

---

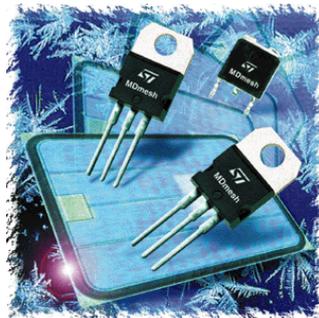
## *Electronique de puissance*

---

### **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>
<b>7. LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE (2) : LE MOSFET. ....</b>	<b>1</b>
7.1 HISTORIQUE. ....	1
7.2 LE MOSFET EN MODE INTERRUPTEUR. ....	1
7.3 STRUCTURE DU MOSFET. ....	1
7.3.1 Structure latérale. ....	1
7.3.2 Structure verticale. ....	1
7.4 CAS PARTICULIER DU DMOSFET. ....	2
7.5 MODE DE FONCTIONNEMENT DU MOSFET. ....	3
7.5.1 Processus de formation du canal. ....	3
7.5.2 Comportement à l'état ouvert. ....	4
7.5.3 Comportement à l'état fermé : caractéristique statique $I_D=f(V_{DS}, V_{GS})$ . ....	4
7.5.4 Éléments parasites. ....	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 Limitation dynamique en commutation. ....	7
7.5.5.1 État ouvert (bloqué). ....	7
7.5.5.2 État fermé (conducteur). ....	8
7.5.6 Avertissement. ....	8
7.5.7 Grandeurs nominales de sélection. ....	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 Limites maximales d'utilisation (Absolute maximum ratings). ....	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 Caractéristiques statiques. ....	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 Caractéristiques dynamiques. ....	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 Diode intrinsèque. ....	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 $t_r$ et charge $Q_r$ de recouvrement. ....	37
7.5.11.5 Courant inverse maximum $I_{rm}$ . ....	37
7.5.11.6 Décroissance maximale du courant d'extinction $dI_r/dt$ . ....	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.

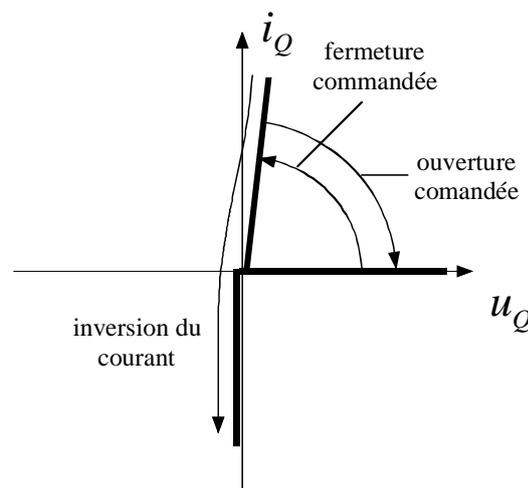


Figure 7-1 : Représentation du MOSFET sur la forme d'un interrupteur

### 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

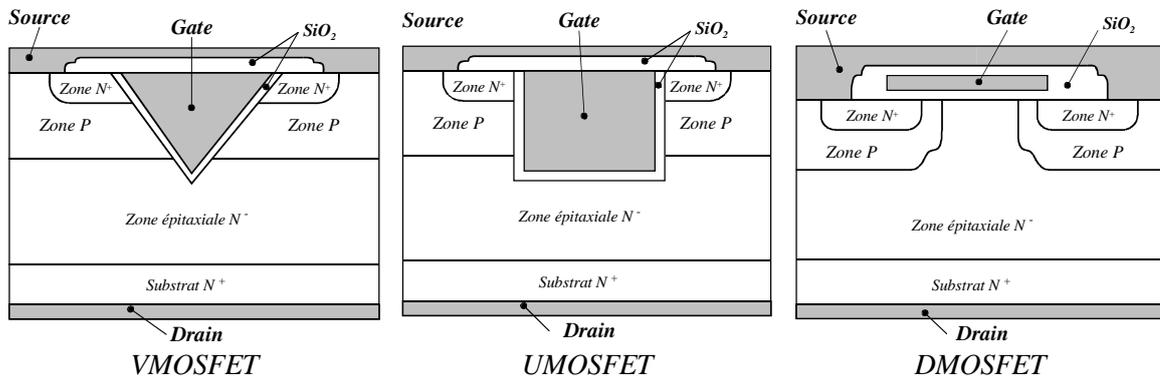


Figure 7-2 : Structures des MOSFET

**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.

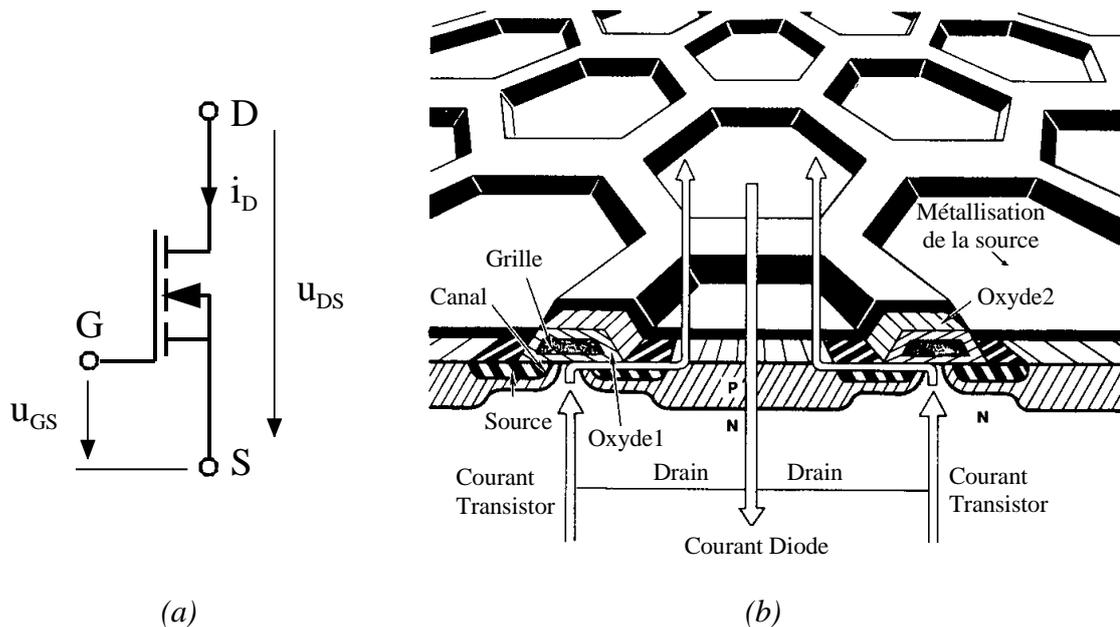


Figure 7-3 : (a) Représentation symbolique, (b) Structure en nid d'abeille

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<sup>-</sup> faiblement dopée sert à assurer la tenue en tension à l'état bloqué. La partie N<sup>+</sup> 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.

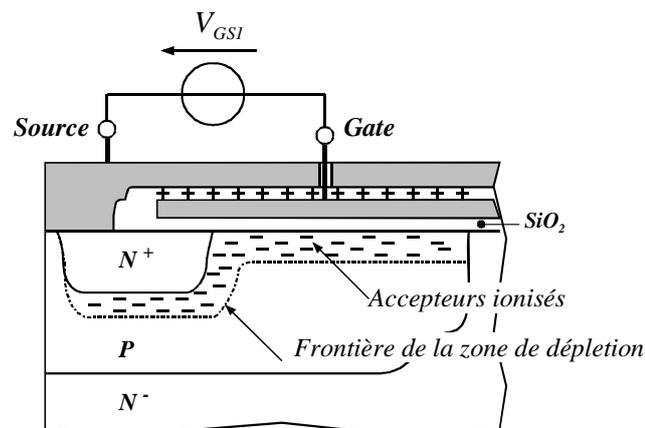


Figure 7-4 : Formation du canal : Zone de déplétion

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.

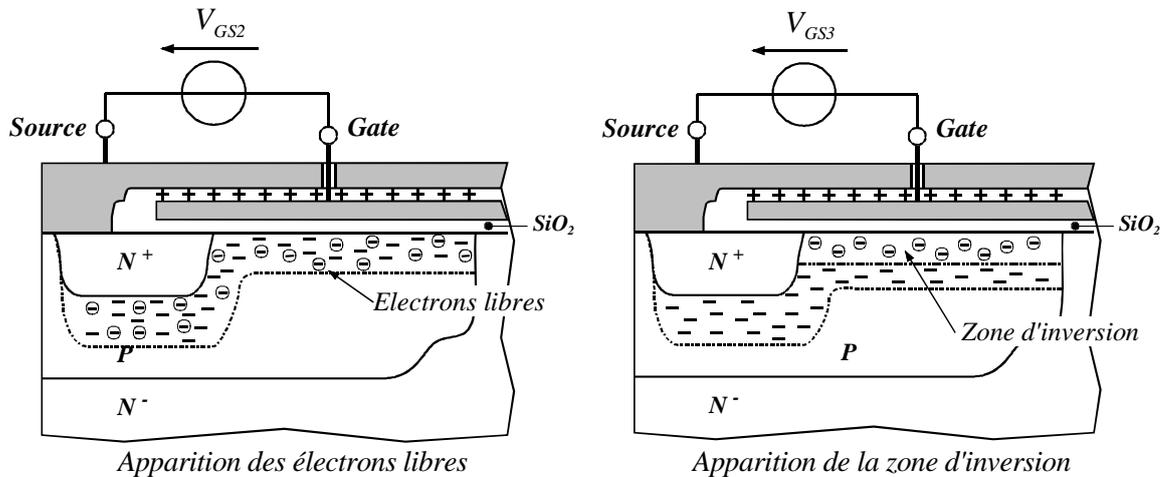


Figure 7-5 : Formation du canal

### 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

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

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.

