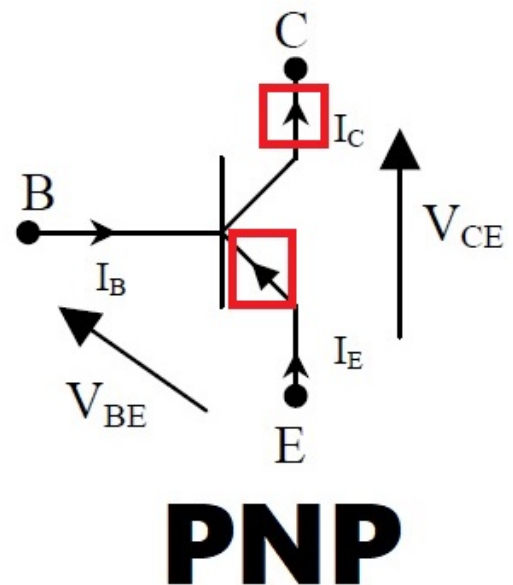
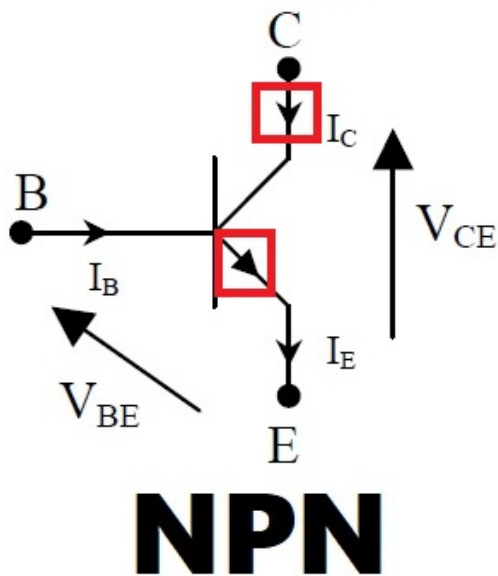


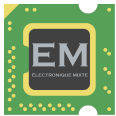
Le transistor bipolaire

Comment ça marche ?



Le transistor est constitué par la succession de trois couches de semi-conducteur de type N-P-N (ou PN- P). Des connexions métalliques sont respectivement fixées sur la partie centrale appelée Base et sur les deux extrémités appelées Collecteur et Emetteur. La couche centrale est très mince par rapport aux autres. Sa largeur doit être très inférieure à la longueur de diffusion des porteurs injectés dans cette zone. En fonctionnement normal la jonction base émetteur est polarisée dans le sens passant ($V_{BE} \approx 0,7V$) et la jonction base collecteur dans le sens bloquant ($V_C > V_B$). Pour un dopage d'émetteur très supérieur à celui de la base, le courant Emetteur- Base est essentiellement constitué par les porteurs négatifs passant de E vers B. La largeur de la base étant inférieure à la longueur de diffusion de ces électrons dans le matériau de base, la plus grande partie d'entre eux parvient dans la région de charge d'espace de la jonction BC , polarisée en inverse, où ils sont capturés et atteignent le collecteur.

C'est l'effet transistor qui se traduit par la relation simple $I_C = \alpha I_E$



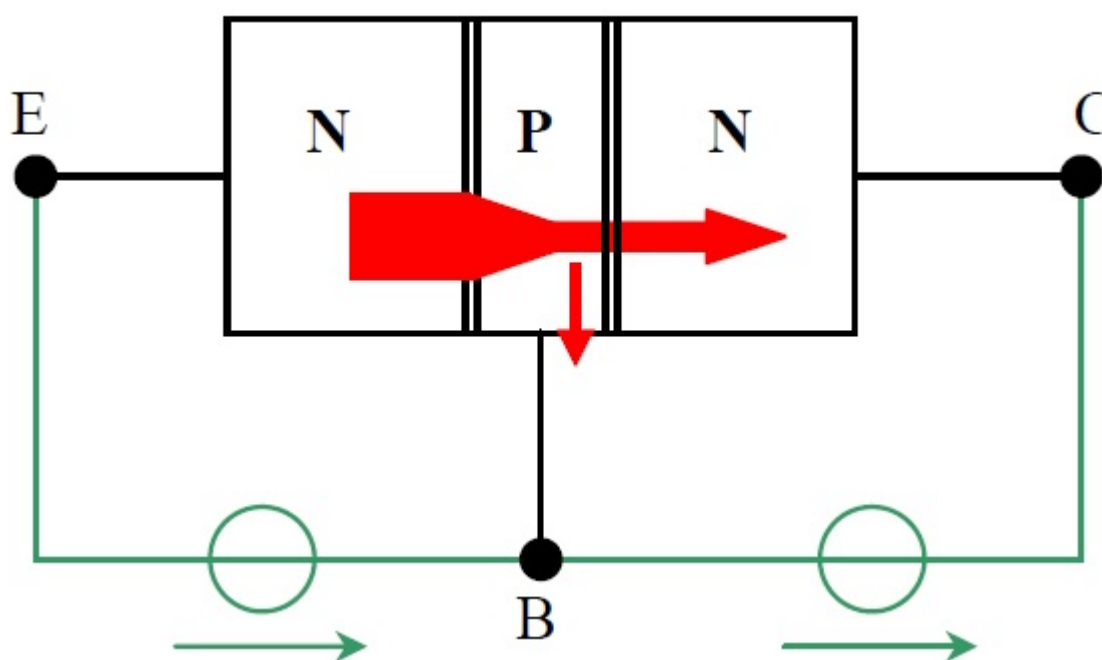
$\alpha < 1$ est le gain en courant en base commune.

==> En introduisant $I_E = I_C + I_B$ on obtient la formule fondamentale du transistor :

$$I_C = \beta I_B \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

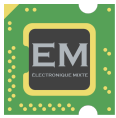
β est le gain en courant du transistor.

Régime de fonctionnement



En fonction du courant I_B injecté sur sa base, le régime de fonctionnement du transistor sera différent. Pour étudier le régime de fonctionnement d'un transistor, il faut dissocier chaque jonction. Cela conduit à l'étude de deux circuits :

- le montage sur la jonction BE : le circuit de commande
- le montage sur la jonction CE : le circuit commandé



