente d'entrée.

Cette résistance correspond à la résistance équivalente série (*ESR: equivalent serial resistance*) de la capacité d'entrée définie comme

$$C_{in} = C_{GS} + \frac{C_{GD} \cdot C_{DS}}{C_{GD} + C_{DS}} \quad 7.12$$

7.5.10 Caractéristiques dynamiques.

Les caractéristiques dynamiques permettent l'estimation des temps de commutation du MOSFET. Elles donnent également des indications essentielles pour le dimensionnement de la commande. Dans le but d'être le plus clair possible, une description de méthode de test est donnée pour les paramètres les plus importants.

Electrical Characteristics , at $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise specified						
Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Characteristics						
Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} \geq 2 \cdot I_D \cdot R_{DS(on)max}$, $I_D = 13.1\text{A}$	-	17.5	-	S
Input capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 25\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$	-	3000	-	pF
Output capacitance	C_{oss}		-	1170	-	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	40	-	
Effective output capacitance, 1) energy related	$C_{o(er)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V to } 480\text{V}$	-	83	-	pF
Effective output capacitance, 2) time related	$C_{o(tr)}$		-	160	-	
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 380\text{V}$, $V_{GS} = 0/13\text{V}$, $I_D = 20.7\text{A}$, $R_G = 3.6\Omega$, $T_j = 125$	-	10	-	ns
Rise time	t_r	$V_{DD} = 380\text{V}$, $V_{GS} = 0/13\text{V}$,	-	5	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$I_D = 20.7\text{A}$, $R_G = 3.6\Omega$	-	67	100	
Fall time	t_f		-	4.5	12	
Gate Charge Characteristics						
Gate to source charge	Q_{gs}	$V_{DD} = 480\text{V}$, $I_D = 20.7\text{A}$	-	11	-	nC
Gate to drain charge	Q_{gd}		-	33	-	
Gate charge total	Q_g	$V_{DD} = 480\text{V}$, $I_D = 20.7\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{ to } 10\text{V}$	-	87	114	
Gate plateau voltage	$V_{(plateau)}$	$V_{DD} = 480\text{V}$, $I_D = 20.7\text{A}$	-	5.5	-	V

Figure 7-24 : Caractéristiques dynamiques

7.5.10.1 Caractéristique de transfert $I_D = f(V_{GS})$.

Cette caractéristique n'a de signification que pour la région active, c'est-à-dire lorsque le MOSFET fonctionne en source de courant contrôlé en tension. Pour s'assurer que nous nous trouvons en région active, il faut respecter la condition suivante sur la tension V_{DS}

$$V_{DS} > 2I_D \cdot R_{DS(on)} \tag{7.13}$$

La pente de cette courbe représente la transconductance. Cette dernière est donnée par la relation.

$$g_{fs} = \left[\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right]_{V_{DS}, I_D} \tag{7.14}$$

La transconductance est un paramètre important dans le calcul des temps de commutation. Cette caractéristique est mesurée pour des impulsions de tension Grille – Source de $t_p=10\mu s$. Pour de forts courants, l'augmentation de la température de jonction durant la mesure (10 μs) provoque une diminution de la transconductance. On remarque ce phénomène sur la Figure 7-25.

$$g_{fs}(T_J) = g_{fs(300^{\circ}K)} \left(\frac{T_J}{300} \right)^{-\alpha} \text{ avec } T_J \text{ en } [^{\circ}K] \tag{7.15}$$

avec $\alpha = \begin{cases} 2.3 & \text{pour une structure trench} \\ 3/2 & \text{pour une structure CoolMos} \end{cases}$

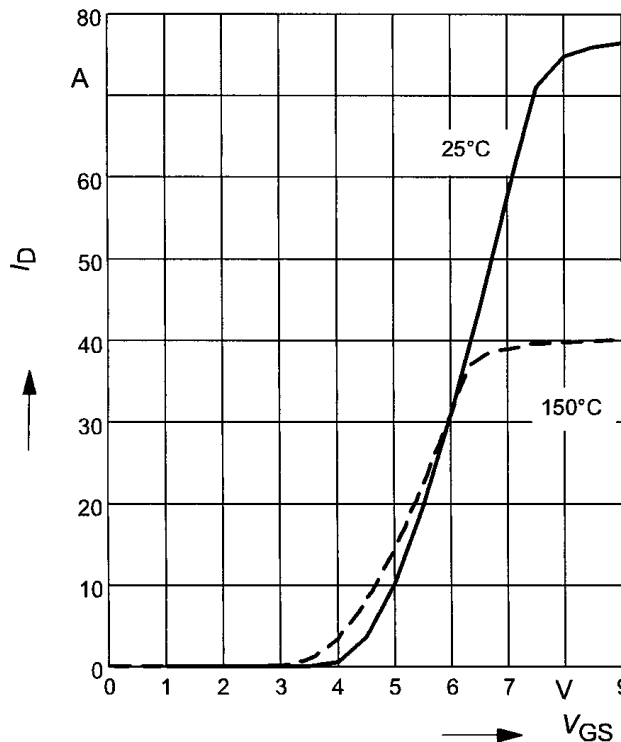


Figure 7-25 : Caractéristique de transfert $I_D=f(V_{GS})$

7.5.10.2 Mesures des capacités parasites.

Comme on l'a déjà signalé, le fait de ne pas avoir de charges stockées permet au transistor MOSFET d'avoir des commutations extrêmement rapides. Ce sont les capacités parasites qui, par le temps nécessaire pour les charger ou les décharger, limitent la rapidité des commutations.

On peut distinguer (Figure 7-26) :

- la capacité Grille-Source C_{GS} , la plus importante. Son diélectrique est la couche d'oxyde isolant la grille de la métallisation de source et de la surface du silicium.
- La capacité Grille-Drain C_{GD} . Elle correspond à la zone de déplétion qui apparaît dans la zone P sous la métallisation de Grille.
- La capacité Drain-Source C_{DS} . C'est la capacité de la jonction P^+N^- aux bornes de laquelle se retrouve pratiquement toute la tension V_{DS} à l'état bloqué.

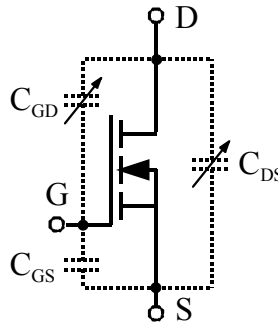


Figure 7-26 : Capacités parasites d'un MOSFET

En pratique les fabricants ne donnent pas directement ces condensateurs, ceci pour des raisons de mesure. On définira aux paragraphes suivants les valeurs que l'on rencontre dans les data sheets.

7.5.10.2.1 Capacité d'entrée C_{iss} .

La capacité d'entrée C_{iss} est définie comme la capacité mesurée entre Grille et Source, avec court-circuit entre Drain et Source

$$C_{iss}(V_{DS}, V_{GS}) = C_{GS}(V_{DS}, V_{GS}) + C_{GD}(V_{DS}, V_{GS}) \tag{7.16}$$

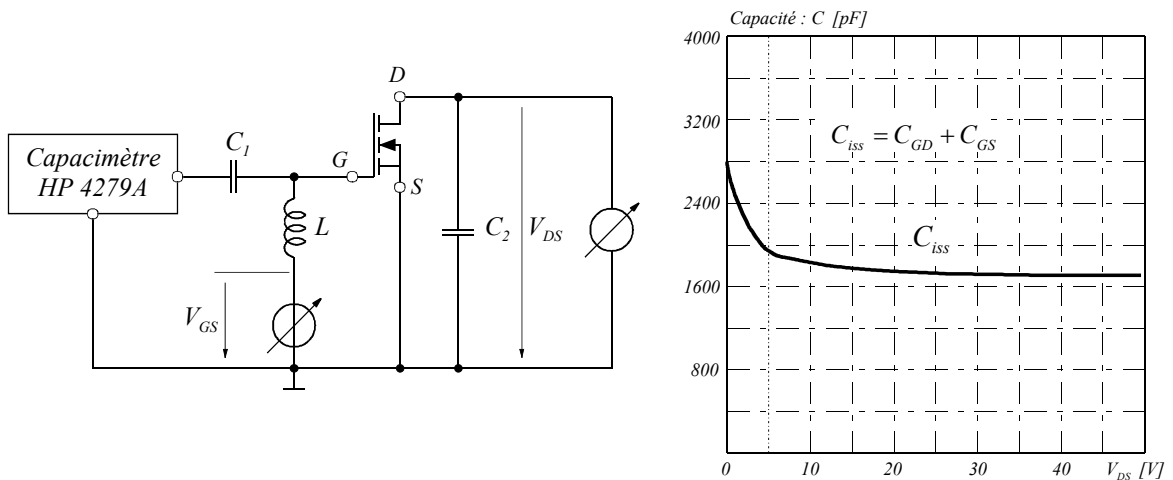


Figure 7-27 : Capacités parasites d'un MOSFET, mesure de C_{iss}

La Figure 7-27 montre le schéma de principe de la mesure. Les condensateurs C_1 et C_2 ont des valeurs telles qu'ils représentent des court-circuits alors que L'inductance L présente une impédance très élevée à la fréquence de mesure (en général 1MHz).

