

Chapitre 2

Les transistors à effet de champ.

2.1 Les différentes structures

Il existe de nombreux types de transistors utilisant un "effet de champ" (FET : Field Effect Transistor). Ces composants sont caractérisés par l'utilisation d'un seul type de porteurs : les électrons ou les trous, par opposition aux technologies bipolaires utilisant simultanément les deux types de porteurs. Le principe d'un transistor à effet de champ est commun aux différentes sous catégories de transistors. Il repose sur l'existence d'un canal, c'est à dire d'une zone dans laquelle les porteurs sont libres de se mouvoir sous l'action d'un champ (phénomène analogue à une résistance). Les porteurs passent ainsi d'une borne à une autre à travers ce canal sous l'action d'un champ électrique (c'est à dire d'une tension) appliqué tout du long, comme cela est représenté sur la figure 2.1 (on note V_{long} la tension appliquée). A l'aide d'une tension transversale au canal, notée V_{trans} sur le schéma, on contrôle la section du canal (de manière indirecte à l'aide d'une jonction ou d'une capacité, comme nous le verrons plus loin). On module ainsi la résistance de ce canal et donc la valeur de l'intensité le parcourant. Nous allons voir qu'un tel dispositif permet soit de réaliser une résistance commandée (à l'aide de V_{trans}), soit une source de courant commandée en tension (à nouveau par la tension V_{trans}), soit un fonctionnement en tout ou rien. Le nombre de possibilités pour réaliser un tel dispositif est important. En effet,

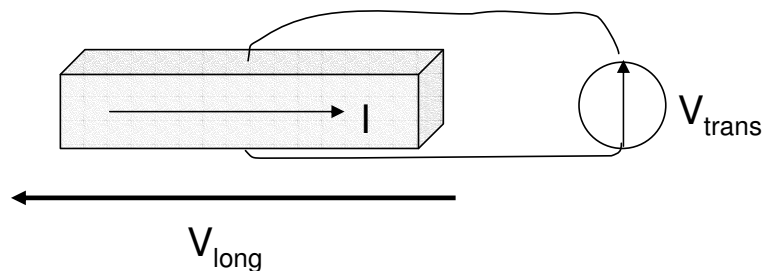


FIG. 2.1 – Principe d'un transistor à effet de champ.

on peut agir soit sur le type de porteurs (électrons ou trous), soit sur le type de

contrôle du canal (nous verrons plus loin que la section du canal est commandée via une jonction de matériaux), soit sur l'état du canal au repos (existence ou non du canal à $V_{trans} = 0V$).

Le tableau ci-dessous résume les différentes possibilités :

type du canal	canal N ou canal P
contrôle du canal	<ul style="list-style-type: none"> - jonction PN : JFET - jonction Schottky : MESFET - jonction MOS : MOSFET
état du canal ¹	existant ou inexistant à $V_{trans} = 0V$

Ces possibilités sont décrites par la figure 2.2 Nous développerons dans la suite essen-

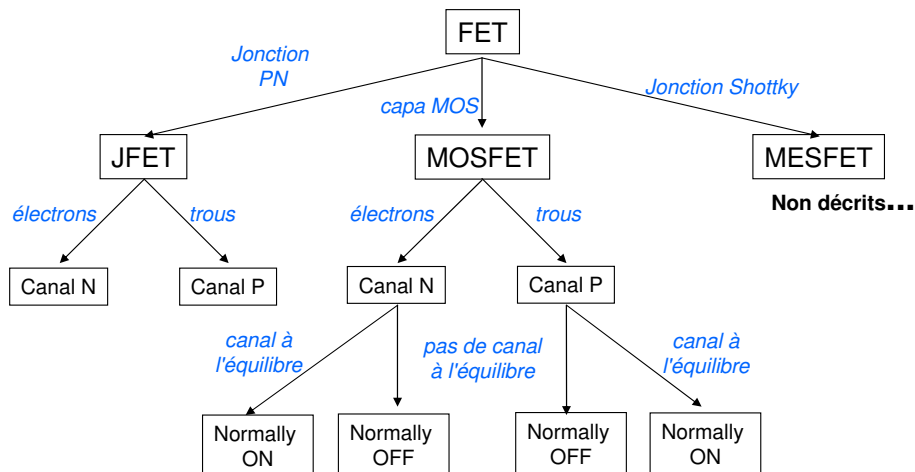


FIG. 2.2 – Classification des transistors à effet de champ : selon le type de contrôle du canal, puis selon le type de porteurs, puis selon l'existence du canal à l'équilibre

tiellement le transistor MOS, qui est le plus utilisé à l'heure actuelle dans l'industrie des semiconducteurs. Il faut également remarquer l'apparition de nouveaux transistors à effet de champ, utilisés en haute fréquence, basés sur des hétérostructures : les HEMT ou TEGFET. Ils ne seront pas étudiés dans ce polycopié.

2.2 Etude du MOSFET

2.2.1 Présentation du composant

Un transistor MOS (sous entendu MOSFET : Metal-Oxyde-Semiconductor Field Effect Transistor) est un composant formé de 4 connecteurs (cf figure 2.3)appelés : grille (G) ², drain (D), source (S), substrat (Sub). On n'utilise souvent que trois broches du transistor : la grille, le drain et la source, le substrat étant généralement relié à la source. On ne considèrera que ces 3 broches dans la suite du polycopié. On retrouve la connexion substrat-source sur les symboles des transistors MOS (cf figure 2.4).

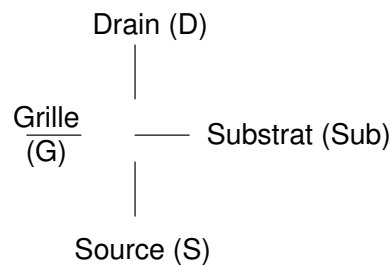


FIG. 2.3 – Les différentes broches d'un transistor MOS.

D'après le paragraphe précédent, on peut avoir quatre types de transistor MOS, selon le type du canal et l'état du canal hors tension :

- Canal N, Normally ON : le canal est de type N, et le dopage est tel que le canal existe sans tension appliquée (d'où l'appellation de Normally ON). On qualifie aussi ce type de transistor de NMOS à déplétion (ou à appauvrissement).
- Canal N, Normally OFF : le canal est de type N, et le dopage est tel qu'il faut polariser la jonction grille-source (GS) pour obtenir l'existence de ce canal. On les nomme aussi NMOS à enrichissement.
- Canal P, Normally ON : le canal est de type P, et le dopage est tel que la canal existe sans tension appliquée (d'où l'appellation de Normally ON). On qualifie aussi ce type de transistor de PMOS à déplétion (ou à appauvrissement). Ce type de transistor est peu utilisé.
- Canal P, Normally OFF : le canal est de type P, et le dopage tel qu'il faut polariser la jonction GS pour obtenir l'existence de ce canal. On les nomme aussi PMOS à enrichissement.

La figure 2.4 représente les symboles associés à chaque type de transistor MOS ³.

²en anglais : Gate.

³Il existe de nombreuses variantes concernant ces symboles.

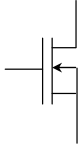
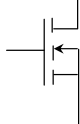
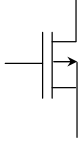
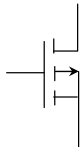
	Normally ON	Normally OFF
NMOS	NMOS, Normally ON 	NMOS, Normally OFF 
PMOS	PMOS, Normally ON 	PMOS, Normally OFF 

FIG. 2.4 – Symboles des 4 types de transistors MOS. La convention Grille, Drain, Source et Substrat est celle décrite par la figure 2.3.

Le type de canal est donné par le sens de la flèche sur le substrat et l'état du canal est représenté par la barre verticale à droite (trait plein ou pointillés). Dans la suite du polycopié, on développera plus particulièrement le transistor MOS canal N, Normally OFF, les autres fonctionnements s'en déduiront.

2.2.2 Quelques rappels de physique des composants

Ce paragraphe présente quelques notions qualitatives de physique du composant permettant de comprendre les différents régimes de fonctionnement d'un transistor NMOS Normally OFF.

