Troisième année CSA

CSA 5 C COSP

LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP MOS

Joël REDOUTEY

TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

MOS

Bien que le principe des transistors à effet de champ soit connu depuis les années 1930, ce n'est que depuis les années 1960 que leur réalisation a été rendue possible grâce aux progrès de la technologie.

Le Transistor à Effet de Champ (TEC) ou Field Effect Transistor (FET) tire son nom de son principe de fonctionnement selon lequel l'intensité du courant traversant le dispositif est contrôlée par le champ électrique créé par la tension appliquée à l'électrode de commande.

Les premiers transistors à effet de champ étaient de type à jonction ou JFET, mais au milieu des années 70 un nouveau type apparut : le MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) qui connut un très important développement, notamment dans les circuits intégrés numériques. En 1977, fut introduit le premier transistor MOSFET de puissance.

1 STRUCTURE DU MOSFET

La figure 1 montre la structure physique d'un transistor MOS de type canal N.
Sur un substrat en silicium de type P, on a diffusé deux zones de type N fortement dopées, appelées SOURCE et DRAIN.
Une très fine couche (0,1µm) d'oxyde $Si0_2$, qui est un excellent isolant électrique, est créée à la surface du substrat de manière à recouvrir la zone qui s'étend entre le Drain et la Source.
Sur cette couche isolante, on dépose une couche d'aluminium pour former l'électrode de grille (GATE).
Des contacts métalliques sont également prévus au niveau de la Source, du Drain et du substrat (BODY).
On obtient donc un dispositif à 4 électrodes : Source, Drain, Gate, Body.

On remarque que le substrat de type P forme avec le Drain et la Source des jonctions PN qui seront maintenues polarisées en inverse durant le fonctionnement normal.
Pour ce faire, on relie généralement la Source au Substrat, le Drain étant toujours soumis à une tension positive par rapport à la Source.

Lorsqu'une tension positive par rapport à la Source est appliquée à la GATE, un courant circule latéralement du DRAIN vers la SOURCE, à travers une région appelée **CANAL** de longueur L (de 0,5 à 10 µm) et de largeur W (1 à 500 µm).

2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Lorsque aucune tension V_{GS} n'est appliquée entre Gate et Source, alors qu'une tension V_{DS} positive est présente entre Drain et Source, la diode Substrat (relié à la Source) - Drain est polarisée en inverse et aucun courant ne circule dans le circuit Drain-Source.

Appliquons une tension V_{GS} positive entre Gate et Source (fig.2). Le champ électrique créé par la tension V_{GS} repousse les porteurs majoritaires présents dans le substrat.
Ce dernier étant le type P, les porteurs majoritaires sont des trous. Il se forme alors sous la Gate une zone de dépletion, vide de porteurs libres (trous) mais peuplée d'atomes ionisés négativement.

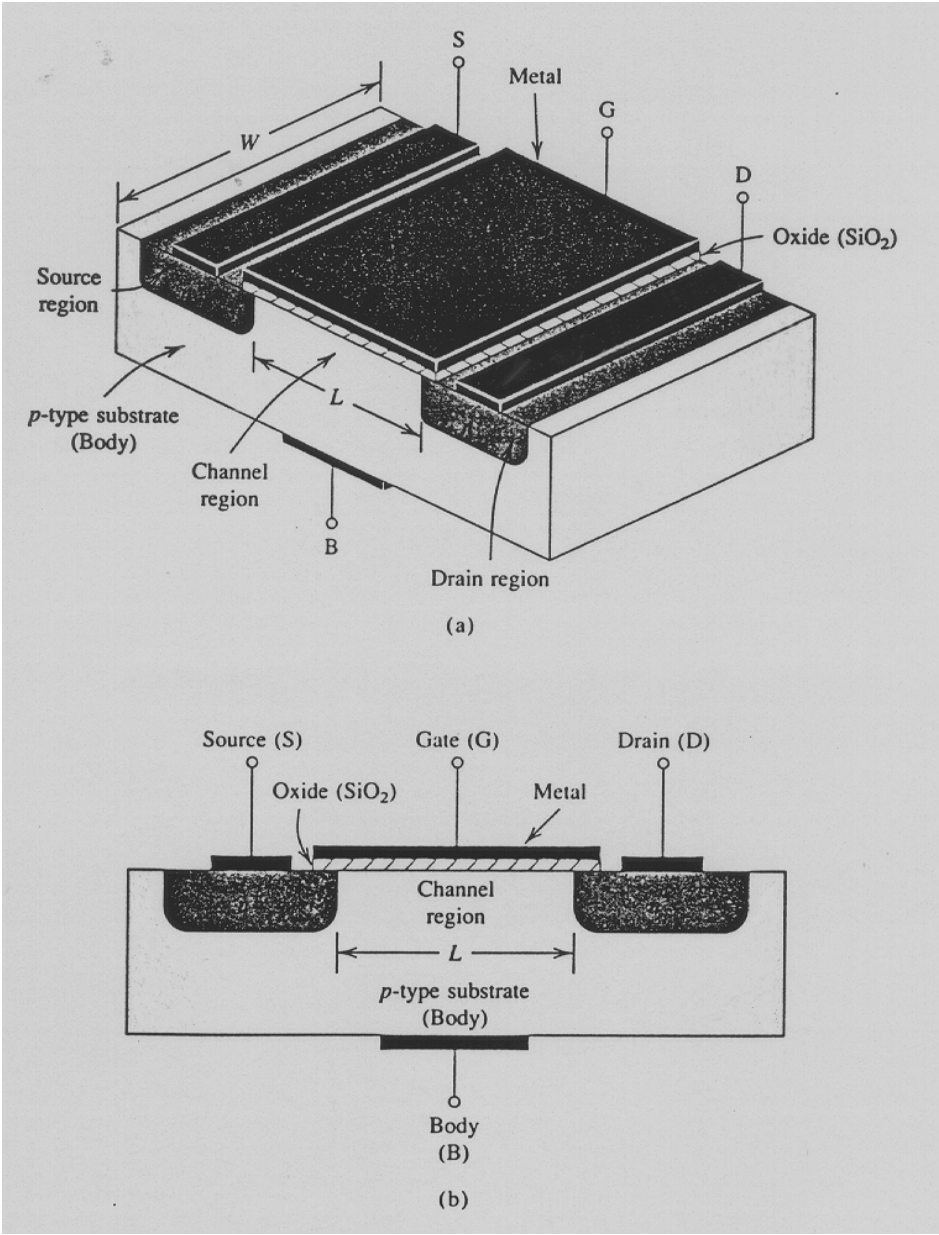


Figure 1 - Structure physique d'un transistor MOS canal N :

(a) vue en perspective; (b) coupe

Parallèlement, la tension positive de Gate attire dans le canal des électrons provenant de la Source et du Drain (où ils sont majoritaires). Lorsqu'un nombre suffisant d'électrons s'est accumulé à la surface du canal, sous la grille, une zone de type N s'est effectivement créée.

Un courant électrique s'établit alors à travers cette zone N induite, du Drain vers la Source.
La zone N induite forme un CANAL-N qui donne son nom à ce type de MOSFET (on notera qu'un MOSFET canal N est réalisé sur un substrat P. Inversement on peut réaliser des MOSFET'S canal P à partir d'un substrat N).

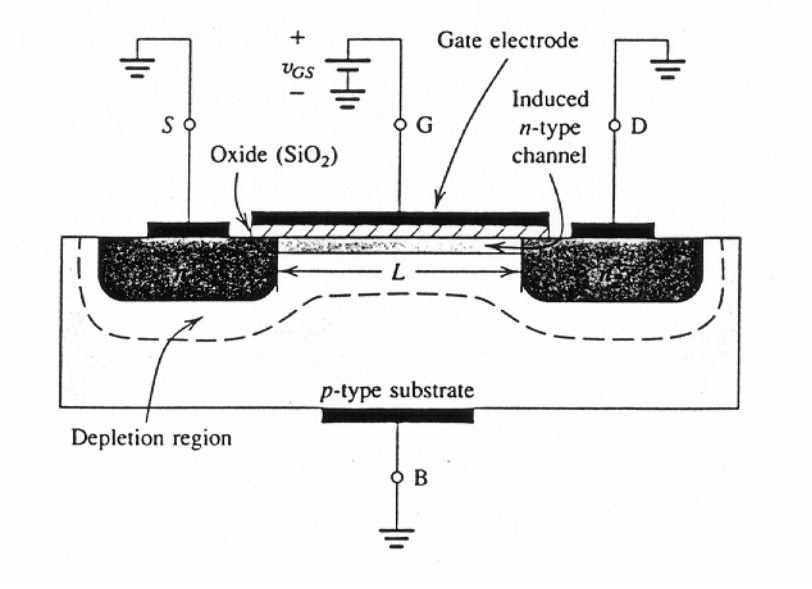


Figure 2 - Principe de fonctionnement du MOSFET à enrichissement canal N

La valeur de la tension grille-source V_{GS} correspondant à une accumulation suffisante d'électrons pour créer un canal conducteur est appelée **tension de seuil V_{th}**. (Threshold voltage).
Cette valeur dépend de la technologie mais s'étend en général entre 1 et 3V.

La grille (GATE) et le substrat (relié à la source) forment un condensateur dont le diélectrique est la couche d'oxyde.
La tension V_{GS} appliquée provoque la charge de ce condensateur avec accumulation de charges positives sur la grille et de charges opposées dans la zone d'inversion qui forme le canal. C'est donc l'amplitude de cette tension V_{GS} qui contrôle la conductivité du canal et donc le courant qui y circule lorsqu'une tension positive est appliquée entre Drain et Source.

2.1 FONCTIONNEMENT A FAIBLE TENSION DRAIN-SOURCE.

Considérons le schéma de la figure 4 dans lequel une faible tension Drain-Source (V_{DS}<1V) est appliquée.
Un courant I_D s'établit à travers le canal N induit. On notera qu'il s'agit d'un courant d'électrons libres circulant de la Source vers le Drain (d'où le nom de ces électrodes).

L'intensité du courant I_D dépend de la densité d'électrons dans le canal, qui dépend elle-même de l'amplitude de la tension V_{GS}.

Pour des tensions V_{GS} inférieures ou égales à la tension de seuil V_{th}, , le courant Drain I_D est nul ou négligeable.
Lorsque la tension V_{GS} dépasse la tension de seuil V_{th}, une plus grande quantité d'électrons est attirée dans le canal. On peut se représenter l'influence de la tension V_{GS} (au-dessus de V_{th}) comme une augmentation de la profondeur du canal.
Il en résulte une augmentation de la conductance du canal c'est à dire une réduction de sa résistance.

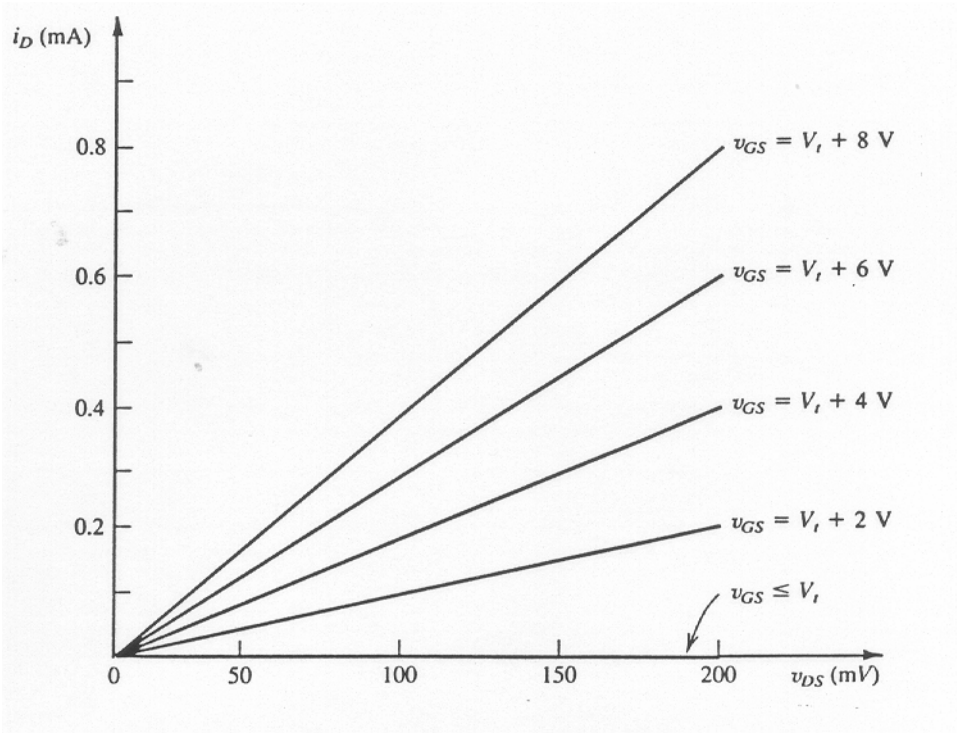


Figure 3 - Caractéristiques I_D - V_{DS} d'un MOSFET pour de faibles tensions Drain-Source

Le courant I_D circulant dans le canal est donc proportionnel à (V_{GS}-V_{th}) et à la tension Drain-Source appliquée (fig.3).

On notera que le courant Drain est égal au courant Source puisque le courant de Grille est nul.

2.2 FONCTIONNEMENT A TENSION DRAIN-SOURCE NOMINALE.

Augmentons maintenant la tension Drain-Source, la tension grille-source étant maintenue constante à une valeur supérieure à la tension de seuil.
On remarquera que la tension Drain-Source V_{DS} apparaît en fait comme une chute de tension tout au long du canal. Il en résulte que la tension entre la grille et les différents points le long du canal est variable, de V_{GS} côté Source à V_{GS} - V_{DS} côté Drain.
Comme la profondeur du canal dépend de cette tension, il est clair que la profondeur du canal n'est pas uniforme comme l'indique la figure 4.