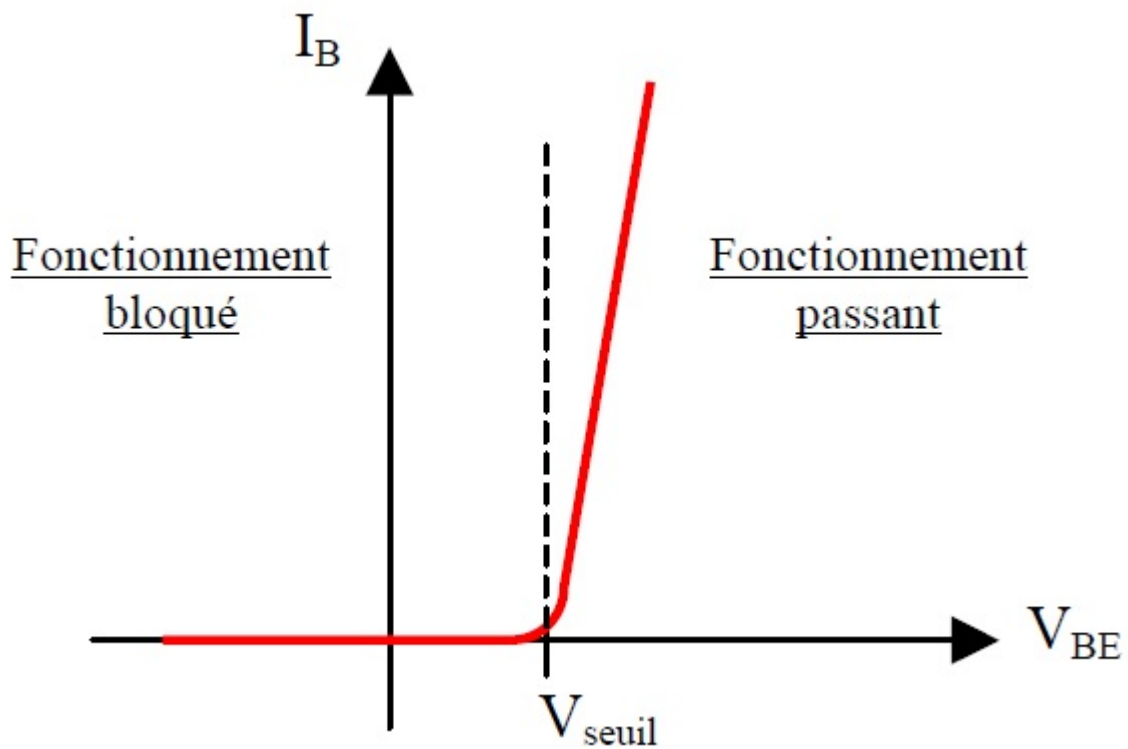
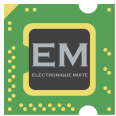
Le circuit de commande définit si le transistor est passant ou bloqué suivant la polarisation de la jonction BE (direct ou inverse). De plus, le circuit commandé va limiter la valeur des courants I_C et I_E . Ils ne pourront donc pas dépasser une certaine valeur malgré l'effet transistor. Ainsi, si I_B devient trop important, I_C ne pourra pas dépasser la valeur maximum fixée par le montage commandé et la jonction BC deviendra passante : le transistor sera saturé et il n'existera plus une relation linéaire entre I_B et I_C . Puisque les deux jonctions BC et BE sont passantes, la différence de potentiel entre les jonctions C et E sera très faible. On voit donc apparaître trois régimes de fonctionnement :

1. transistor bloqué : $I_B=0 \implies I_C=0$
2. transistor passant : $I_B > 0$ et $I_C = \beta I_B \implies V_{CE} > 0$
3. transistor saturé : $I_B > 0$ et $I_C = I_{Csat} \implies V_{CE} = V_{Cesat} \approx 0.2V$

Caractéristiques

Caractéristique $I_B = f(V_{BE})$

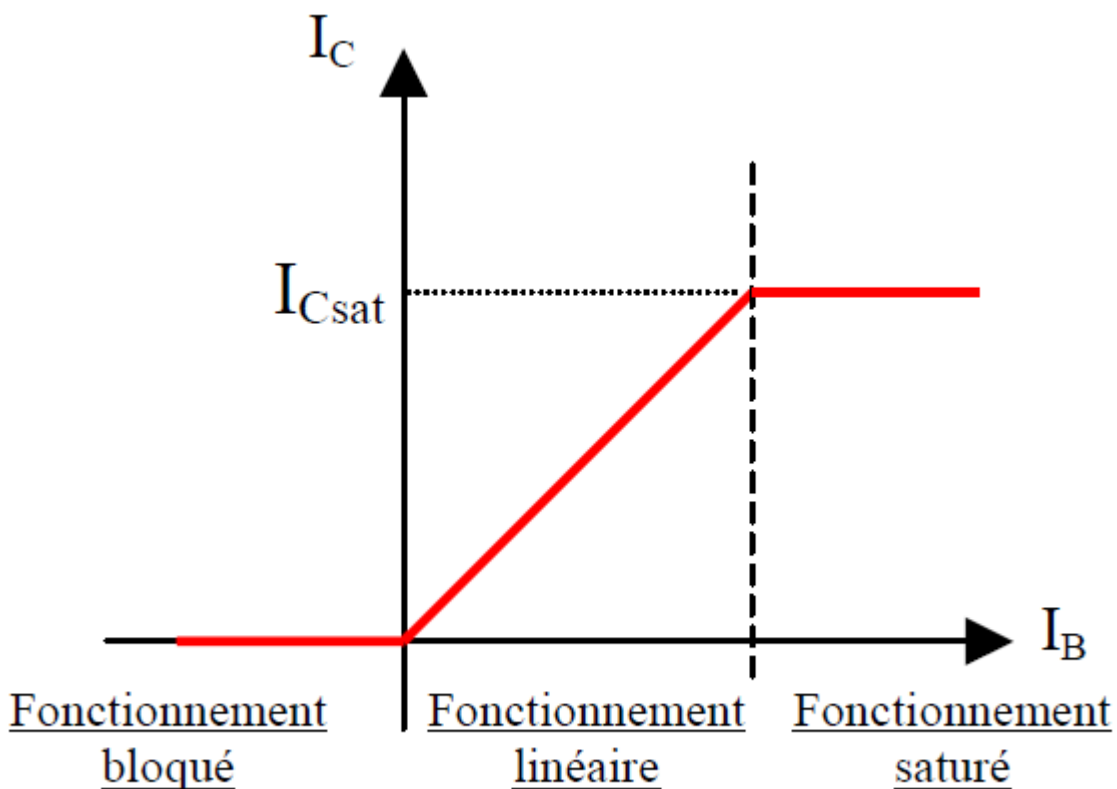
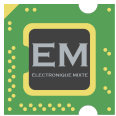
On retrouve la caractéristique d'une [diode](#) puisque la jonction BE est une jonction PN.