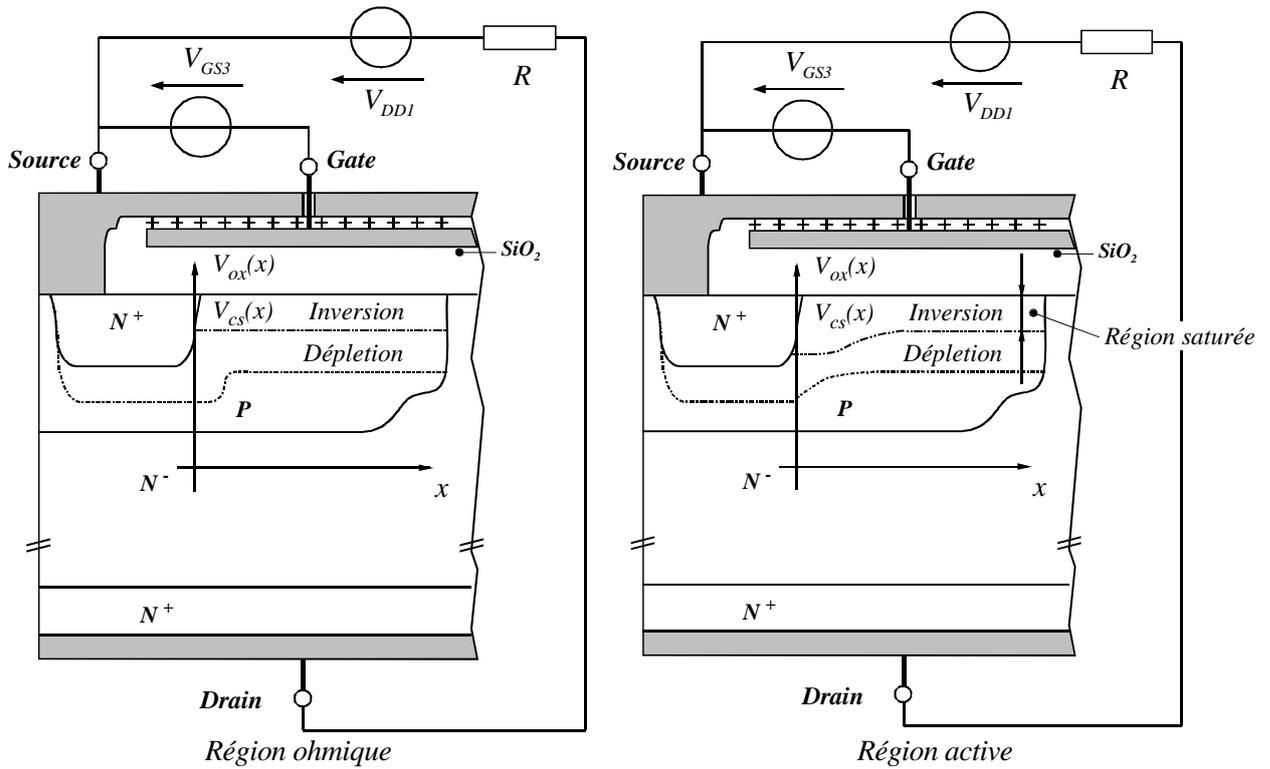


Figure 7-6 : Fonctionnement du MOSFET dans le sens direct

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.

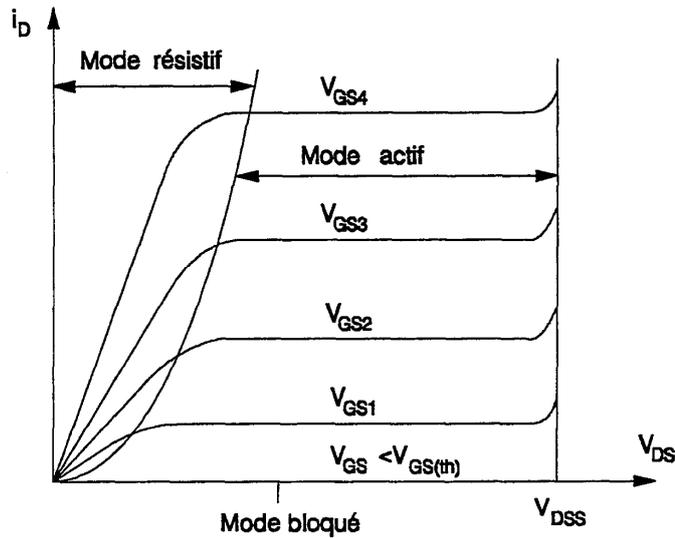


Figure 7-7 : Caractéristique  $I_D=f(U_{DS},U_{GS})$

### 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.

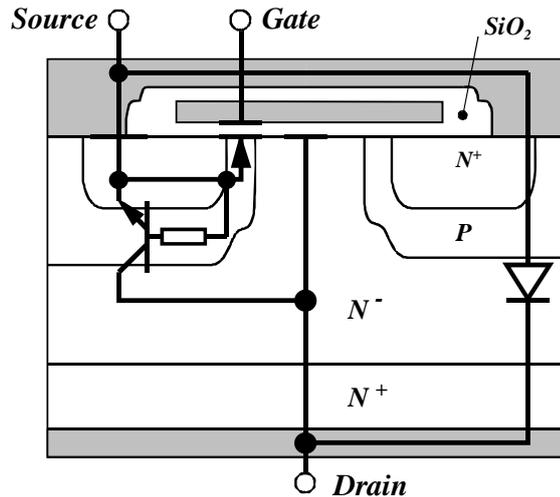


Figure 7-8 : Éléments parasites: Diode et transistor bipolaire

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

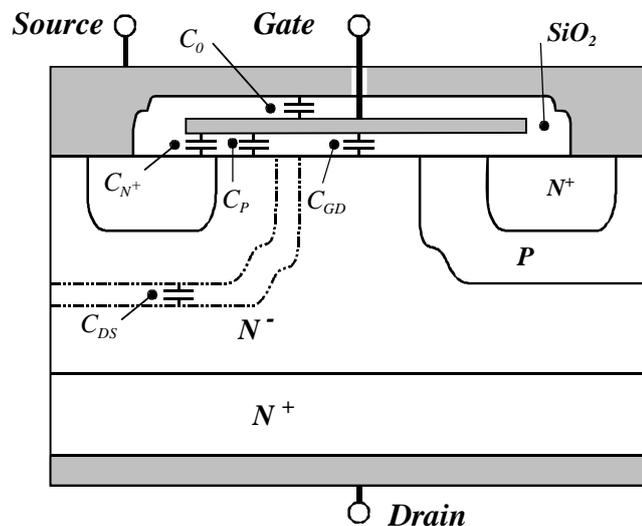


Figure 7-9 : Éléments parasites: Condensateurs

### 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

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

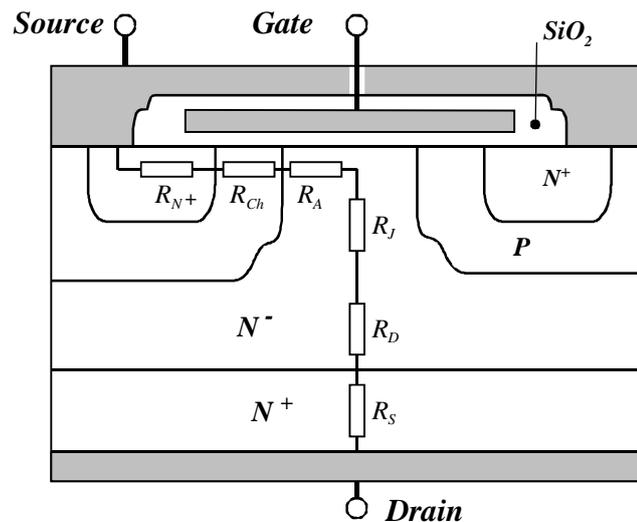


Figure 7-10 : Éléments parasites: Résistance

- $R_{N^+}$  : 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 garde 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.

