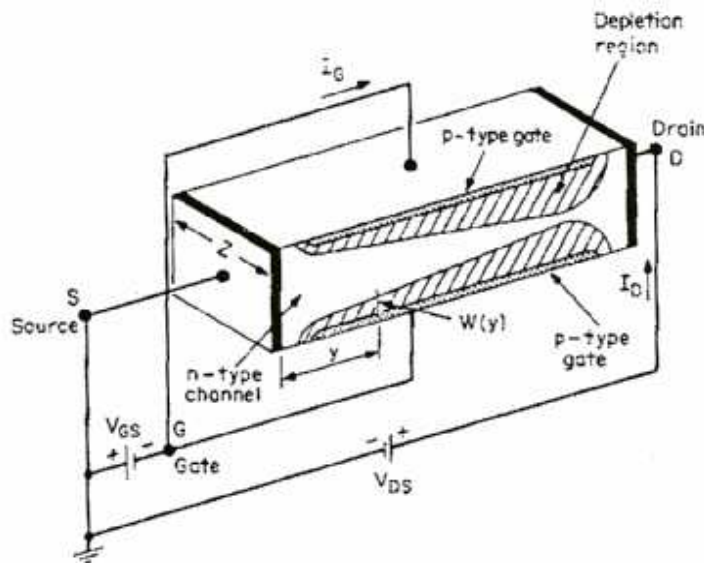


Chapitre 3 : Le transistor JFET

1. Structure et description du fonctionnement

1.1. Structure d'un FET à canal N

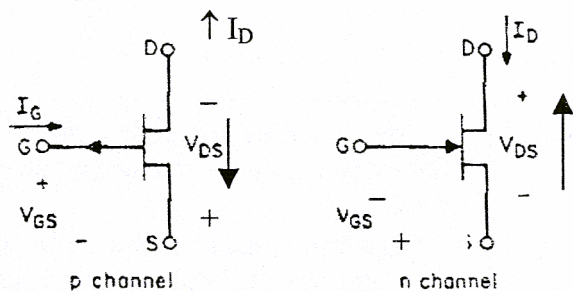


JFET à canal N :

- Source S au point commun
- Tension négative sur la grille G ($V_{GS} < 0$)
- Tension positive sur le drain D ($V_{DS} > 0$)



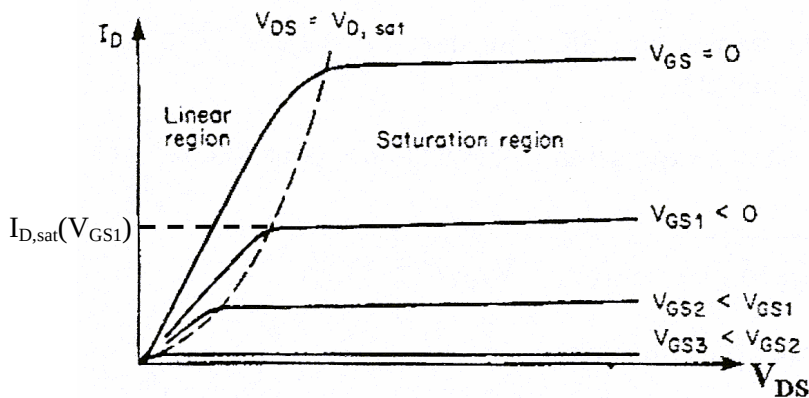
2 jonctions P-N (îlots P et canal N) polarisées en inverse



Symboles graphiques pour JFET à canal N et P :

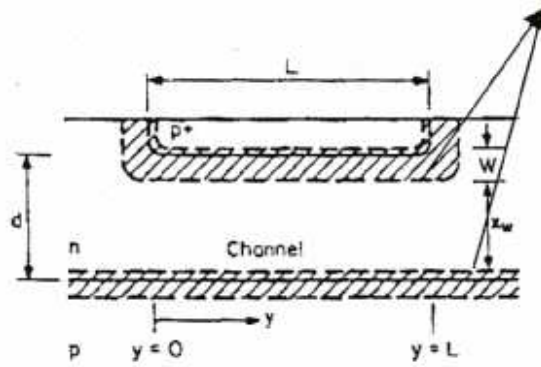
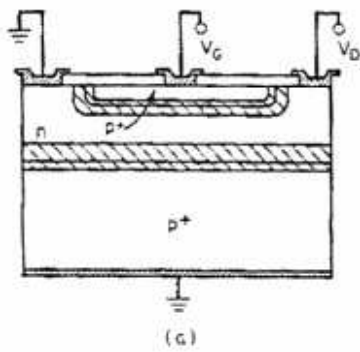
La flèche pointe comme pour une jonction PN mais le courant est en sens inverse