Caractéristique $I_C = f(I_B)$

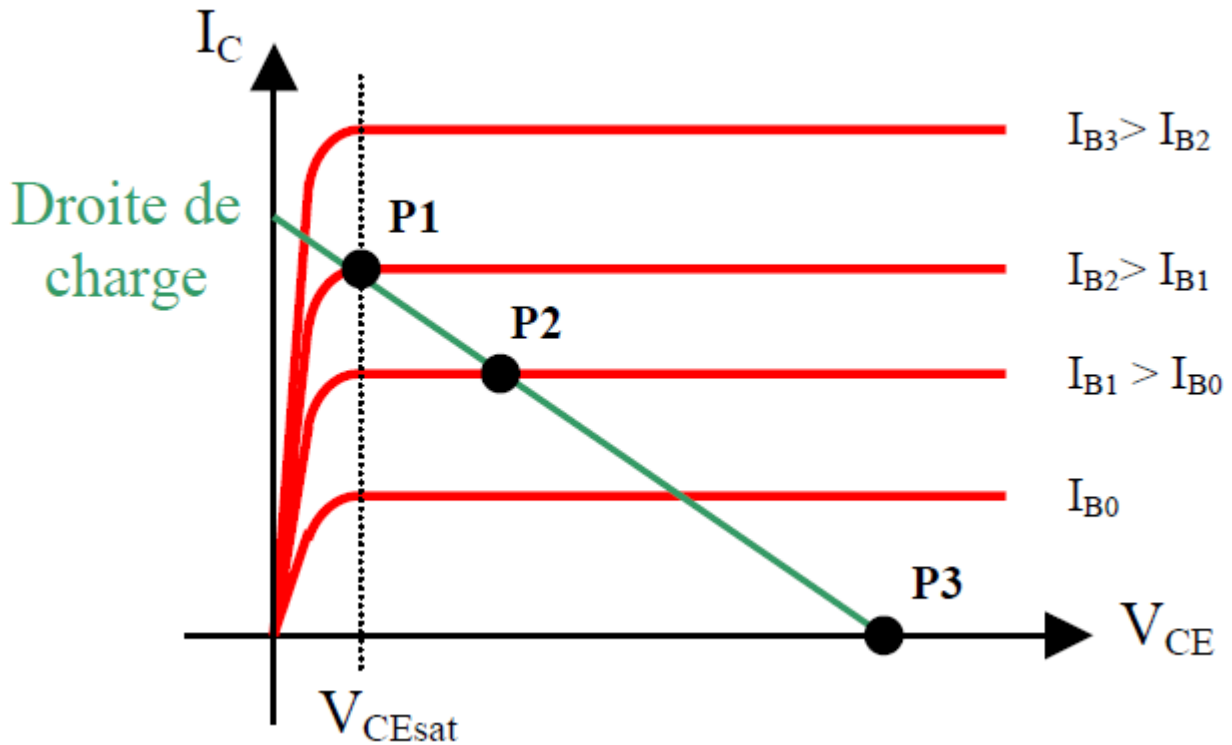
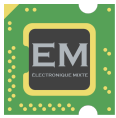
On retrouve :

- $I_C = 0$ en fonctionnement bloqué
- $I_C = \beta I_B$ en fonctionnement linéaire
- $I_C = I_{Csat}$ en fonctionnement saturé



Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$

Chaque courbe correspond à une valeur différente de I_B . La droite de charge est obtenue en écrivant la loi des mailles côté jonction CE. C'est la droite d'équation $I_C = f(V_{CE})$. Ainsi, en connaissant la valeur de I_B , on peut trouver le point de fonctionnement à l'intersection de la courbe correspondante et de la droite de charge. Si $I_B = I_{B2}$ alors le transistor est saturé et le point de fonctionnement se trouve en P1. Si $I_B = I_{B1}$, le transistor fonctionne en régime linéaire et le point de fonctionnement se trouve en P2. Enfin, si $I_B = 0$, le transistor est bloqué et le point de fonctionnement se trouve en P3.

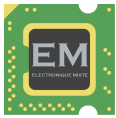


Modèle

Régime du transistor	Valeur particulière	Modèle équivalent
Bloqué	$I_B = 0 - I_C = 0$	
Linéaire	$I_B > 0 - I_C = \beta I_B - V_{CE} \neq 0$	
Saturé	$I_B > 0 - I_C = I_{Csat} - V_{CE} = V_{Cesat}$	

Caractéristiques techniques

- V_{CEsat} : Tension entre collecteur et émetteur lorsque le transistor est saturé.
- V_{CEmax} : Tension maximale admissible entre collecteur et émetteur
- V_{BE} : Tension entre base et émetteur lorsque le transistor est passant.
- I_{Cmax} : Courant maximum pouvant circuler entre collecteur émetteur.



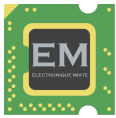
- I_{Bmax} : Courant maximum pouvant circuler dans la base (à ne pas dépasser surtout lorsqu'on souhaite saturer le transistor).
- β : gain en courant du transistor (aussi appelé HFE).
- t_{on} / t_{off} : Temps de commutation (passage bloqué-saturé et saturé-bloqué)
- P_D : Puissance maximale dissipée par le transistor (permet de dimensionner le dissipateur thermique si besoin est).

Exemples:

- [2N2222, c \(NPN\)](#)
- [2N4401](#)
- [BC546](#)

Modèle aux petits signaux

La modélisation précédente repose sur le principe que la tension base émetteur reste constante. Elle est donc inadapté aux calculs dans le cas où les signaux appliqués au transistor sont variables et de faible amplitude autour du point de repos (ex: amplificateur). Pour un fonctionnement en régime variable, il faut donc utiliser le modèle aux petits signaux qui prend en compte la caractéristique exacte de la jonction. Le transistor est alors considérée comme un quadripôle linéaire que l'on définit par sa matrice H.

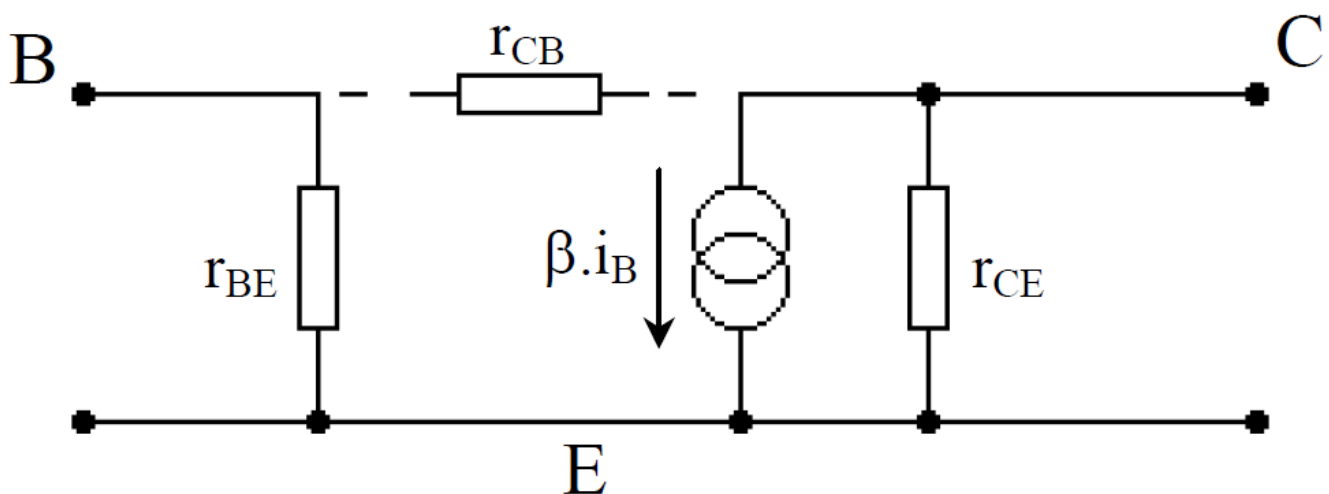


$$\begin{pmatrix} v_{BE} \\ i_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_B \\ v_{CE} \end{pmatrix} \quad \text{avec}$$