Rappels sur la capacité MOS

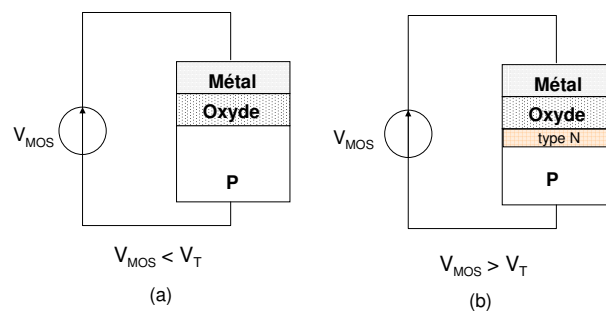


FIG. 2.5 – Capacité MOS polarisée : (a) en dessous du seuil ; (b) au dessus du seuil

La figure 2.5 représente le schéma d'une capacité MOS de type P hors équilibre, polarisée par une tension V_{MOS} . Il existe une tension de seuil, notée V_T telle que :

- Pour $V_{MOS} < V_T$: la structure reste à l'équilibre
- Pour $V_{MOS} > V_T$: il apparaît une zone de type N, qui est une zone d'accumulation d'électrons. La section de cette zone est d'autant plus grande que la tension V_{MOS} est élevée.

Structure à l'équilibre

La figure 2.6 présente la structure interne d'un NMOS normally OFF (non polarisé). Sur ce schéma on reconnaît :

- la Grille, qui correspond à la partie Métal, au centre
- le Drain, qui est un semiconducteur dopé N
- la Source, également dopée N
- le Substrat, qui est relié à la source

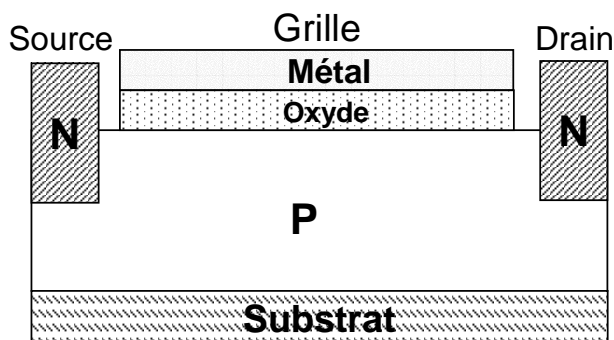


FIG. 2.6 – Structure d'un transistor NMOS normally OFF non polarisé.

A l'équilibre, il n'y a pas de canal formé : une longue zone de type P sépare les deux zones de type N (Source et Drain). Aucun courant ne pourra donc circuler proche de l'équilibre entre la source et le drain. On reconnaît une structure type "capacité MOS" verticalement entre la source et le drain. C'est cette structure qui va nous permettre de contrôler le canal. Les tensions de "commande" sont les suivantes : la tension V_{GS} (correspondant à V_{trans}) permet le contrôle du canal (via la capacité MOS), c'est à dire son existence et sa section, et la tension V_{DS} (correspondant à V_{long}) permet le passage des électrons à travers le canal (le champ crée accélère les électrons).

Etude en régime linéaire

Relions la source et le substrat à la masse. Appliquons une tension V_{GS} (et éventuellement une tension V_{DS} positive, faible). En dessous de la tension de seuil notée V_T ($V_{GS} < V_T$), la structure reste identique à la structure à l'équilibre : aucun courant ne peut circuler (la zone P interdit le passage des électrons du drain vers la

source).

Lorsque la tension V_{GS} dépasse la tension de seuil ($V_{GS} > V_T$), il se forme un canal⁴ de type N dans le semiconducteur de type P, le long de l'oxyde, comme le montre le schéma 2.7. Les électrons peuvent alors circuler dans ce canal pour aller du drain vers la source (accélérés par la tension V_{DS}). Si on augmente la tension V_{GS} , la sec-

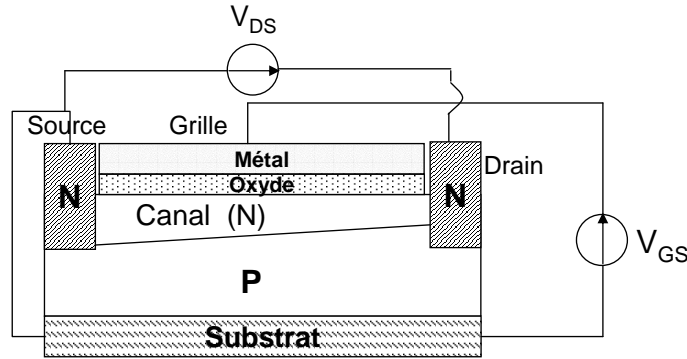


FIG. 2.7 – Formation du canal : régime linéaire.

tion du canal augmente : sa résistance diminue et donc le courant circulant dans ce canal augmente. Le canal se comporte comme une simple résistance : on a linéarité entre le courant I_{DS} et la tension V_{DS} . La physique du composant nous montre que :

$$I_{DS} = K (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.1)$$

avec K qui est une constante dépendant des matériaux et des paramètres géométriques du transistor.

Remarque : la tension appliquée à la capacité MOS n'est pas la même au niveau du drain et de la source. En effet, au niveau de la source : $V_{MOS|source} = V_{GS}$ et au niveau du drain : $V_{MOS|drain} = V_{GS} - V_{DS} < V_{MOS|source}$. Le canal est donc plus large au niveau de la source qu'au niveau du drain. En effet, au niveau du drain, la tension V_{MOS} est plus faible et se rapproche plus de la tension de seuil : on est plus proche d'une disparition du canal.

Etude en régime de pincement.

Considérons le régime linéaire précédent ($V_{GS} > V_T$ et V_{DS} positif et faible). Augmentons la tension V_{DS} à V_{GS} constant. Il existe une tension V_{DS} , notée V_{DSsat} pour laquelle la tension V_{MOS} devient égale à la tension de seuil au niveau du drain : on a alors disparition du canal, côté Drain. C'est le régime de pincement (on a un pincement du canal côté drain). La figure 2.8 résume la situation. En revanche, au niveau de la source, la tension appliquée sur le canal vaut : $V_{MOS} = V_{GS} > V_T$. Le canal, côté Source, reste donc toujours formé. La disparition locale du canal justifie le fait qu'on quitte le régime linéaire : la jonction drain-source ne se comporte plus

⁴une couche d'inversion se forme : le semiconducteur de type P devient localement de type N

comme une simple résistance. Le courant est alors limité par le passage des électrons dans la zone P entre le canal et le drain. C'est une zone de désertion. Le courant n'augmente plus avec la tension V_{DS} .

Synthèse

Ainsi, pour $V_{GS} > V_T$ donné :

- pour $V_{DS} < V_{DSsat}$: $V_{MOS} > V_T$ quelque soit l'endroit dans le canal. On est en régime linéaire.
- pour $V_{DS} = V_{DSsat}$: $V_{MOS} > V_T$ sauf au niveau du drain où $V_{MOS} = V_T$.
- pour $V_{DS} > V_{DSsat}$: $V_{MOS} > V_T$ côté source et $V_{MOS} < V_T$ côté drain. On a un pincement progressif du canal en partant du drain : on n'est plus en régime linéaire. La physique du composant nous indique que le courant est alors constant.

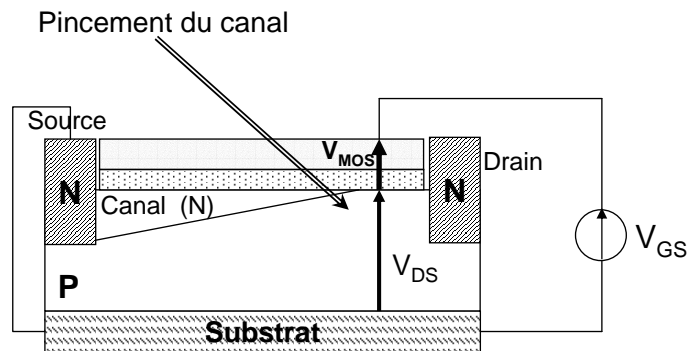


FIG. 2.8 – Etat d'un transistor MOS en régime de pincement.