1.2. Fonctionnement (Tensions continues)



Caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ pour FET canal N

- Dispositif commandé en tension : V_{GS} commande le courant de sortie I_{DS}
- Les caractéristiques de sortie $I_D = f(V_{DS})$ présentent deux régions:
 - région linéaire $V_{DS} > 0$ et faible ($< IV$)
 - région de saturation ($I_{DS} \sim \text{constant}$)

Faible Tension drain-source V_{DS} (Région linéaire)

Zones de déplétion sans charges libres (ZCE) mais dopage p+ pour l'îlot sous la grille $\Rightarrow$ la ZCE supérieure est très large (w grand)

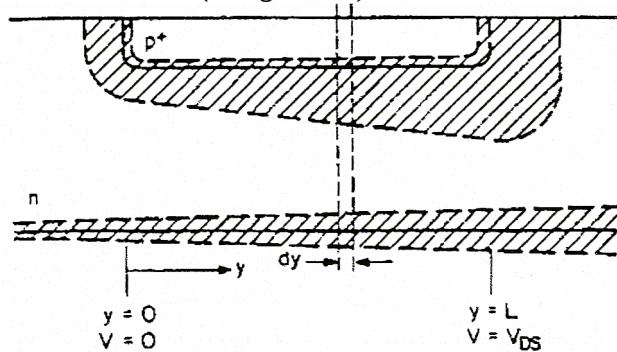
- Si V_{DS} faible alors le canal a une largeur constante entre $y=0$ (position de la source S) et $y=L$ (position du drain)

- Largeur du canal $x_w = d - w$ avec (voir TD 1, jonction PN) $w = \sqrt{\frac{2\epsilon(V_d - V_{GS})}{eN_D}}$ eq. 1

- Le courant de drain $I_D = V_{DS}/R$ où R est la résistance du canal N ($R = \rho \frac{L}{Zx_w}$)

- Dans la région linéaire on a donc: $I_d = G_0 \left[1 - \sqrt{\frac{2\epsilon(V_d - V_{GS})}{eN_D d^2}} \right] V_{DS}$ (Eq.2)

où G_0 est la conductance métallurgique (sans ZCE). On a bien des variations linéaires mais la pente dépend de la tension grille-source.

 $V_{DS} > 0$ et $V_{GS} < 0$ (cas général)

- Pour V_{DS} plus grande la largeur de la ZCE est plus grande coté drain que coté source
- On admet que la tension en un point y ne dépend pas de l'altitude z du point.
- La largeur w est maintenant fonction de y: $w(y)$. Cette largeur est contrôlée par la ddp: $V_j(y) = V_d - V_{GS} + V(y)$

- A $dV(y)$ et à dy correspond une résistance élémentaire dR telle que $dV = I_D dR$ où dans l'expression de dR on introduit la largeur $d-w(y)$ du canal.

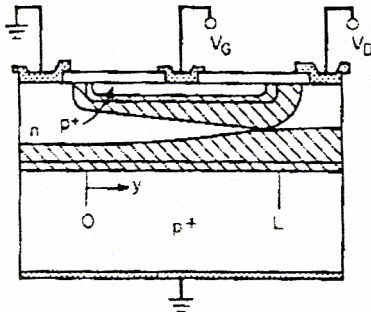
- On en déduit que: $V_{DS} = I_D \int_{y=0}^{y=L} dR$ il vient donc l'expression finale suivante pour le courant de drain:

$$I_d = G_0 \left\{ V_{DS} - \sqrt{\frac{2\epsilon}{eN_D d^2}} \left[\sqrt{(V_d - V_{GS} + V_{DS})^3} - \sqrt{(V_d - V_{GS})^3} \right] \right\} \quad \text{Eq.3}$$

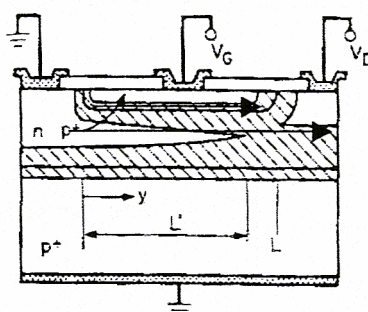
Les variations du courant de drain avec V_{DS} ne sont plus linéaires