7.5.10.2.2 Capacité de sortie C_{oss} .

La capacité de sortie C_{oss} est définie comme la capacité mesurée entre Drain et Source, avec court-circuit entre Grille et Source.

$$C_{oss}(V_{DS}, V_{GS}) = C_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) + C_{GD}(V_{DS}, V_{GS}) \tag{7.17}$$

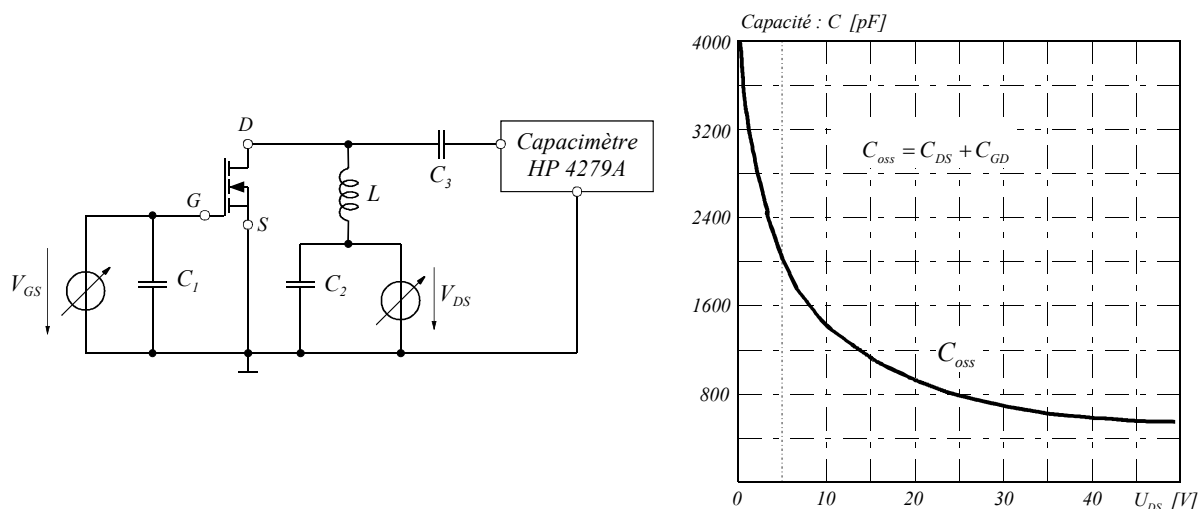


Figure 7-28 : Capacités parasites d'un MOSFET, mesure de C_{oss}

La Figure 7-28 montre le schéma de principe de la mesure. Les condensateurs C_1 et C_3 ont des valeurs telles qu'ils représentent des court-circuits alors que L'inductance L présente une impédance très élevée à la fréquence de mesure (en général 1MHz).

7.5.10.2.3 Capacité de transfert inverse C_{rss} .

La capacité de transfert inverse C_{rss} mesurée entre Drain et Grille

$$C_{rss}(V_{DS}, V_{GS}) = C_{GD}(V_{DS}, V_{GS}) \tag{7.18}$$

La Figure 7-29 montre le schéma de principe de la mesure. Les condensateurs C_1 et C_3 ont des valeurs telles qu'ils représentent des court-circuits alors que les inductances L_1 et L_2 présentent une impédance très élevée à la fréquence de mesure (en général 1MHz).

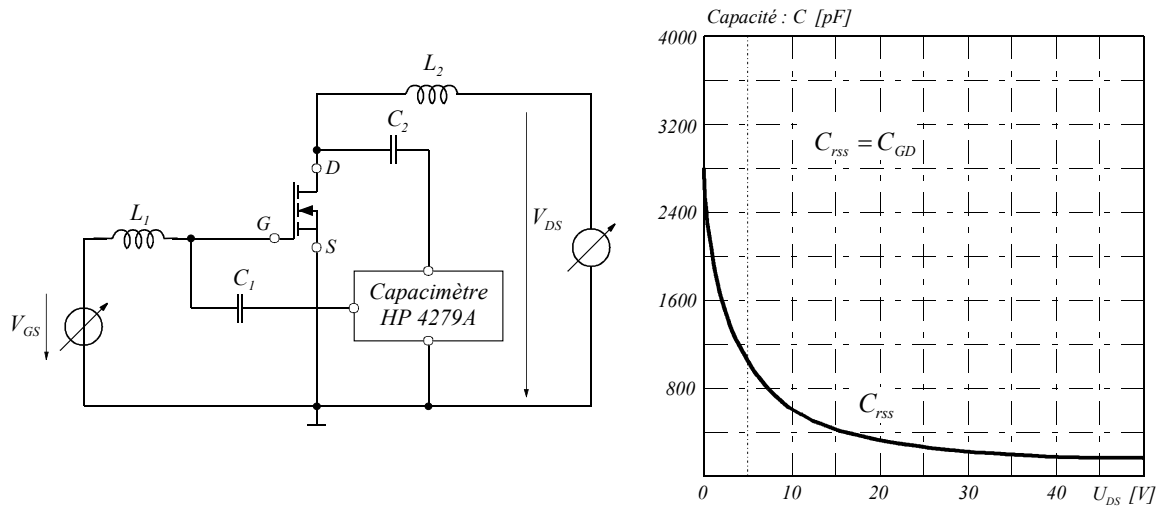


Figure 7-29 : Capacités parasites d'un MOSFET, mesure de C_{rSS}

7.5.10.3 Condensateurs parasites.

Les trois mesures des capacités C_{iss} , C_{oss} et C_{rSS} sont données dans un diagramme pour une fréquence de mesure et une tension V_{GS} spécifiées.

Les valeurs ainsi définies ont une grande importance puisqu'elles conditionnent la rapidité en commutation du MOSFET.

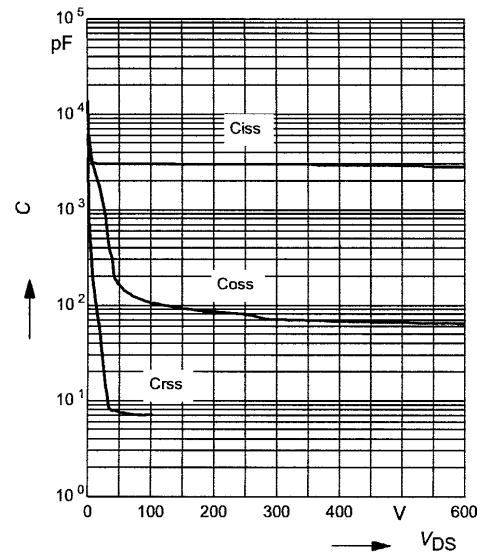


Figure 7-30 : Capacités parasites : $V_{GS}=0$, $f=1\text{MHz}$

7.5.10.4 Caractéristique de transfert de charge.

7.5.10.4.1 Mesure de la caractéristique de transfert de charge.

Cette mesure présente un intérêt primordial pour le dimensionnement du circuit de commande de Grille et pour l'estimation des temps de commutation sur charge inductive. Le transistor à tester (D.U.T : Device Under Test) est commandé à l'aide d'un courant de Grille constant. Le circuit situé dans le Drain est assimilable à une source de courant.