Remarque :

1. en régime de pincement, on a la relation suivante :

$$V_{GS} - V_{DSsat} = V_T \quad (2.2)$$

2. on ne passe pas brutalement du régime linéaire au régime de pincement. Il existe en réalité un troisième régime intermédiaire, appelé régime quadratique. Afin de simplifier cette étude, nous ne parlerons pas de ce régime.

Conséquences : les différentes utilisations.

On distingue trois grands types d'utilisation, qui se déduisent des états précédents :

- **interrupteur commandé** : la tension Grille-Source permet de commander l'existence du canal. On est donc capable d'ouvrir ($V_{GS} < V_T$) ou de fermer

($V_{GS} > V_T$) le circuit drain-source à l'aide de cette tension Grille-source. Cette utilisation est largement utilisée dans l'électronique numérique actuelle ainsi que dans l'électronique de puissance.

- **résistance variable** : on peut commander la résistance du canal à l'aide de la tension Grille-Source (application en électronique analogique) en se plaçant en régime linéaire.
- **source de courant et amplificateur**. Nous verrons que le régime de saturation correspond à une source de courant : le courant reste constant avec une augmentation de la tension V_{DS} .

Nous allons justifier dans la suite ces différentes utilisations, notamment grâce à l'étude des caractéristiques électriques, qui sont liées aux différents régimes de fonctionnement mis en évidence ci-dessus.

Caractérisation géométriques

Un transistor MOS se caractérise essentiellement par un facteur géométrique qui est la longueur du canal, définissant ainsi des filières technologiques pour les circuits intégrés. De quelques micromètres dans les années 70, on est passé à des longueurs beaucoup faibles (180 nm en 1999/2000, 45 nm en 2008). Cette réduction des tailles modifie légèrement les caractéristiques et complexifie les modèles associés. Mais par soucis de simplicité, nous rentrerons pas dans les détails des modèles dits longs et des modèles courts. On donnera le fonctionnement le plus simple. Il faudra donc être conscient que la réalité est beaucoup plus complexe !

2.2.3 Etude des caractéristiques

Introduction

Les caractéristiques d'un transistor sont plus complexes que celles de la diode : il possède deux degrés de liberté (puisque'il s'agit d'un composant à 3 bornes). 3 grandeurs sont particulièrement intéressantes : le courant qui circule dans le canal I_{DS} , la tension V_{DS} et la tension V_{GS} ⁵. Nous allons maintenant voir les variations de ces grandeurs. Nous n'étudierons que deux caractéristiques ⁶ : I_{DS} en fonction de V_{DS} à V_{GS} fixée et I_{DS} en fonction de V_{GS} dans une utilisation particulière (en régime de pincement).

Nous allons voir que l'étude de ces caractéristiques permet de retrouver les différents régimes de fonctionnement du transistor.

Etude des caractéristiques statiques des différents transistors.

Nous allons développer les caractéristiques d'un transistor MOS à canal N, Normally OFF. Nous donnerons ensuite les caractéristiques des autres types de transis-

⁵En régime statique, le courant I_{GS} est nul : la jonction Grille-Source est une capacité. Ce courant n'est donc pas une grandeur pertinente.

⁶on peut en étudier d'autres ... on s'est restreint dans ce poly aux caractéristiques les plus courantes.

tors.

NMOS , Normally OFF La figure 2.9 présente les deux caractéristiques de ce type de transistor.

La figure (i) (à gauche) permet d'étudier l'allure du courant I_{DS} en fonction de la tension V_{DS} paramétrée par la tension V_{GS} . Nous pouvons constater que ce courant est nul à $V_{GS} = 0V$. Le canal n'existe pas sans polariser la jonction Grille-Source. On est bien en présence d'un transistor Normally OFF.

A V_{DS} fixée, lorsque la tension V_{GS} augmente, il existe un seuil à partir duquel le canal existe (tension de seuil V_T). L'effet inverse (disparition du canal) se produit lorsqu'on diminue la tension Grille-Source, partant d'un état pour lequel le canal existe.

Cette caractéristique fait apparaître deux régimes différents (pour $V_{GS} \geq V_T$), la

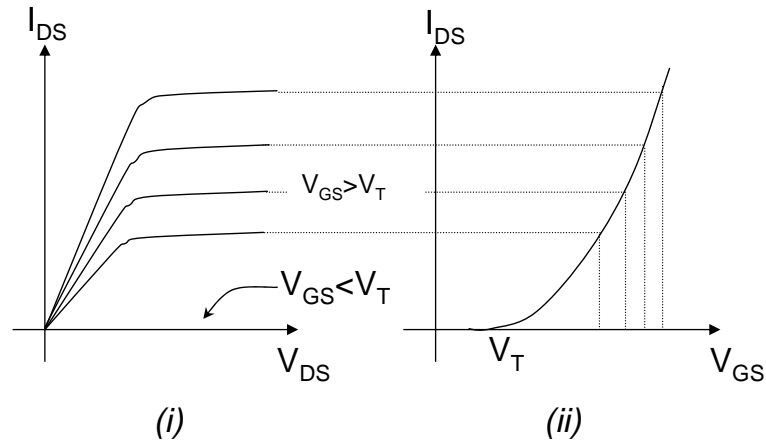


FIG. 2.9 – Caractéristiques d'un NMOS Normally OFF (i) Caractéristique $I_{DS} = f(V_{DS}) |_{V_{GS}}$ paramétrée par V_{GS} (ii) Caractéristique $I_{DS} = k(V_{GS})$ dans la zone de pincement (zone de saturation du courant)

tension V_{GS} étant fixée (on note V_{DSsat} la tension V_{DS} qui sépare ces deux régimes) :

- Une zone pour laquelle, le courant I_{DS} augmente linéairement avec la tension V_{DS} (régime linéaire du transistor). Il s'agit de la **zone ohmique**. Le transistor est alors équivalent à une résistance. La valeur de la résistance dépend de la valeur de la tension V_{GS} . En effet, d'après l'équation 2.1 :

$$V_{DS} = R_{DSON}(V_{GS})I_{DS} \quad (2.3)$$

avec :

$$R_{DSON}(V_{GS}) = \frac{1}{K(V_{GS} - V_T)} \quad (2.4)$$

Rappelons que ce régime est obtenu pour $V_{DS} < V_{DSsat}$.

- Une zone pour laquelle le courant ne varie pas avec la tension V_{DS} (toujours à V_{GS} fixée). Il s'agit de la **zone de pincement** du transistor, ou encore zone de saturation (du courant). Le transistor (vu entre le drain et la source) se comporte alors comme une source de courant. La valeur du courant correspondant dépend de la valeur de la tension V_{GS} . On a donc réalisé une source de courant (ici idéale) commandée par une tension (V_{GS}).

Ce régime est obtenu pour $V_{DS} > V_{DSsat}$

Remarques :

1. En régime linéaire, la résistance R_{DSON} est fonction de la tension V_{GS} . On a donc réalisé une résistance commandée par la tension V_{GS} .
2. La zone "source de courant" est appelée zone de pincement car elle correspond à un régime pour lequel le canal est "pincé", comme nous l'avons vu précédemment. La tension de seuil en électronique est parfois appelée tension de pincement.

On retrouve bien à l'aide de cette caractéristique les trois grandes utilisations d'un MOS (figure 2.10) :

- la zone de saturation correspond à l'utilisation en tant qu'amplificateur (source de courant idéale dont la valeur est fonction de la tension V_{GS}) : en faisant circuler le courant dans une résistance, on obtient bien une tension de sortie proportionnelle à la tension d'entrée.
- la zone ohmique correspond à l'utilisation en tant que résistance commandée à l'aide de la tension Grille-Source.
- lorsque l'on passe de la tension $V_{GS} \leq V_T$ à une tension $V_{GS} \geq V_T$, on passe d'un état pour lequel le canal n'existe pas (absence de courant Drain-Source : circuit ouvert entre le drain et la source) à un état pour lequel le canal existe (circuit fermé entre le drain et la source). On a bien réalisé un interrupteur commandé, qui est utilisé aussi bien en électronique de puissance qu'en électronique numérique.