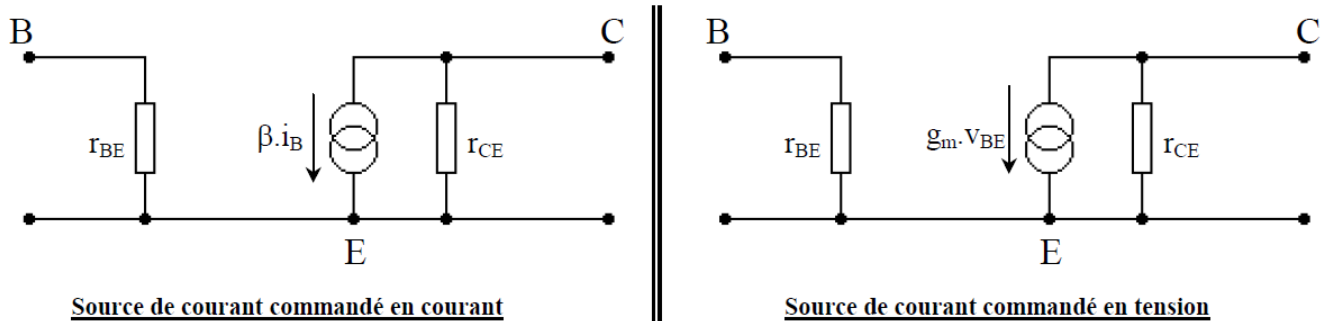
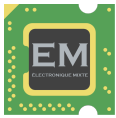
$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{U_T}}$$

$$\begin{aligned} h_{11} &= r_{BE} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{\beta}{g_m} \\ h_{12} &= \frac{r_{BE}}{r_{CB}} \rightarrow 0 \text{ car } r_{CB} \rightarrow \infty \\ h_{21} &= \beta \\ h_{22} &= \frac{1}{r_{CE}} \rightarrow 0 \end{aligned}$$

On obtient donc le modèle aux petits signaux suivant :



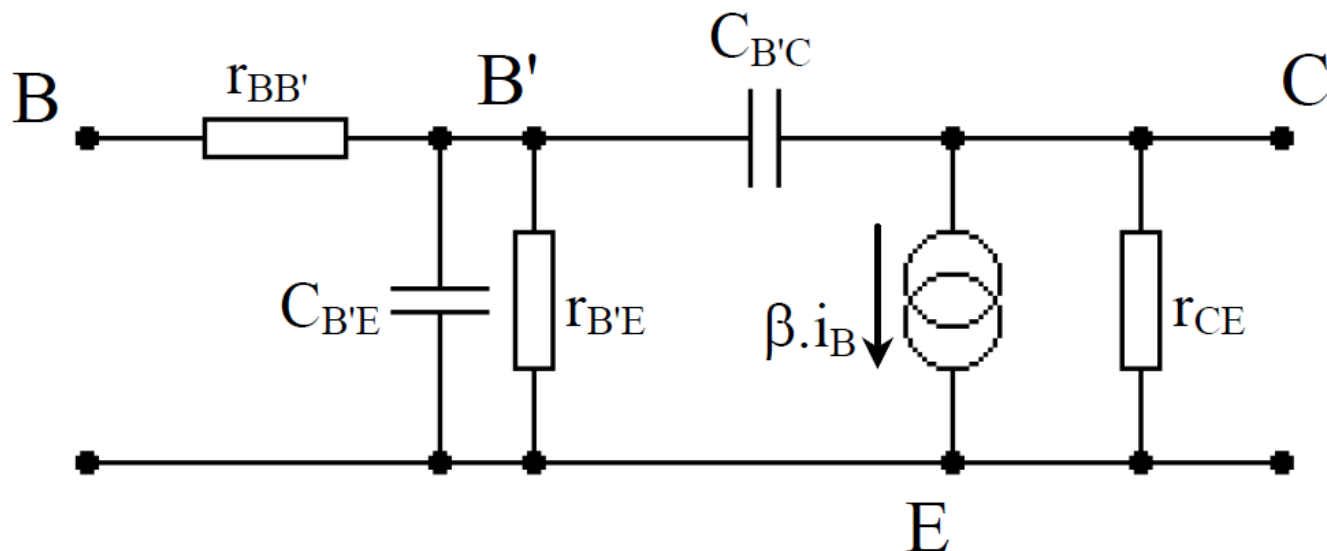
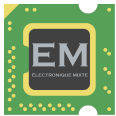
Remarque : La **résistance** entre base et collecteur est très souvent négligé ainsi que celle entre collecteur et émetteur. De plus, on accepte pour la source de courant commandé un modèle commandé en tension ou en courant. Les modèles couramment utilisés sont donc les suivants :



Modèle de Giacoletto

En haute fréquence, il faut tenir compte des temps de stockage des charges. Pour les simuler, on introduit les capacités internes $C_{B'E}$ et $C_{B'C}$. En fait, lorsque la fréquence augmente, on fait la distinction pour la jonction BE entre le comportement de la jonction à proprement dite et celui des semi-conducteurs qui conduisent le courant jusqu'à la jonction. Pour cela, on introduit un point B' entre base et émetteur qui n'existe pas physiquement. On voit alors apparaître :

- une résistance $r_{BB'}$ qui est la résistance du semi-conducteur
- une résistance $r_{B'E}$ qui correspond à la résistance de la jonction BE (r_{BE})
- une capacité $C_{B'E}$ qui correspond à la capacité de la jonction BE
- une capacité $C_{B'C}$ qui correspond à la capacité de la jonction BC

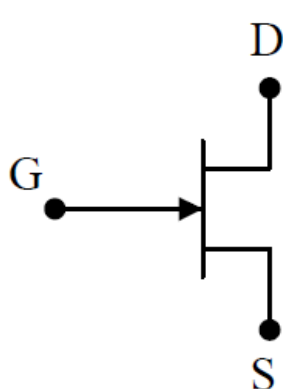


Remarque : La présence des capacités fait apparaître des fréquences de coupures qui correspondent aux limites d'utilisation en fréquence du transistor considéré.

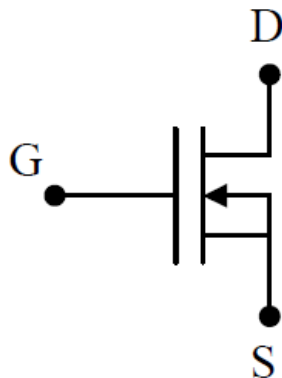
Le Transistor à effet de champ

Les transistors à effet de champ ont un principe de fonctionnement totalement différent des transistors bipolaires. Il possède trois électrodes qui se nomment la grille (G), le drain (D) et la source (S). Il existe plusieurs sortes de transistors à effet de champ :

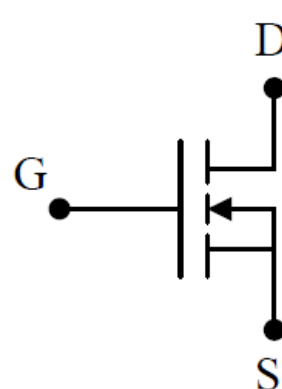
- canal N ou P
- à grille isolée ou non (JFET ou MOSFET)
- à enrichissement ou à appauvrissement