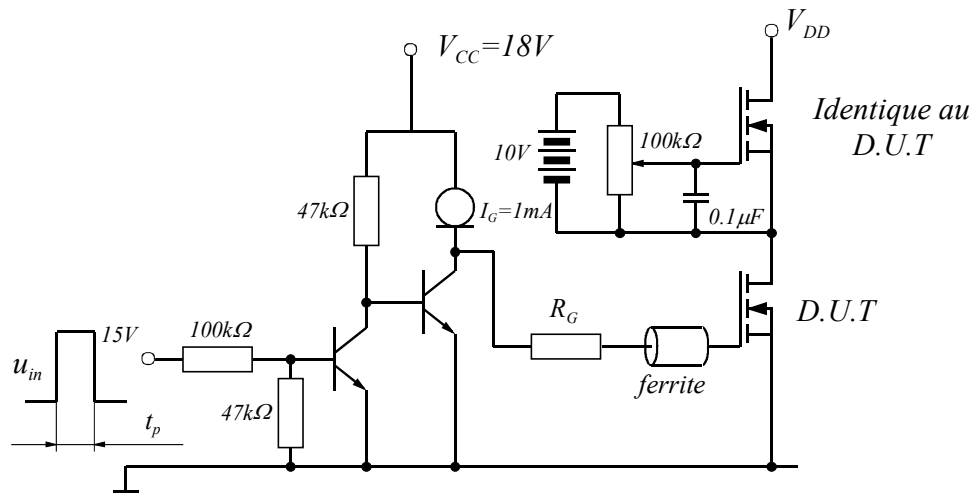


Figure 7-31 : Mesure de la caractéristique de transfert de charge

La durée de l'impulsion de courant t_p est définie par la charge nécessaire à fournir à la Grille pour assurer la conduction complète du transistor (fonctionnement dans la partie ohmique). On limitera toute fois la tension de Grille à une valeur de l'ordre de 15V.

La Figure 7-32 montre un exemple de la mesure de l'évolution de la tension de V_{GS} en fonction de la charge fournie à la Grille. Cette caractéristique présente une dépendante à la tension V_{DS} et au courant I_D .

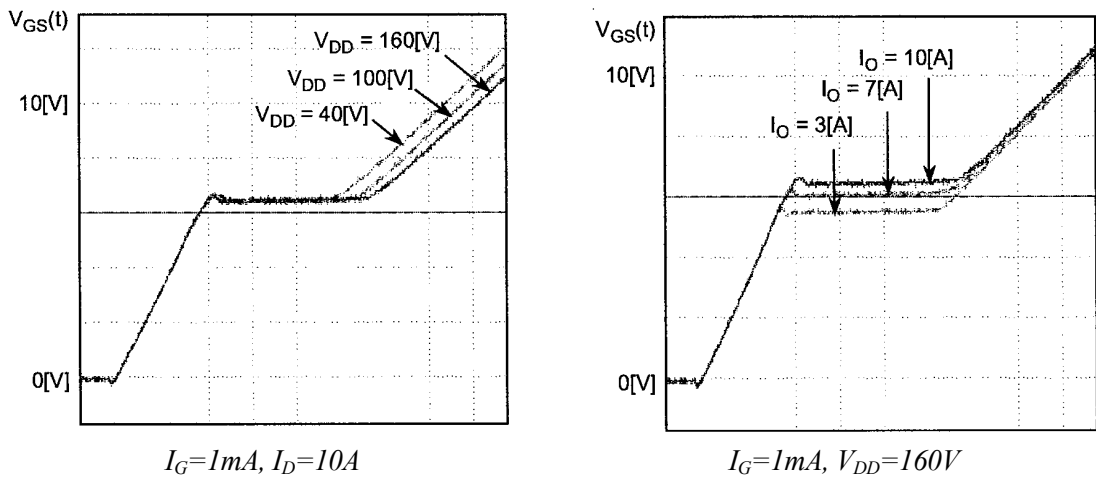


Figure 7-32 : Evolution de la tension $V_{GS} = f(Q_G, V_{DS}, I_D)$

Le fabricant donne, dans le data sheet du composant, la caractéristique de transfert de charge définie à la Figure 7-33.

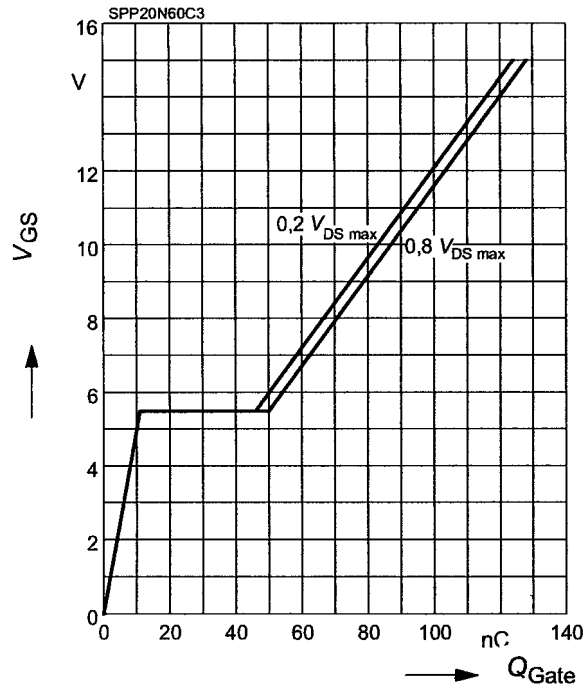


Figure 7-33 : Caractéristique de transfert de charge $V_{GS}=f(Q_G)$ @ $I_D=20.7A$

7.5.10.5 Transfert des charges. Énergie fournie par la commande.

La caractéristique de transfert des charges (Figure 7-34 (a)) donne les variations de la tension v_{GS} en fonction de la charge $Q_G = \int I_G \cdot dt$ qui entre ou sort du transistor par l'intermédiaire du courant de grille.

Les trois tronçons de cette caractéristique correspondent aux trois expressions successives du courant $i_G(t)$ lors de la commutation à la fermeture ou à l'ouverture.

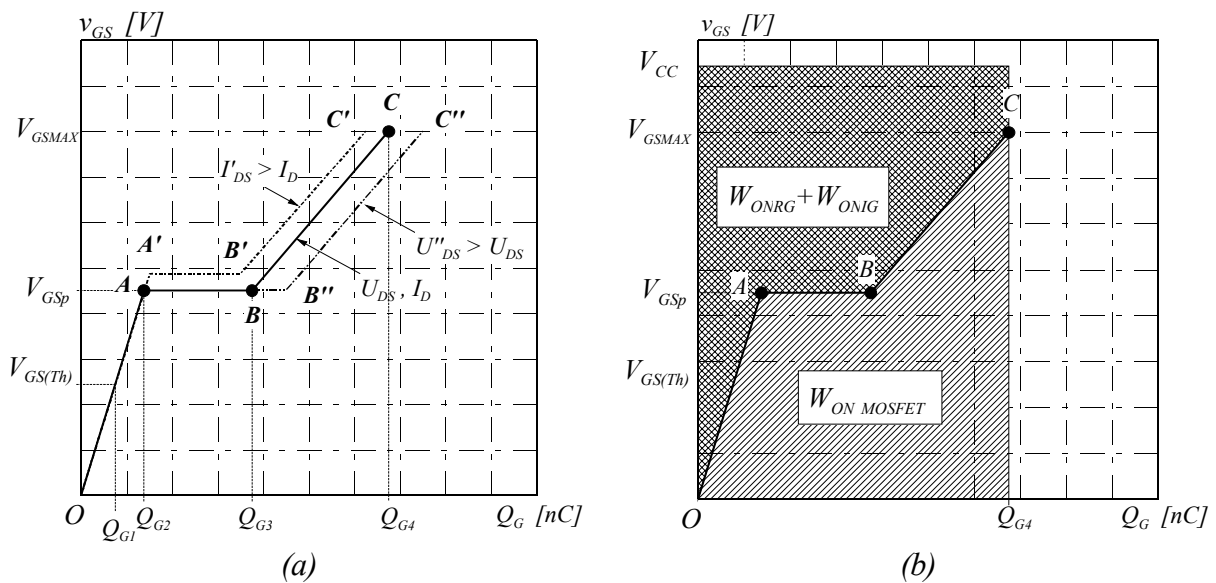


Figure 7-34 : Caractéristique de transfert de charges

On suit ici le tracé de $v_{GS} = f(Q_G)$ dans le cas de la fermeture.

