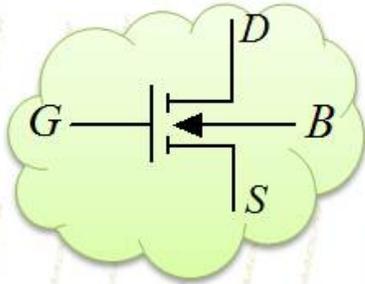


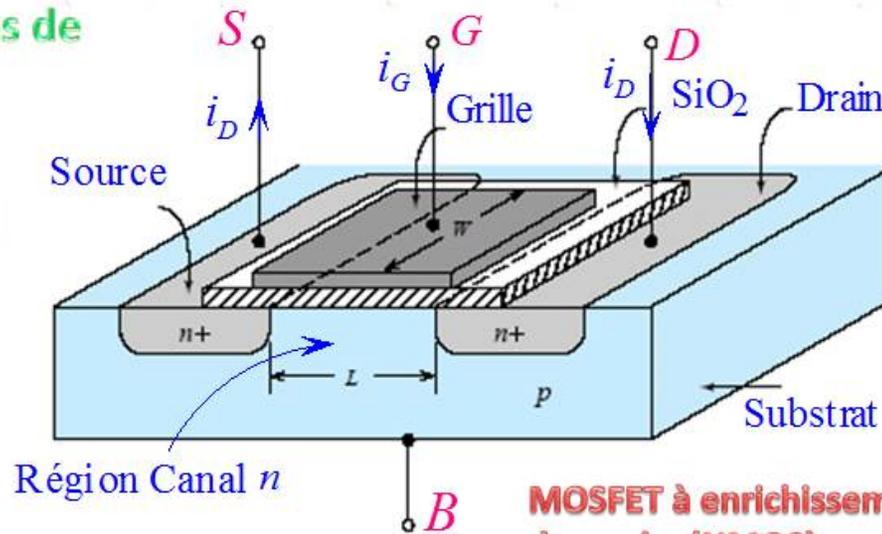
MOSFET/JFET

Chapitre 3 part 1

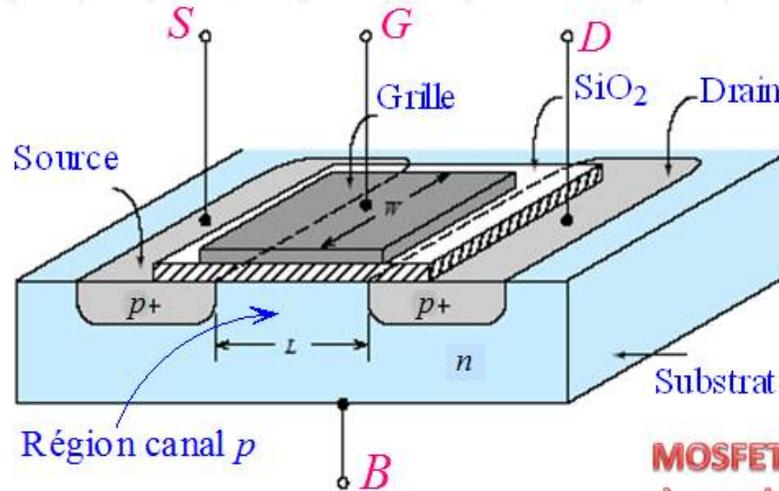
1. Structure et types de MOSFET



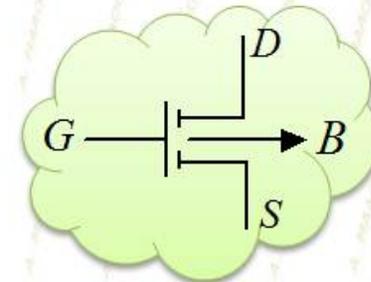
Symbole



MOSFET à enrichissement à canal n (NMOS)



MOSFET à enrichissement à canal p (PMOS)



Symbole

Le MOS est constitué d'un substrat semi-conducteur recouvert d'une couche à oxyde sur laquelle est déposée une électrode métallique (Grille).

n^+ : Région de type n fortement dopée (typiquement , $n > 10^{17} / cm^3$)