A mesure que la tension Drain-Source V_{DS} augmente, le canal prend une pente de plus en plus élevée et sa résistance augmente.

Lorsque la tension drain-source V_{DS} atteint une valeur telle que la tension grille-canal côté Drain atteint la tension de seuil, c'est-à-dire : $V_{GS}-V_{DS} = V_{th}$ d'où $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$
la profondeur du canal à l'extrémité Drain devient voisine de 0 ; on dit qu'il y a **pincement** (pinch off).

Toute augmentation de V_{DS} au delà de cette valeur sera sans effet sur l'intensité du courant Drain I_D.

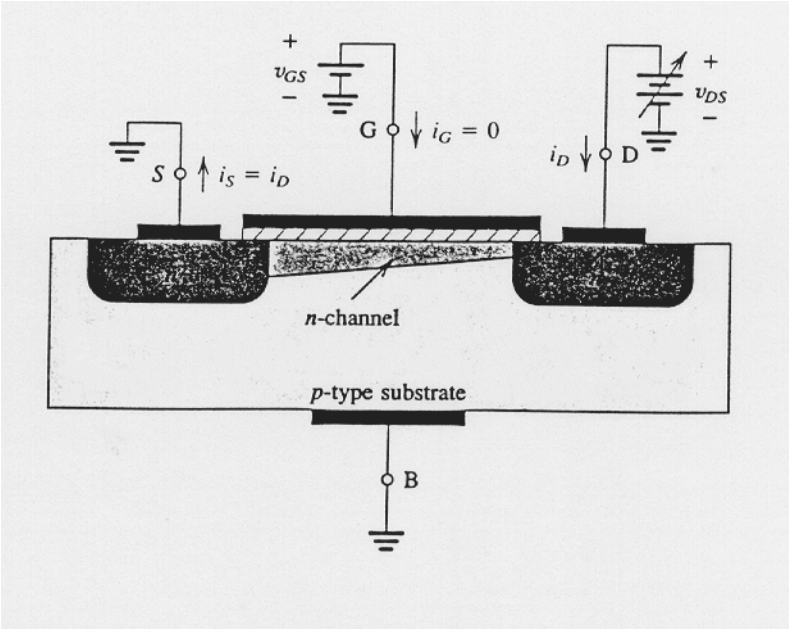


Figure 4 - Fonctionnement du MOSFET à tension Drain-Source nominale.
On remarque l'allure penchée du canal et le phénomène de pincement.

2.3 MOSFET A CANAL P.

Un MOSFET à canal P est réalisé à partir d'un substrat N dans lequel des zones P+ fortement dopées ont été diffusées pour réaliser le Drain et la Source.
Le fonctionnement est identique à celui du canal N, les tensions V_{GS} et V_{DS} sont simplement négatives et le courant circule de la Source vers le Drain. Le canal P est formé par accumulation de trous.

Les MOSFETS à canal P sont moins utilisés que ceux à canal N car, à performances égales, ils réclament plus de surface de silicium et sont plus lents.
Par contre, ils sont très utilisés "en tandem" avec des MOS à canal N dans les circuits intégrés de technologie MOS complémentaire (CMOS).

3 CARACTERISTIQUES COURANT-TENSION DU TRANSISTOR MOS A CANAL N.

Ces caractéristiques encore appelées caractéristiques statiques sont celles que l'on peut relever en courant continu ou à basse fréquence. Les caractéristiques dynamiques, tant en amplification qu'en commutation seront étudiées plus loin.

La figure 5 montre la représentation symbolique du transistor MOS utilisée dans les schémas électroniques.

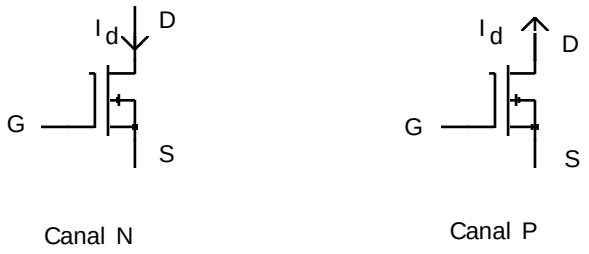


Figure 5 - Représentation symbolique du MOSFET

Comme pour les transistors bipolaires, on trace un réseau de courbes $I_D = f(V_{DS})$ paramétrées en V_{GS} (pour les transistors bipolaires on trace $I_C = f(V_{CE})$ paramétré en I_B).
La figure 6 montre l'allure d'un tel réseau de caractéristiques.

On remarque que ce réseau de caractéristiques comporte trois régions :

- La région de blocage (**cut off**) pour $V_{GS} < V_{th}$
- La région de fonctionnement en triode (appelée ainsi par similitude avec les caractéristiques d'un tube triode) correspondant à un fonctionnement du canal avant pincement.
- La région dite « de saturation du courant drain » correspondant à un fonctionnement "pincé".

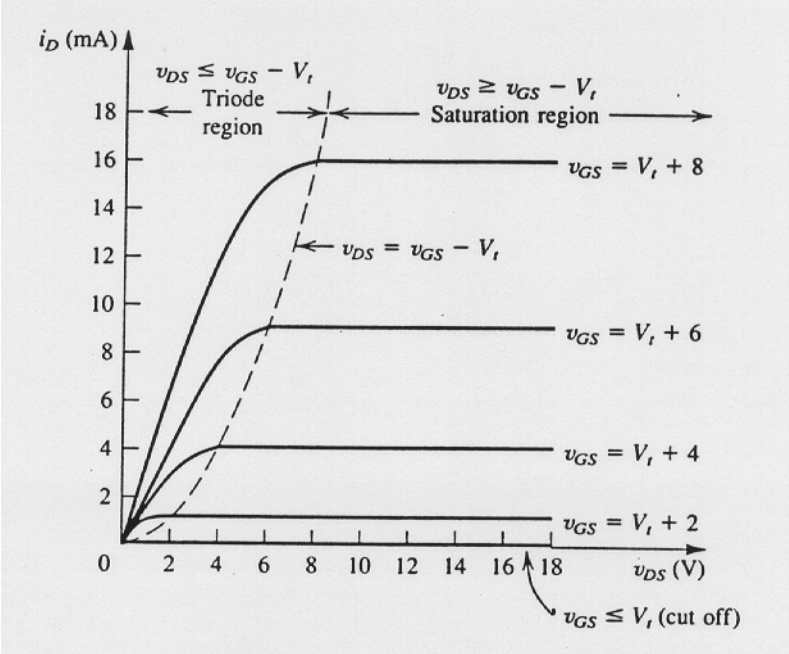


Figure 6 - Caractéristiques I_D - V_{DS} d'un MOSFET à canal N.
Dans cet exemple Vth = 2V et K= 0,25 mA/V^2

Le fonctionnement dans la zone de saturation correspond au fonctionnement en amplification.

Pour un fonctionnement en commutation, le MOS sera soit bloqué (interrupteur ouvert) soit utilisé dans la zone triode où il se comporte comme une résistance (interrupteur fermé).

3.1 ZONE DE FONCTIONNEMENT RESISTIF :

La caractéristique I_D - V_{DS} peut être approximée par la relation

$$I_D = K\left(2\left(V_{GS} - V_{th}\right)V_{DS} - V_{DS}^2\right) \qquad (1)$$

où K est un paramètre dépendant de la géométrie et de la technologie utilisées

$$K = \frac{1}{2}\mu_e C_{ox}\frac{W}{L}$$

avec μ_e : mobilité de l'électron.
C_{ox} : capacité grille-substrat par unité de surface
L : Longueur du canal
W : Largeur du canal.

Si la tension drain-source est suffisamment faible, ce qui est le cas du fonctionnement avant pincement, on peut négliger le terme V_{DS}^2 .
On obtient alors:

$$I_D = 2K\,(V_{GS} - V_{th})\,V_{DS}$$

Cette relation linéaire entre I_D et V_{DS} montre que l**e MOS se comporte comme une résistance dont la valeur peut être contrôlée par V_{GS}.**

$$\boxed{R_{DS} = \left[2K\left(V_{GS} - V_{th}\right)\right]^{-1}}$$

3.2 FONCTIONNEMENT EN AMPLIFICATEUR

La zone de fonctionnement à courant Drain saturé correspond au pincement du canal qui se produit pour $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$.

En remplaçant V_{DS} par cette valeur dans l'expression (1) on obtient :

$$I_D = K\left[2\left(V_{GS} - V_{th}\right)\left(V_{GS} - V_{th}\right) - \left(V_{GS} - V_{th}\right)^2\right]$$

$$\boxed{I_D = K\left(V_{GS} - V_{th}\right)^2 \qquad (2)}$$

Dans cette zone de fonctionnement, le courant drain est indépendant de la tension drain-source V_{DS} et suit la tension grille-source V_{GS} selon une loi quadratique.

Le MOSFET se comporte comme une source de courant idéale dont la valeur est contrôlée par la tension grille-source V_{GS}.

On en déduit un premier modèle du MOSFET fonctionnant en amplification (fig.7).

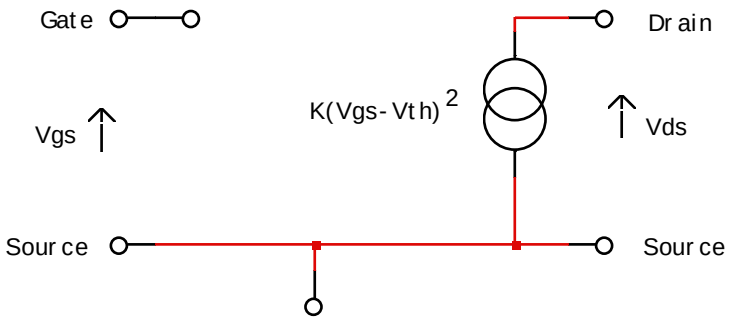


Figure 7 - Schéma équivalent grands signaux d'un MOSFET

On notera que la ligne de partage entre la zone triode et la zone de fonctionnement saturé (ou zone d'amplification) correspond au pincement du canal qui se produit pour $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$

En reportant dans la relation (2) on obtient l'équation de cette ligne : $I_D = K(V_{DS})^2$ (3)

3.3 RESISTANCE DE SORTIE EN ZONE DE SATURATION.

Nous avons supposé que toute augmentation de V_{DS} au-delà de la valeur pour laquelle se produit le pincement était sans effet sur le courant Drain.
En réalité, à mesure que la tension V_{DS} augmente, le point où se produit le pincement se déplace légèrement en direction de la source. La longueur effective du canal se trouve réduite. Ce phénomène est connu sous le nom de modulation de la longueur du canal.
Le paramètre K étant inversement proportionnel à la longueur du canal, augmente avec V_{DS}.
Pour tenir compte du phénomène de modulation de la longueur du canal, on introduit un terme $1+\lambda V_{DS}$ dans la relation (2) où λ est une constante dépendant du MOSFET utilisé :

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2(1+ \lambda V_{DS}) \qquad (4)$$

La figure 8 montre un réseau de caractéristiques de MOSFET tenant compte de cet effet.

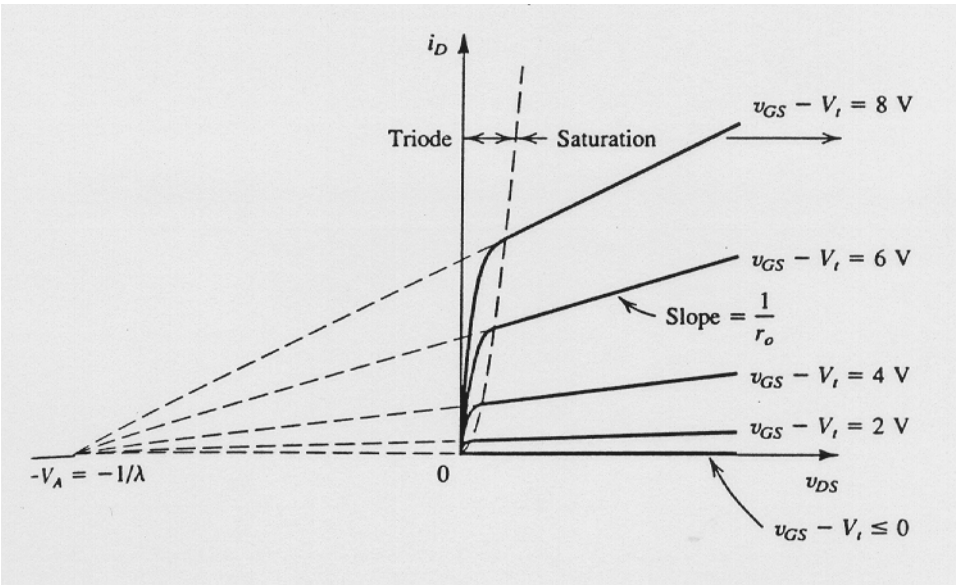


Figure 8 - Résistance de sortie du MOSFET

On remarque que tous les segments de droite de la caractéristique I_D - V_{DS} se coupent sur l'axe des V_{DS} en un point d'abscisse

$$V_{DS} = - 1/\lambda = - V_A.$$

V_A est un paramètre valant typiquement 200 à 300V.

Il en résulte que la résistance de sortie du MOSFET fonctionnant dans la zone de saturation est finie et peut s'exprimer :

$$R_0 = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right)^{-1} \quad \text{pour } V_{GS} \text{ constant}$$

soit d'après (4) :

$$R_O = [\lambda K (V_{GS} - V_{th})^2]^{-1}$$

que l'on peut approximer en négligeant le terme λV_{DS} dans (4)

$$R_O = (\lambda I_D)^{-1}$$

où I_D est le courant correspondant à la valeur particulière de V_{GS} pour laquelle R_O est évaluée.
Cette relation peut aussi s'écrire :

$$R_o \approx \frac{V_A}{I_D}$$

On remarque que la résistance de sortie R_O est inversement proportionnelle au courant drain de polarisation I_D.
On en déduit le schéma équivalent grand-signaux du MOSFET (fig.9).