Tronçon OA

Quand v_{GS} va de zéro à V_{GSp} , la tension v_{DS} reste constante et égale environ à V_{DD} . La capacité d'entrée est donc constante et égale à C_{issOFF} .

Pour ce tronçon, $Q_G = C_{issOFF} \cdot V_{GS}$. A l'extrémité du tronçon OA, la quantité d'électricité fournie par la source de commande est donc :

$$Q_{G2} = C_{issOFF} \cdot V_{GSp} \quad 7.19$$

et les capacités C_{GS} , C_{DS} et C_{GD} ont respectivement à leurs bornes les tensions

$$\begin{aligned} v_{GS} &= V_{GSp} \\ v_{DS} &= V_{DD} \\ v_{DG} &= V_{DD} - V_{GSp} \cong V_{DD} \end{aligned} \quad 7.20$$

Tronçon AB

Ce tronçon correspond à la diminution de la tension v_{DS} , donc à la décharge des capacités C_{GD} et C_{DS} dont les valeurs augmentent au fur et à mesure que v_{DS} diminue.

Le courant i_G , toujours donné par

$$I_G = C_{GS} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \frac{dv_{DG}}{dt} \quad 7.21$$

devient pratiquement égal à $-C_{GD} \cdot dv_{DG}/dt$, servant entièrement à décharger C_{GD}

La charge de C_{GS} est momentanément interrompue : v_{GS} reste constant tandis que Q_G continue à augmenter (effet Miller).

La longueur $Q_{G3} - Q_{G2}$ de ce tronçon correspond à la quantité de charge à extraire de C_{GD} pour faire passer v_{DG} d'une valeur voisine de V_{DD} à une valeur voisine de zéro.

$$\begin{aligned} Q_{G3} - Q_{G2} &= \int_{t_2}^{t_3} i_G \cdot dt = \int_{t_2}^{t_3} -C_{rSS} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \cdot dt = \int_{v_{DS3}}^{v_{DS2}} C_{rSS} \cdot dv_{DS} \\ &\cong \int_0^{V_{DD}} C_{rSS} \cdot dv_{DS} \end{aligned} \quad 7.22$$

avec C_{rSS} fonction de v_{DS} .

De $Q_{G3} - Q_{G2}$ on déduit la durée de la phase 3

$$t_3 - t_2 = \frac{Q_{G3} - Q_{G2}}{i_G} \quad 7.23$$

Tronçon BC

Ce tronçon correspond à la reprise et à la fin de la charge de C_{GS} . Si la tension v_{DS} ne varie plus ayant atteint sa valeur à l'état passant $R_{DSON} \cdot I$, les capacités sont constantes. La charge fournie à la capacité d'entrée à l'état passant C_{issON} pour amener v_{GS} de V_{GSp} à V_{GSMAX} est

$$Q_{G4} - Q_{G3} = C_{issON} \cdot (V_{GSMAX} - V_{GSp}) \cdot \quad 7.24$$

Le tracé OA'B'C' correspond à un courant commuté I' supérieur à I, le tracé OAB"C" à une tension bloquée V_{DD} supérieure à V_{DD}.

Remarque. En diminuant l'épaisseur de la couche d'oxyde entourant la grille, on obtient des transistors dont le seuil de tension est assez faible pour qu'ils puissent être commandés par des circuits logiques alimentés en 5 volts. Ce sont les L2FET (Logic Level Grille FET) dont la capacité Grille-Drain est plus élevée.

L'énergie fournie par la commande pour la fermeture est

$$W_{ON} = \int_0^{t_p} V_{CC} \cdot I_G \cdot dt = \int_0^{t_p} u_G \cdot dQ_G = V_{CC} \cdot Q_{G4} \tag{7.25}$$

La fraction de cette énergie utilisée pour charger les capacités parasites est donnée par :

$$W_{ON\ MOSFET} = \int_0^{\infty} u_{GS} \cdot I_G \cdot dt = \int_0^{\infty} u_{GS} \cdot dQ_G \tag{7.26}$$

elle correspond à la surface hachurée sur la Figure 7-34 (b).

La différence $W_{ONRG} + W_{ONIG} = W_{ON} - W_{ON\ MOSFET}$ est dissipée dans la résistance R_G et la source de courant I_G.

7.5.10.6 Estimation des temps de commutation.

7.5.10.6.1 Comportement général.

En pratique les MOSFET sont souvent utilisés dans des convertisseurs statiques dont la charge est inductive. Dans ces cas, il est possible d'estimer le comportement dynamique du MOSFET, soit le temps nécessaire à sa commutation et la puissance dissipée qui en résulte. De cette manière, on peut estimer (fixer) le temps d'antiveuchement lorsque la topologie est celle d'une branche.

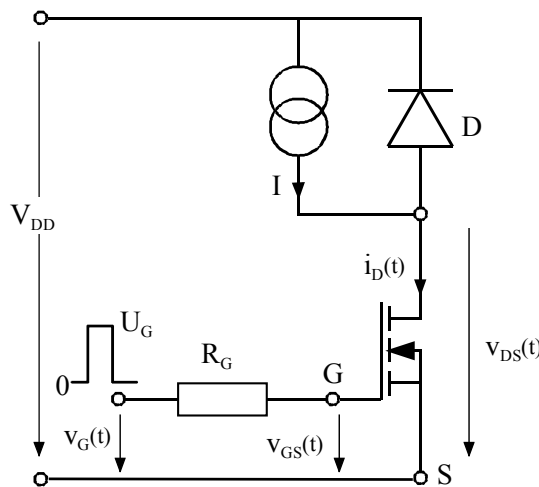


Figure 7-35 : Commutation sur charge inductive (schéma de principe)

Les commandes de MOSFET sont des sources de tension dont la principale caractéristique est leur faible impédance de sortie. Pour limiter le courant de Grille et donc la rapidité de commutation, une résistance série est placée entre la commande et la Grille. On peut ainsi

contrôler les dv/dt et di/dt de la partie puissance ce qui est primordiale pour des raisons de compatibilité électromagnétique.

Dans le schéma de principe de la Figure 7-35, la charge inductive a été remplacée par une source de courant. A l'échelle temporelle de la commutation, cette modification ne modifie en rien le comportement dynamique en commutation du montage.

L'évolution des diverses grandeurs électriques est représentée à la Figure 7-36. On peut décomposer cette dernière en intervalles de temps correspondant à des états particuliers du MOSFET.

Phase 1 $t_0 \leq t < t_1$.

La tension $v_{GS}(t)$ n'a pas atteint la tension de seuil $V_{GS(Th)}$, il n'existe donc pas de canaux reliant N^+ et N^- : $i_D(t)$ diffère peu de zéro, le courant dans la diode diffère peu de I , la tension $v_{DS}(t)$ reste égale à V_{DD} .

Phase 2 $t_1 \leq t < t_2$.

Cette phase correspond à la croissance de $i_D(t)$ depuis zéro jusqu'à I . Tant que $i_D(t)$ est inférieur à I , la diode D reste conductrice et $v_{DS}(t)$ reste égal à V_{DD} .

Phase 3 $t_2 \leq t < t_3$.

L'étude du transfert des charges, qui fait l'objet du paragraphe précédent, permet d'expliquer le rôle de cette phase et d'en évaluer la durée. Durant cette phase, $i_D(t) = I$, $v_{GS}(t)$ reste pratiquement constant et égal à V_{GSp} .

Phase 4 $t_3 \leq t < t_4$.