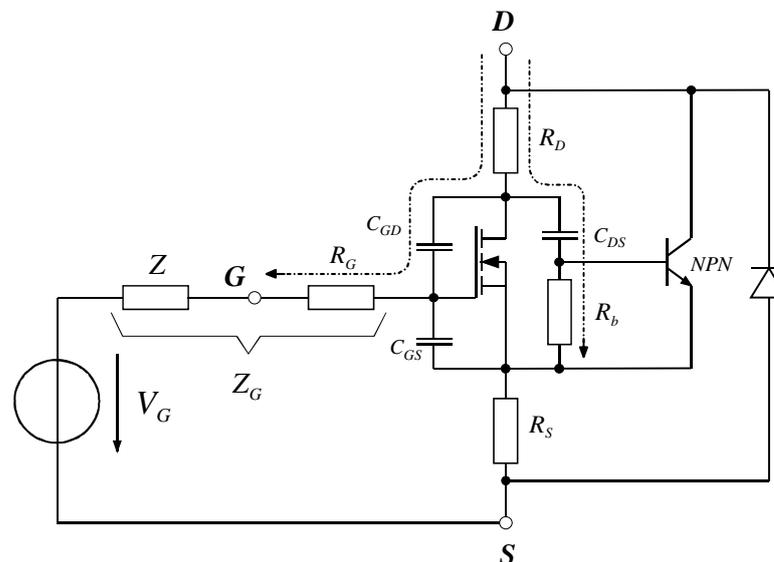


Figure 7-11 : Circuit équivalent en régime dynamique

### 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 abordé 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	$\Omega$
$I_D$	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	$V_{GS}$	$\pm 20$	V
Gate source voltage dynamic	$V_{GS}$	$\pm 30$	
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

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

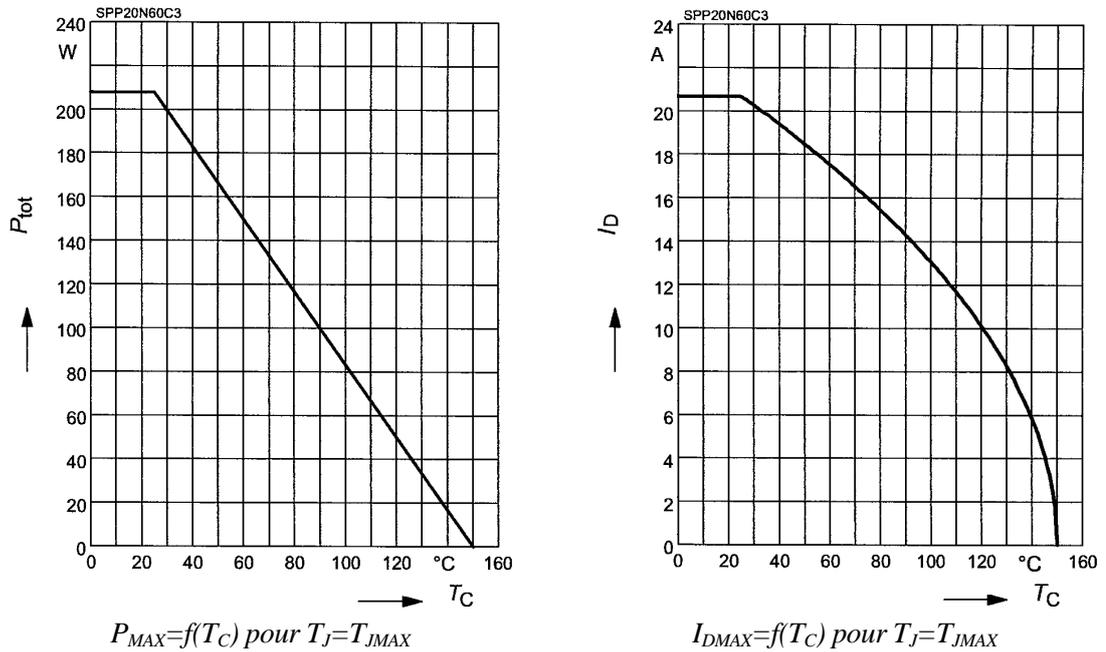


Figure 7-14 : Limitation du courant de Drain et de la puissance en DC

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).

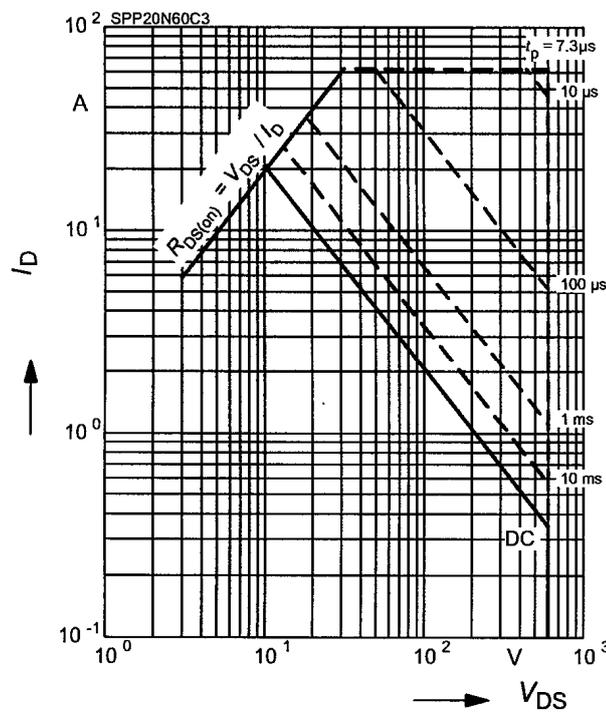


Figure 7-15 : Diagramme de sécurité : Régime DC et Impulsions non répétitives,  $T_C=25^\circ C$

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  $T_C=25^\circ C$  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 ( $\text{SiO}_2$  : 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.

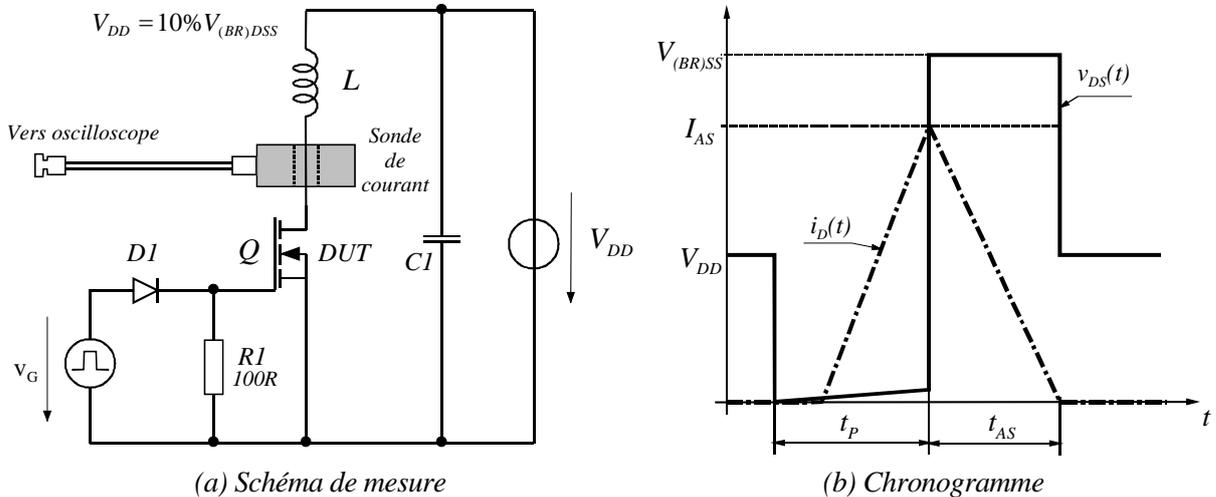


Figure 7-16 : Principe du test de la tenue impulsionnelle en avalanche

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.

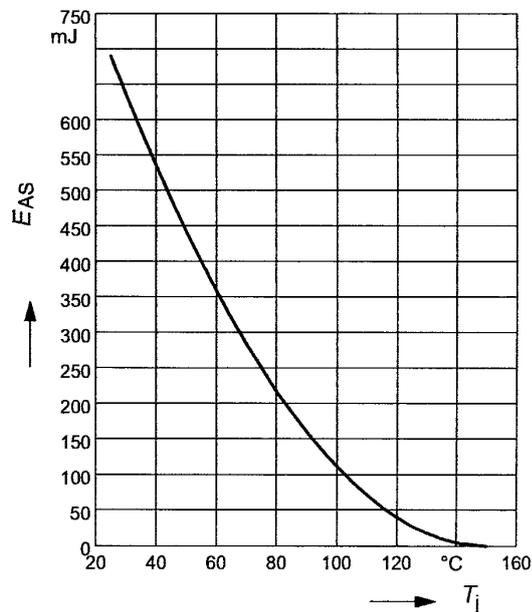


Figure 7-17 : Limitation de l'énergie d'avalanche en fonction de  $T_J$

### 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 (<100ns). La fréquence de répétition doit être définie de manière à ne pas dépasser la température de jonction maximum  $T_{jmax}$ .