JFET canal N

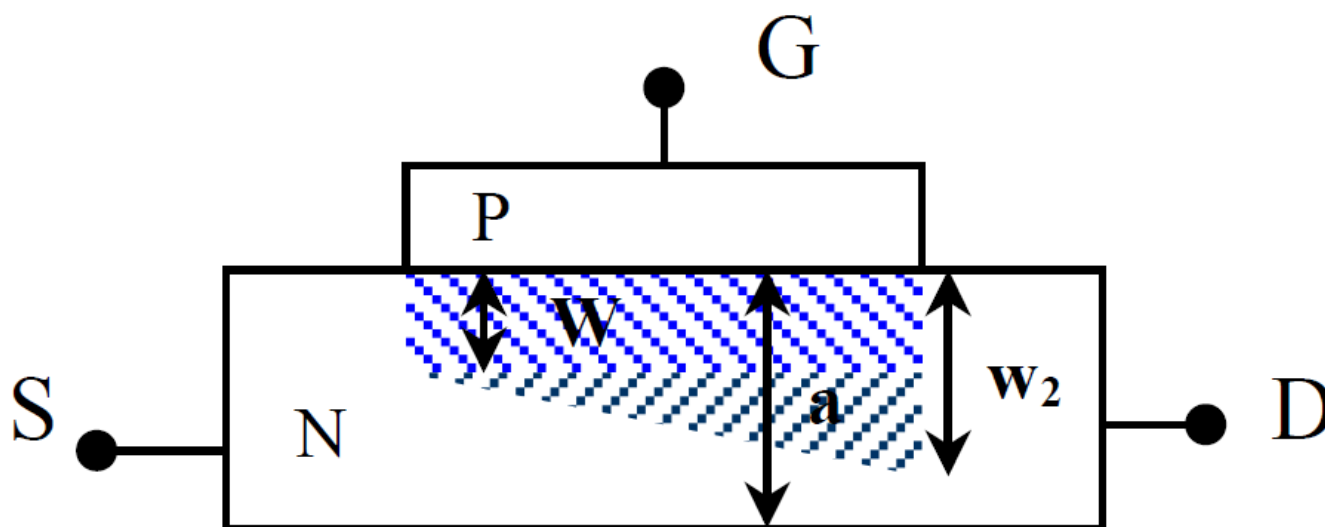


MOSFET canal N à appauvrissement

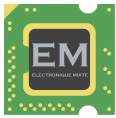


MOSFET canal N à enrichissement

Principe : JFET



Le transistor JFET est un transistor à effet de champ dont la grille n'est pas isolée. Le JFET canal N est constitué d'une mince plaquette de silicium dopé N qui va former le *canal* conducteur principal. Cette plaquette est recouverte partiellement d'une couche de silicium dopé P de manière à former une jonction PN latérale par rapport au canal. Pour faire circuler le courant dans le canal, deux électrodes sont présentes à ses extrémités : le drain et la source.



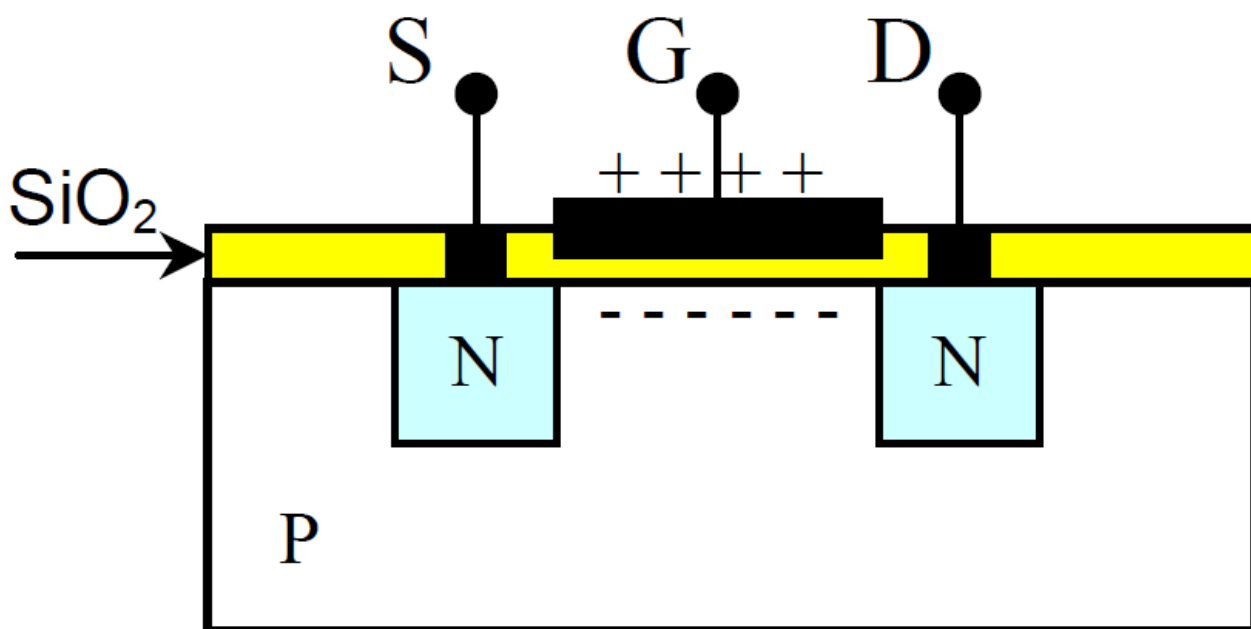
L'électrode connectée à la couche de silicium P s'appelle la grille. Elle est toujours polarisée négativement par rapport à la source de façon à ce que la jonction soit bloquée. La jonction étant polarisée en inverse, une zone de charge d'espace isolante (vide de porteurs) d'épaisseur W se forme dans la couche N. Ainsi pour passer de S à D un courant ne peut circuler que dans un canal d'épaisseur $a-W$. La résistance du canal N entre S et D va donc varier en fonction de W (W varie proportionnellement à la racine carrée de la tension de polarisation de la jonction).

Le dipôle SD se comporte donc comme une résistance variable en fonction de la tension grille-source. Plus la résistance sera faible et plus le courant circulant entre S et D pourra être important.

Remarque : Pour une valeur V_T de V_{GS} , W devient égal à a , le canal a donc une épaisseur nulle ce qui revient à obtenir une résistance infinie, le courant ne peut donc plus circuler entre D et S. V_T est la tension de pincement du JFET.

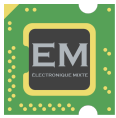
En fait, pour faire circuler un courant entre D et S, il faut appliquer une différence de potentiel entre ces deux points. Cette tension va modifier le profil de la zone isolante qui sera plus large du côté du potentiel le plus élevé (D). Ainsi, si on augmente la tension V_{DS} , à V_{GS} donnée, l'épaisseur isolante w_2 va augmenter. Ainsi, lorsque $V_{GS} + V_{DS} = V_T$, le courant tendra vers une valeur constante. En effet, une augmentation de V_{DS} devrait entraîner un accroissement du courant dans le canal (loi d'ohm) mais cette augmentation va accroître la tension V_{DG} , ce qui aura pour effet d'agrandir la zone de déplétion du côté de D et d'entraîner une augmentation de la résistance entre D et S. On retrouve le phénomène de pincement.

Principe: MOSFET canal N à enrichissement



Le transistor MOSFET est un transistor à effet de champ dont la grille est isolée par l'intermédiaire d'une très fine couche d'oxyde de silicium (MOS = Metal Oxyde Semiconductor). Il est constitué d'un support (substrat) faiblement dopé P où l'on insère deux zones N fortement dopées. Ces deux zones seront la source et le drain du MOSFET.