Quand la tension $v_{DS}(t)$ approche de sa valeur finale $r_{DS(on)} \cdot I$, la tension $v_{GS}(t)$ recommence à croître tendant vers U_G et $i_G(t)$ à décroître, tendant vers zéro.

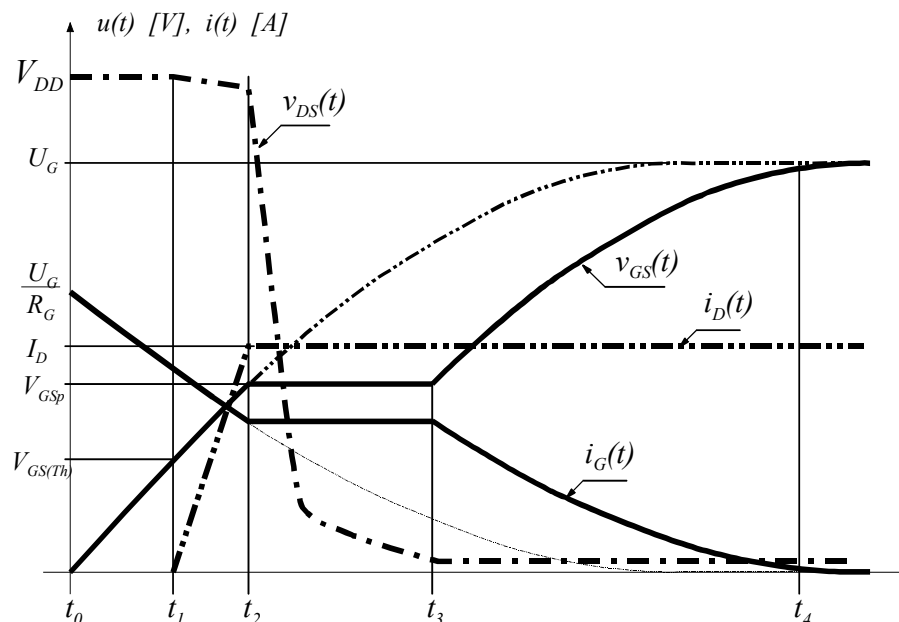


Figure 7-36 : Commutation sur charge inductive (évolution des grandeurs électriques)

7.5.10.6.2 Analyse détaillée.

Même si le comportement de rapproche de celui étudié au § 7.5.10.4, une analyse détaillée va permettre, pour un cas pratique réel, de déterminer les divers temps d'apparition de chaque phase constituant une commutation

Phase 1 : $t_0 \leq t < t_1$.

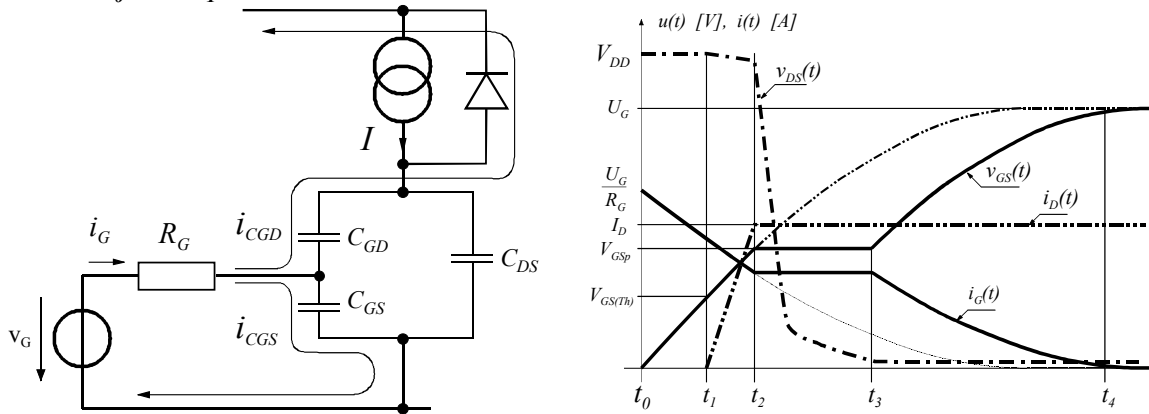


Figure 7-37 : Commutation sur charge inductive (Phase I)

Le courant i_G fourni à la Grille est donné par :

$$i_G = C_{GS} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{dv_{DG}}{dt} \tag{7.27}$$

Puisque $v_{GS} + v_{DG} = V_{DD}$ est constant, $dv_{DG}/dt = -dv_{GS}/dt$

$$i_G = (C_{GS} + C_{DG}) \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} = C_{issOFF} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} \tag{7.28}$$

avec C_{issOFF} valeur de C_{iss} pour v_{DS} égal à V_{DD} . Des équations

$$U_G = R_G \cdot i_G + v_{GS} = R_G \cdot C_{issOFF} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} + v_{GS} \tag{7.29}$$

on tire

$$\begin{aligned} v_{GS} &= U_G \cdot (1 - e^{-t/\tau_1}) \\ i_G &= C_{issOFF} \cdot \frac{U_G}{\tau_1} \cdot e^{-t/\tau_1} = \frac{U_G}{R_G} \cdot e^{-t/\tau_1} \end{aligned} \tag{7.30}$$

avec $\tau_1 = R_G \cdot C_{issOFF}$. On vérifie que le courant i_D est négligeable

$$i_D = C_{GD} \cdot \frac{dv_{DG}}{dt} = -C_{GD} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} = -\frac{C_{GD OFF}}{C_{issOFF}} \cdot i_G \cong 0 \tag{7.31}$$

La tension v_{GS} atteint la tension de seuil $V_{GS(Th)}$ pour $t = t_1$ tel que

$$\begin{aligned} V_{GS(Th)} &= U_G \cdot (1 - e^{-t_1/\tau_1}) \\ t_{dON} = t_1 &= \tau_1 \cdot \ln \frac{U_G}{U_G - V_{GS(Th)}} \end{aligned} \tag{7.32}$$

en désignant par t_{dON} le délai à la fermeture qui sépare l'application du créneau de tension U_G sur la Grille du début de la croissance du courant i_D dans le transistor.

Phase 2 : $t_1 \leq t < t_2$.

Les expressions de la tension v_{GS} et du courant i_G restent les mêmes que lors de la phase précédente.

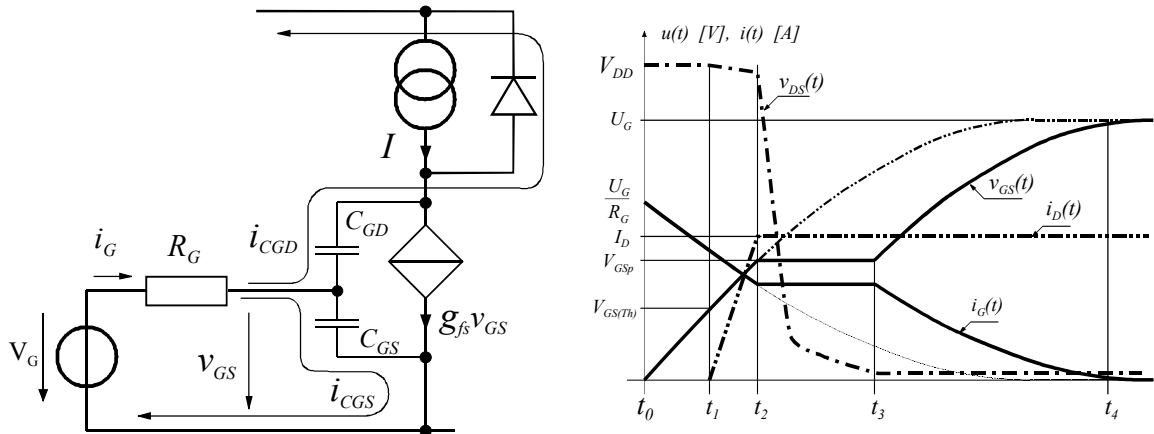


Figure 7-38 : Commutation sur charge inductive (Phase II)

Le courant qui passe par les canaux est donné par la transconductance

$$i_{can} = g_{fs} \cdot (v_{GS} - V_{GS(Th)}) \tag{7.33}$$

D'où le courant de drain

$$i_D = i_{can} + C_{GD} \cdot \frac{dv_{DG}}{dt} \cong i_{can} = g_{fs} \cdot [U_G \cdot (1 - e^{-t/\tau_1}) - V_{GS(Th)}] \tag{7.34}$$

Le courant i_D atteint la valeur I pour $t = t_2$ tel que

$$V_{GSp} = U_G \cdot (1 - e^{-t_2/\tau_1}) = V_{GS(Th)} + \frac{I}{g_{fs}} \tag{7.35}$$

$$t_2 = \tau_1 \cdot \ln \frac{U_G}{U_G - V_{GSp}} \tag{7.36}$$

Le temps de montée du courant i_D à la fermeture est

$$t_{rON} = t_2 - t_1 \tag{7.37}$$

Si on néglige le courant de recouvrement inverse de la diode, celle-ci se bloque quand i_D atteint I et la tension v_{DS} peut commencer à décroître.