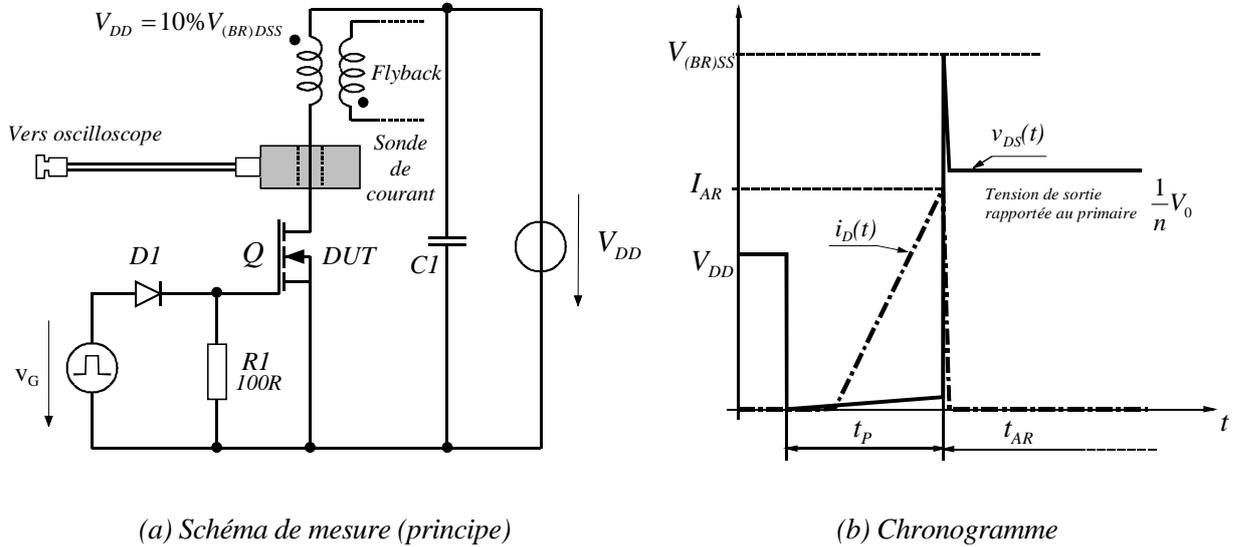


Figure 7-18 : Principe du test de la tenue répétitive en avalanche

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.	
<b>Electrical Characteristics, at <math>T_j = 25^\circ\text{C}</math>, unless otherwise specified</b>					
<b>Static Characteristics</b>					
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	$\mu\text{A}$
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	$\Omega$
Gate input resistance $f = 1\text{ MHz}$ , open drain	$R_G$	-	0.54	-	

<sup>1</sup>Repetitive 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.

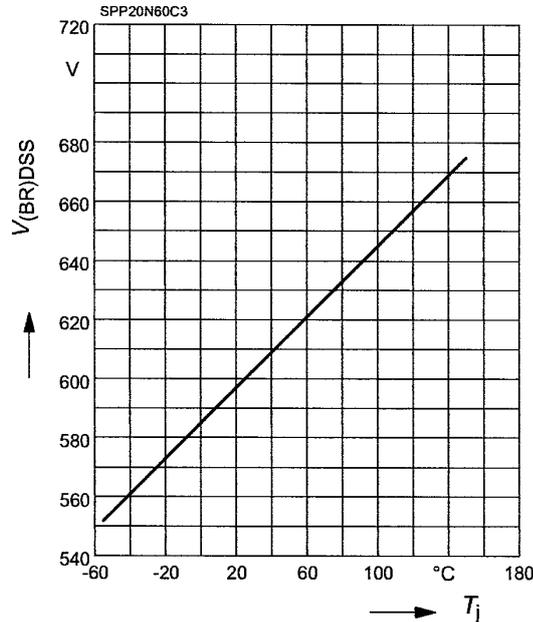


Figure 7-20 : Caractéristique  $I_D = f(V_{DS}, V_{GS}, T_J)$  @  $V_{GS}=0, I_D=250\mu A$

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.

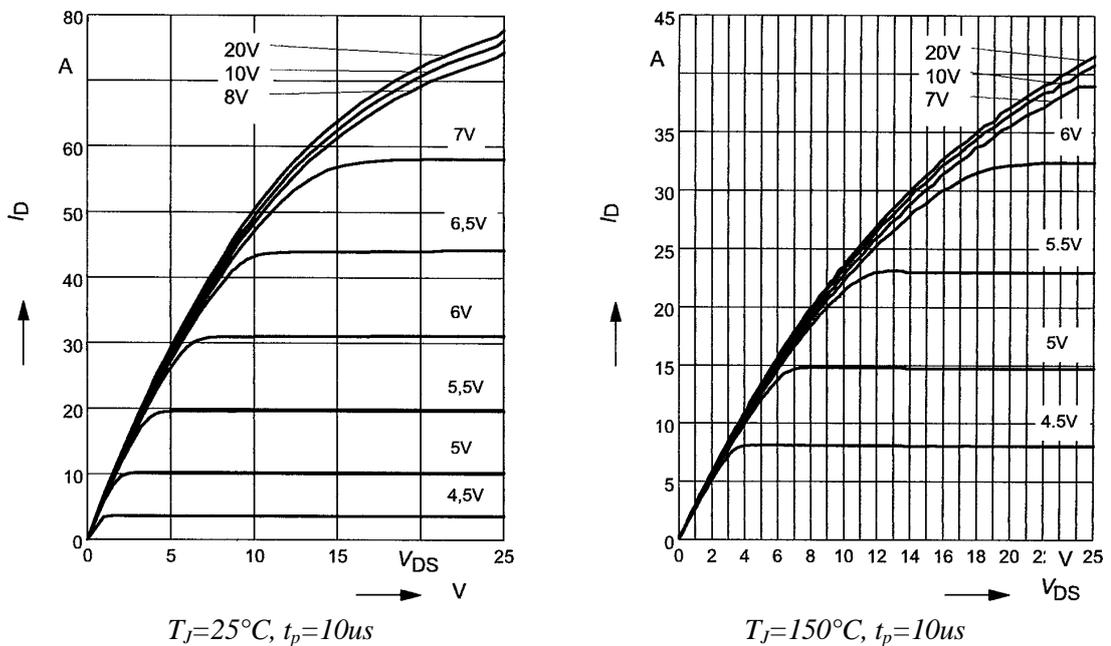


Figure 7-21 : Caractéristique  $I_D = f(V_{DS}, V_{GS}, T_J)$

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

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

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

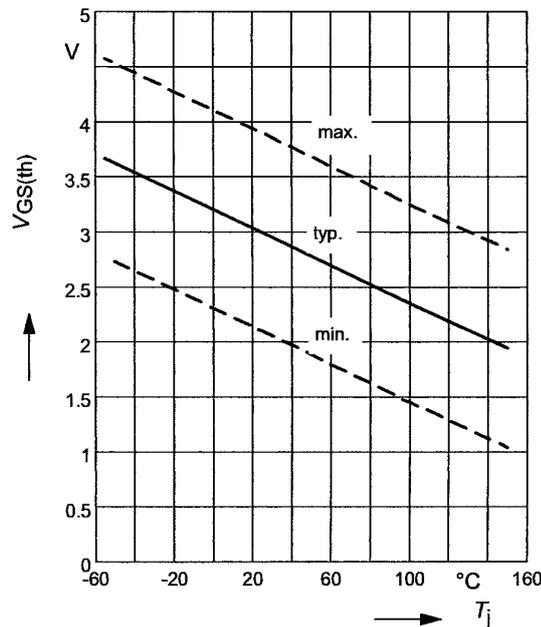


Figure 7-22 : Caractéristique de la tension Grille-Source de seuil  $V_{GS(th)}=f(T_J)$

### 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  $\alpha$

$V_{(BR)DS}$ [V]	50	60	100	200	400	500	600	800
$\alpha$ [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

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

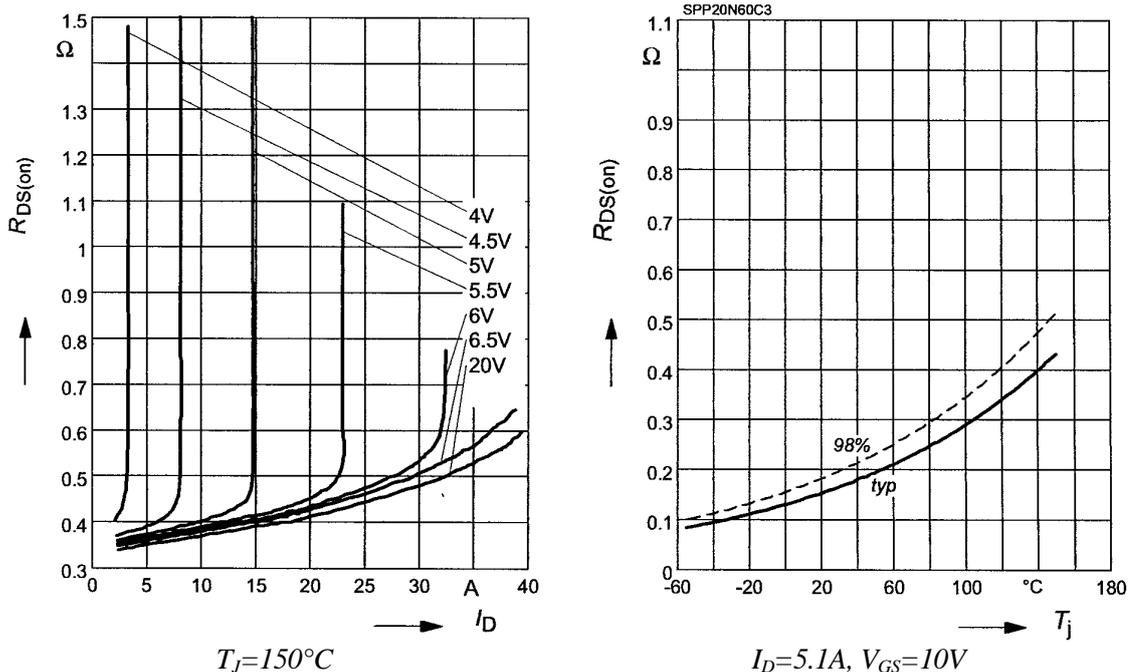


Figure 7-23 : Caractéristique  $R_{DS(on)}=f(V_{DS}, V_{GS}, T_J)$

### 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.	
<b>Characteristics</b>						
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	$t_r$	$V_{DD} = 380\text{V}$ , $V_{GS} = 0/13\text{V}$ , $I_D = 20.7\text{A}$ , $R_G = 3.6\Omega$	-	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	
<b>Gate Charge Characteristics</b>						
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 $\mu s$ ) 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  $\alpha = \begin{cases} 2.3 & \text{pour une structure trench} \\ 3/2 & \text{pour une structure CoolMos} \end{cases}$