La figure 2.9 (ii) représente la caractéristique $I_{DS}=f(V_{GS})$ lorsque le transistor est en régime de pincement ($V_{DS} \geq V_{DSsat}$). Le courant est alors le courant de saturation. On retrouve la tension de seuil V_T pour laquelle le canal apparaît (et donc pour laquelle le courant circule entre le drain et la source). On peut montrer que cette courbe suit une loi quadratique :

$$I_{DS} = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{KV_T^2}{2} \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right)^2 \quad (2.5)$$

où K correspond à la même constante définie dans l'équation 2.4.

Remarque : on a vu précédemment qu'à la limite régime ohmique/régime de pincement on avait la relation $V_{GS} - V_{DSsat} = V_T$. D'où :

$$I_{DSsat} = \frac{K}{2} V_{DSsat}^2 = I_{DSS} \left(\frac{V_{DSsat}}{V_T} \right)^2 \quad (2.6)$$

La courbe séparant les deux régimes ohmique/saturé sur le graphique I_{DS} fonction de V_{DS} est donc une parabole.

Les autres types de transistors sont les suivants :

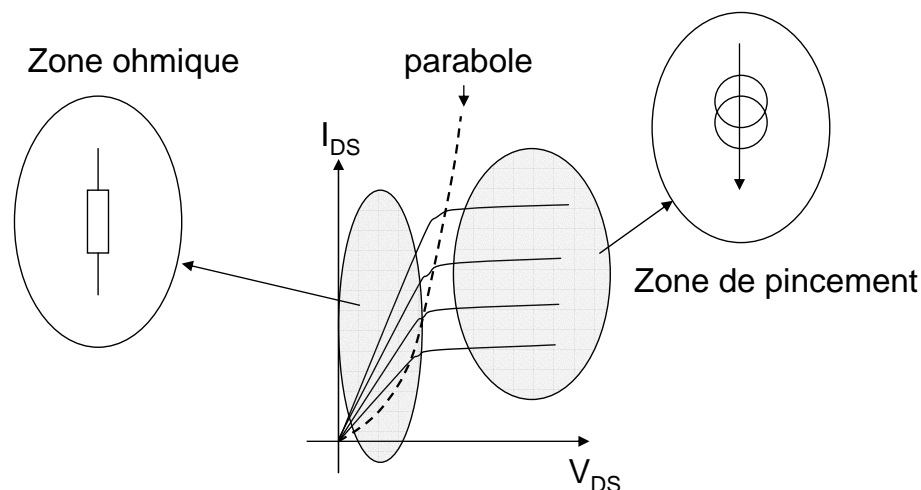


FIG. 2.10 – Différentes zones correspondant aux différentes applications d'un transistor MOS. Le passage de l'état bloqué à l'état passant permet l'utilisation en interrupteur commandé.

NMOS, Normally ON Ce transistor est caractérisé par une tension de seuil négative. A $V_{GS} = 0$ V, le canal existe : la conduction est possible entre le drain et la source : le courant I_{GS} est donc nul à $V_{GS} = 0$ et $V_{DS} > 0$.

PMOS, Normally OFF Ce transistor est équivalent au premier type étudié, mais concerne un type P (trous) : les signes des courants et tensions sont inversés.

PMOS, Normally ON Ce transistor est équivalent au NMOS normally ON. Les signes des courants et tensions sont inversés. Ce transistor est peu utilisé. Les caractéristiques associées sont représentées sur la figure 2.11.

Ainsi, on passe d'un NORMALLY ON à un NORMALLY OFF en traduisant la tension de seuil, et on passe d'un NMOS à un PMOS en changeant les signes des tensions et des courants, c'est à dire en prenant les courbes symétriques par rapport aux origines (figure 2.12).

Caractéristique réelle Les caractéristiques réelles des transistors sont un peu différentes des caractéristiques présentées ici. Trois différences fondamentales peuvent être observées, selon les transistors et leur domaine d'application : l'existence d'une quatrième zone dite d'avalanche, l'existence d'une pente en zone de saturation et la sensibilité en température.

1. Lorsqu'on est dans la zone de saturation et que la tension Drain-source augmente, il existe un quatrième régime pour lequel le courant augmente brutalement, pouvant détruire le composant. Cette zone est due à un effet d'ava-

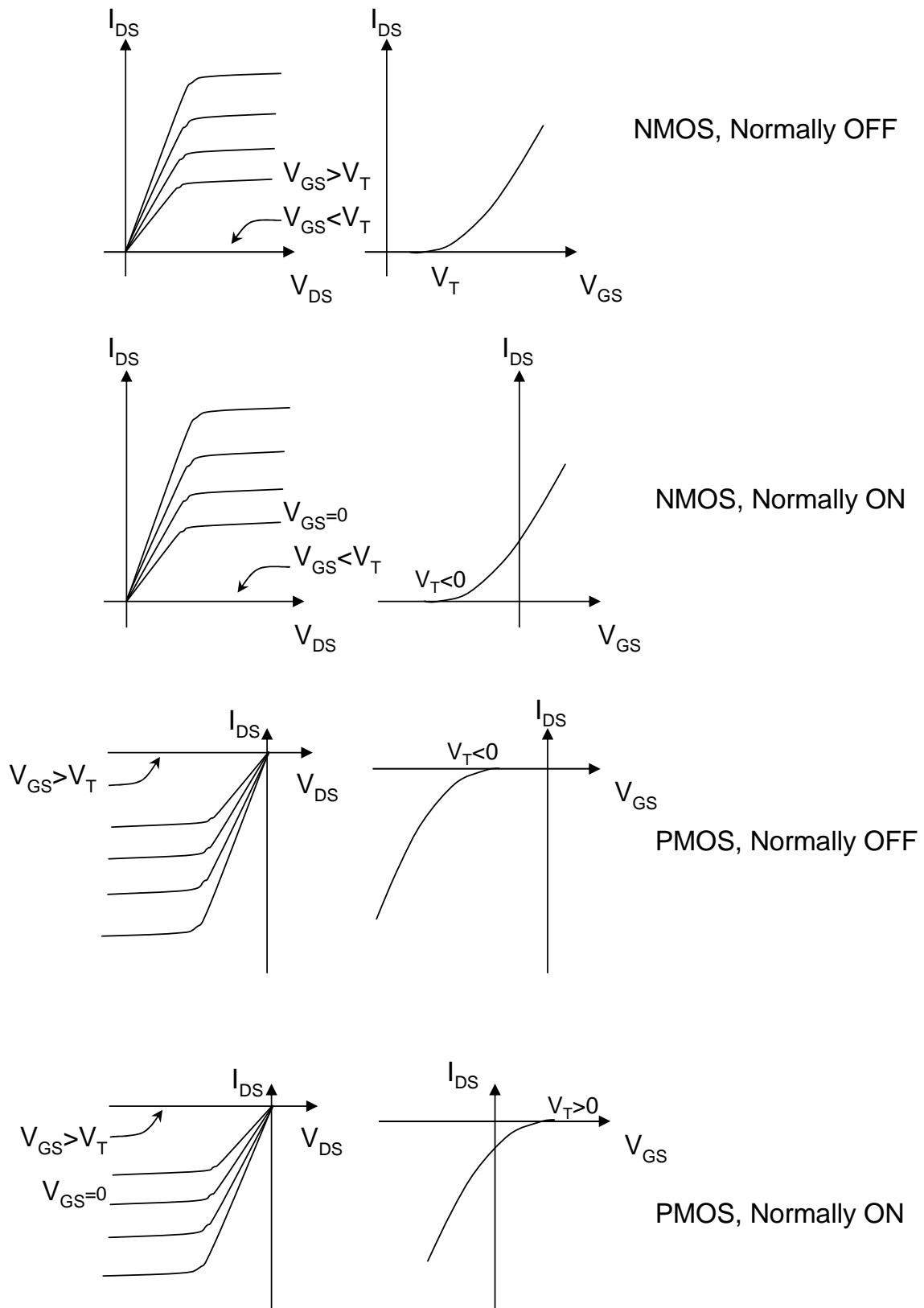


FIG. 2.11 – Caractéristiques statiques des différents types de MOS.