Phase 3 : $t_2 \leq t < t_3$.

L'étude du transfert des charges, qui fait l'objet du paragraphe précédent, permet d'expliquer le rôle de cette phase et d'en évaluer la durée. Durant cette phase, i_D égale I , v_{GS} reste pratiquement constant et égal à V_{GSp} .

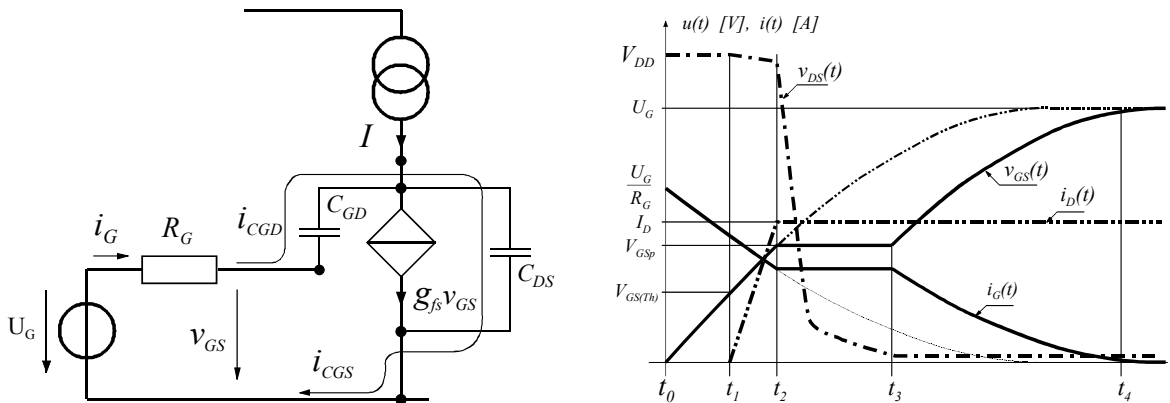


Figure 7-39 : Commutation sur charge inductive (Phase III)

La valeur constante de V_{GSp} entraîne celle de i_G

$$i_G = \frac{U_G - V_{GSp}}{R_G} \tag{7.38}$$

Or

$$\begin{aligned} i_G &= C_{GS} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{d(v_{DS} - v_{GS})}{dt} = (C_{GS} + C_{DG}) \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \\ &= C_{iss} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{rss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \cong -C_{rss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \end{aligned} \tag{7.39}$$

D'où

$$\frac{dv_{DS}}{dt} \cong -\frac{U_G - V_{GSp}}{R_G \cdot C_{rss}} \tag{7.40}$$

La tension v_{DS} diminue d'abord très vite car alors C_{rss} est très faible. Mais au fur et à mesure que v_{DS} diminue, C_{rss} augmente (Figure 7-30) et la décroissance de v_{DS} est moins rapide.

Phase 4 : $t_3 \leq t < t_4$.

La tension v_{DS} approche de sa valeur finale $R_{DS(on)} \cdot I$, la tension v_{GS} recommence à croître.

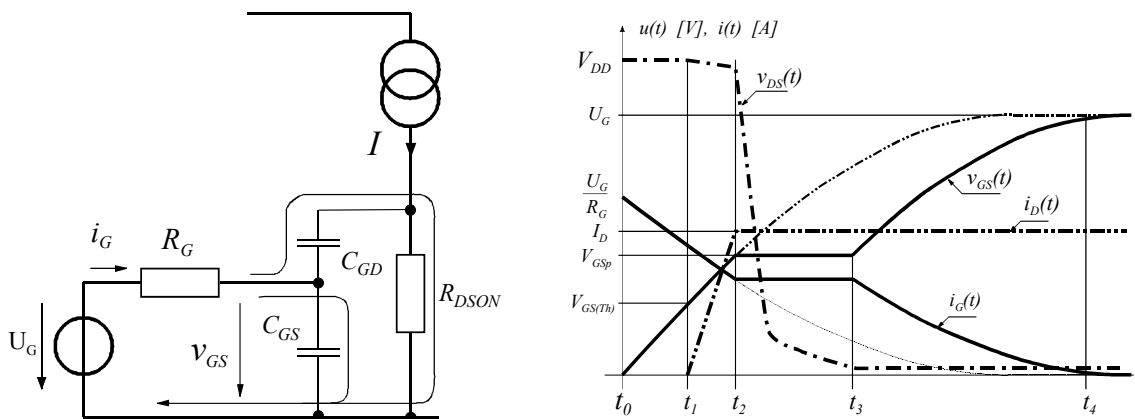


Figure 7-40 : Commutation sur charge inductive (Phase IV)

$$\begin{aligned}
 i_G &= C_{GS} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{d(v_{DS} - v_{GS})}{dt} \\
 &= C_{iss} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{rss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{7.41}$$

mais maintenant dv_{DS}/dt est négligeable, et l'on a

$$i_G \cong C_{issON} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} \tag{7.42}$$

avec C_{issON} valeur de C_{iss} pour $v_{DS} = R_{DS(on)} \cdot I$. Cette relation jointe à

$$v_G = U_G = R_G \cdot i_G + v_{GS} \tag{7.43}$$

donne

$$\begin{aligned}
 v_{GS} &= U_G \cdot (1 - e^{-\frac{t-t_3}{\tau_4}}) + v_{GSp} \cdot e^{-\frac{t-t_3}{\tau_4}} \\
 i_G &= i_{G2} \cdot e^{-\frac{t-t_3}{\tau_4}}
 \end{aligned}
 \tag{7.44}$$

avec $\tau_4 = R_G \cdot C_{issON}$.

La durée de la phase 4 est approximativement égale à $3\tau_4$.

7.5.10.7 Temps de commutation.

Les temps de commutation sont définis selon la Figure 7-41

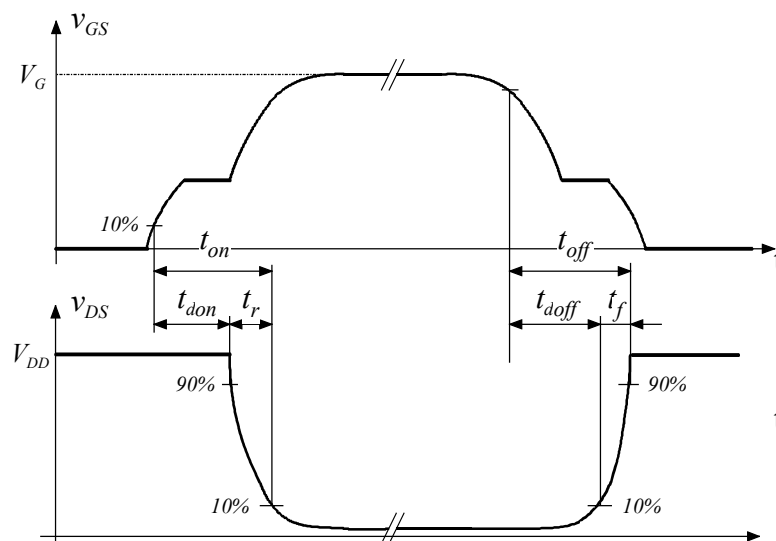


Figure 7-41 : Définition des temps de commutation

L'analyse détaillée (§ 0) montre que les temps de commutation sont fortement dépendant du courant I_D et de la résistance placée en série avec la Grille. Les fabricants les plus consciencieux donnent des courbes tenant compte de ces deux paramètres.