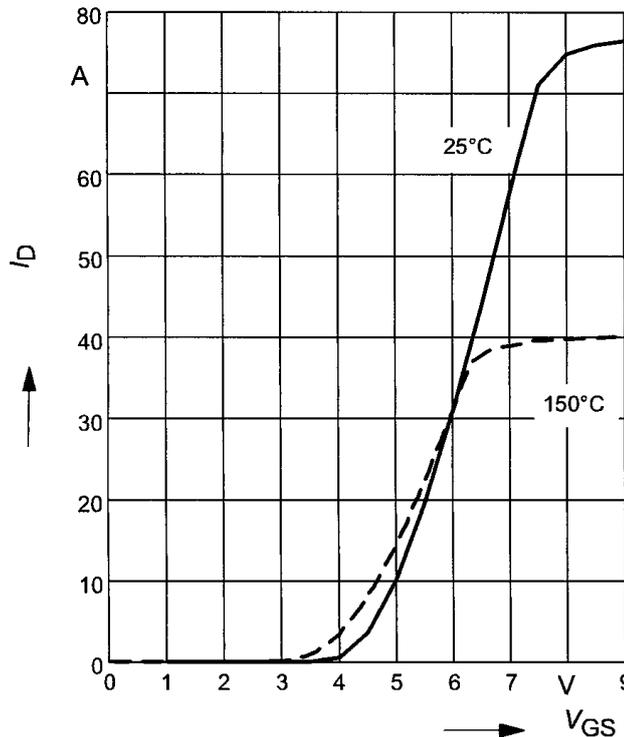


Figure 7-25 : Caractéristique de transfert  $I_D=f(V_{GS})$

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<sup>+</sup>N<sup>-</sup> aux bornes de laquelle se retrouve pratiquement toute la tension  $V_{DS}$  à l'état bloqué.

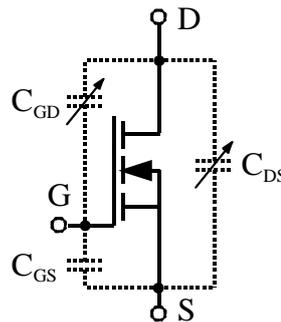


Figure 7-26 : Capacités parasites d'un MOSFET

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

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

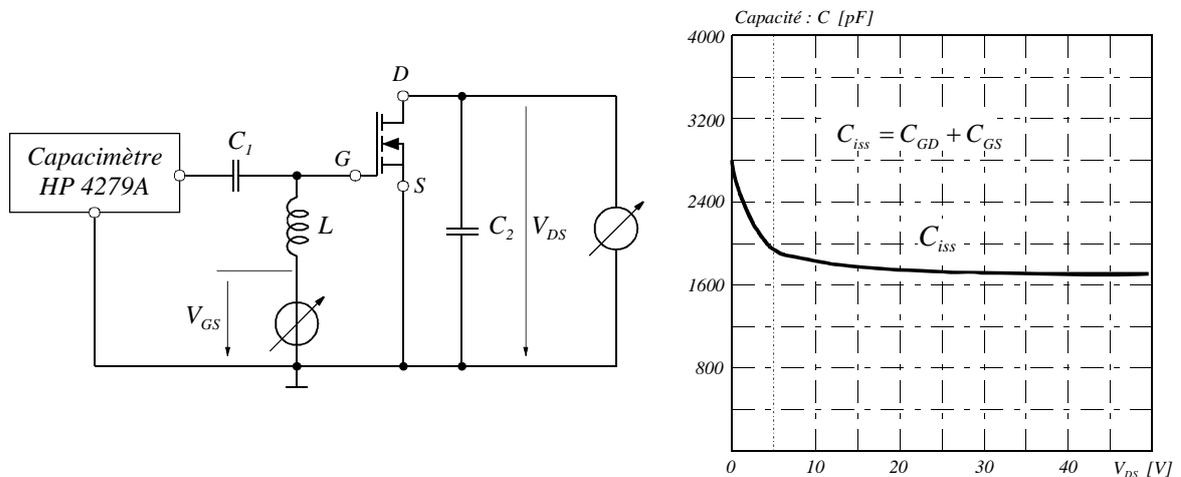


Figure 7-27 : Capacités parasites d'un MOSFET, mesure de  $C_{iss}$

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.

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

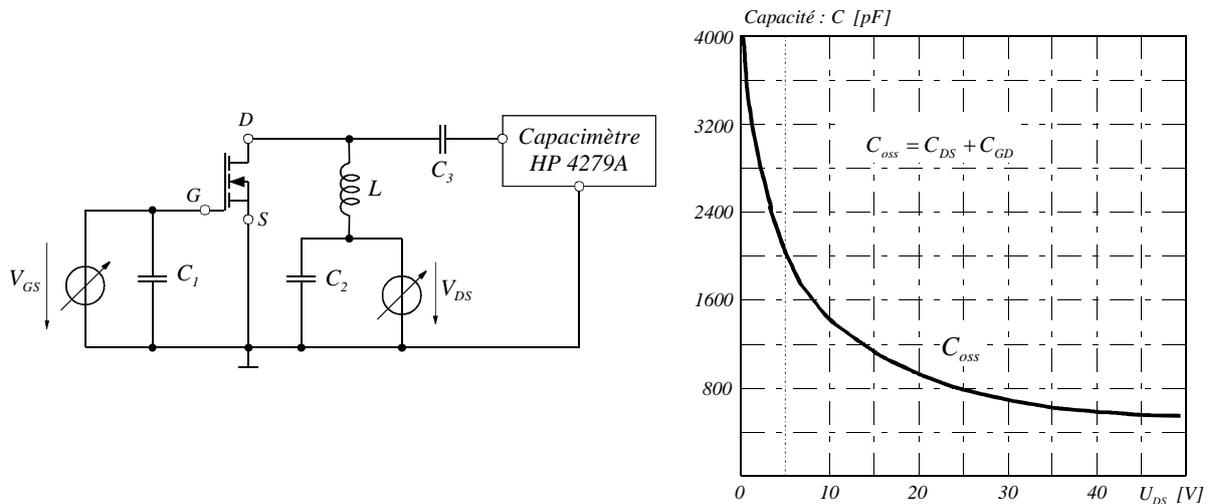


Figure 7-28 : Capacités parasites d'un MOSFET, mesure de  $C_{oss}$

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).

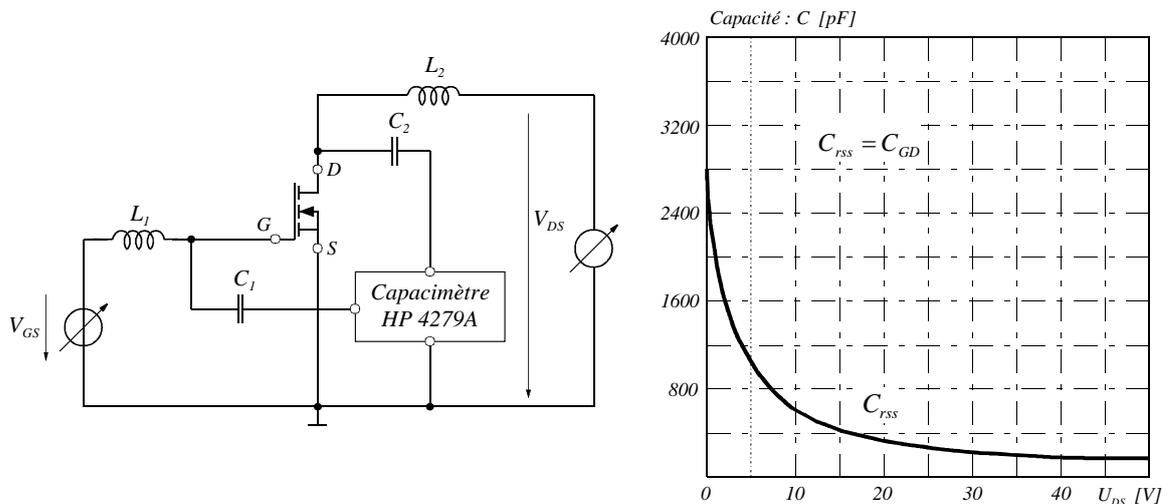


Figure 7-29 : Capacités parasites d'un MOSFET, mesure de  $C_{rSS}$

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.