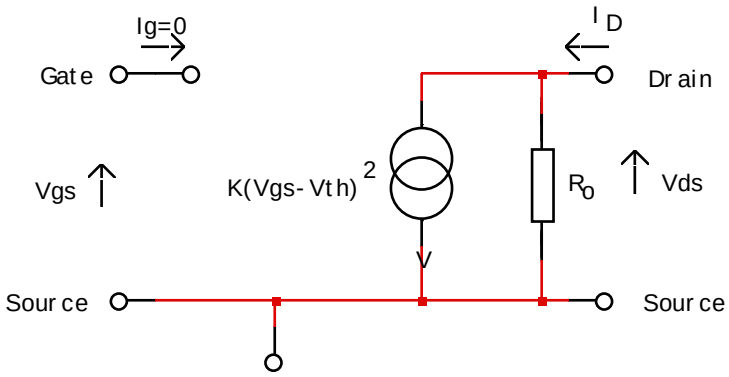


Figure 9 - Schéma équivalent grands signaux du MOSFET

3.4 INFLUENCE DE LA TEMPERATURE.

Les paramètres K et V_{th} sont dépendants de la température :

- La tension de seuil V_{th} décroit d'environ 2mV par degré d'élévation de température.
- Le paramètre K décroit avec la température et son effet est prédominant.

Il en résulte que le courant Drain I_D décroît lorsque la température s'élève. Ce résultat est particulièrement important pour les MOSFET de puissance.

3.5 TENSIONS MAXIMALES ADMISSIBLES.

Lorsqu'on augmente la tension Drain-Source V_{DS}, le champ électrique à la jonction PN Drain-Substrat (qui est relié à la source) s'élève, et on atteint la tension d'avalanche.

Pour éviter d'atteindre ce phénomène dangereux pour le composant, le constructeur spécifie la tension Drain-Source maximale à ne pas dépasser.

Afin d'éviter l'accumulation de charges statiques dans le condensateur grille-substrat qui pourraient provoquer un perçage de l'oxyde extrêmement fin servant de diélectrique, des diodes de protection intégrées limitent la tension grille-source.
La tension maximale grille-source V_{GSmax} est spécifiée par le constructeur.

4 AMPLIFICATEUR A MOSFET

Considérons le schéma de la figure 10 a.
La source du MOSFET est reliée à la masse et une résistance R_D relie le drain à la borne positive d'une source de tension V_{DD} de 20V (la borne négative est reliée à la masse).
Le point de repos I_D est fixé à l'aide d'une source de polarisation V_{GS} = 5V.
Un signal (triangulaire dans l'exemple) de 1V crête à crête est appliqué à la grille par l'intermédiaire d'un générateur de tension V_{gs}.

La figure 10 b, montre la construction graphique permettant d'obtenir la forme du signal de sortie à partir du réseau de caractéristiques du MOSFET.

La tension instantanée appliquée entre grille et source est :

$$V_{GS}(t) = V_{GS} + v_{gs}(t)$$

point de repos statique signal

A chaque instant le point de fonctionnement du MOSFET se situe sur la courbe caractéristique I_D - V_{DS} qui correspond à la valeur de $V_{GS}(t)$ à cet instant.

Le point de fonctionnement sur la caractéristique est déterminé par les valeurs de la tension d'alimentation V_{DD} et de la résistance de Drain R_D.

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D$$

ou $$I_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} V_{DS}$$

Cette équation linéaire peut-être représentée dans le plan I_D - V_{DS} par une droite de pente $-\frac{1}{R_D}$ appelée **droite de charge**.

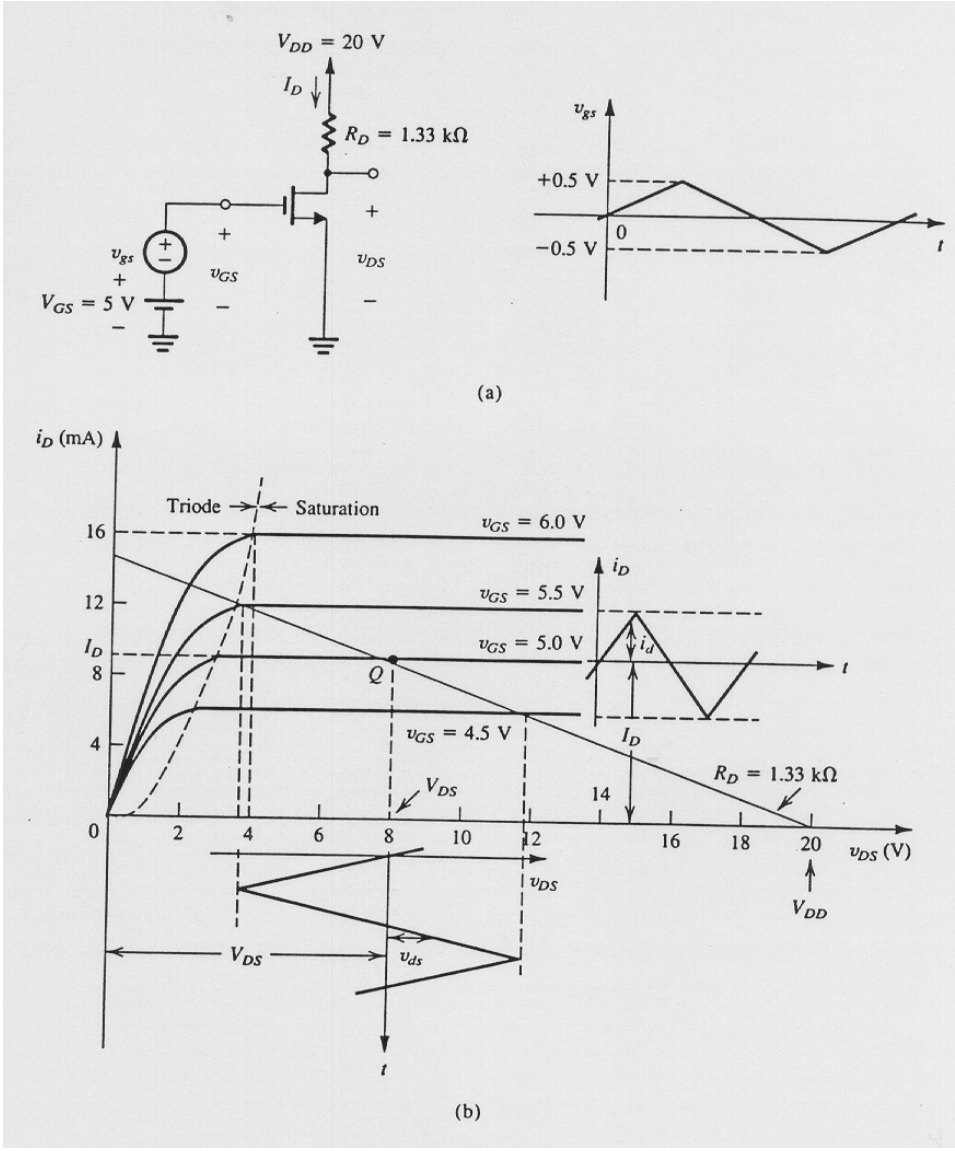


Figure 10 - Analyse graphique de l'amplificateur à MOSFET

Le point de fonctionnement instantané du MOSFET se situe toujours à l'intersection de la droite de charge et de la courbe caractéristique I_D - V_{DS} correspondant à la valeur instantanée de V_{GS}.

En l'absence de signal d'entrée (Vgs = o), le point de fonctionnement du MOSFET est un point fixe appelé **point de repos** ou **point de polarisation** ou point de fonctionnement statique.

4.1 TRANSCONDUCTANCE.

En négligeant l'effet de modulation de longueur du canal, nous avons les équations :

$$I_D = K (V_{GS} - V_{th})^2$$

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D$$

En présence d'un signal d'entrée, nous avons :

$$V_{GS}(t) = V_{GS} + Vgs(t).$$

Le courant drain instantané s'écrit donc :

$$I_D(t) = K\,(V_{GS} + Vgs(t) - V_{th})^2$$

$$I_D(t) = K\,(V_{GS} - V_{th})^2 + 2K\,(V_{GS} - V_{th})\,Vgs(t) + KVgs^2(t)$$

Le premier terme est le courant de repos I_D.

Le second terme est proportionnel au signal d'entrée Vgs(t).

Le dernier terme est une composante quadratique indésirable, cause de distorsion. Il est donc important de le maintenir le plus faible possible.
Ce qui peut-être obtenu en gardant $Vgs(t) << 2(V_{GS} - V_{th})$.

Dans ces conditions, que l'on nomme **fonctionnement petits signaux**, on peut négliger le terme quadratique :

$$I_D(t) \cong I_D + 2K\,(V_{GS} - V_{th})\,Vgs(t)$$

$$I_D(t) \cong I_D + id(t)$$

où $id(t) = 2K\,(V_{GS} - V_{th})\,Vgs(t)$ représente la variation du courant drain en fonction du signal d'entrée.

La quantité $gm = \dfrac{id(t)}{Vgs(t)} = 2K(V_{GS} - V_{th})$ est appelée **transconductance**.

On remarquera que g_m est la pente de la courbe caractéristique $I_D = f(V_{GS})$ au point de repos :

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\Big|_{v_{GS} = V_{GS}}$$

4.2 TRANSCONDUCTANCE ET PARAMETRES PHYSIQUES DU MOSFET.

En remplaçant K par son expression en fonction des paramètres physiques du MOSFET:

$$K = \frac{1}{2}\mu_e C_{ox}\frac{W}{L}$$

dans l'expression de la transconductance:

$$g_m = 2K\,(V_{GS} - V_{th})$$

il vient :

$$g_m = (\mu_e C_{ox})\left(\frac{W}{L}\right)(V_{gs} - V_{th})$$

L'équation du courant Drain s'écrivant

$$I_D = K\,(V_{GS} - V_{th})^2$$

ou encore $$(V_{GS} - V_{th}) = \sqrt{\frac{I_D}{K}}$$

on peut écrire :

$$g_m = \mu_e C_{ox}\,\frac{W}{L}.\sqrt{\frac{I_D}{K}}$$

en remplaçant à nouveau K par son expression, on trouve :

$$g_m = \mu_e C_{ox}\,\frac{W}{L}.\frac{\sqrt{I_d}}{\sqrt{\frac{1}{2}\mu_e C_{ox}\frac{W}{L}}}$$

$$g_m = \sqrt{2\mu_e C_{ox}}\sqrt{\frac{W}{L}}.\sqrt{I_d}$$

Cette expression montre que :

- pour un MOSFET donné :

  g_m est proportionnel à la racine carrée du courant drain de polarisation.

- pour un courant de polarisation donné :

  la transconductance g_m est proportionnelle à $\sqrt{\frac{W}{L}}$

4.3 GAIN EN TENSION.

La tension Drain-Source V_{DS} instantanée s'écrit :

$$V_{DS}(t) = V_{DD} - R_D\, I_D(t)$$

$$V_{DS}(t) = V_{DD} - R_D\,(I_D + i_D(t))$$

$$V_{DS}(t) = V_{DD} - R_D\, I_D \; - \; R_D\, i_D(t)$$

polarisation statique — composante dynamique

$$V_{DS}(t) = V_{DD} - R_D I_D - R_D g_m v_{gs}(t)$$

Le gain en tension du circuit s'écrit donc :

$$\frac{V_{ds}(t)}{V_{gs}(t)} = -g_m R_D$$

On notera la présence du signe - qui indique que le signal de sortie est en opposition de phase avec le signal d'entrée.

4.4 SCHEMA EQUIVALENT PETITS SIGNAUX.

L'analyse précédente fait apparaître des valeurs statiques qui correspondent au point de polarisation du MOSFET et des valeurs dynamiques qui correspondent au signal utile.
Ces deux types de valeurs sont superposées et il convient de bien les séparer.

Une fois que le point de fonctionnement statique a été établi de manière stable, on ne s'intéresse qu'à la partie signal.

De ce point de vue, le MOSFET se comporte comme une source de courant commandée en tension :

une tension V_{gs} appliquée entre grille et source provoque un courant drain $i_d = g_m V_{gs}$.

La résistance d'entrée est très grande ($i_g = 0$) et la résistance de sortie est également grande (∞ si l'on néglige l'effet de modulation du canal).

On en déduit donc le schéma équivalent (fig. 11) que l'on utilisera pour l'analyse du circuit amplificateur à MOSFET.

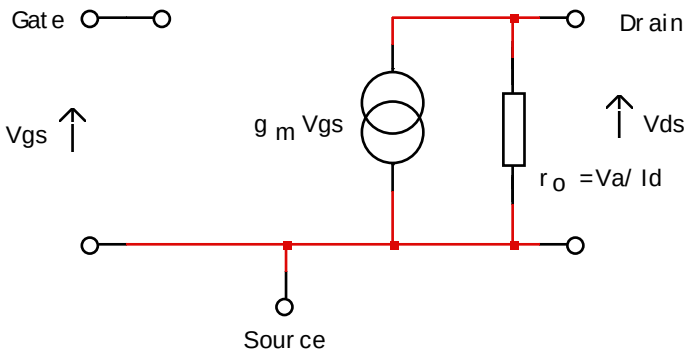


Figure 11 - Schéma équivalent petits signaux du MOSFET.

Le schéma équivalent petits signaux de l'amplificateur de la figure 10a s'obtient en remplaçant le MOSFET par son schéma équivalent et en court-circuitant les sources de tension continue (polarisation).