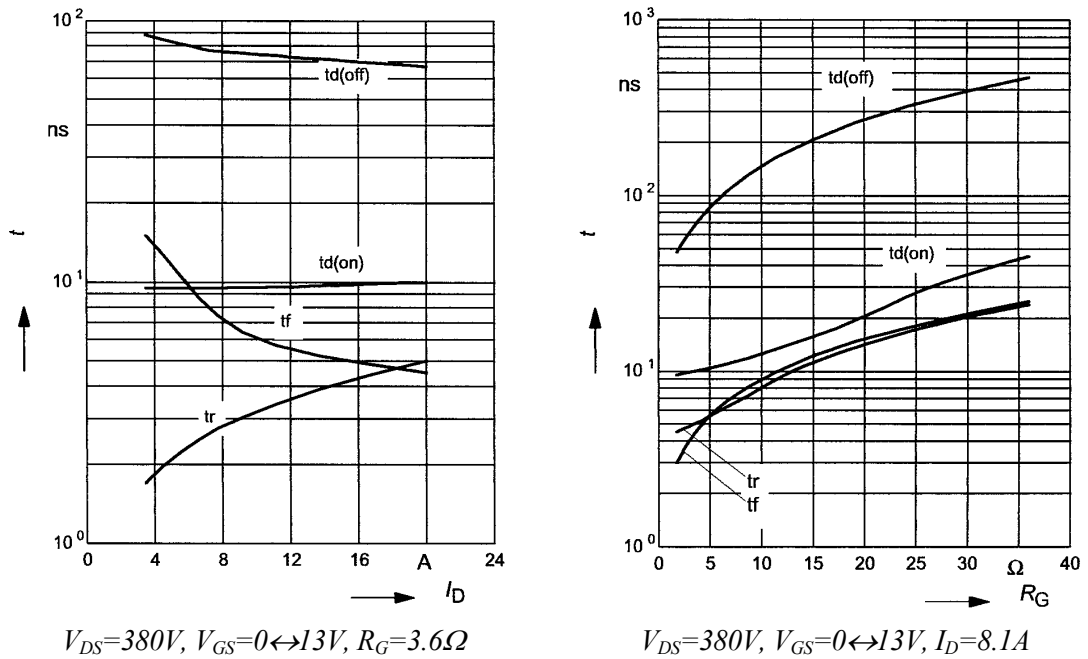


Figure 7-42 : Temps de commutation

Il est donc possible d'estimer, pour une application particulière les divers temps liés à la commutation. Il faut noter toutefois que, pour une branche (pont en H, onduleur, ...) les caractéristiques des diodes de roue libre ont une influence non négligeable sur le comportement de la commutation.

7.5.10.8 *Énergie dissipée en conduction et en commutation.*

Les semiconducteurs sont le siège deux types de pertes :

- Les pertes de conduction.
- Les pertes de commutation

Pour un point de fonctionnement donné, les pertes par conduction peuvent être calculées de manière assez simple. Si on désire plus de précision, on peut, par un calcul itératif tenir compte de l'effet de la température de Jonction sur la résistance $R_{DS(on)}(T_J)$.

L'énergie dissipée lors de la conduction prend la forme suivante :

$$E_{Cond} = \int_0^{t_{on}} R_{DS(on)}(T_J) \cdot i_D^2 \cdot dt \tag{7.45}$$

La puissance moyenne correspondante s'écrit

$$P_{Cond} = E_{Cond} \cdot F_p = R_{DS(on)}(T_J) \cdot \underbrace{F_p \cdot \int_0^{t_{on}} i_D^2 \cdot dt}_{} = R_{DS(on)}(T_J) \cdot I_{D,RMS}^2 \cdot D \tag{7.46}$$

où D est le rapport cyclique de commutation.

Pour les pertes de commutation, le calcul s'avère impossible. En effet il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation. Vu le nombre de

paramètres en jeu, la tâche n'est pas réalisable. Le fabricant propose des courbes donnant l'énergie de commutation en fonction de divers paramètres.

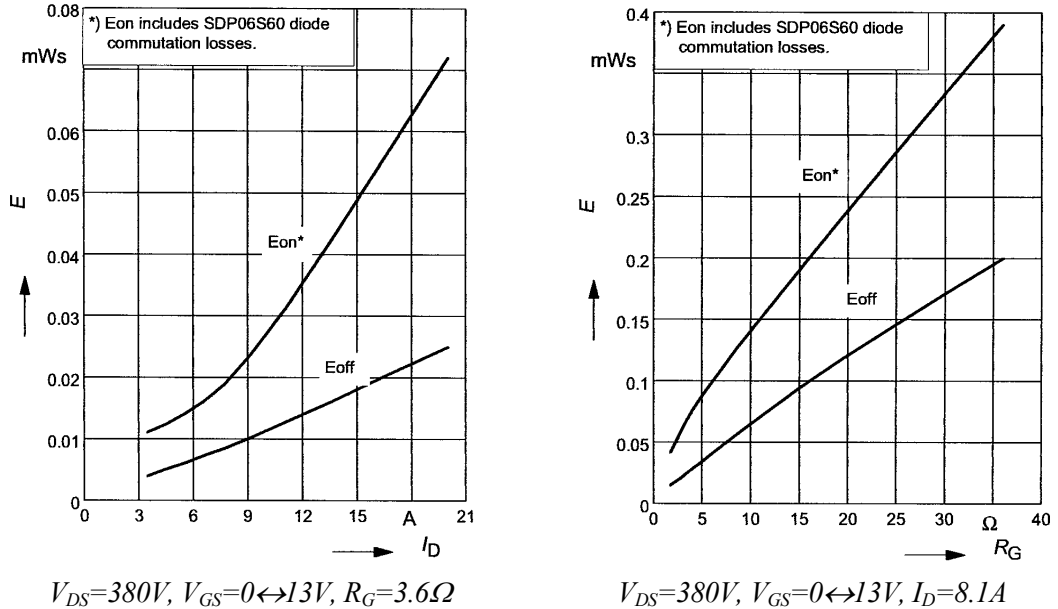


Figure 7-43 : Energies de commutation

A partir de ces courbes et par une simple règle d'homothétie il est possible de connaître, pour une application donnée, l'énergie de commutation à la fermeture et à l'ouverture du composant. Il faut toutefois noter que la caractéristique de recouvrement de la diode de roue libre associée au MOSFET peut avoir une importance capitale.

Pour être complet, il faudrait encore connaître la dépendance de l'énergie de commutation avec la tension V_{DS} et la tension V_{GS} . Le fabricant ne donne pas ces courbes pour les raisons suivantes :

- à partir de $V_{GS}=10V$, il n'y a pas de dépendance entre E_{off} et la tension V_{GS} .
- L'influence de la tension V_{GS} pour E_{on} est négligeable par rapport à la diode de roue libre utilisée pour le test.
- La dépendance de la tension V_{DS} sur les énergies de commutation E_{on} et E_{off} est linéaire.

Fort de ces quelques remarques, il est possible d'estimer les énergies de commutation en appliquant les relations suivantes :

$$E_{on}(I_{D(réelle)}, R_{G(réelle)}, V_{DS(réelle)}) = E_{on}(I_{D(réelle)}) \cdot \frac{E_{on}(R_G = R_{G(réelle)})}{E_{on}(R_G = R_{G(test)})} \cdot \frac{V_{DS(réelle)}}{V_{DS(test)}} \tag{7.47}$$

$$E_{off}(I_{D(réelle)}, R_{G(réelle)}, V_{DS(réelle)}) = E_{off}(I_{D(réelle)}) \cdot \frac{E_{off}(R_G = R_{G(réelle)})}{E_{off}(R_G = R_{G(test)})} \cdot \frac{V_{DS(réelle)}}{V_{DS(test)}}$$

Puis pour la puissance moyenne de commutation :

$$P_{Com} = [E_{on}(I_{D(réelle)}, R_{G(réelle)}, V_{DS(réelle)}) + E_{off}(I_{D(réelle)}, R_{G(réelle)}, V_{DS(réelle)})] \cdot F_p \tag{7.48}$$

On a ainsi une estimation de la puissance totale ($P_{\text{Cond}}+P_{\text{Com}}$) dissipée pour un point de fonctionnement DC. Un calcul similaire peut être conduit pour un régime de fonctionnement sinusoïdal.