Si $V_{GS}=0$, aucun courant de drain ne passera, car le circuit source-drain est composé de deux jonctions en série, l'une PN et l'autre NP : il y en aura toujours une en inverse. Lorsqu'on applique une tension V_{GS} positive, l'électrode de grille, l'isolant et le substrat P forment un [condensateur](#). Les électrons sont alors attirés vers la grille. Pour une tension V_{GS} suffisamment élevée (tension de [seuil](#) V_T), la concentration en électrons dans le substrat est supérieure à la concentration en trous au voisinage de la grille ; on a alors une couche N dite couche d'inversion entre les zones N de la source et du drain. Les deux jonctions disparaissent, on n'a plus qu'un canal N, et le courant peut passer entre drain et source si on applique une différence de potentiel entre D et S. Ce mode de fonctionnement est appelé à *enrichissement*, car une V_{GS} positive enrichit le canal en porteurs minoritaires, permettant le passage du courant.



Principe: MOSFET canal N à appauvrissement

Le MOSFET à appauvrissement a la même structure que le MOS à enrichissement sauf qu'il existe toujours un canal faiblement dopé N entre la source et le drain. Pour V_{GS} nulle, ce transistor fonctionne comme un JFET. Un courant pourra donc circuler entre D et S. Si V_{GS} est inférieure ou égale à 0, le condensateur formé par la grille, l'isolant et le canal attire des trous dans le canal initial qui neutralisent les électrons de cette zone N. On obtient le phénomène de pincement. Ce mode de fonctionnement est appelé à *appauvrissement*. Au contraire, pour V_{GS} supérieure à 0, on retrouve le fonctionnement du MOS à enrichissement, et le courant entre D et S va croître.

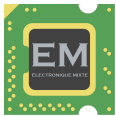
Remarque : Lorsque V_{DS} augmente, un phénomène de pincement se produit qui obstrue le canal : le courant de drain devient constant, de la même manière que pour le JFET.

Régime de fonctionnement

La commande de ces transistors s'effectue donc par la tension de grille. Par opposition au transistor bipolaire, le transistor à effet de champ se comporte donc comme une source de courant commandée par une tension. L'avantage est donc que le circuit de commande ne consommera pas de courant (RE très importante).

De même que pour le transistor bipolaire, on retrouve le circuit de commande (jonction GS) et le circuit commandé (jonction DS). Les régimes de fonctionnement vont donc dépendre des caractéristiques de ces deux circuits. Le circuit commandé présente deux zones de fonctionnement :

- une zone où la jonction DS se comporte comme une résistance variable
- une zone de pincement où la valeur de I_D ne dépend que de V_{GS} . La jonction entre D et S se comporte comme une source de courant commandée en tension. Dans ce cas là, $I_D =$

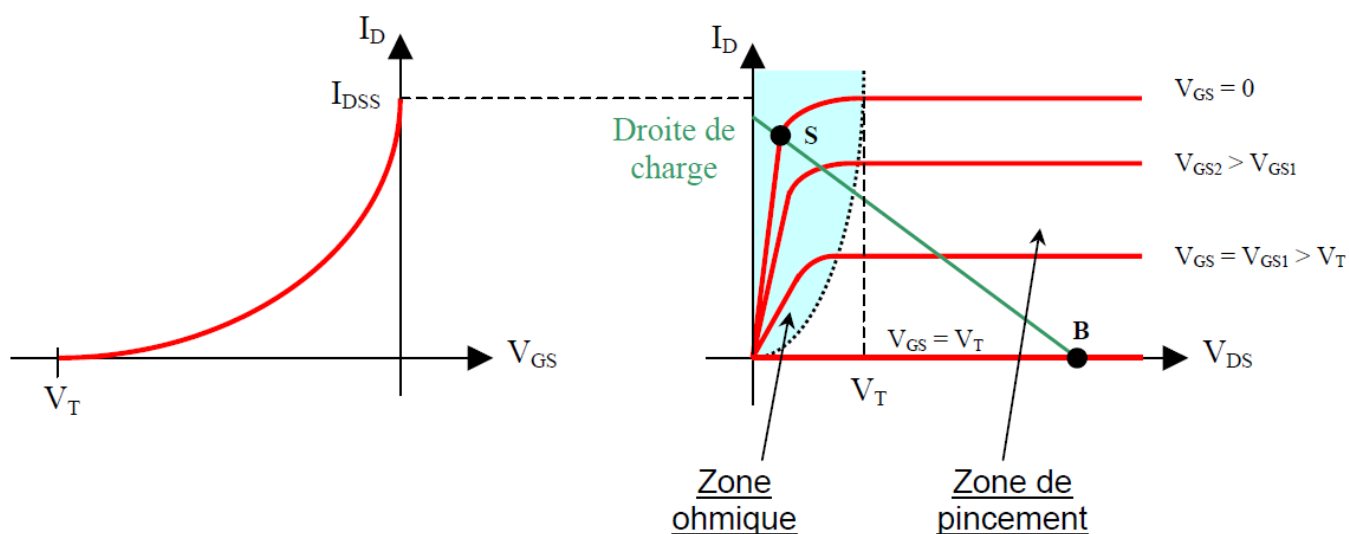


$g_m \cdot V_{GS}$ et g_m représente la transconductance du transistor

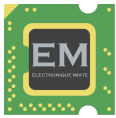
Ainsi, suivant la valeur de la tension de commande V_{GS} et des caractéristiques du circuit commandé, le transistor pourra fonctionner dans les régimes suivants :

- résistance variable
- transistor passant
- transistor bloqué
- transistor saturé

Caractéristiques: JFET canal N



- Lorsque $V_{DS} < V_{GS} - V_T$, la jonction DS se comporte comme une résistance R_{DS} et le transistor fonctionne dans sa zone ohmique.
- Lorsque $V_{DS} > V_{GS} - V_T$, la jonction DS se comporte comme une source de courant commandée par la tension V_{GS} et le transistor fonctionne dans sa zone de pincement.



zone ohmique

$$R_{DS} \approx \frac{V_T}{-2 \cdot I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)}$$

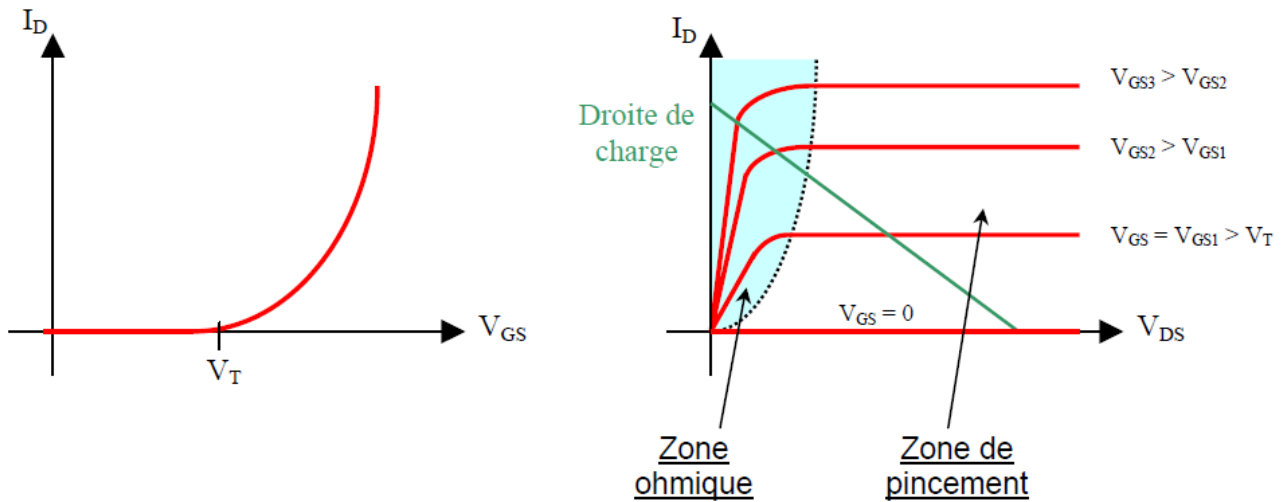
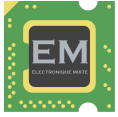
zone de pincement