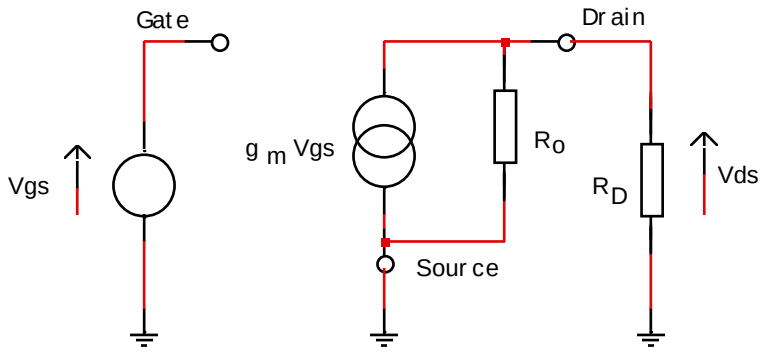


Figure 12 - Schéma équivalent petits signaux de l'amplificateur à MOSFET

On voit que le gain en tension de l'étage amplificateur est :

$$\frac{V_{ds}}{V_{gs}} = -gm(R_D // R_o)$$

On note que la présence de R_O réduit le gain en tension de l'étage.

4.5 DETERMINATION DU POINT DE REPOS ET CALCUL DU CIRCUIT DE POLARISATION

La première étape dans la conception d'un étage amplificateur à MOSFET est de choisir le point de fonctionnement statique à l'aide des caractéristiques fournies par le constructeur.

Le point de repos étant déterminé, il faut calculer un circuit capable de fixer ce point et d'assurer qu'il reste aussi stable que possible face aux variations des conditions de fonctionnement (température par exemple).

Afin d'éviter des distorsions du signal, le point de repos doit être fixé vers le milieu de la zone de saturation (fonctionnement linéaire) de manière à ce qu'il n'entre jamais dans la zone triode ou dans la zone de blocage.

Polarisation par résistance de source (fig.13)

C'est le circuit le plus communément utilisé lorsque l'amplificateur est alimenté par une source de tension unique.

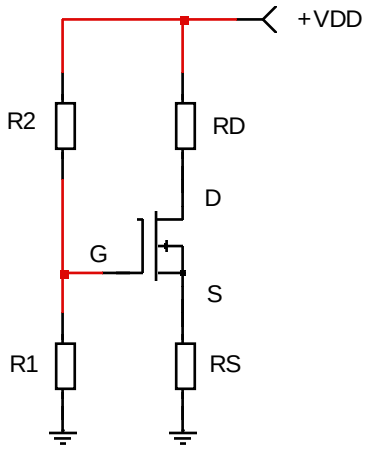


Figure 13 - Circuit de polarisation par résistance de source.

La tension statique grille-masse est fixée par le pont diviseur R_1 - R_2

$$V_{GG} = V_{DD}\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

L'expression du courant drain s'écrit alors :

$$I_D = -\frac{V_{GS}}{R_S} + \frac{V_{GG}}{R_S}$$ ce qui est l'équation d'une droite dans le plan V_{GS} - I_D

En l'absence de la résistance R_S, cette tension serait directement appliquée entre grille et source et le courant drain en dépendrait directement ainsi que des paramètres physiques du MOSFET: K et V_{th}.

La dispersion de ces paramètres pour un même type conduirait à une forte disparité des points de repos (fig 14).

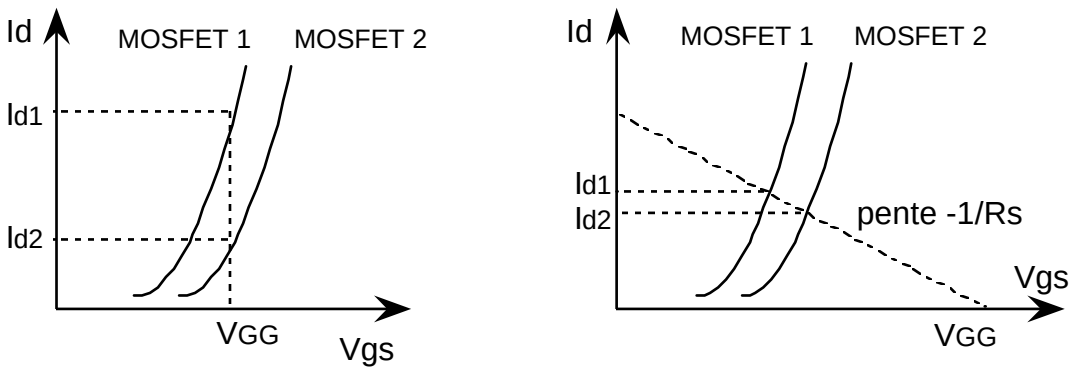


Figure 14 - Stabilisation du point de repos par résistance de source.

5 REPONSE A HAUTE FREQUENCE D'UN AMPLIFICATEUR A MOSFET

Les modèles du MOSFET utilisés pour l'étude de l'amplificateur en basse fréquence ne tiennent pas compte des divers effets capacitifs. Aux fréquences élevées ces effets ne sont plus négligeables et il faut modifier le schéma équivalent en conséquence.

La principale capacité du MOSFET est la capacité grille-canal.

Lorsque le MOSFET est utilisé dans sa zone de fonctionnement résistif (zone triode) c'est-à-dire à tension Drain-Source très faible, le canal est uniforme et la capacité grille-canal s'écrit :

$$C_{g\ canal} = W\ L\ C_{ox}$$

On modélise généralement cette capacité par deux capacités égales connectées entre grille et source et entre grille et drain.

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} WLC_{ox}$$

Lorsque le MOSFET fonctionne dans sa zone linéaire, le canal n'est plus uniforme et prend une allure penchée avec pincement côté drain.

On démontre alors que la capacité grille-canal devient égale à :

$$C_{g-canal} = \frac{2}{3} WLC_{ox}$$

et on la modélise par une seule capacité entre grille et source.

En réalité, la capacité grille-source est un peu plus élevée car la métallisation de grille recouvre légèrement la source (voir fig.1).
De la même manière, il existe une capacité grille-drain due à ce recouvrement.
La capacité drain-substrat (capacité d'une jonction bloquée) peut en général être négligée en première approximation.
Il en résulte le schéma équivalent représenté fig 15.

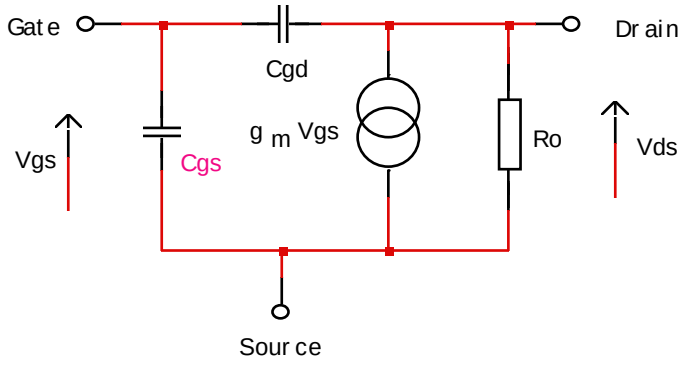


Figure 15 - Schéma équivalent du MOSFET à haute fréquence

5.1 FREQUENCE DE TRANSITION

Pour caractériser le fonctionnement à haute fréquence d'un transistor on utilise souvent la fréquence de transition f_T qui est définie comme la fréquence à laquelle l'amplitude du gain en courant, sortie en court-circuit, devient égale à 1.
En utilisant le modèle haute fréquence on obtient le schéma suivant:

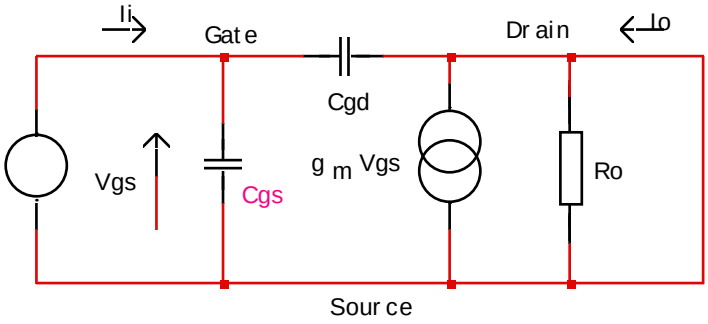


Figure 16 - Schéma utilisé pour déterminer la fréquence de transition du MOSFET.

$$I_o = g_m V_{gs}$$

$$V_{gs} = I_i / j\,(C_{gs} + C_{gd})\,\omega$$

$$I_o / I_i = g_m / j\omega(G_{gs} + C_{gd})$$

$$\text{pour } \omega = \omega_T = 2\pi f_T \text{ on a } I_o / I_i = 1$$

$$f_T = g_m / 2\pi\,(G_{gs} + C_{gd})$$

On note que la fréquence de transition est proportionnelle à la transconductance et inversement proportionnelle aux capacités internes du MOSFET.
f_T varie selon la technologie de quelques centaines de MHz à quelques GHz.

5.2 THEOREME DE MILLER

Considérons le quadripôle de la fig. 17 a

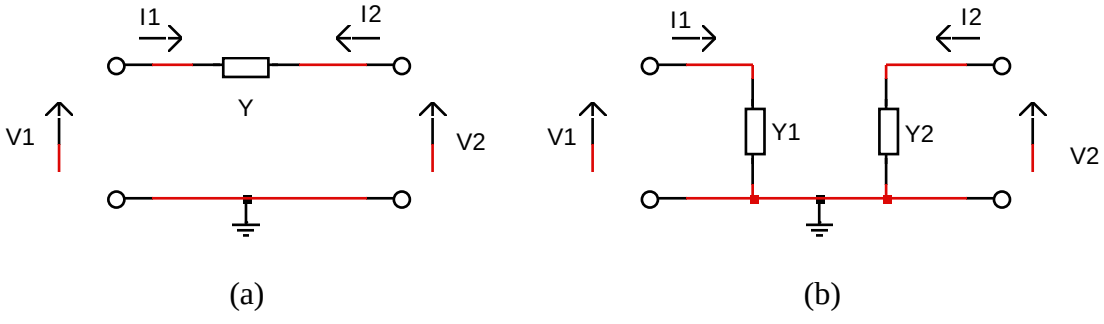


Figure 17 - Transformation de MILLER

Une admittance Y est connectée entre les noeuds d'entrée et de sortie.

Ce quadripôle est équivalent à celui de la fig. 17 b dans lequel l'admittance Y a été remplacée par deux admittances Y_1 et Y_2 reliées au point commun.

soit $K = V_2/V_1$ le gain en tension de ce quadripôle.

Le courant I_1 entrant par le noeud 1 s'écrit

$$I_1 = Y(V_1 - V_2) = YV_1(1 - \frac{V_2}{V_1}) = YV_1(1 - K)$$

dans le quadripôle équivalent nous avons $I_1 = Y_1 V_1$, en identifiant il vient :

$$Y_1 = Y (1 - K)$$

En opérant de la même manière pour le noeud de sortie, on a :

$$I_2 = Y(V_2 - V_1) = YV_2(1 - \frac{V_1}{V_2}) = YV_2(1 - \frac{1}{K})$$

en identifiant avec $I_2 = Y_2 V_2$, il vient :

$$Y_2 = Y(1 - \frac{1}{K})$$

Le théorème de Miller permet de transformer une admittance connectée entre deux points d'un circuit en deux admittances connectées en dérivation entre ces points et la masse.

5.3 EFFET MILLER

Lorsqu'un MOSFET est connecté en source-commune, sa capacité grille-drain C_{gd} se trouve connectée entre l'entrée et la sortie de l'étage.
Par application du théorème de MILLER, cette capacité peut-être transformée en deux capacités connectées en parallèle avec l'entrée et la sortie.

Considérons par exemple un étage amplificateur de gain -100 réalisé avec un MOSFET dont la capacité grille-drain est de 1pF.
Le théorème de Miller permet de remplacer cette capacité par une capacité C_1 connectée entre grille et source:

$C_1 = Cgd (1 - K) = 1 (1-(-100)) = 101$ pF

et une capacité C_2 connectée entre drain et source:

$$C_2 = Cgd(1 - 1/K) = 1(1 - \frac{1}{-100}))$$

C_2 = 1,01 pF qui peut-être négligée dans la plupart des cas.

Cet exemple montre l'influence extrême de la capacité "entrée-sortie".

Cet effet de multiplication de la capacité entrée-sortie porte le nom d'**effet Miller**.

5.4 REPONSE EN FREQUENCE D'UN AMPLIFICATEUR A MOSFET

Considérons l'amplificateur dont le schéma est donné fig.18

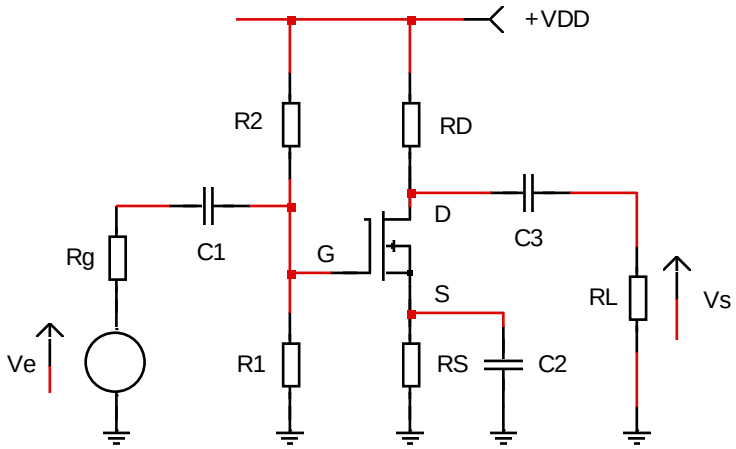


Figure 18 - Schéma d'un étage amplificateur à MOSFET

On considère que la capacité des condensateurs C_1, C_2 et C_3 est très grande de manière à ce que l'on puisse négliger leur impédance aux fréquences considérées.