La puissance totale ainsi obtenue permet le dimensionnement thermique du module de puissance et par conséquent le choix du type de refroidissement à envisager.

7.5.11 Diode intrinsèque.

La diode intrinsèque (body diode) est une diode parasite propre à la structure du MOSFET. Cette diode présente des caractéristiques similaires aux diodes rapides étudiées dans la première partie de ce chapitre. Malheureusement, les caractéristiques dynamiques des diodes intrinsèques sont insuffisantes. De plus les fabricants sont en général avares de détails.

Pour les MOSFET capables de supporter des tensions de plusieurs centaines de volts à l'état bloqué, la zone N^- est épaisse et les caractéristiques dynamiques de la diode interne peuvent être insuffisantes pour pouvoir l'utiliser dans la réalisation d'un interrupteur rapide bidirectionnel en courant. Il faut alors rendre le MOSFET unidirectionnel en courant en plaçant une diode D_3 en série avec lui (Figure 7-44 (b)), puis ajouter une diode rapide D_2 en anti-parallèle sur l'ensemble. La diode D_3 peut être du type Schottky car elle n'a pas de tension inverse à supporter.

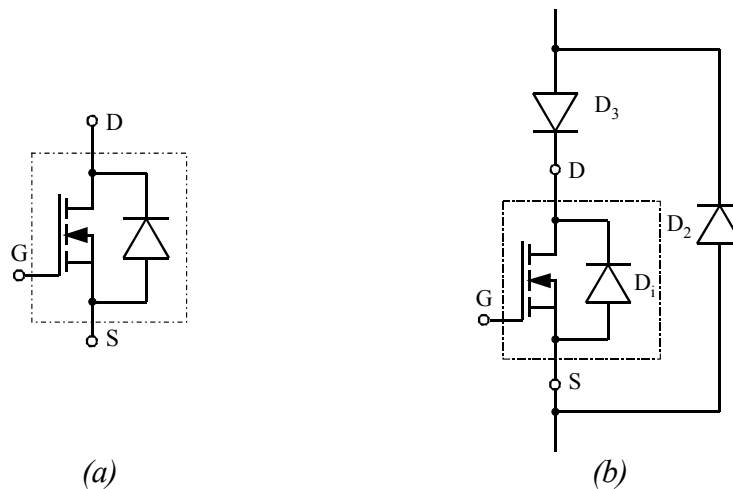


Figure 7-44 : (a) Diode parasite interne, (b) Montage classique

Les caractéristiques données par les fabricants sont en générale les suivantes :

Electrical Characteristics, at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified						
Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Characteristics						
Inverse diode continuous forward current	I_S	$T_C=25^\circ\text{C}$	-	-	20.7	A
Inverse diode direct current, pulsed	I_{SM}		-	-	62.1	
Inverse diode forward voltage	V_{SD}	$V_{GS}=0\text{V}, I_F=I_S$	-	1	1.2	V
Reverse recovery time	t_{rr}	$V_R=480\text{V}, I_F=I_S$	-	500	800	ns
Reverse recovery charge	Q_{rr}	$di_F/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$	-	11	-	μC
Peak reverse recovery current	I_{rrm}		-	70	-	A
Peak rate of fall of reverse recovery current	di_{rr}/dt		-	1400	-	$\text{A}/\mu\text{s}$

Figure 7-45 : Caractéristiques de la diode intrinsèque

7.5.11.1 Courant continu passant I_S .

C'est le courant maximum continu admissible pour une température de boîtier T_C donnée. En générale cette valeur est identique au courant maximum de Drain en conduction continue I_D

7.5.11.2 Courant impulsionnel maximum I_{SM} .

C'est le courant impulsionnel maximum admissible pour une température de boîtier T_C donnée. En générale cette valeur est identique au courant impulsionnel maximum de Drain I_{Dpulse}

7.5.11.3 Tension de passage dans le sens direct V_{SD} .

La tension de passage dans le sens direct est donnée pour une tension Grille – Source $V_{GS}=0$ correspondant à un état bloqué du MOSFET. Cette valeur est fortement dépendante de la température de jonction T_J et du courant de passage I_F . Le coefficient de température de la tension de passage dans le sens direct est négatif pour de faibles valeurs de courant puis devient positif. Ce comportement est important pour la mise en parallèle de ces diodes.

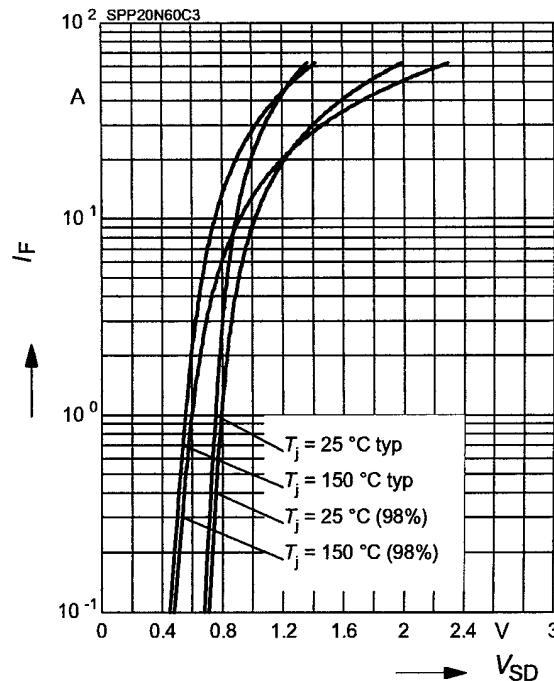


Figure 7-46 : Caractéristique de la diode intrinsèque en conduction

7.5.11.4 Temps t_{rr} et charge Q_{rr} de recouvrement

Le temps de recouvrement t_{rr} et la charge de recouvrement Q_{rr} sont définis pour un courant direct I_F initial et une tension inverse V_R finale donnés. De même la rapidité de décroissance du courant dI_F/dt (cette décroissance est en général dictée par le design du circuit de commande de Grille du MOSFET adjacent) doit être précisée. Il est difficile de faire bon usage de cette caractéristique car la comparaison avec un autre composant n'est possible que pour des conditions de test identique.

7.5.11.5 Courant inverse maximum I_{rrm} .

Le courant inverse maximum est directement relié à I_F , dI_F/dt et V_R .

7.5.11.6 Décroissance maximale du courant d'extinction dI_{rr}/dt .

Cette décroissance maximale du courant inverse de la diode lors du blocage de cette dernière est uniquement fonction de la technologie, mise à part le courant maximum inverse I_{rrm} . Il n'y a donc aucune possibilité extérieure de limiter cette décroissance. Plus la valeur du dI_{rr}/dt est élevée, plus il y a risque de surtension sur les composants de puissance par l'intermédiaire des inductances parasites inévitables (connexions entre composants et liaison interne entre pattes et puce)

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Fairchild Semiconductor**
MOSFET BASIC
Application Note AN9010, July 2000
- [2] **Infineon**
INTRODUCTION TO AVALANCHE
Consideration for CoolMOS™ in SMPS applications
Application Note AN-CoolMOS-04
- [3] LES CONVERTISSEURS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE
VOLUME 3 : LA CONVERSION CONTINUE – CONTINUE (2^{ème} édition)
Auteurs : Robert Bausière, Francis Labrique, Guy Segquier
Chapitre 3
ISBN : 2-7430-0139-9
- [4] **POWER ELECTRONICS**
CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN
Auteurs : Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins
Chapitre 5
ISBN : 0-471-50537-4
- [5] **FUNDAMENTALS of POWER ELECTRONICS**
Auteur : Robert W.Erickson
Chapitre 2 & 5
ISBN : 0-412-08541-0