Tension de pincement et le courant de saturation I_{DSS}

Pincement à $y=L$
 $V_{DS} = V_{DS1}$



Pincement à $y=L' < L$
 $V_{DS} = V_{DS2} > V_{DS1}$

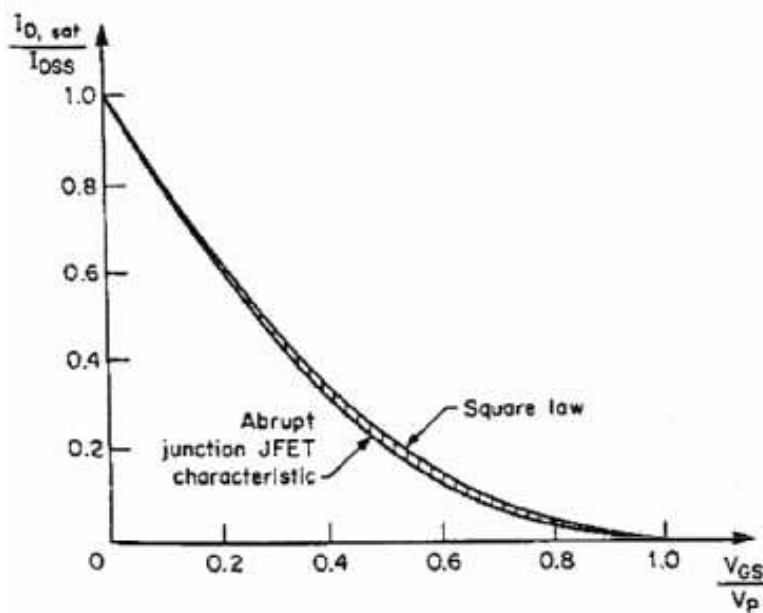


- Si la tension V_{DS} augmente encore les 2 ZCE se rejoignent: on dit que le canal se pince.
- Après pincement le courant devient constant et prend une valeur de saturation $I_{D,sat}$
- Le pincement intervient en $y=L$ pour une valeur donnée de $V_j(L)$ dite tension de pincement V_p et pour valeur $V_{D,sat}$ de la tension V_{DS}
- La tension de seuil $V_{To} = V_p - V_d$

- Pour retrouver l'expression de $I_{D,sat}$ il suffit de remplacer dans l'Eq. 3 la tension V_{DS} par sa valeur $V_{D,sat}$:

$$I_d = G_0 \left\{ V_{DS} - \sqrt{\frac{2\epsilon}{eN_d d^2}} \left[\sqrt{(V_d - V_{GS} + V_{DS})^3} - \sqrt{(V_d - V_{GS})^3} \right] \right\}$$

- $I_{D,sat}$ passe par un maximum I_{DSS} pour $V_{GS} = 0$. la courbe donne les variations de $I_{D,sat} / I_{DSS}$ en fonction de V_{GS} / V_p



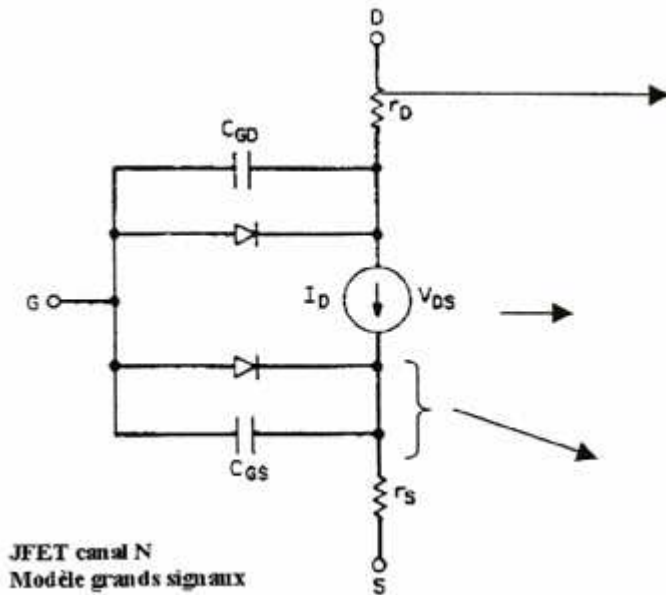
En pratique les variations sont quasi-paraboliques et peuvent être décrite par une équation du type:

$$\frac{I_{D,sat}}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2$$

Dans la littérature on remplace souvent V_p par $V_{GS,blocage}$

2. Modèle PSPICE

2.1. Modèle grands signaux

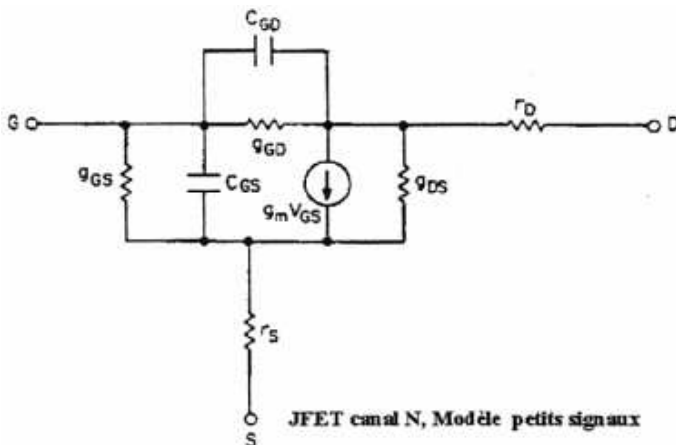


Résistance de la région drain

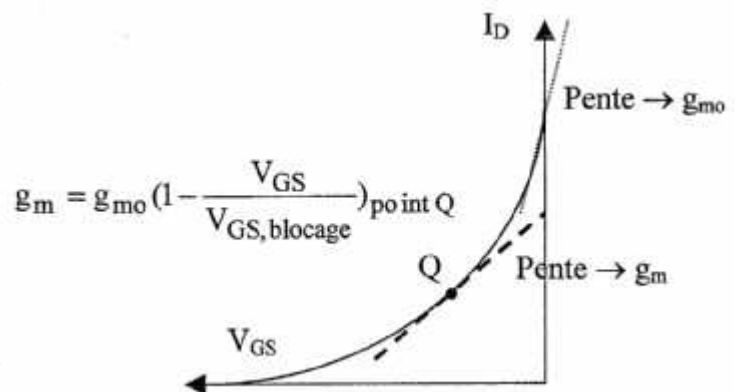
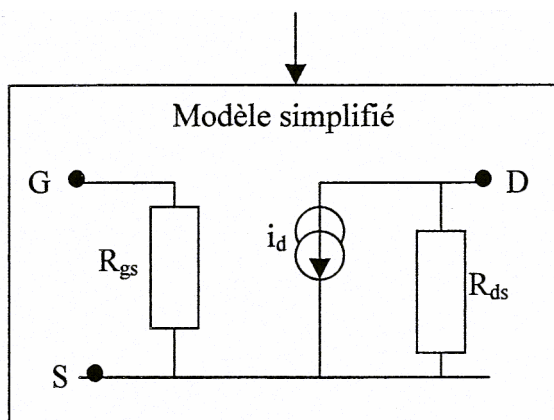
Source de courant commandée par V_{GS}

Jonction P-N coté source avec $C_{GS} \approx$ capacité de jonction

2.2. modèle petits signaux



- Pour les jonctions Grille-Source et Grille-Drain on reprend le modèle petit signaux des diodes
- Entre drain et source on retrouve une source de courant $g_m V_{GS}$ avec une résistance (de conductance g_{DS}) en parallèle
- Voir ci-dessous la signification physique de la transconductance g_m
- la transconductance g_m varie linéairement entre g_{m0} et 0 quand V_{GS} décroît jusqu'à $V_{GS,blocage}$, car la courbe $I_D=f(V_{GS})$ est quasi-parabolique



3. Amplificateur à FET

3.1. Principes d'analyse (voir TD3)

Le théorème de superposition

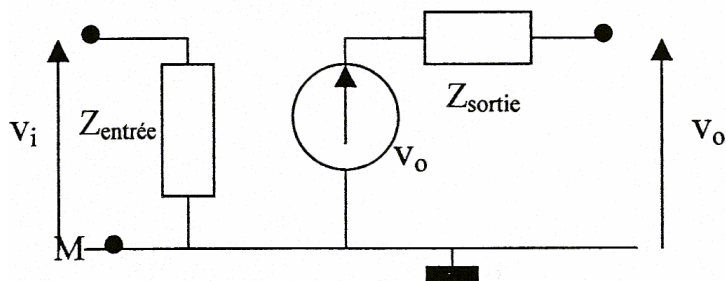
Enoncé: Lorsqu'un circuit comporte plusieurs sources de tension et/ou de courant le courant circulant dans une branche ou la tension aux bornes d'une branche est égal(e) à:

- la somme des courants circulant dans la branche lorsque chaque source agit séparément
- la somme des tensions obtenues aux bornes de la branche lorsque chaque source agit séparément

Le cas des amplis à transistor(s)

- Un générateur de tension continue et un circuit équivalent en continu qui constitue le circuit de polarisation
- Un générateur de tension variable alternative, tension qui doit être amplifiée sans distorsion de la forme du signal

Le modèle d'amplificateur (valable en petits signaux)

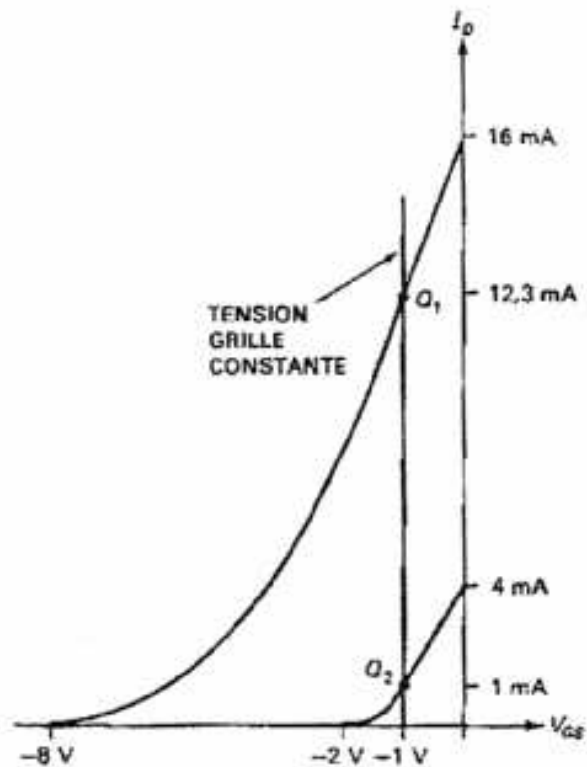
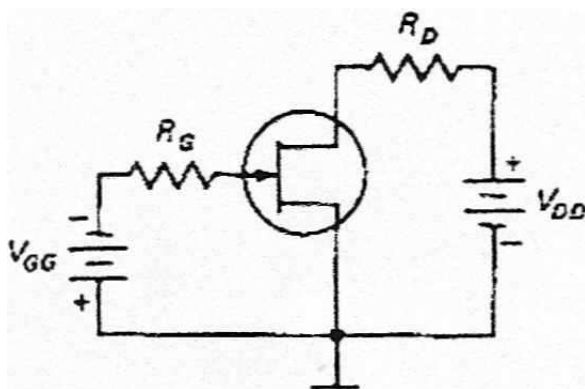


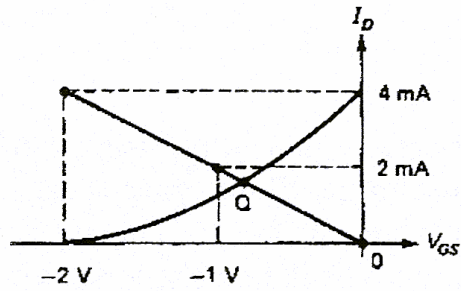
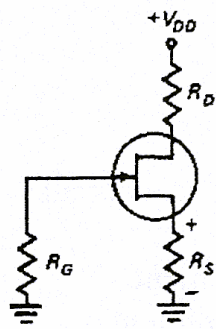
• $v_o = A_{vo} v_i$ avec A_{vo} constant dans la bande passante

• $Z_{entrée}$ et Z_{sortie} sont équivalentes à des résistances dans la bande passante

3.2. Exemples de circuit de polarisation

Polarisation de grille:
La position du point Q
dépend du FET utilisé





Autre type de polarisation
moins sensible au FET
particulier utilisé

3.3. Circuit amplificateur à transistor FET (voir TD3)