Le schéma équivalent du circuit est donné fig. 19 a.

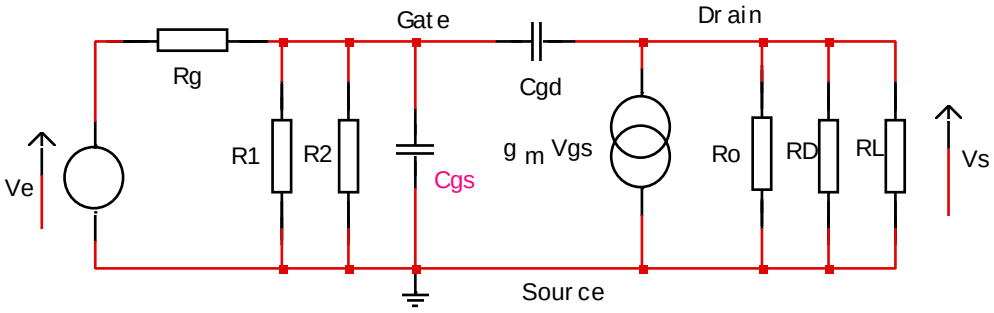


Figure 19 a - Schéma équivalent du circuit amplificateur

En combinant les résistances en parallèle :

$R_{in} = R_1 // R_2$

$R'_L = R_O // R_D // R_L$

on peut simplifier le schéma équivalent (fig.19 b)

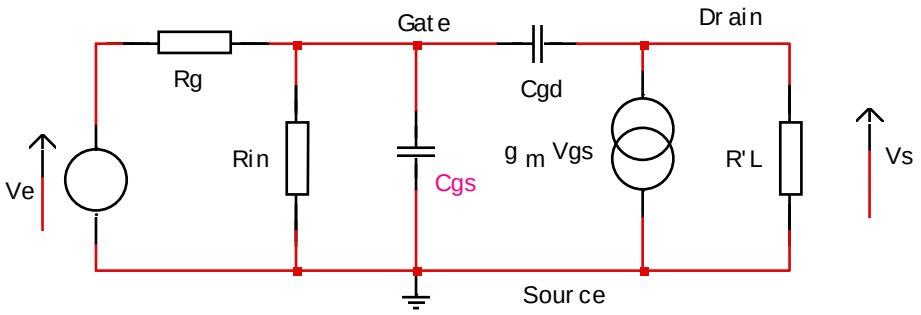


Figure 19 b - Schéma équivalent simplifié du circuit amplificateur

Par application du théorème de Thévenin à l'entrée et du théorème de Miller à la capacité C_{gd} on peut encore simplifier le schéma équivalent (fig. 19 c).

Si la capacité C_{gd} est faible, le courant qui la traverse est très faible devant la source de courant contrôlée $g_m V_{gs}$ et on peut le négliger.

La tension de sortie V_S peut alors s'écrire

$$V_S \cong - g_m V_{gs} \; R'_L$$

En appliquant le théorème de Miller, on peut remplacer la capacité C_{gd} par une capacité équivalente C_{eq} connectée entre grille et source :

$$C_{eq} = C_{gd} (1 + g_m R'_L)$$

Le schéma équivalent devient alors celui de la fig. 19 c.

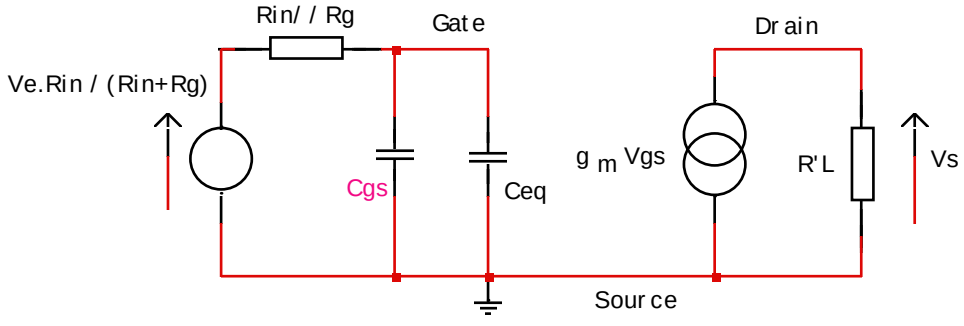


Figure 19 c - Schéma équivalent réduit de l'étage amplificateur

On voit que le circuit d'entrée constitue un filtre passe-bas du 1er ordre qui détermine la réponse à haute fréquence de l'étage.

Soit $C_T = C_{eq} + C_{gs}$

$$C_T = C_{gd}(1+g_m R'_L) + C_{gs}.$$

Nous avons $R' = R_g // R_{in}$.

La fréquence de coupure haute à - 3dB est alors :

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_T R'}$$

Si $\omega_H = \frac{1}{C_T R'}$ est la pulsation de coupure haute, l'expression du gain à haute fréquence de l'étage s'écrira :

$$A(j\omega) = A_o \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}}$$

On notera le rôle très important joué par la capacité grille-drain dans la réponse à haute fréquence de l'étage amplificateur, à cause de l'effet Miller.

Pour des fonctionnements à très haute fréquence, on utilisera des configurations spéciales qui minimisent l'effet Miller, telles que les montages en grille commune ou les montages « cascode » (MOSFET double gate).

6 INTERRUPTEUR A MOSFET

Les transistors MOS sont utilisés comme interrupteurs, tant en analogique qu'en logique et en Puissance.

Considérons le schéma suivant (figure 20).

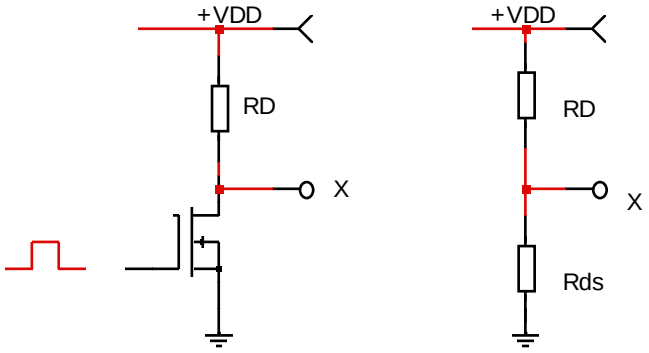


Figure 20 - Schéma d'un MOSFET utilisé en commutation

Le transistor MOS est utilisé comme interrupteur entre le point X et la masse. Cet interrupteur est contrôlé par la tension Vgs :

Si Vgs < V_{th} le MOS est bloqué et l'interrupteur est ouvert.

Si Vgs > V_{th} le MOS est conducteur. On fixe son point de fonctionnement dans la zone "triode", l'interrupteur est fermé et il se comporte comme une résistance $R_{DS\ on}$.

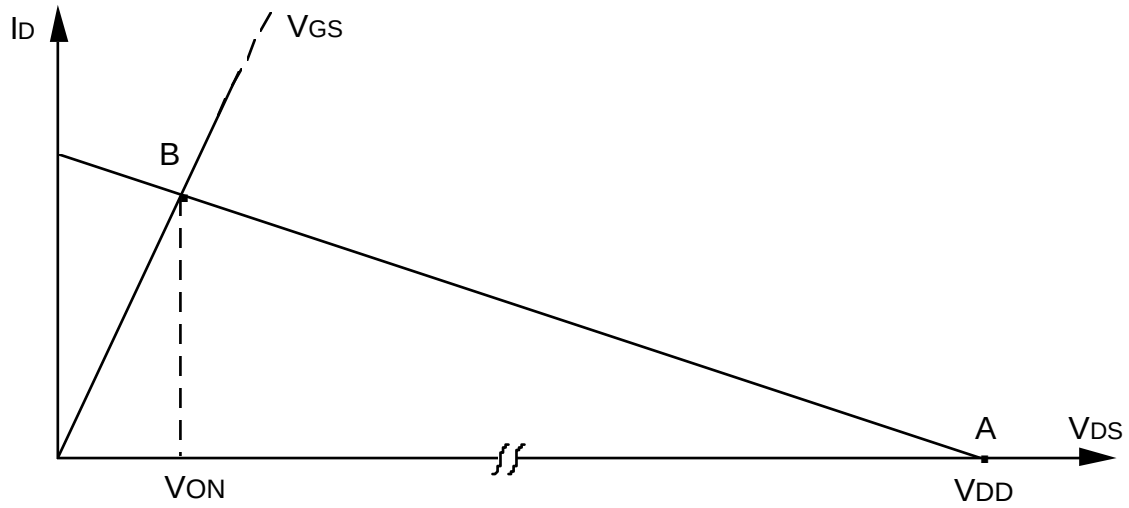


Figure 21 - Point de fonctionnement d'un MOSFET en commutation (charge résistive).

Le point de fonctionnement ne peut occuper que deux positions sur la droite de charge :

- le point A correspondant à $V_{DS} = V_{DD}$ lorsqu'il est bloqué (interrupteur ouvert).
- le point B correspondant à $V_{DS} = V_{ON}$ lorsqu'il est conducteur (interrupteur fermé).

Dans ce dernier cas, le MOS est équivalent à une résistance R_{DSon}, on a donc un diviseur potentiométrique R_D - R_{DSon}. La tension V_{ON} s'écrit donc :

$$V_{DS} = V_{ON} = V_{DD} \frac{R_{DSon}}{R_D + R_{DSon}}$$

Durant les commutations, le point de fonctionnement se déplace rapidement sur la droite de charge de A vers B à la fermeture (turn on) et de B vers A à l'ouverture (turn off).

On pourra distinguer trois types d'interrupteurs à MOSFET :

- l'interrupteur logique dont la fonction logique est l'inverseur : $V_{DS} = \overline{V}_{GS}$
- l'interrupteur analogique qui permet de commuter un signal analogique
- l'interrupteur de puissance qui fait l'objet d'un chapitre séparé.

7 MOSFET DE PUISSANCE

Introduit à la fin des années 70, le MOSFET de puissance doit son développement aux progrès technologiques accomplis dans le domaine de la microélectronique.
Depuis cette date, le MOSFET de puissance n'a cessé de progresser donnant même naissance à de nouveaux composants comme l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et le MCT (MOS Controlled Thyristor).

7.1 STRUCTURE DU MOSFET DE PUISSANCE.

Le MOSFET, tel que nous l'avons présenté dans les pages précédentes, n'est pas utilisable pour des applications de puissance. En effet, nous avons montré que pour un MOSFET fonctionnant dans sa zone linéaire, le courant Drain est donné par la relation :

$$I_D = \mu_e C_{ox}(V_{GS}\text{-}Vth)^2 \, W / 2L$$

Cette expression montre que pour augmenter le calibre en courant d'un MOSFET, il faut augmenter sa largeur W et diminuer la longueur L du canal.
Cependant, toute réduction de la longueur du canal s'accompagne d'une très forte réduction de la tenue en tension.
Il a donc fallu trouver d'autres structures permettant d'obtenir une faible longueur de canal
(1 à 2 µm) tout en conservant une tenue en tension compatible avec les exigences des circuits de puissance.
Après diverses tentatives, c'est la technologie DMOS qui s'est imposée (fig 22).

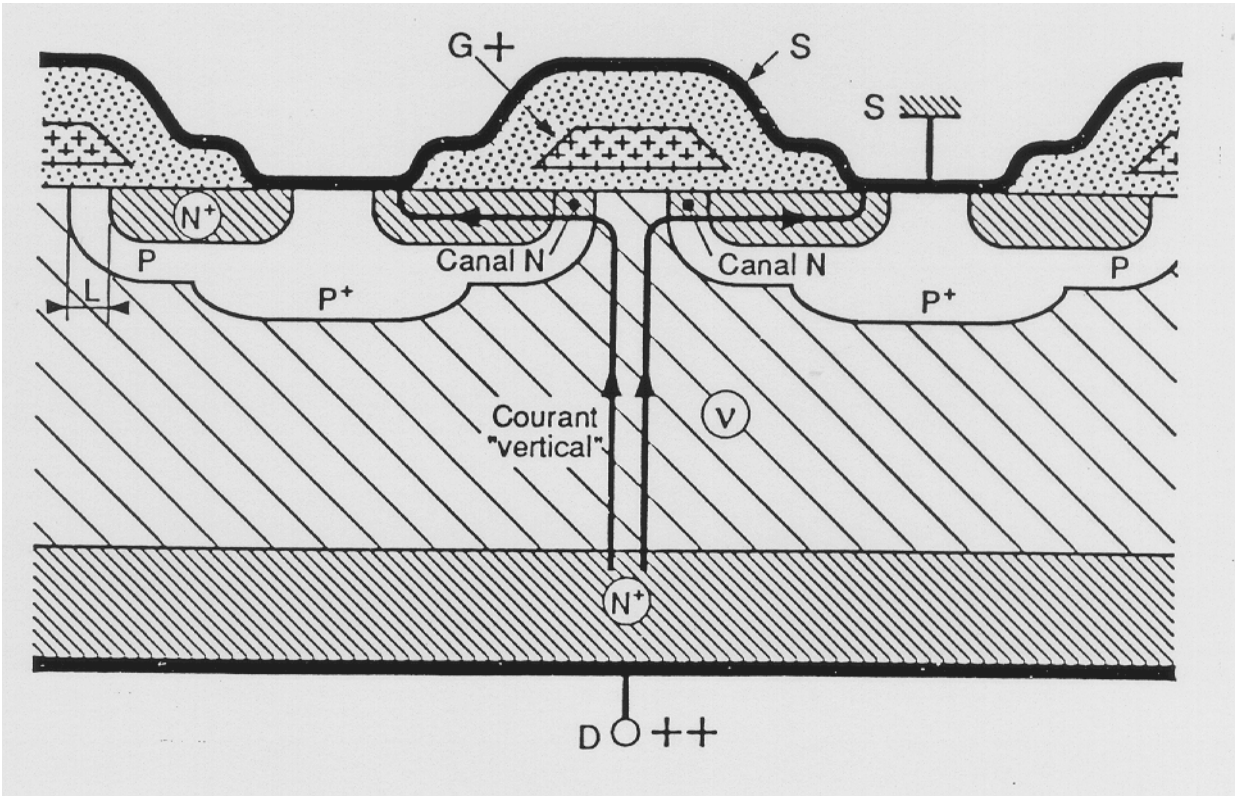


Fig.22 : Structure d'un DMOS de puissance canal N.