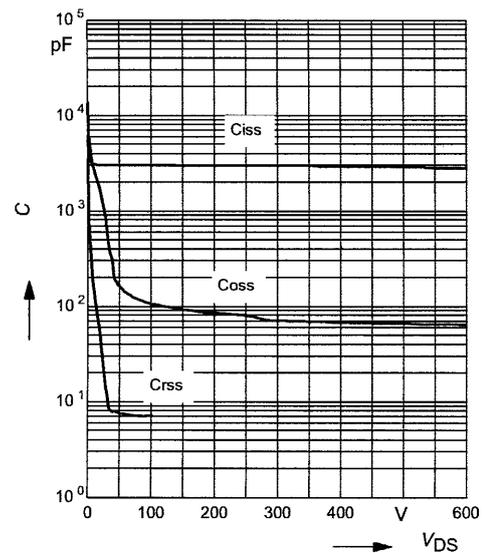


Figure 7-30 : Capacités parasites :  $V_{GS}=0$ ,  $f=1\text{MHz}$

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.

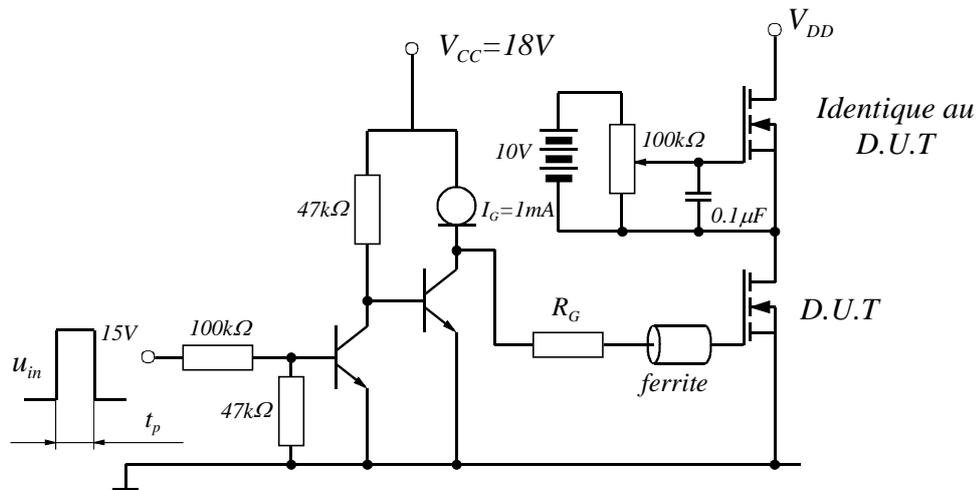


Figure 7-31 : Mesure de la caractéristique de transfert de charge

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  $I_D$ .

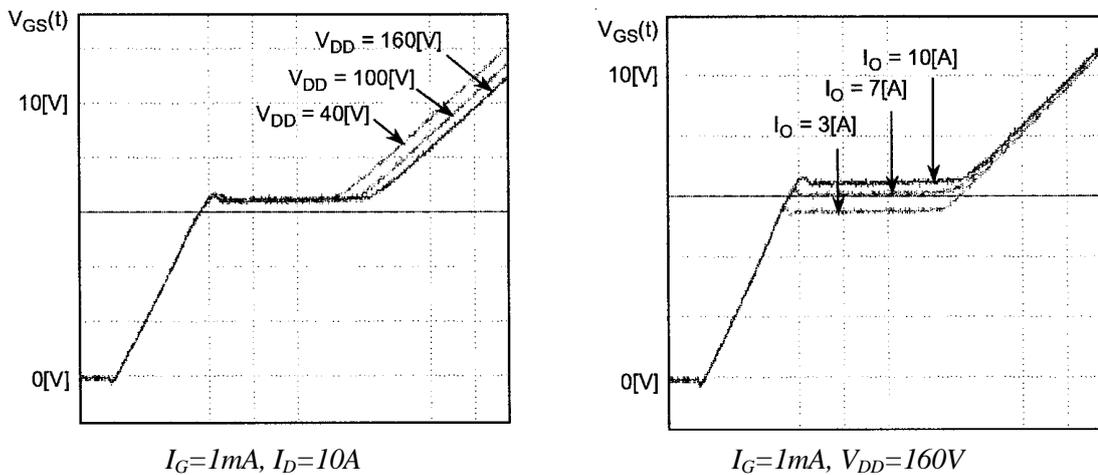


Figure 7-32 : Evolution de la tension  $V_{GS} = f(Q_G, V_{DS}, I_D)$

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

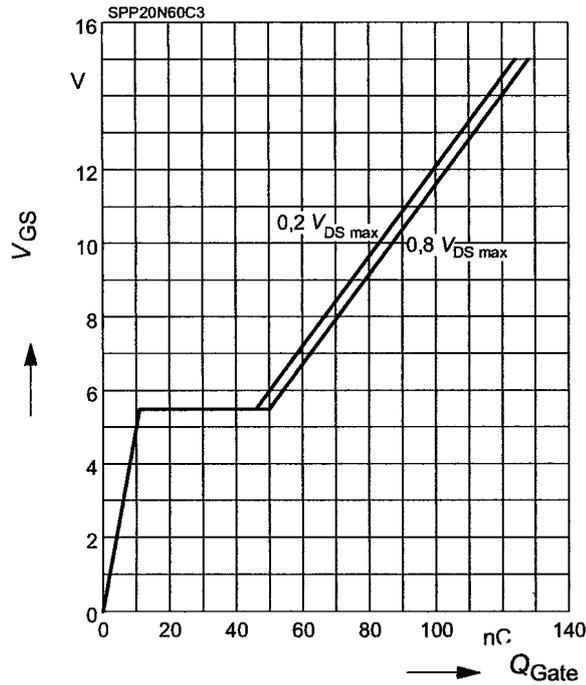


Figure 7-33 : Caractéristique de transfert de charge  $V_{GS}=f(Q_G)$  @  $I_D=20.7A$

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.

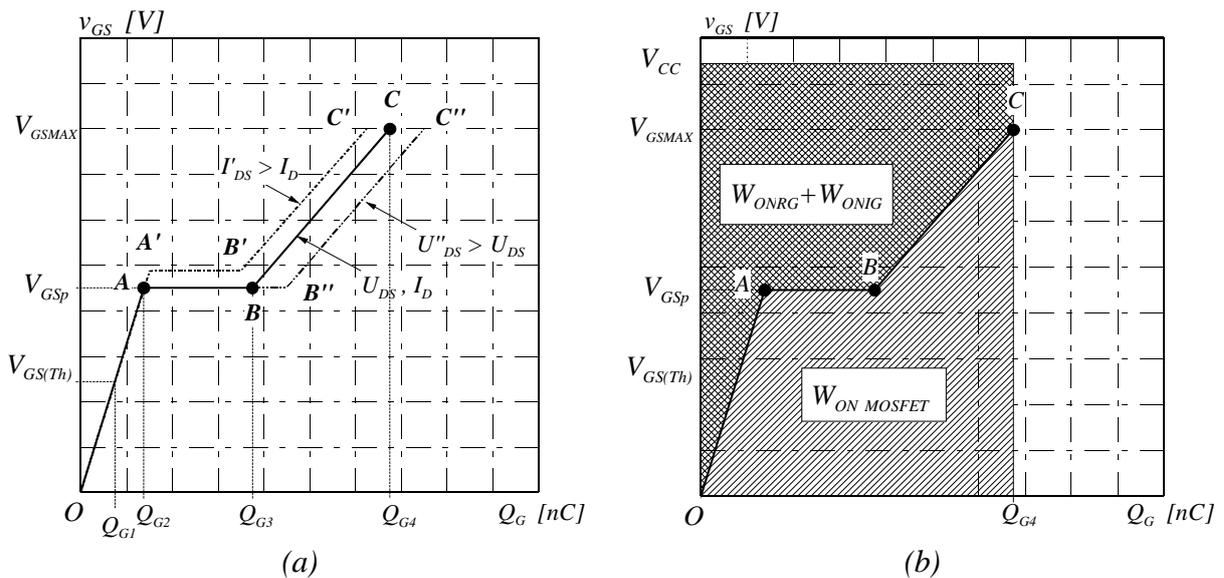


Figure 7-34 : Caractéristique de transfert de charges

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  $R_{DS(on)} \cdot I$ , 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

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

Le tracé OA'B'C' correspond à un courant commuté I' supérieur à I, le tracé OAB"C" à une tension bloquée V<sub>DD</sub> supérieure à V<sub>DD</sub>.

*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<sub>G</sub> et la source de courant I<sub>G</sub>.

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.