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2$$

L'équation de la droite de charge est trouvée par la loi des mailles sur le circuit commandé (jonction DS). C'est la droite d'équation $I_D = f(V_{DS})$. Ainsi, en connaissant la valeur de V_{GS} , on peut trouver le point de fonctionnement à l'intersection de la courbe correspondante et de la droite de charge. Pour bloquer le transistor, il faut qu'aucun courant ne circule dans la jonction DS. Il faut donc que $V_{GS} = V_T$ (point B). Pour saturer le transistor, il faut que le courant I_D ne puisse plus augmenter même si V_{DS} l'y incite. En pratique, on fixe $V_{GS} = 0$ et ainsi I_D ne peut dépasser I_{DSS} (point S).

Remarque : Pour les transistors JFET canal P, la polarisation change de signe (I_D et $V_{DS} < 0$) et la tension de commande V_{GS} est positive.

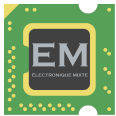
Caractéristiques: MOSFET canal N à enrichissement



La caractéristique de sortie est similaire à celle d'un JFET. On retrouve les zones de pincement et ohmique qui permettent les même applications qu'un JFET. La tension V_T est la tension de seuil. Dans la zone de pincement :

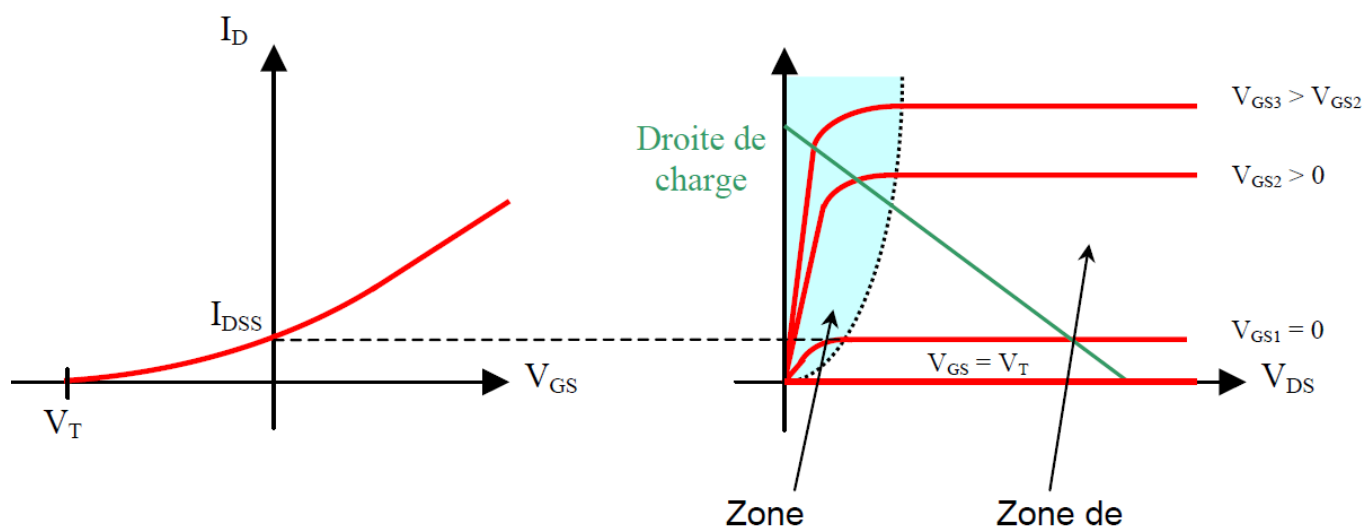
$$I_D = k (V_{GS} - V_T)^2$$

L'équation de la droite de charge est trouvée par la loi des mailles sur le circuit commandé (jonction DS). C'est la droite d'équation $I_D = f(V_{DS})$. Ainsi, en connaissant la valeur de V_{GS} , on peut trouver le point de fonctionnement à l'intersection de la courbe correspondante et de la droite de charge. Pour bloquer le transistor, il faut qu'aucun courant ne circule dans la jonction DS. Il faut donc que $V_{GS} < V_T$. Pour saturer le transistor, il faut que le courant I_D ne puisse plus augmenter même si V_{DS} l'y incite. Le régime de saturation est atteint pour:



$$V_{GS} \geq V_T + \frac{I_D}{g_m}$$

Caractéristiques: MOSFET canal N à appauvrissement



On retrouve les mêmes formes de caractéristiques. A noter que pour $V_{GS} = 0$, le transistor conduira un courant de valeur I_{DSS} . Dans la zone de pincement :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right)^2$$

Les conditions de saturation et de blocage sont semblables à celle du MOS à enrichissement.



Remarque : Pour les transistors JFET canal P, la polarisation change de signe (I_D et $V_{DS} < 0$) et la tension de commande V_{GS} doit être inférieure à V_T .

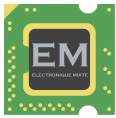
Modèle

Régime du transistor	Modèle équivalent
Bloqué	
Pincement	
Saturé	
Résistif	

$I_D = g_m \cdot V_{GS}$

Caractéristiques techniques

- V_T : Tension de pincement du transistor (parfois notée V_{GSth}).
- R_{DSon} : Résistance minimale entre Drain et Source lorsque le transistor est saturé
- I_{DSS} : Courant entre Drain et Source lorsque $V_{GS}=0$.
- V_{DSon} : Tension entre Drain et Source lorsque le transistor est saturé.
- g_m : Transconductance du transistor en siemens (S).
- β : gain en courant du transistor (aussi appelé HFE).
- t_{on} / t_{off} : Temps de commutation (passage bloqué-saturé et saturé-bloqué)
- P_D : Puissance maximale dissipée par le transistor (permet de dimensionner le dissipateur thermique si besoin est).
- V_{GSBR} : Tension maximale entre Grille et Source.