La réalisation d'un DMOS canal N s'effectue à partir d'un substrat N par deux diffusions successives.

La surface est ensuite oxydée de manière à constituer une mince couche d'oxyde (SiO_2 est un isolant).

La grille est constituée par un dépôt de silicium polycristallin.

Une seconde couche d'oxyde permet d'isoler complètement la grille.

Toutes les zones N^+ sont ensuite reliées par une métallisation d'aluminium pour constituer la source.

Les diffusions N^+ de source sont disposées selon un motif carré ou hexagonal, constituant ainsi une multitude de cellules élémentaires toutes connectées en parallèle (fig.23.).

On atteint actuellement des densités cellulaires supérieures à 10 000 /mm^2

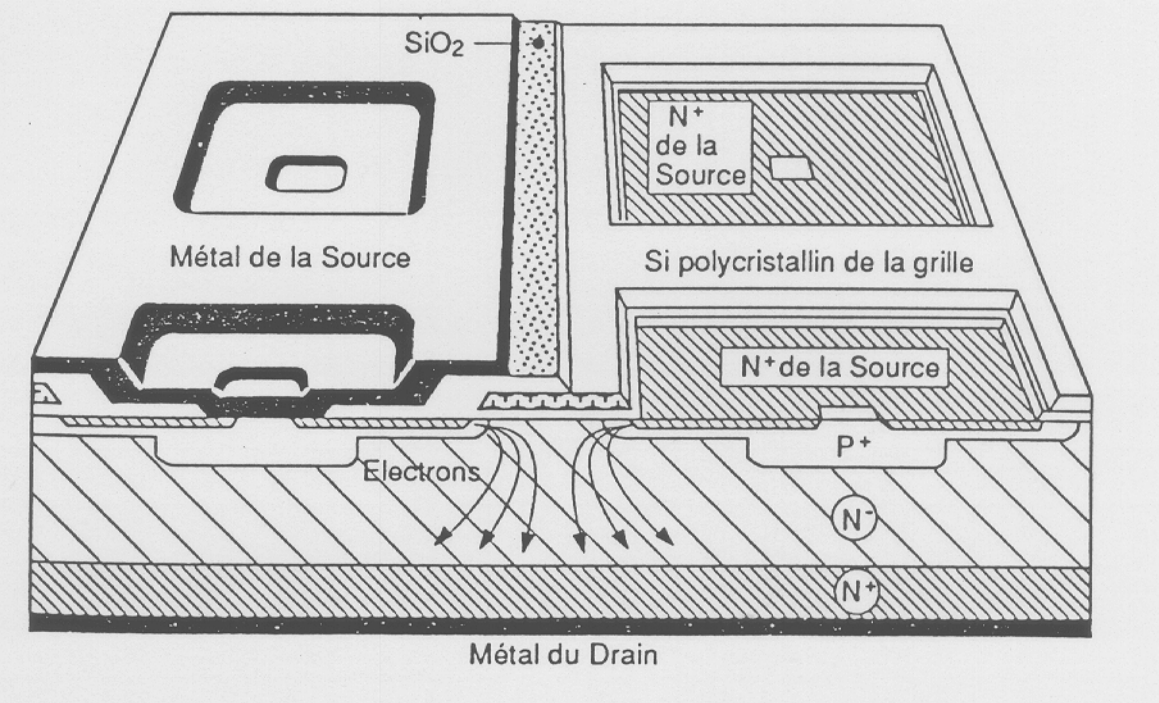


Figure 23 - Structure cellulaire d'un DMOS de puissance.

7.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES MOSFET'S DE PUISSANCE

Le principe de fonctionnement d'un DMOS de puissance est identique à celui d'un MOSFET à enrichissement (cf chapitres précédents).

Lorsque la tension de commande V_{GS} est nulle, le DMOS est bloqué (interrupteur ouvert).

En effet, comme le montre la figure 24, en l'absence de tension de commande, le MOS se comporte comme un transistor bipolaire NPN dont la base est reliée à l'émetteur par une résistance.
Il ne laisse donc passer qu'un très faible courant de fuite I_{DSS}.

Ce transistor parasite est neutralisé par construction de manière à ne pas perturber le fonctionnement.

Lorsqu'on applique une tension positive entre grille et source, il s'établit un champ électrique à l'intérieur du MOS. Dans la partie de la zone P située sous la grille (fig.24), ce champ électrique repousse les trous (qui sont majoritaires) et attire les électrons.

Il s'établit donc à la surface une zone à plus forte concentration d'électrons dite zone d'inversion.
En effet, lorsque sous l'action du champ électrique la concentration en électrons croît, cette partie de la zone P tend à s'inverser pour devenir N.

Il y a alors continuité de type entre le drain et la source par l'intermédiaire de la zone d'inversion que l'on appelle **canal** et un courant s'établit.

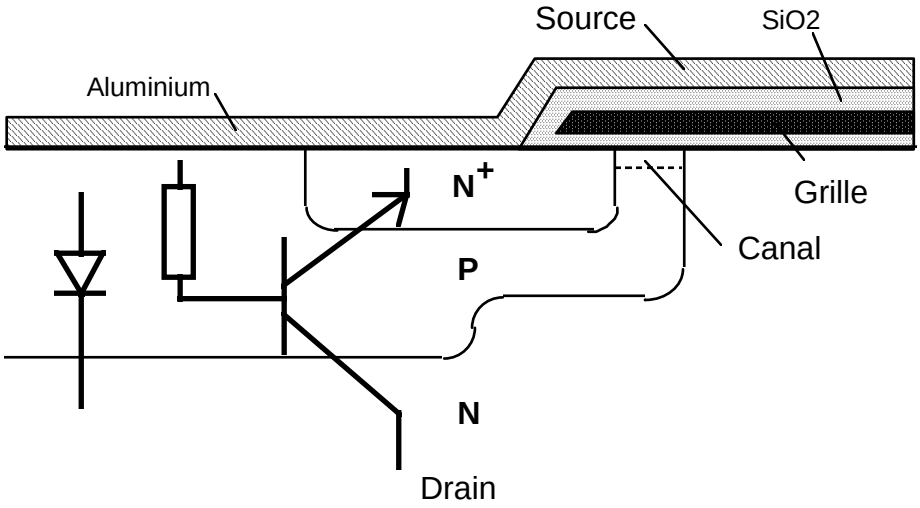


Figure 24 - Transistor bipolaire parasite du DMOS de puissance

La figure 25 représente le mode de commande d'un MOSFET de puissance canal N comparé à celui d'un transistor bipolaire de puissance NPN.

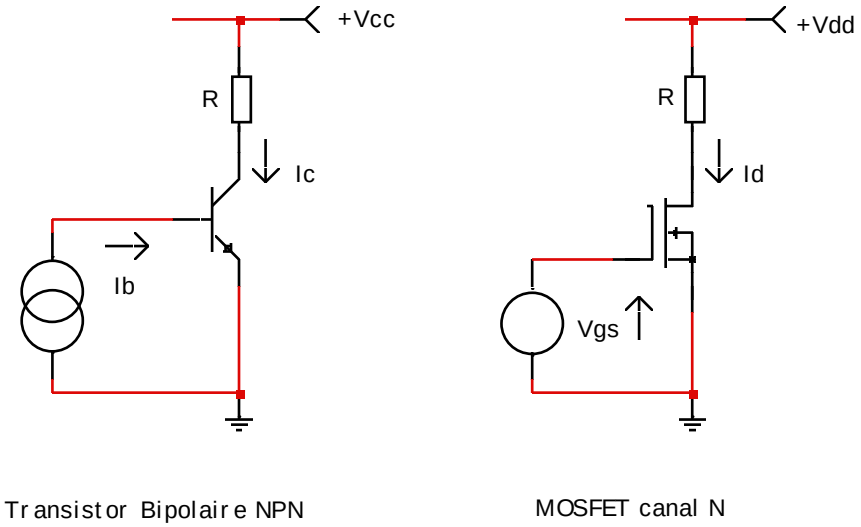


Figure 25. Comparaison du mode de commande d'un transistor bipolaire
et d'un transistor MOS

7.3 CARACTERISTIQUES STATIQUES DES MOSFET'S DE PUISSANCE

7.3.1 Caractéristiques de grille.

Comme nous l'avons vu précédemment, la grille est une électrode totalement isolée du reste du composant.
Sa résistance d'entrée est donc très grande (de l'ordre de 10^9 Ω). Par contre elle présente une capacité non négligeable (C_{ISS} de l'ordre de 500 à 4000 pF selon le calibre du MOS).
La capacité d'entrée C_{ISS} est l'élément prédominant pour la détermination du circuit d'attaque du MOS : Plus le générateur de commande aura une faible impédance, plus le MOS commutera vite.

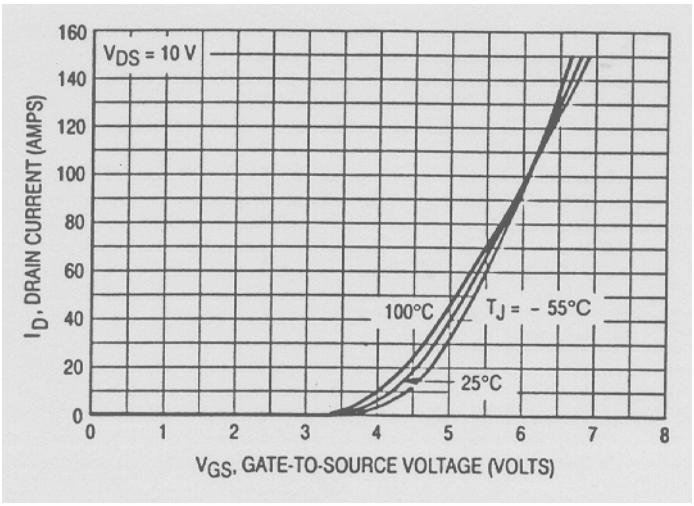


Figure 26 : Caractéristique de transfert d'un MOSFET de puissance canal N.

La commande d'un MOS canal N s'effectue en appliquant une tension positive entre Grille et Source.
Comme dans un MOSFET de signal, on constate qu'il faut appliquer une certaine tension $V_{GS(th)}$ pour obtenir un courant drain significatif (fig.26).

Tant que la tension de commande n'atteint pas cette valeur de seuil, le courant drain reste quasiment nul.
Au delà de la tension de seuil, le courant drain suit approximativement de manière linéaire la tension grille-source.

Le rapport courant drain I_D sur tension de commande V_{GS} est appelé transconductance directe g_{fs} et s'exprime en Siemens, en Mho (inverse de ohm) ou en A/V.

7.3.2 Caractéristiques de drain

La figure 27 représente la caractéristique courant drain I_D en fonction de la tension Drain-Source, paramétrée en tension grille-source V_{GS}.

Ce réseau est analogue au réseau $I_C=f(V_{CE})$ paramétré en I_B pour un transistor bipolaire.

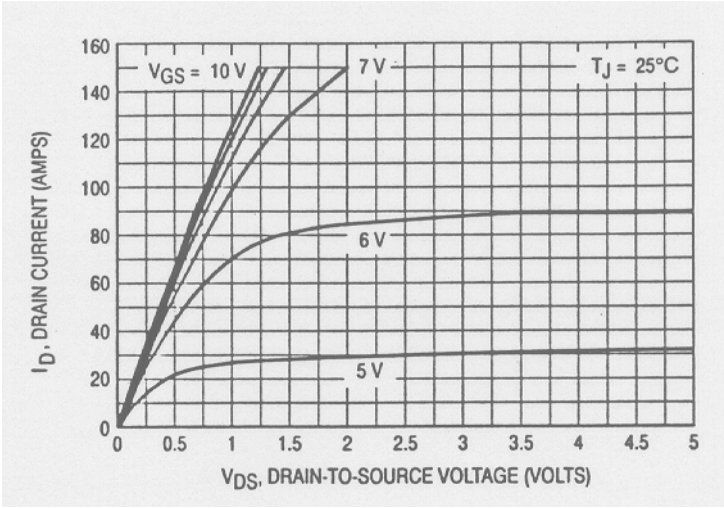


Figure 27 : Caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ d'un transistor MOS.

On remarque deux zones sur ce réseau :

- une zone à faible tension V_{DS} et fort courant I_D dans laquelle le MOS se comporte comme une résistance $R_{DS\ on}$.
- une zone à tension V_{DS} plus élevée dans laquelle le courant drain I_D est quasiment indépendant de la tension V_{DS}. Cette zone est la zone de fonctionnement en amplification (fonctionnement linéaire).