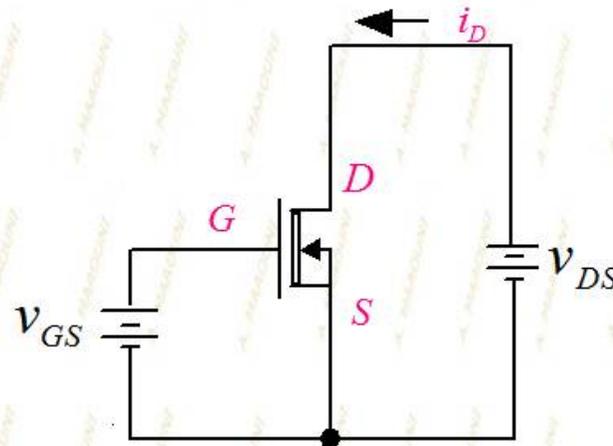
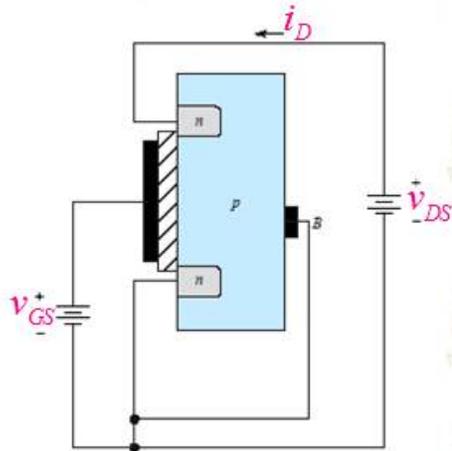
Dimensions typiques

L de 1 à $10\mu m$, l'épaisseur de la couche d'oxyde varie de 0.02 à $0.1\mu m$ et la largeur W de 2 à $500\mu m$.

2. Principes de fonctionnement du NMOS

2. 1. Hypothèses

- La source et le substrat au même potentiel : $v_{BS} = 0$
- La différence de potentiel entre Drain et Source est positive : $v_{DS} > 0$



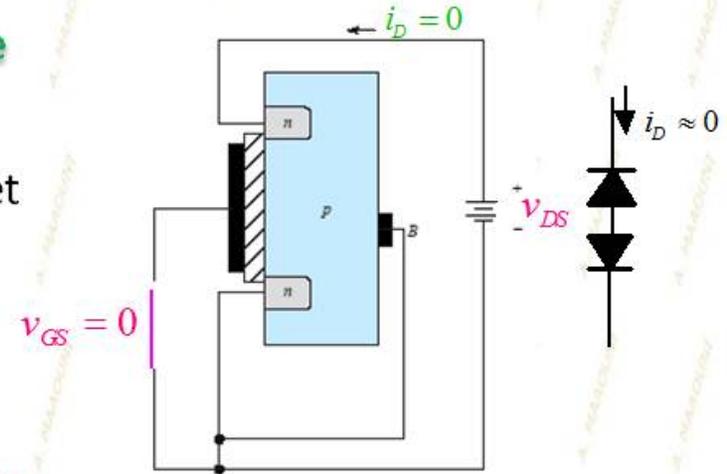
2. 2. fonctionnement

2.2.1. En l'absence d'une polarisation de grille

$$v_{GS} = 0$$

Le circuit électrique allant du drain à la source et passant par la région du canal passe par deux jonctions pn en tête bêche, donc

$$i_D \approx 0$$



2.2.2. Fonctionnement dans la région Ohmique

La tension grille source est positive. Lorsque celle-ci augmente:

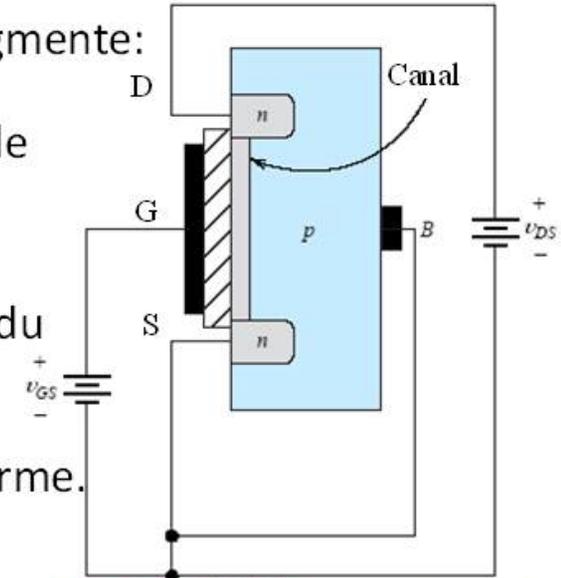
- La tension positive de la grille repousse les trous vers le substrat $\rightarrow i_G \approx 0$
- Des e- générés thermiquement dans le substrat ou en provenance des régions $n+$ sont attirés dans la région du canal et à partir d'une tension seuil V_{t0} / $v_{GS} > V_{t0}$