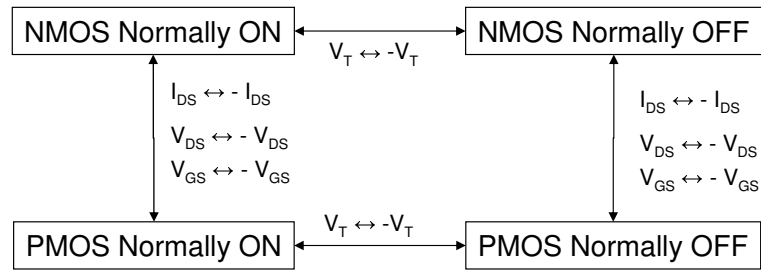


FIG. 2.12 – Passages d'un NMOS à un PMOS et d'un Normally ON à un Normally OFF.

lanche. Il faut veiller alors à ne pas détruire le composant et faire attention à la puissance maximale admissible. Cette puissance maximale admissible est représentée sur un diagramme $I_{DS}-V_{DS}$ appelé aire de sécurité, par des courbes délimitant la zone sans risque de la zone avec risque, chaque courbe étant associée à un temps : lorsque le transistor fonctionne au delà de cette courbe pendant une durée plus grande que celle indiquée sur la courbe, il y aura destruction du composant.

2. La zone de saturation est en réalité caractérisée par une pente et donc par une résistance. Cette résistance est de très forte valeur. Aussi, on la néglige souvent. Mais la source de courant ainsi réalisée n'est donc pas parfaite.
3. Enfin, un transistor MOS est caractérisé par une dépendance en température. Cette dépendance en température est essentiellement visible sur la courbe $I_{DS} = f(V_{GS})$. La pente de la tangente à cette courbe se trouve modifiée.

2.2.4 Etude de la polarisation

But de la polarisation. Un transistor possède deux degrés de liberté. Afin de fixer un point de repos, il faudra donc que le montage impose deux caractéristiques courant-tension.

Raisonnons sur un transistor NMOS, Normally OFF. Un tel transistor est caractérisé par : le courant I_{DS} , la tension V_{DS} et la tension V_{GS} . Connaissant le circuit dans lequel est inséré le transistor, le but de cette étude est de déterminer les valeurs de ces trois paramètres ($I_{DS0}, V_{DS0}, V_{GS0}$) à l'équilibre. Inversement, polariser un transistor, c'est déterminer les paramètres d'un circuit externe afin d'obtenir un point de fonctionnement voulu.

On dispose de deux méthodes pour étudier la polarisation : une méthode graphique et une méthode analytique.

Méthode graphique La figure 2.13 illustre graphiquement la polarisation d'un transistor. Considérons en effet le réseau de caractéristique $I_{DS}=f(V_{DS})$, la fonction f étant elle même paramétrée par la tension V_{GS} . Le circuit externe, entre le drain et

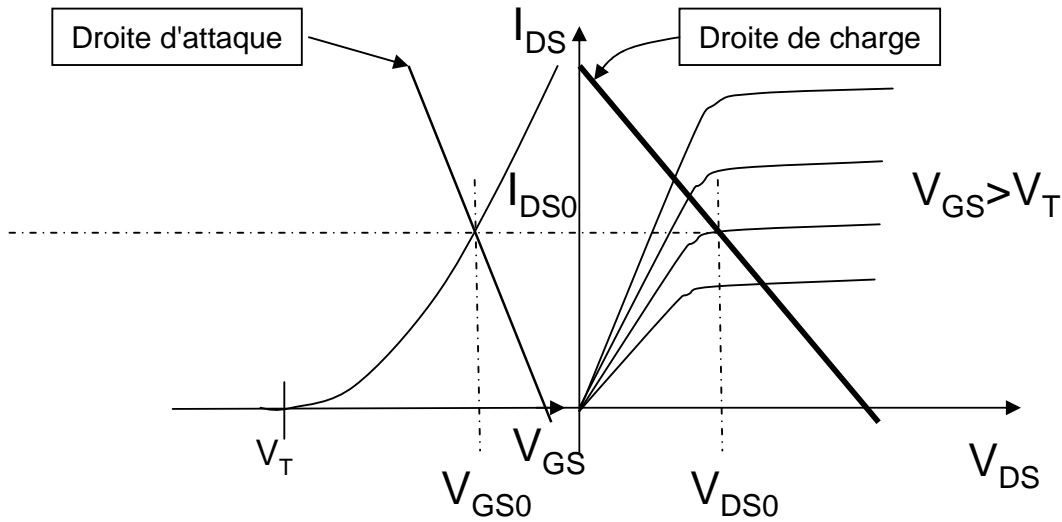


FIG. 2.13 – Réseau de caractéristiques d’un transistor NMOS Normally OFF avec la droite d’attaque et la droite de charge statique du montage.

la source, va imposer une autre caractéristique courant-tension $I_{DS}=g(V_{DS})$, correspondant aux sources d’énergie et aux composants du circuit. Cette caractéristique porte le nom de **droite de charge** (DDC) statique ⁷. En prenant le modèle de Thévenin équivalent au circuit externe, cette fonction sera une droite. Cette droite rencontre les différentes courbes correspondantes à différentes valeurs de V_{GS} . Il y a donc à ce stade une infinité de points de repos possibles. Les caractéristiques du transistor et du montage ne sont pas complètement déterminées.

Intéressons nous maintenant à l’autre caractéristique courant tension du transistor : la courbe $I_{DS}=k(V_{GS})$ (en régime de saturation). Le montage externe impose en outre une autre caractéristique $I_{DS}=h(V_{GS})$. Elle porte le nom de **droite d’attaque** ⁸. Cette droite va déterminer complètement le système : il existe un unique point de concours entre les deux réseaux, déterminant ainsi la tension V_{GS} et le courant I_{DS} . En revenant aux premières courbes, on en déduit V_{DS} .

Méthodes analytique Mathématiquement, les courants et tensions forment un système. Il suffit de résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} I_{DS} = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \\ I_{DS} = h(V_{GS}) \text{ (droite d'attaque)} \\ I_{DS} = g(V_{DS}) \text{ (droite de charge statique)} \end{cases}$$

Remarques :

1. L’étude de la polarisation effectuée ici ne concerne que les transistors utilisés dans la zone de saturation, et ne concerne donc que les applications en

⁷nous constaterons en effet que les signaux variables appliqués sur un montage à transistor verront une droite de charge éventuellement différente, appelée droite de charge dynamique.

⁸on "attaque" le transistor entre la grille et la source.

analogique utilisant la source de courant; l'utilisation de la caractéristique $I_{DS}=k(V_{GS})$ du transistor n'est valable que si le transistor est en régime de pincement.

2. On peut aussi utiliser une méthode hybride : on peut déterminer certains paramètres de polarisation par le calcul et d'autres par les graphiques.

Influence des paramètres statiques La polarisation est une étape importante car elle fixe la consommation des circuits ainsi que certains paramètres dynamiques. En effet, au point de polarisation ($I_{DS0}; V_{GS0}$) est associée une certaine pente à la tangente. Nous verrons dans le prochain paragraphe que cette pente est un paramètre important pour les signaux variables.

2.2.5 Etude du régime dynamique

Introduction

L'étude de la polarisation concernait l'étude des signaux constants. Nous allons maintenant effectuer l'étude des signaux variables. Il s'agit de superposer aux signaux constants (signaux pouvant avoir des valeurs élevées, utiles à la polarisation) des signaux variables, liés au transport d'une information utile. Il faut bien se rendre compte de l'existence de deux types de signaux dans les montages à transistor : ceux servant à se placer dans des conditions favorables et permettant d'apporter de l'énergie au système (la polarisation permet d'utiliser certaines caractéristiques du transistor, caractéristiques voulues par l'utilisateur) et ceux utilisant directement ces conditions pour véhiculer l'information (généralement de faible amplitude).