Le paramètre $R_{DS\ on}$ est extrêmement important pour les applications de commutation de puissance puisqu'il détermine les pertes à l'état passant. Son coefficient de température est positif, il faudra en tenir compte lors des calculs de pertes.

$$P_C = R_{DS\ ON} \times I_D{}^2{}_{(RMS)}$$

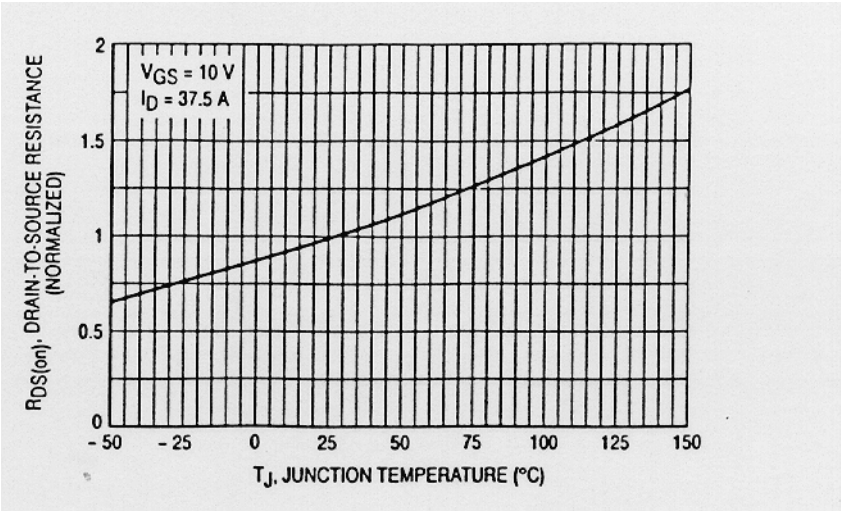


Fig. 28 : Evolution de $R_{DS(ON)}$ avec la température.

7.4 CARACTERISTIQUES DE COMMUTATION.

Les transistors à effet de champ (FET) étant des dispositifs à porteurs majoritaires, ils ne connaissent pas les phénomènes de stockage de charges que l'on rencontre dans les dispositifs bipolaires.
En pratique, la rapidité des MOSFET n'est limitée que par ses capacités parasites et en particulier la capacité d'entrée .

La figure 29 représente les diverses capacités d'un MOSFET et leur évolution avec la tension Drain-Source appliquée (Ces capacités varient peu avec la température).

Classiquement dans la théorie des quadripôles, on définit trois capacités:

Ciss = Cgd + Cgs (capacité d'entrée en source commune, sortie en court-circuit)
Crss = Cgd (capacité entrée-sortie)
Coss = Cgd + Cds (capacité de sortie en source commune, entrée en court-circuit)

La correspondance avec les capacités physiques est immédiate:

Cgs = Ciss - Crss
Cgd = Crss
Cds = Coss-Crss

Cgs est la capacité grille-source qui se décompose en une capacité structurelle entre la grille et la métallisation de source et une capacité grille-canal qui varie sensiblement avec les conditions de fonctionnement.

La capacité grille-drain (Crss) varie énormément avec les conditions de fonctionnement.

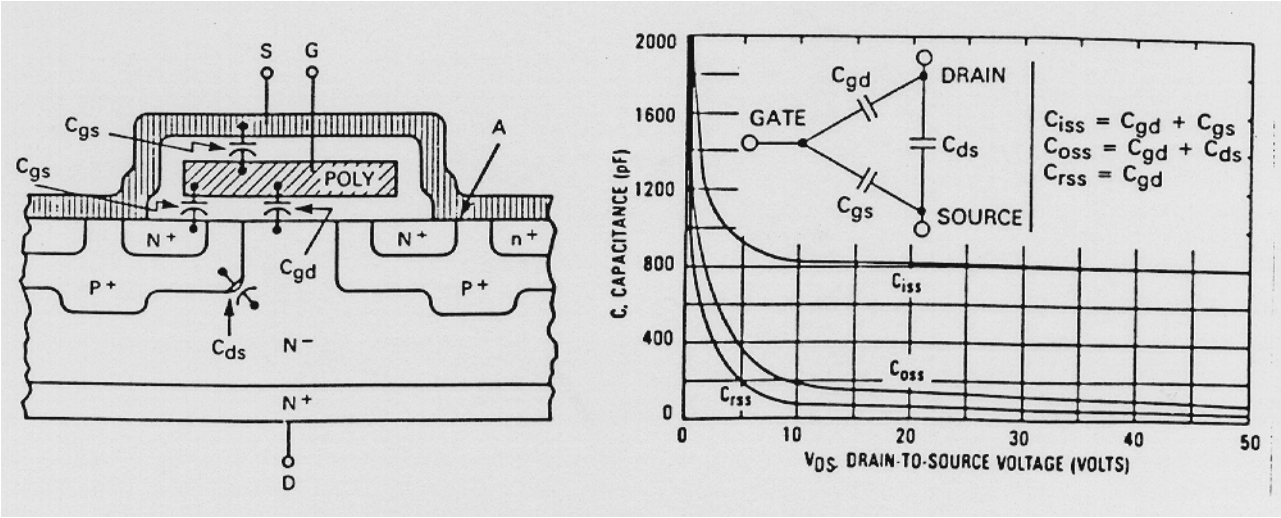


Figure 29 - Capacités d'un MOSFET de puissance.

La capacité d'entrée et l'impédance du circuit driver conditionnent la rapidité de commutation du MOS de puissance (figure 30).

La charge (ou la décharge) de cette capacité s'effectue par le circuit de commande de grille. Selon le courant que ce dernier pourra fournir (ou absorber), les temps de commutation seront plus ou moins longs.

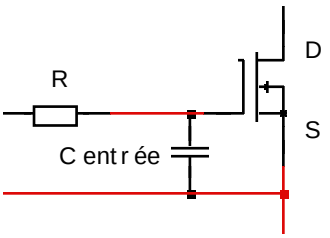


Figure 30 - La vitesse de commutation est déterminée par la capacité d'entrée du MOSFET et la résistance d'attaque.

Cependant, selon la zone de fonctionnement la capacité d'entrée, que l'on peut définir comme le rapport entre la variation de charge fournie par le circuit de commande ΔQ et la variation ΔV_{GS} de la tension grille-source, varie dans de très larges proportions.

$$C_{entrée} = \Delta Q / \Delta V_{GS}$$

Lorsque le DMOS est conducteur, sa tension drain-sourceVDS est très faible alors que sa tension grille-source se situe entre +10 et +15 Volts.
La capacité grille-drain se trouve chargée à une tension légèrement négative:

$$V_{DG(on)} = V_{DS(on)} - V_{GS(on)}$$

$$V_{DG(on)} \cong -V_{GS(on)}$$

Lorsque le DMOS est bloqué, sa tension drain-sourceVDS est relativement élevée (souvent proche de la tension d'alimentation du circuit de puissance) alors que sa tension grille-source est voisine de zéro:

$$V_{DG(off)} \cong V_{DS(off)}$$

On constate que la tension drain-grille varie très largement et donc la capacité grille-drain Cgd aussi.
Il apparaît donc nécessaire de compléter les courbes de la figure 29 de manière à pouvoir évaluer la valeur de la capacité grille-drain dans tous les modes de fonctionnement.

La figure 31donne l'évolution des capacités du DMOS en fonction des variations de V_{DS} et V_{GS} .
La partie gauche (V_{DS}=0) correspond au DMOS conducteur, la partie droite (V_{GS}=0) au DMOS bloqué.

On constate que la capacité grille-drain Cgd = Crss varie considérablement, passant d'une valeur faible (50pF) lorsque le DMOS est bloqué à une valeur forte (3300pF) lorsque le DMOS est conducteur.

Il en résulte des variations très importantes de la capacité d'entrée du DMOS au cours du cycle de commutation.

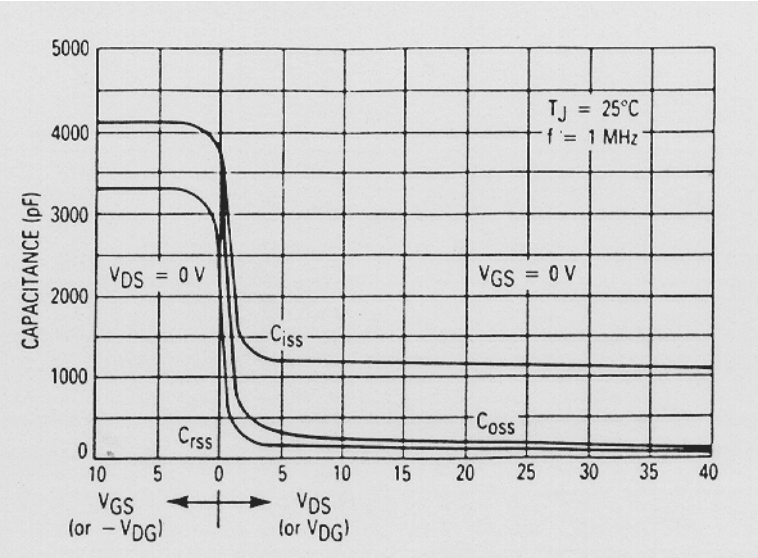


Figure 31 - Evolution des capacités internes du DMOS en fonction de la tension drain-gate.

Commutation à la fermeture (turn on)

Supposons que le DMOS soit commandé par un générateur de courant constant Ig.

En observant les formes d'ondes de Vgs, Id et Vds durant la commutation, on constate qu'elle peut se décomposer en trois phases (fig.32)

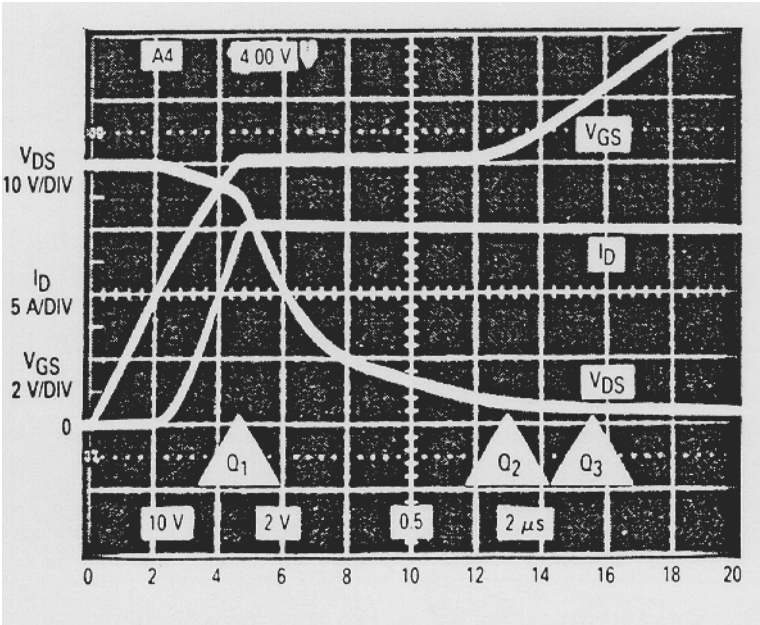


Figure 32 - Oscillogramme de V_{GS}, V_{DS} et I_D à la commutation à la fermeture.

Phase 1 : Retard à la fermeture.

Au début de la commutation, la tension drain-source est élevée et la capacité Crss est faible devant Ciss. La capacité d'entrée est équivalente à la capacité Ciss et forme avec la résistance interne du circuit de commande (driver) un circuit RC.

La charge fournie par le circuit de commande durant cette phase de durée $t_d(on)$ est :

$$Q_1 = Ig\ t_d(on).$$

Phase 2 : Phase de plateau

Lorsque la tension grille source dépasse la tension de seuil $V_{GS(th)}$, le DMOS devient conducteur et la capacité grille-drain (Cgd=Crss) augmente très vite.

Par effet Miller, cette capacité se trouve ramenée en parallèle avec la capacité grille-source et la capacité d'entrée augmente considérablement.

$$C_{entrée} = \Delta Q / \Delta V_{GS}$$

le courant de grille étant constant, on peut écrire:

$$\Delta Q = Ig\ \Delta t \qquad \text{d'où :} \quad \Delta V_{GS} / \Delta t = I_g / C_{entrée}$$

si $C_{entrée} \rightarrow$ infini $\qquad \Delta V_{GS} / \Delta t \longrightarrow 0$

Pendant cette phase de durée t_r (rise time), on constate que la tension grille-source reste constante à un niveau appelé **tension de plateau V_{GSP}**.

A la fin de cette phase, la tension drain-source est tombée à la valeur VDS(on) et la commutation est terminée.

Phase 3 : Excès de charge de la capacité d'entrée

La capacité d'entrée continue à se charger jusqu'à la tension maximale délivrée par le circuit driver.
On notera que cet excès de charge ne sert qu'à réduire légèrement la valeur de $R_{DS}(on)$.
Par contre, il faudra l'enlever à la commutation à l'ouverture ce qui risque de l'allonger.
On n'aura donc pas intérêt à utiliser une tension grille source maximale inutilement élevée.

Commutation à l'ouverture (turn off)

Le mécanisme de commutation à l'ouverture est identique à celui de la fermeture mais en sens inverse.

Phase 1 : Retard à l'ouverture

Cette phase correspond à la suppression de l'excès de charge de la capacité d'entrée, c'est à dire à la phase 3 de la commutation à la fermeture.
Cette phase dure un temps td(off). On notera que ce temps n'est pas égal au temps de retard à la fermeture td(on).

Phase 2 : phase de plateau.

Cette phase correspond à la décharge de la capacité grille drain. La tension grille-source reste constante durant cette phase. Si le circuit de commande absorbe un courant de décharge égal au courant de charge, la durée de cette phase est identique à celle de la fermeture et tf=tr.

Phase 3: Décharge de la capacité d'entrée.

A la fin de la phase de plateau, la commutation est terminée. La capacité d'entrée (principalement composée de la capacité grille source) termine sa décharge.

On notera que la tension grille source de plateau V_{GSP} augmente avec le courant drain commuté et que la durée de cette phase augmente avec la tension drain-source.

Définition des temps de commutation (charge résistive)

Les temps de commutation des MOSFET sont définis de manière analogue aux transistors bipolaires, à partir de la tension grille-source et du courant drain sur charge résistive.