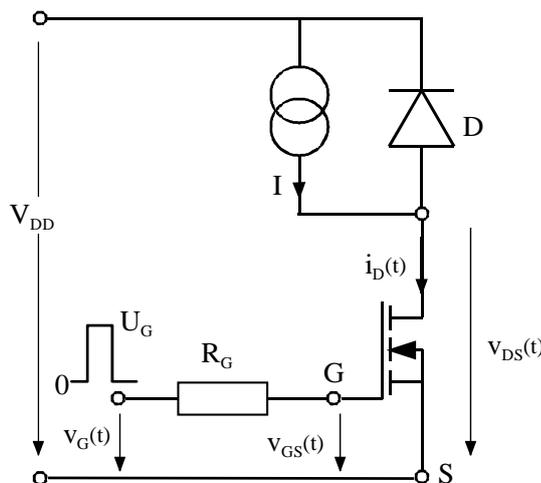


Figure 7-35 : Commutation sur charge inductive (schéma de principe)

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.

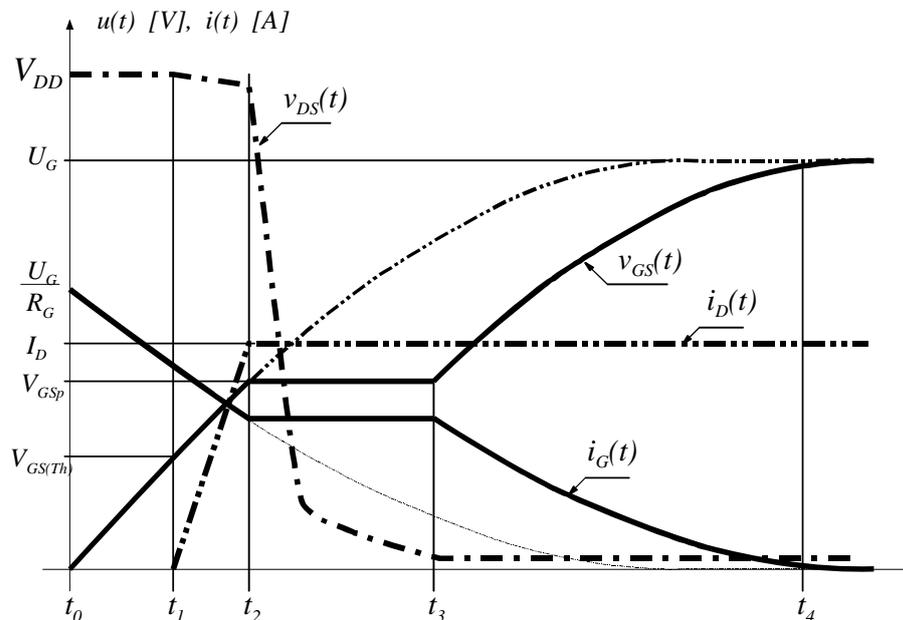


Figure 7-36 : Commutation sur charge inductive (évolution des grandeurs électriques)

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 :  $t_0 \leq t < t_1$ .**

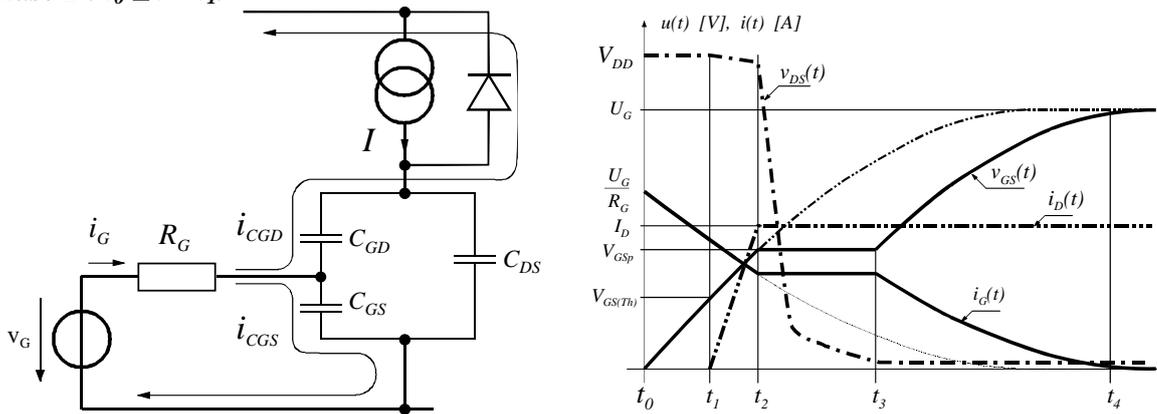


Figure 7-37 : Commutation sur charge inductive (Phase I)

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.

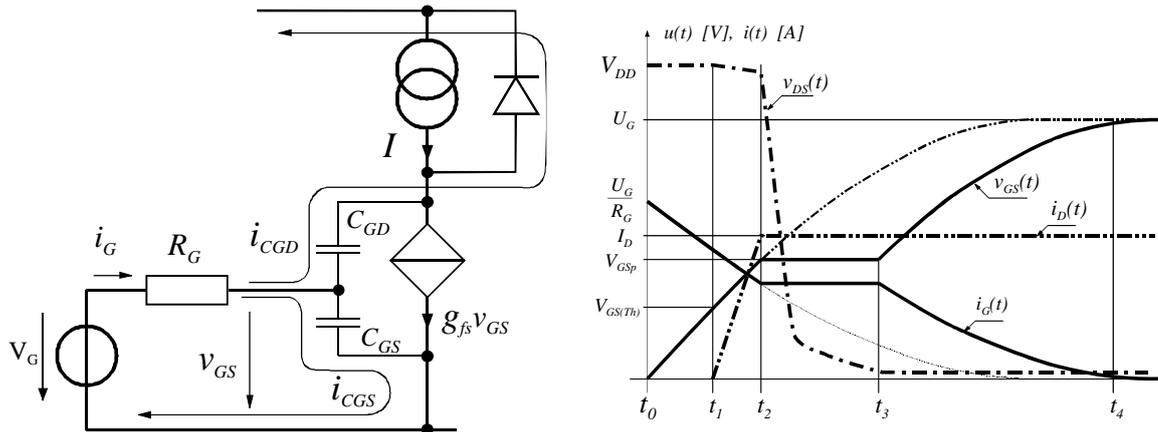


Figure 7-38 : Commutation sur charge inductive (Phase II)

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

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

D'où le courant de drain

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

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

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

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

Le temps de montée du courant  $i_D$  à la fermeture est

$$t_{rON} = t_2 - t_1. \quad 7.37$$

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  $V_{GSp}$ .

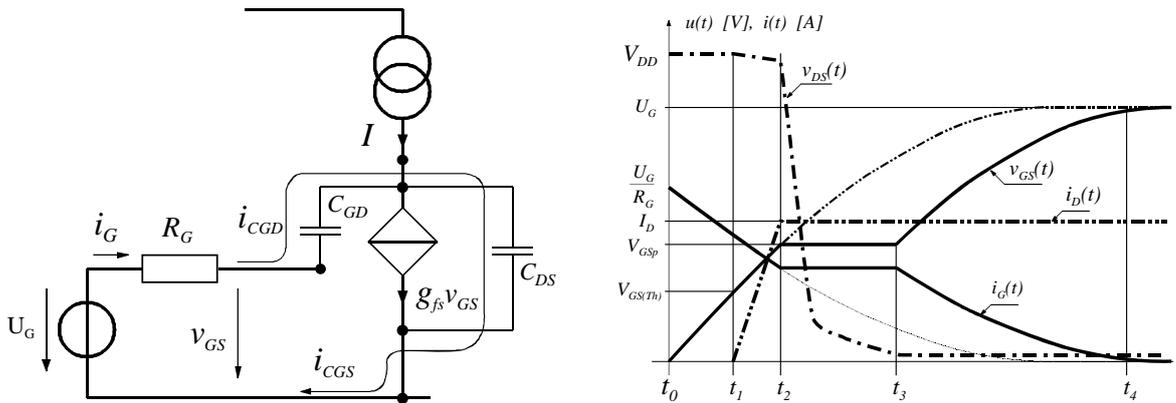


Figure 7-39 : Commutation sur charge inductive (Phase III)

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  $R_{DSon} \cdot I$ , la tension  $v_{GS}$  recommence à croître.