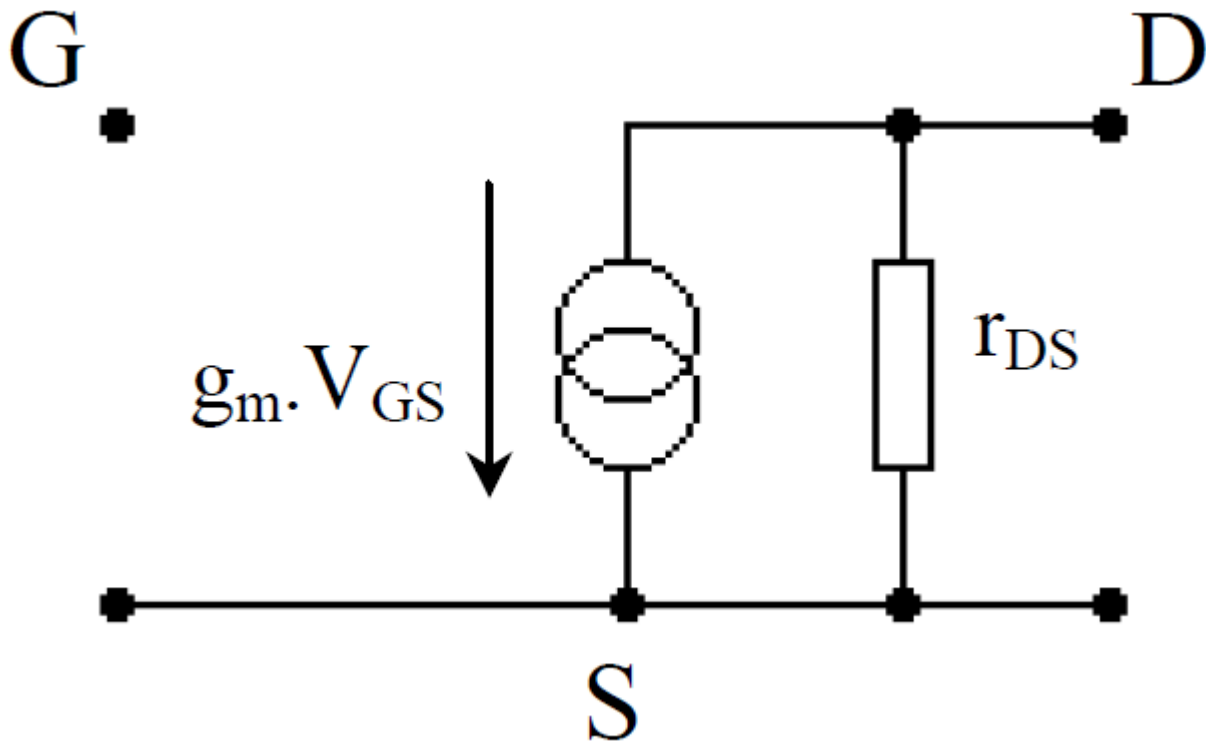
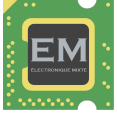
- CISS : Capacité d'entrée en source commune ($CISS = CGD + CGS$)

Exemples:

- [IRF510](#)
- [BS170](#)
- [2N4416A](#)

Modèle aux petits signaux

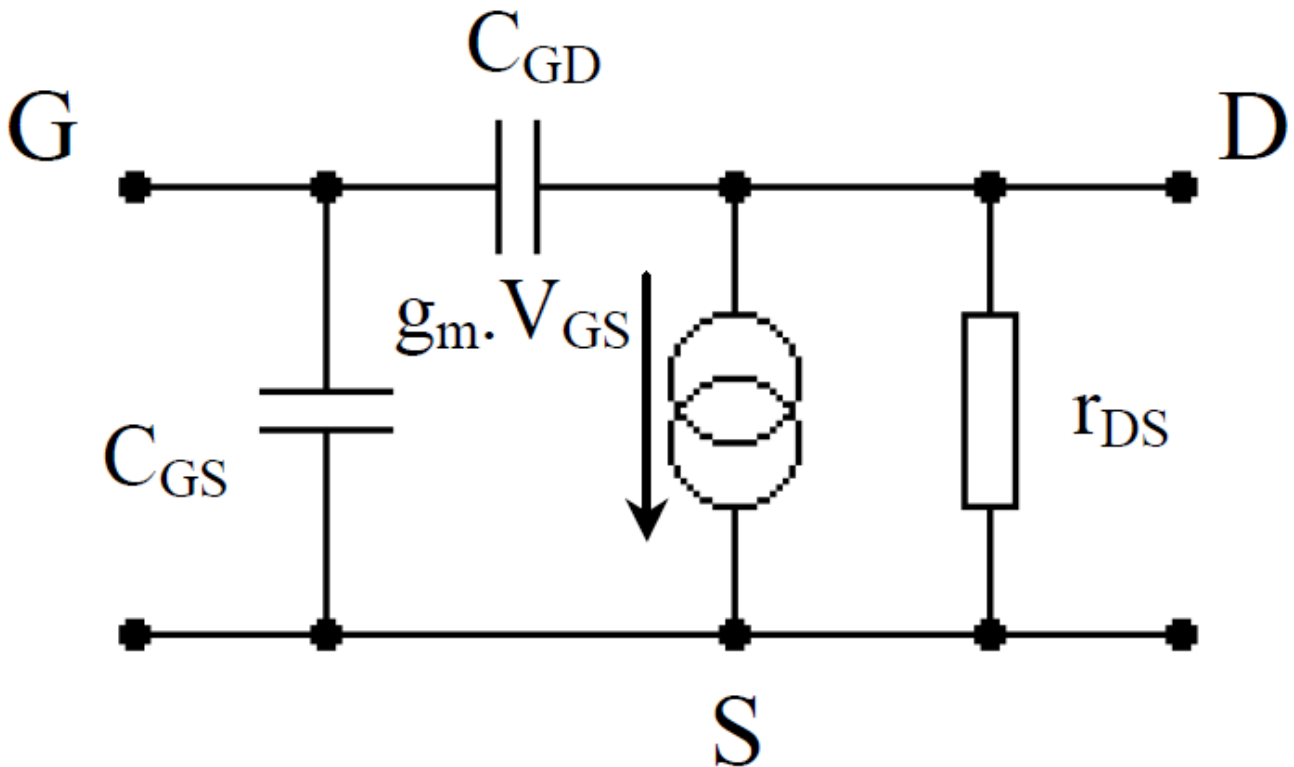
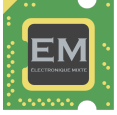
Lorsque le transistor est utilisé en amplificateur, il est polarisé dans sa zone de pincement. Il faut donc établir, comme dans le cas du transistor bipolaire, un modèle adapté aux calculs dans le cas où les signaux appliqués au transistor sont variables et de faible amplitude autour du point de repos. Comme le courant de grille est toujours extrêmement faible, la résistance équivalente entre grille et source est considérée comme infinie. Dans la zone de pincement, le courant entre D et S dépend uniquement de la valeur de VGS. Et suivant les valeurs de VDS et VGS, le canal entre D et S présentera une résistivité plus ou moins importante. On obtient donc le modèle équivalent très simple ci-dessous.



Remarque : Dans la plupart des cas, on considérera r_{DS} très importante et on la négligera.

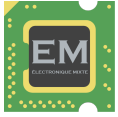
Modèle hautes fréquences

Aux fréquences plus élevées, il faut tenir compte de la capacité répartie entre le canal et la grille. Pour simplifier on peut modéliser cette capacité répartie en une capacité grille source et une capacité grille drain. A cause de l'épaisseur W plus grande coté drain, C_{GS} est toujours supérieur à C_{GD} .



Ressources PDF:

- [Electrocinétique](#)
- [Electrostatique](#)
- [Bases pour les calculs en électricité](#)
- [Étude des réseaux électriques](#)



- **Rappels d'électronique**
- **Autres**