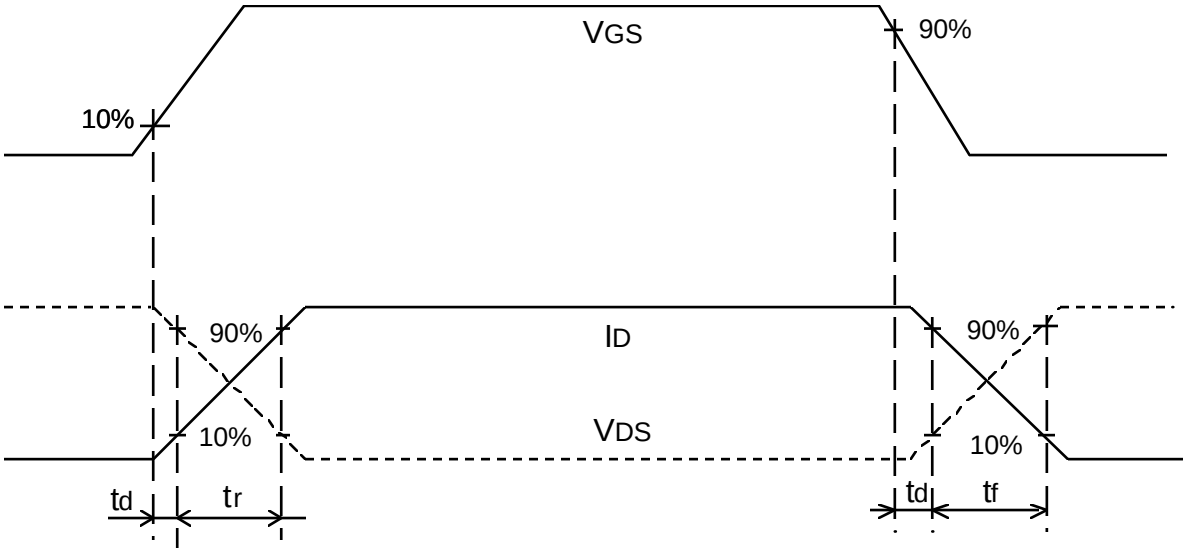


Figure 33 : Définition des temps de commutation.

On définit :

à la fermeture (ou turn on) : $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$.

$t_{d(on)}$: temps de retard à la fermeture.
S'il est néanmoins bien inférieur à celui des bipolaires, sa valeur n'est pas négligeable. Il est mesuré entre les 10% de la tension V_{GS} et les 90% de V_{DS}.

t_r : temps de croissance du courant I_D (ou de descente de la tension drain-source sur charge résistive). Il est mesuré entre les 90% et les 10% de la tension V_{DS}

à l'ouverture (ou turn off) : $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$

$t_{d(off)}$: temps de retard à l'ouverture.
Il est mesuré entre les 90% de la tension V_{GS} et les 10% de la tension V_{DS}

t_f : temps de descente du courant drain I_D.
Il est mesuré entre les 10% et les 90% de la tension V_{DS} (sur charge résistive).

7.5 DIODE INTEGREE SOURCE-DRAIN

En se reportant aux figures 22 et 25, on constate qu'il existe par construction une diode entre source et drain. Cette diode est "connectée électriquement" en antiparallèle avec le MOS FET comme le montre la figure 34.

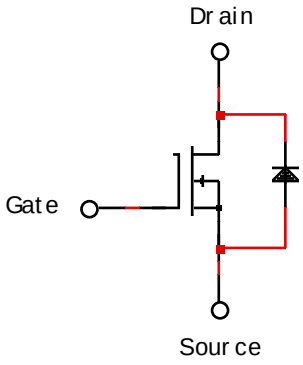


Figure 34 : Schéma équivalent d'un MOSFET de puissance avec sa diode Source-Drain.

Cette diode peut-être utilisée comme diode de roue libre dans les circuits de puissance, mais sa rapidité est souvent insuffisante pour les applications à fréquence moyenne ou élevée.

Certains constructeurs proposent des MOSFET à diode intégrée rapide utilisables par exemple dans les ponts en H pour commande de moteur. (figure 35).

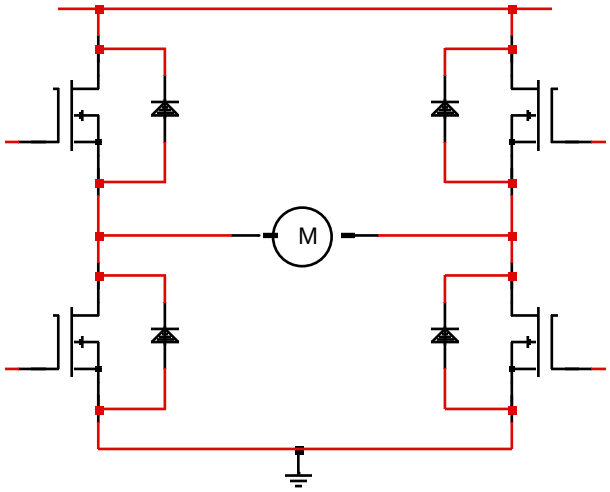


Figure 35 - Pont en H pour commande de moteur.

7.6 AIRE DE SECURITE DES MOSFET'S DE PUISSANCE.

On définit pour les MOSFET's une aire de sécurité de la même manière que pour les transistors bipolaires (figure 36).

On remarque qu'il n'y a pas de limitation due au second claquage dans l'aire de sécurité des MOS. Ceci est dû au coefficient de température positif du paramètre $R_{DS(ON)}$ qui empêche la formation de points chauds.

On notera également que la tension d'avalanche drain-source est indépendante de l'état du circuit grille-source (contrairement aux transistors bipolaires).

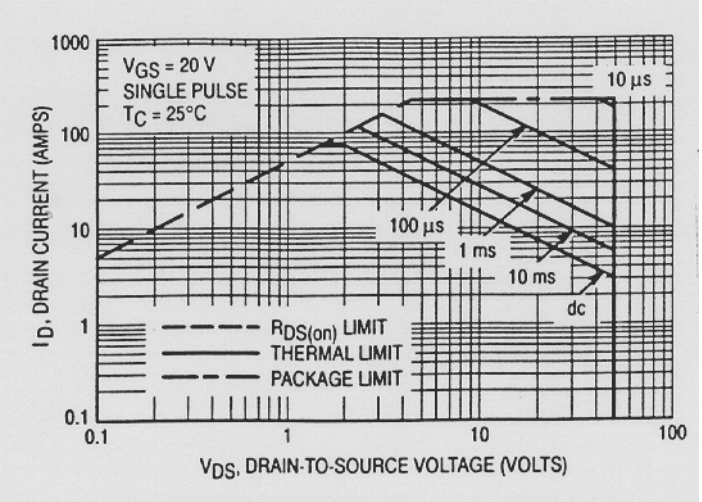


Figure 36 : Aire de sécurité d'un transistor MOS de puissance.

Les calculs de refroidisseurs et de température de jonction se conduisent exactement de la même manière que pour les transistors bipolaires ou les autres semi-conducteurs de puissance.

7.7 EXEMPLES DE CIRCUITS DE COMMANDE DE MOSFET.

Un des principaux avantages des MOS de puissance est leur facilité de commande comparativement aux transistors bipolaires à performances égales.

On trouvera ci après quelques exemples de circuits permettant d'interfacer un DMOS à des circuits électroniques classiques.

La plupart des MOSFET de puissance se commandent avec une tension grille-source comprise entre 10 et 15V.

Les MOSFET de puissance peuvent être directement commandés par des portes CMOS (figure 37).

Il est cependant recommandé de connecter plusieurs portes en parallèle pour augmenter les courants d'attaque de la grille. De bons résultats sont obtenus en connectant les six inverseurs d'un 4049 en parallèle.

Il existe par ailleurs de nombreux circuits intégrés "drivers de MOS" capables de générer une commande à très faible impédance.

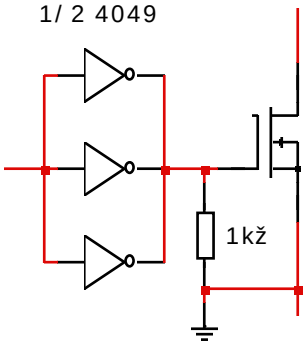


Figure 37. Interfaçage à partir de circuits logiques CMOS

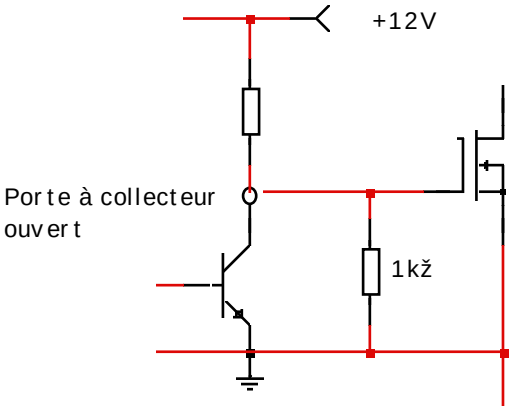
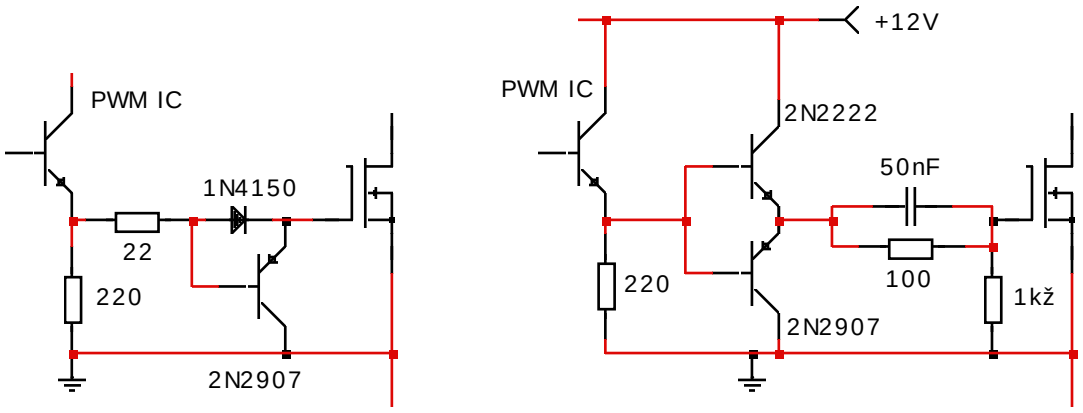


Figure 38 - Commande par circuit intégré à collecteur ouvert (TTL par exemple)

L'interfaçage direct avec les circuits logiques de la famille TTL n'est pas possible du fait des tensions d'alimentations incompatibles et du faible courant délivré à l'état haut.
On passera par l'intermédiaire d'une porte à collecteur ouvert (figure 38).

(Il existe des MOSFET de puissance à faible tension de seuil pouvant être commandés avec une tension V_{GS} de 5V, mais leur utilisation reste très limitée).



(a) (b)

Figure 39 - Commande à partir d'un circuit intégré spécialisé (TL494 par exemple).

La figure 39 représente deux variantes possibles de circuit de commande à partir d'un circuit intégré PWM tel que le TL 494.

Dans le circuit 39b on utilise une paire complémentaire NPN/PNP en émetteurs suiveurs, associée à un circuit RC d'accélération (speed up).

Lorsque l'isolement galvanique doit être respecté on peut utiliser les circuits de la figure 40. La diode zener en parallèle sur le primaire assure une démagnétisation rapide du transformateur tout en limitant la surtension vue par le transistor de commande.
Le rapport cyclique est forcément limité.

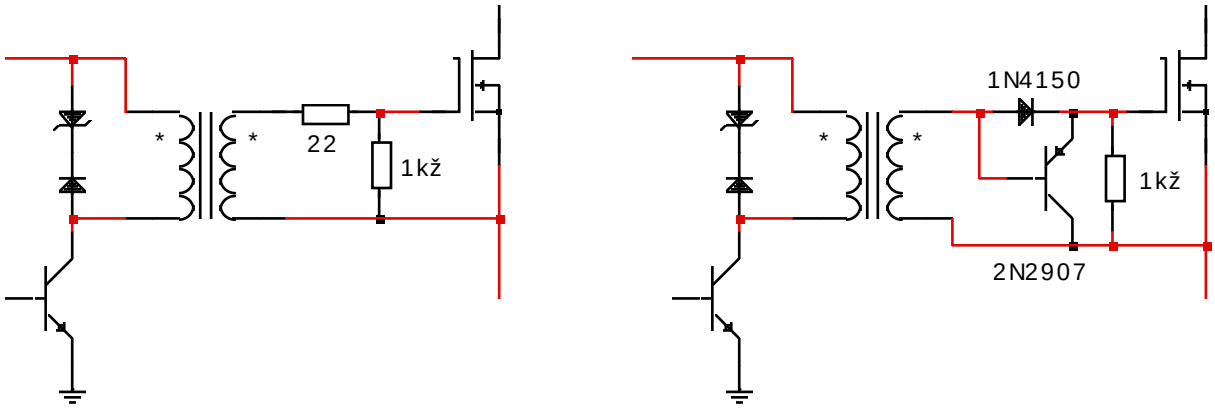


Figure 40. Commande par transformateur d'impulsion.

Lorsqu'on utilise un circuit de commande alimenté par une tension nettement supérieure à la tension V_{GS} nominale (10V dans la majorité des cas) on utilisera un circuit de protection de la grille tel que celui de la figure 41.

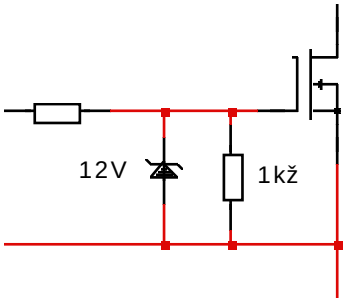


Figure 41. Protection de la grille par diode zener.