La figure 2.14 montre, au niveau des caractéristiques du MOS, les fluctuations du point de fonctionnement autour de sa valeur d'équilibre, lorsqu'on superpose aux signaux de polarisation les petits signaux. De petites fluctuations de V_{GS} (autour de V_{GS0}) entraînent des fluctuations du courant I_{DS} (autour de I_{DS0}) et de même pour la tension V_{DS} . Sous l'hypothèse de faible amplitude (régime de petits signaux), on peut linéariser les caractéristiques (assimilation des courbes aux tangentes et donc à des droites) ainsi que les expressions mathématiques (développements limités au premier ordre), tout comme dans le cas de la diode. Toutes les fluctuations sont donc linéaires. L'étude des transistors se fait dans 3 domaines de fréquence :

- les fréquences nulles, correspondant à la polarisation (signaux constants)
- le domaine basse fréquence, pour lequel il n'y a pas d'effet capacitif⁹
- le domaine haute fréquence, pour lequel le transistor est caractérisé par des effets capacitifs

⁹rappelons que l'impédance d'une capacité est inversement proportionnelle à la fréquence : en basse fréquence, cette impédance est donc importante, ce qui permet de négliger les effets capacitifs puisque ces capacités sont assimilables à des circuits ouverts; en haute fréquence, cette impédance devient plus faible, et on ne peut donc plus négliger les effets capacitifs

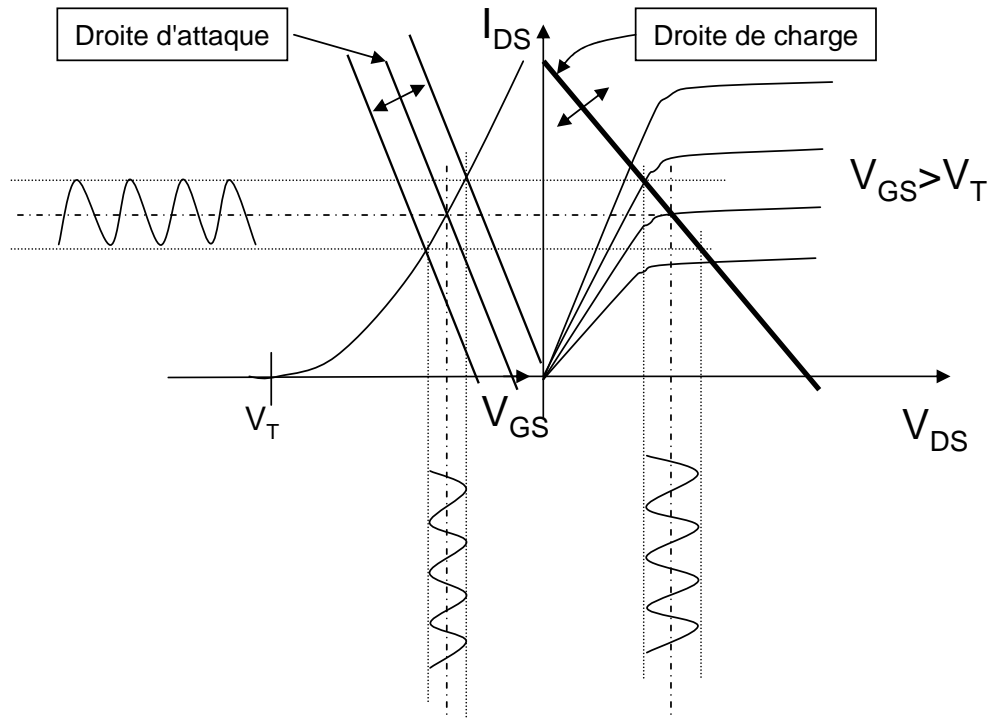


FIG. 2.14 – Etude des petits signaux sur les caractéristiques d’un transistor NMOS Normally OFF.

Schéma petits signaux d’un MOS. Cas des basses fréquences.

Nous allons déterminer le schéma vu par les petits signaux dans le cas où le point de fonctionnement se situe dans la zone de pincement¹⁰. Nous supposons que la fréquence de ces signaux est relativement basse (nous verrons plus tard ce que signifie le terme de haute fréquence).

Justification du schéma petits signaux. Le courant drain-source I_{DS} d’un transistor est une fonction de deux variables : V_{GS} et V_{DS} . Soit $(I_{DS0}, V_{DS0}, V_{GS0})$ le point de polarisation. Considérons alors les petits signaux (i_{ds}, v_{ds}, v_{gs}) associés à ce point de polarisation : Les grandeurs I_{DS} , V_{DS} et V_{GS} s’écrivent donc :

$$\begin{cases} I_{DS} = I_{DS0} + i_{ds} \\ V_{DS} = V_{DS0} + v_{ds} \\ V_{GS} = V_{GS0} + v_{gs} \end{cases}$$

Les amplitudes de ces petits signaux étant faibles devant les valeurs des ”grands signaux”, nous pouvons effectuer un développement limité au premier ordre du courant I_{DS} , en considérant alors que $(i_{ds} = di_{ds}, v_{ds} = dv_{ds}, v_{gs} = dv_{gs})$:

$$I_{DS} = I_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) \quad (2.7)$$

¹⁰ce schéma restera valable dans la zone linéaire, à condition de négliger la source de courant (circuit ouvert) et de prendre en compte la résistance variable r_{DS} , éléments que nous définissons un peu plus loin

$$I_{DS} = I_{DS0} + i_{ds} \quad (2.8)$$

$$= I_{DS0} + \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS0}} v_{ds} + \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS0}} v_{gs} \quad (2.9)$$

D'où :

$$i_{ds} = \underbrace{\left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS0}}}_{1/R_{DS}} v_{ds} + \underbrace{\left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS0}}}_{g_m} v_{gs} \quad (2.10)$$

Le premier terme est homogène à l'inverse d'une résistance. Si on est dans la zone ohmique, il s'agit de l'inverse de la pente de la caractéristique. Cette résistance dépend du point de polarisation car la pente dépend de la tension Grille-source (dans le cas de caractéristiques non idéales). Si on est dans la zone de saturation du courant (zone de pincement), la pente de la caractéristique est quasiment nulle et donc la résistance R_{DS} très grande ¹¹.

Le second terme est un peu plus difficile à modéliser. Il s'agit des variations du courant i_{ds} en fonction des variations de la tension v_{gs} (qui n'est pas la tension aux bornes du canal), à V_{DS} fixée. Le courant i_{ds} est donc indépendant de la tension V_{DS} : ce second terme traduit alors le fait que la jonction Drain-Source se comporte comme une source de courant idéale. Connaissant le point de polarisation, on en déduit que la dérivée partielle de ce terme correspond à la linéarisation de cette caractéristique autour du point de polarisation (comme dans une diode). On note g_m la conductance ¹² associée à cette linéarisation, paramètre qui est appelée transconductance ¹³. On a donc :

$$i_{ds} = g_m v_{gs} \quad (2.11)$$

Dans le cas d'un transistor NMOS polarisé en saturation, on peut évaluer cette transconductance en dérivant l'expression 2.5 :

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_T} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right) \quad (2.12)$$

Finalement, la jonction Drain-Source est, pour les petits signaux, une source de courant : elle correspond à une source de courant idéale commandée en tension avec éventuellement en parallèle une résistance, correspondant au caractère non idéal de la source de courant réalisée (et à l'inverse de la pente des caractéristiques $I_{DS}=f(V_{DS})$). La jonction Grille-Source se comporte comme un condensateur dû à la présence de la structure MOS, dont la capacité est de très faible valeur. Aux basses fréquences, l'impédance est donc très élevée : la jonction Grille-Source se comporte donc comme un circuit ouvert.

Le schéma équivalent vu par les petits signaux (valable dans la zone de pincement) est représenté sur la figure 2.15.

¹¹cette résistance est très grande mais finie : l'effet Early introduit en effet une légère pente de la caractéristique courant-tension dans la zone de saturation. Mais souvent on la néglige, considérant ainsi une résistance dynamique associée infinie, afin de simplifier les études.

¹²ie l'inverse d'une résistance

¹³car il s'agit d'une conversion tension/courant

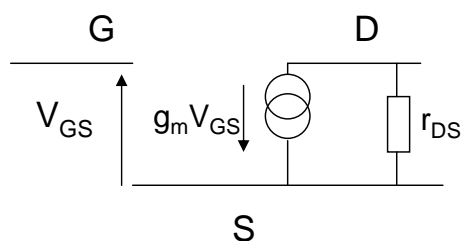


FIG. 2.15 – Schéma équivalent petits signaux d'un transistor MOS en basse fréquence

Il faut bien avoir à l'esprit les origines de ce schéma petits signaux (figure 2.16).