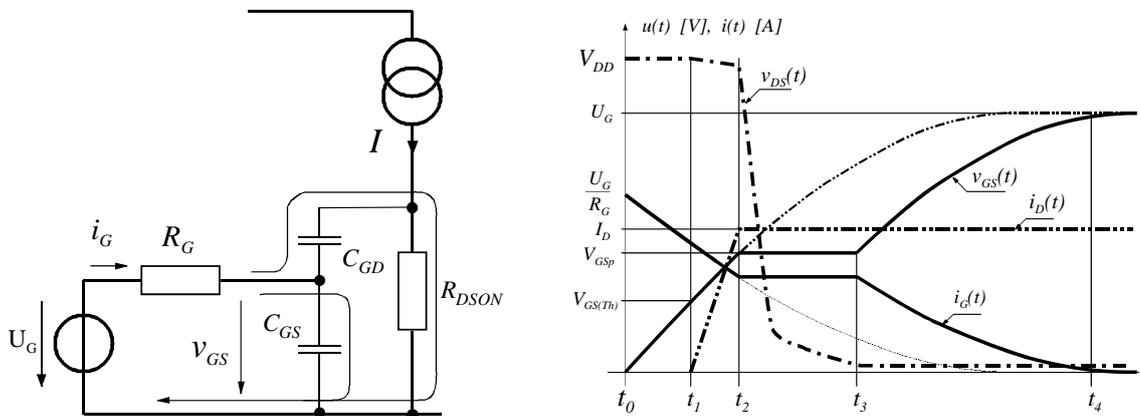


Figure 7-40 : Commutation sur charge inductive (Phase IV)

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

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

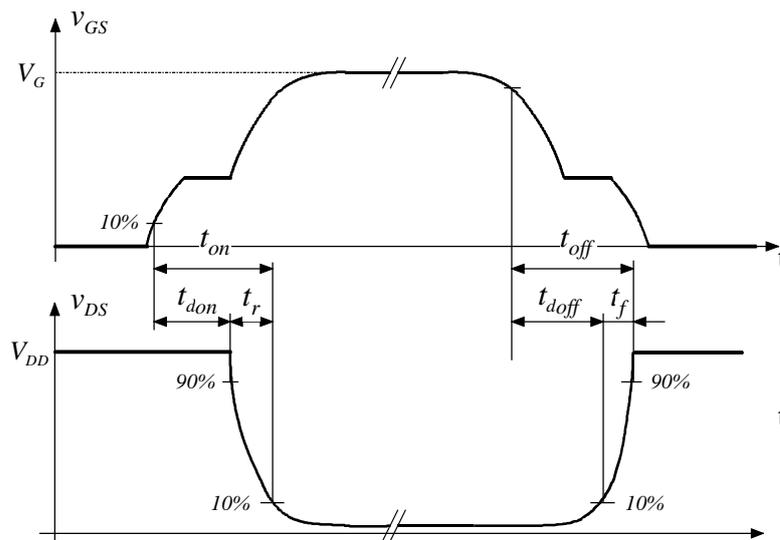


Figure 7-41 : Définition des temps de commutation

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.

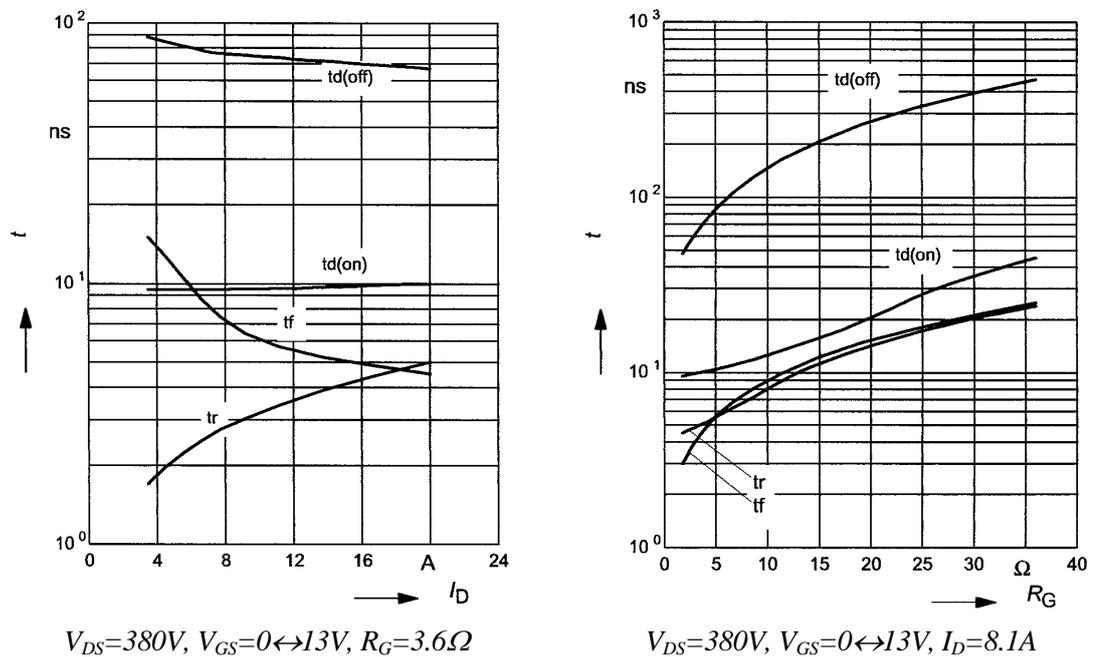


Figure 7-42 : Temps de commutation

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

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

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.

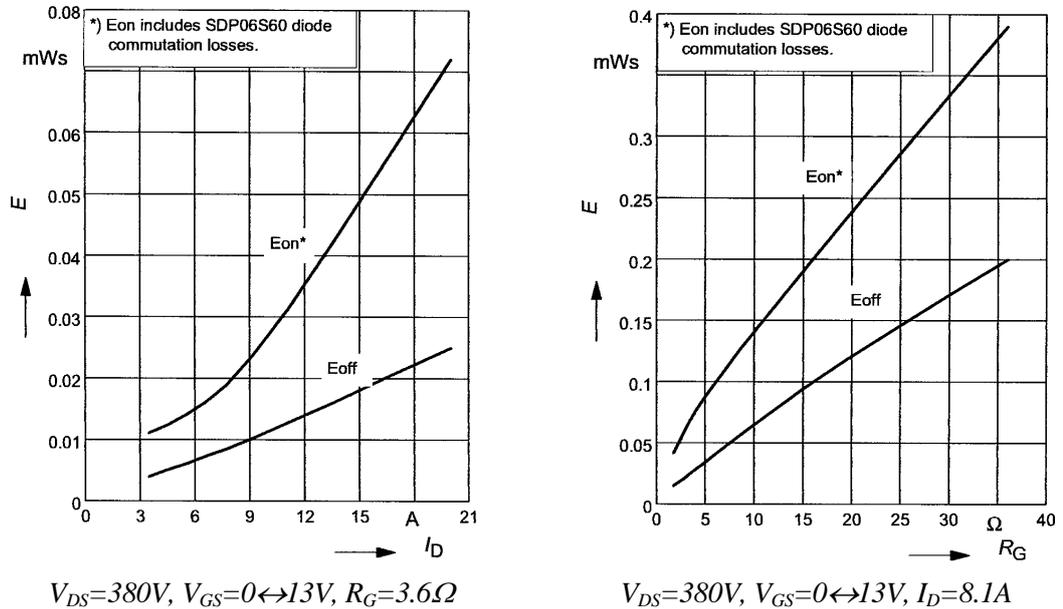


Figure 7-43 : Energies de commutation

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 :

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

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.

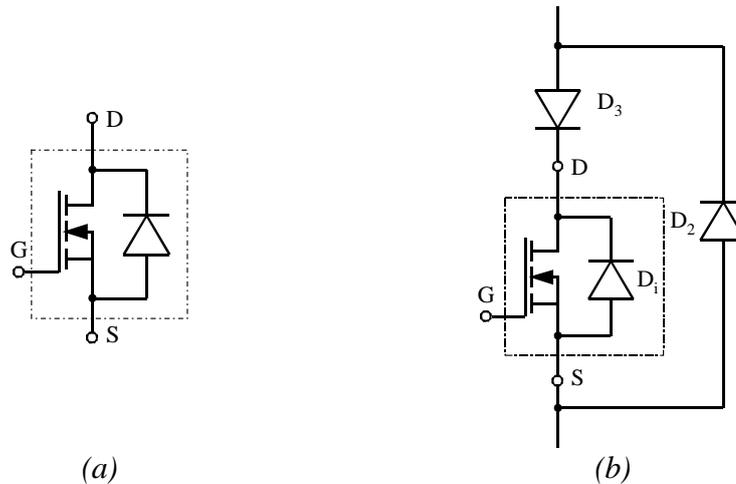


Figure 7-44 : (a) Diode parasite interne, (b) Montage classique

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.	
<b>Characteristics</b>						
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	-	$\mu\text{C}$
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.

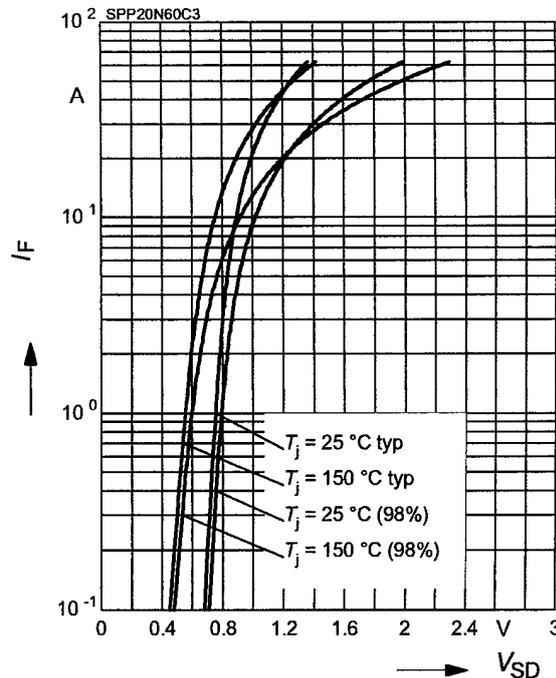


Figure 7-46 : Caractéristique de la diode intrinsèque en conduction

#### 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<sup>ème</sup> 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