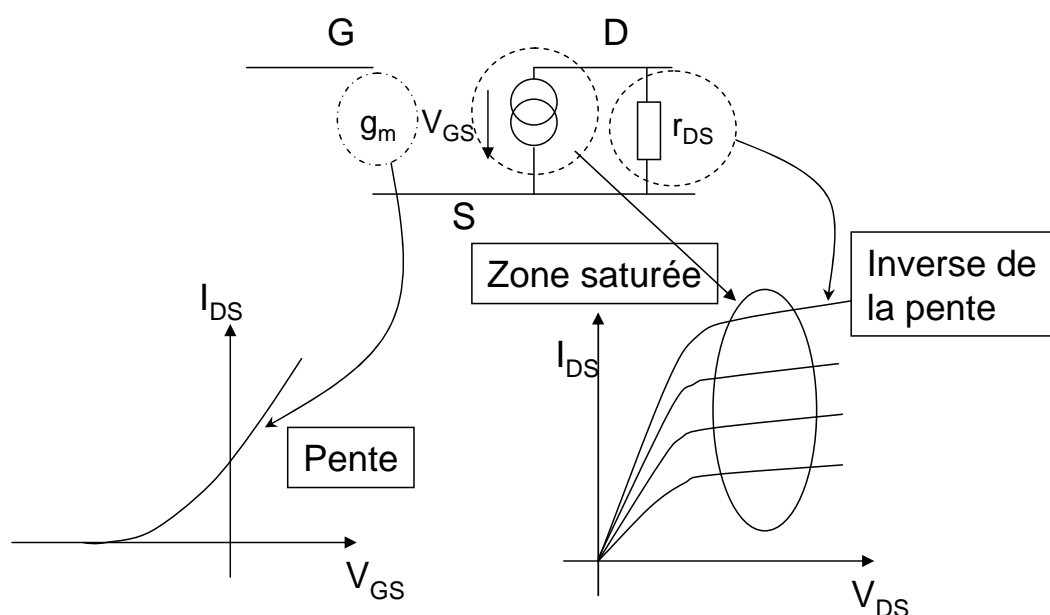


FIG. 2.16 – Lien entre les caractéristiques et le schéma petits signaux.

Applications Ce schéma nous permet de comprendre pourquoi un transistor polarisé dans la zone de pincement peut être utilisé en amplificateur. Le courant de sortie (i_{ds}) est proportionnel à la tension d'entrée v_{gs} . Si on fait circuler ce courant dans une résistance R , la tension v aux bornes de cette résistance vaut donc $v = g_m R v_{gs}$. On aura donc bien un gain à condition que $g_m R > 1$. Cette expression montre également l'intérêt d'avoir un paramètre g_m important, et donc de bien choisir la polarisation ...

Droite de charge, droite d'attaque. Comme dans le cas statique, on peut définir une droite d'attaque et une droite de charge associée aux petits signaux, droites qui seront alors qualifiées de dynamiques. Comme dans le cas de la diode, deux solutions existent pour trouver ces droites. La première consiste à écrire les lois des mailles en entrée du transistor et en sortie en fonction des grandeurs du circuit

(on considère les courants et tensions du point de polarisation **et** les petits signaux), puis à simplifier les termes constants (comme dans le cas de la diode) en comparant ces équations aux équations de polarisation.

La seconde méthode consiste à dessiner directement le schéma équivalent vu par les petits signaux : on remplace le transistor par le modèle "petits signaux" trouvé précédemment et on redessine les composants du circuit vus par ces signaux variables de faible amplitude (cf chapitre sur la diode). C'est cette deuxième solution que l'on adopte en électronique, car elle permet d'aboutir à un schéma plus simple. Les droites de charge ($i_{DS} = f(V_{GS})$) et d'attaque ($i_{DS} = f(V_{DS})$) deviennent des droites de charge et d'attaque dynamiques, dont les équations peuvent différer des équations des droites statiques, en fonction des composants du circuit externe¹⁴. Ces droites passent nécessairement par le point de polarisation. Comme dans le cas de la diode, on peut exprimer ces droites dans les repères initiaux (I_{DS}, V_{DS}) et (I_{DS}, V_{GS}) ayant pour origine (0, 0) ou dans les repères (i_{DS}, v_{DS}) et (i_{DS}, v_{GS}) liés au petits signaux, ayant pour origines (I_{DS0}, V_{DS0}) et (I_{DS0}, V_{GS0}) .

Petits-s signaux et caractéristiques. Les petits signaux sont des signaux de faible amplitude appliqués autour des valeurs de polarisation. Cela revient à effectuer de petites variations du point de polarisation autour de sa valeur moyenne. Si l'amplitude de ces variations reste suffisamment faible, les variations resteront dans un cadre linéaire : on peut linéariser (ie assimiler les caractéristiques à des droites) les courbes. En regardant les caractéristiques des transistors, nous pouvons comprendre que si l'amplitude de ces variations augmente trop, nous risquons de perdre toute notion de linéarité (comme dans le cas de la diode). Le point de fonctionnement, en se déplaçant sur une caractéristique, ne suivra plus une droite. Nous ne sommes alors plus en régime linéaire. Mathématiquement, cela revient à considérer que le développement limité au premier ordre n'est plus suffisant. Expérimentalement, si on augmente l'amplitude des signaux variables, les signaux de sortie vont se déformer au fur et à mesure que les amplitudes augmentent.

La polarisation permet entre autre de choisir des conditions de linéarité optimales, tout comme dans le cas de la diode. On appelle généralement dynamique maximale, la plage de courant ou de tension (maximale) permettant de rester en régime linéaire.

Les limites en hautes fréquences.

Nous venons d'étudier le comportement du transistor "dans la bande passante", c'est à dire dans la bande de fréquence pour laquelle le gain (en courant) du transistor est maximal et constant. Si nous augmentons progressivement la fréquence des petits signaux, le schéma équivalent donné précédemment deviendra de plus en plus inexact. D'autres phénomènes sont à prendre en compte : les capacités parasites internes au transistor. Deux capacités perturbent fortement le fonctionnement du

¹⁴la présence de condensateurs dans le circuit externe peut modifier ces droites : un condensateur se comporte en statique comme un circuit ouvert, tandis qu'il est équivalent à un court-circuit en régime dynamique

transistor MOS :

- la capacité Grille-Source : cette capacité est due à la nature même de la jonction Grille-Source. Cette jonction contrôle la taille du canal au moyen d'une capacité MOS, c'est à dire au moyen de la superposition de trois couches : métal-oxyde-semiconducteur. En raison de la présence de l'oxyde, cette jonction se comporte comme une capacité pure (rappelons qu'une capacité est un isolant placé entre deux conducteurs), dont nous avons négligé le rôle dans la bande passante (sur le schéma précédent "basse fréquence").
- la capacité Grille-Drain.

Le nouveau schéma petits signaux est alors celui représenté sur la figure 2.17.

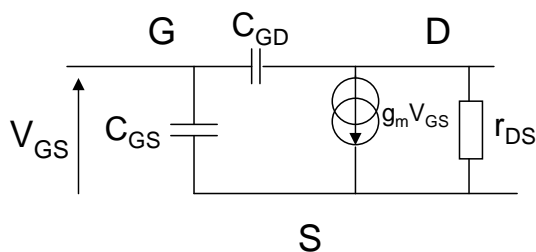


FIG. 2.17 – Schéma petits signaux valable en haute fréquence.

Remarque : il existe aussi une capacité "Drain-Source". Cette dernière est souvent négligeable devant les deux autres et est peu prise en compte.

Enfin, remarquons que si la fréquence est trop élevée, ces condensateurs deviennent équivalents à des court-circuits : le transistor est totalement court-circuité et ne pourra plus amplifier.

2.3 Etude du JFET

L'étude du transistor JFET (Junction Field Effect Transistor) se réfèrera à l'étude du MOSFET. Les comportements de tels transistors sont tout à fait analogues à ceux des MOSFET. Les JFET sont essentiellement utilisés en tant qu'amplificateurs (en électronique analogique) et dans des circuits nécessitant des composants faibles bruit ¹⁵. Ils sont peu présents dans les circuits intégrés, contrairement au MOS, en raison d'une plus grande difficulté technologique d'intégration et d'une consommation en courant plus élevée.

2.3.1 Description du composant.

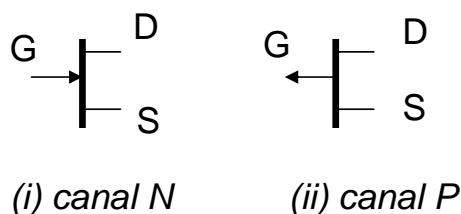


FIG. 2.18 – Symboles des transistors JFET

Un transistor JFET est un transistor à effet de champ (FET) dont le canal est contrôlé par une jonction PN. La dimension du canal est ainsi modulée par la largeur de la zone de charge d'espace de la jonction PN, zone qui s'étend plus ou moins dans la partie drain-source selon la polarisation. On retrouve les mêmes broches que celles d'un MOSFET : la Grille, la Source et le Drain. Il n'existe que deux types de transistors JFET, qui se distinguent selon le type du canal (N ou P). Les schémas associés à ces deux types sont représentés sur la figure 2.18.

La figure 2.19 représente la structure (de principe) d'un transistor JFET canal N. La jonction Grille-Substrat est de type PN. Il existe donc une zone de charge d'espace (ZCE). Cette ZCE permet de réduire ou d'augmenter la section du canal grâce à la tension V_{GS} . Les électrons circulent plus ou moins bien du drain vers la source par la zone quasi-neutre N. Pour un JFET canal N, il faut toujours veiller à avoir une tension Grille-Source négative (extension de la ZCE dans la zone quasi-neutre N) : une tension positive polariserait la jonction en direct, créant ainsi un courant direct transversal important qui pourrait endommager la jonction.

Remarque : la zone P est surdopée afin que la ZCE s'étende au maximum dans la quasi-neutre N. En outre, comme dans le cas des MOSFET, la tension V_{ZCE} qui s'applique au niveau de la ZCE est différente côté Source et côté Drain :

- côté Source : $V_{ZCE}|_S = V_{GS}$

¹⁵On peut en effet montrer que les JFET génèrent moins de bruit que les MOSFET.

– côté Drain : $V_{ZCE} |_{D} = V_{GS} - V_{DS}$

On a donc : $V_{ZCE} |_{D} < V_{ZCE} |_{S}$. La ZCE s'étend donc plus côté Drain que côté Source, d'où la forme asymétrique du canal. On retrouvera également cette notion de pincement du canal, comme dans un MOSFET et donc la tension de seuil V_T . Nous étudierons plus en détail le transistor JFET canal N dans la suite. Le transistor canal P s'en déduira.

Remarque : un JFET canal N a les mêmes caractéristiques qu'un transistor NMOS Normally ON. Pour un JFET canal P, on reprendra les caractéristiques d'un transistor PMOS Normally ON.

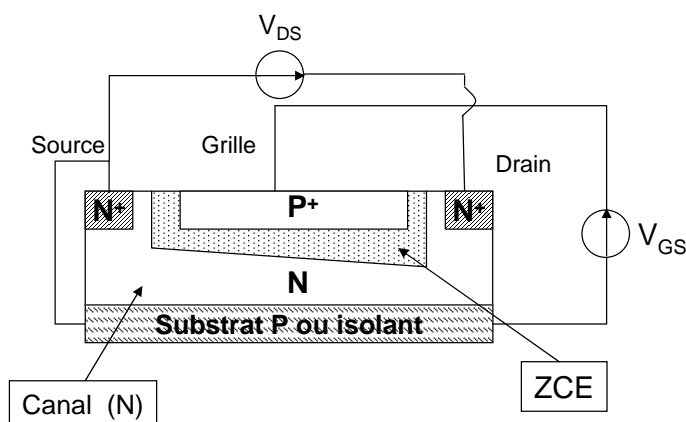


FIG. 2.19 – Constitution d'un transistor JFET canal N : la zone de charge d'espace (ZCE) est contrôlée par la tension V_{GS} , permettant de contrôler la section du canal.

2.3.2 Caractéristiques statiques

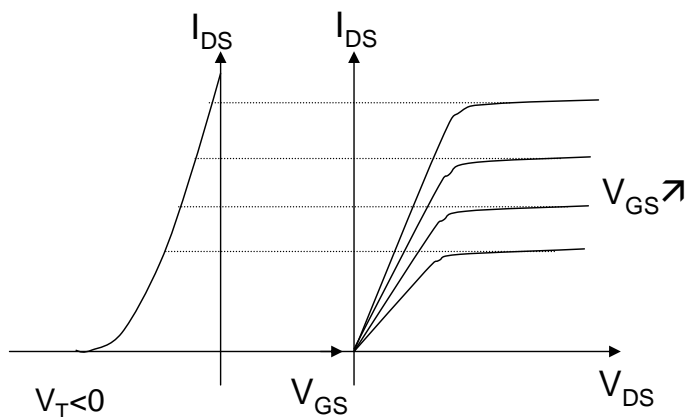


FIG. 2.20 – Caractéristiques statiques d'un JFET canal N.

On retrouve les allures des MOSFET (cf figure 2.20). Selon le type du canal, les signes des tensions et des courants changent. En outre, on retrouve les deux grandes zones : une zone linéaire (résistance commandée ou interrupteur) pour des tensions Drain-Source faibles et une zone de pincement ou de saturation du courant (utilisation en amplificateur).

Les lois de variation des grandeurs sont analogues à celles d'un transistor MOSFET : nous ne les détaillerons pas dans cette partie (cf paragraphe sur le MOSFET).

2.3.3 Régime dynamique : schémas petits signaux

La figure 2.21 présente les schémas petits signaux d'un JFET dans la bande passante et en haute fréquence. Ces schémas sont identiques à ceux d'un MOSFET.

Remarque :

1. en basse fréquence, on retrouve la source de courant qui est bien proportionnelle à la tension V_{GS} , puisque plus V_{GS} augmente plus le canal voit sa section augmenter (diminution de la ZCE) et donc plus la résistance du canal est faible. Le courant augmente linéairement, obéissant à la loi d'ohm.
2. toujours en basse fréquence, la jonction Grille-Source peut être assimilée à un circuit ouvert. En effet, la jonction Grille-Source est polarisée en inverse : elle est donc parcourue par un courant inverse très faible et négligeable en première approximation ¹⁶
3. la capacité C_{GS} correspond à la capacité de transition de la jonction PN.

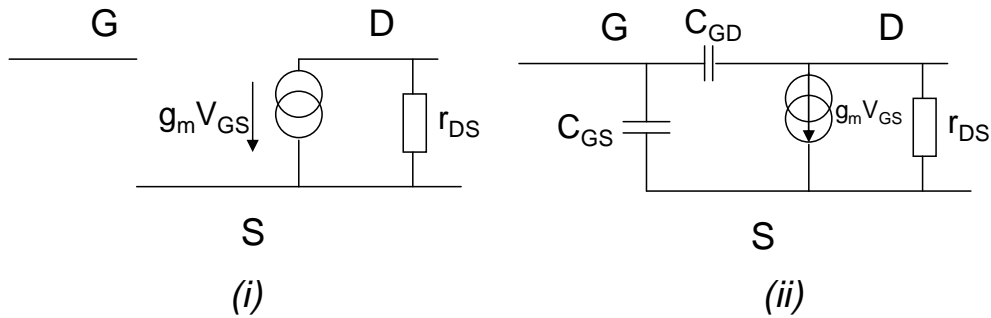


FIG. 2.21 – Schémas petits signaux utiles pour les JFET : (i) basses fréquences (ii) en hautes fréquences

¹⁶ce faible courant est quand même responsable d'une consommation électrique des circuits à transistor JFET à l'état bloqué. C'est la raison pour laquelle on préfère les circuits à transistors MOS si on peut, ces derniers ayant une consommation statique beaucoup plus faible.