Il y aura création d'un canal peuplé d'e- de densité uniforme.

Le canal à une résistance R :

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{1}{W} \frac{L}{t_{canal}}$$

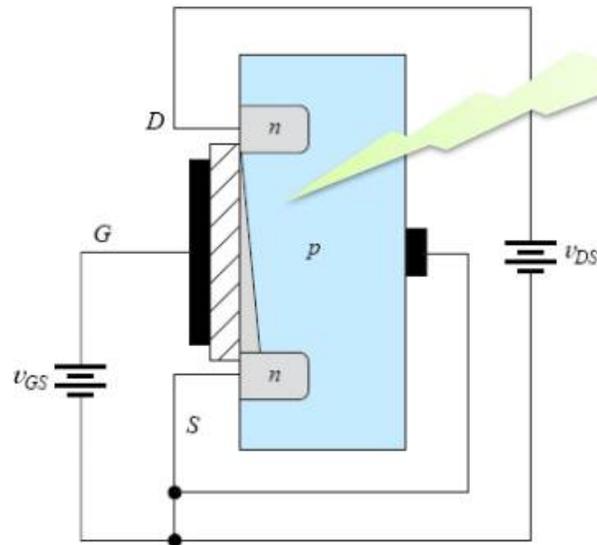
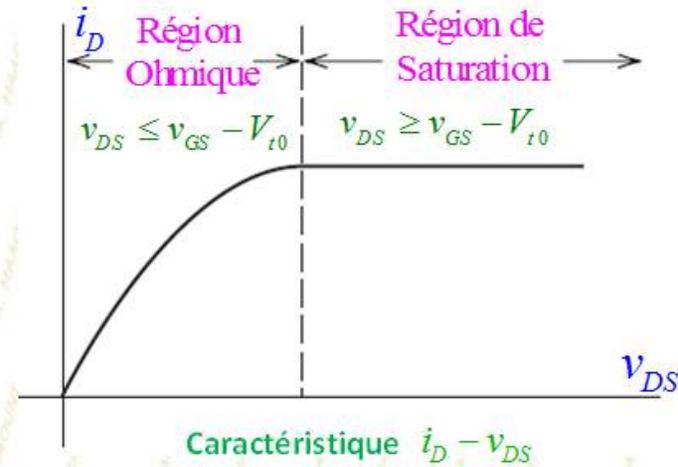
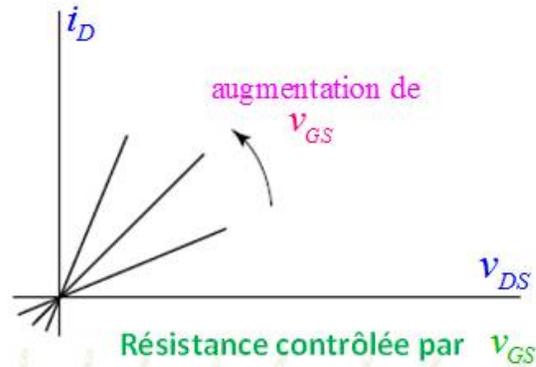
$$\sigma = q\mu_n n$$



épaisseur canal

Si la tension v_{GS} augmente, la densité d'e- dans la canal croît et la résistance de ce dernier décroît.

Pour : $v_{DS} \leq v_{GS} - V_{t0}$ & $v_{GS} > V_{t0}$



Quand v_{DS} dépasse le 1/10 de volt, le canal se rétrécit coté drain car :

Soit

$$v_{DS} > 0 \rightarrow v_D > v_S$$

$$v_{GD} < v_{GS}$$

Le canal disparaît côté drain quand :

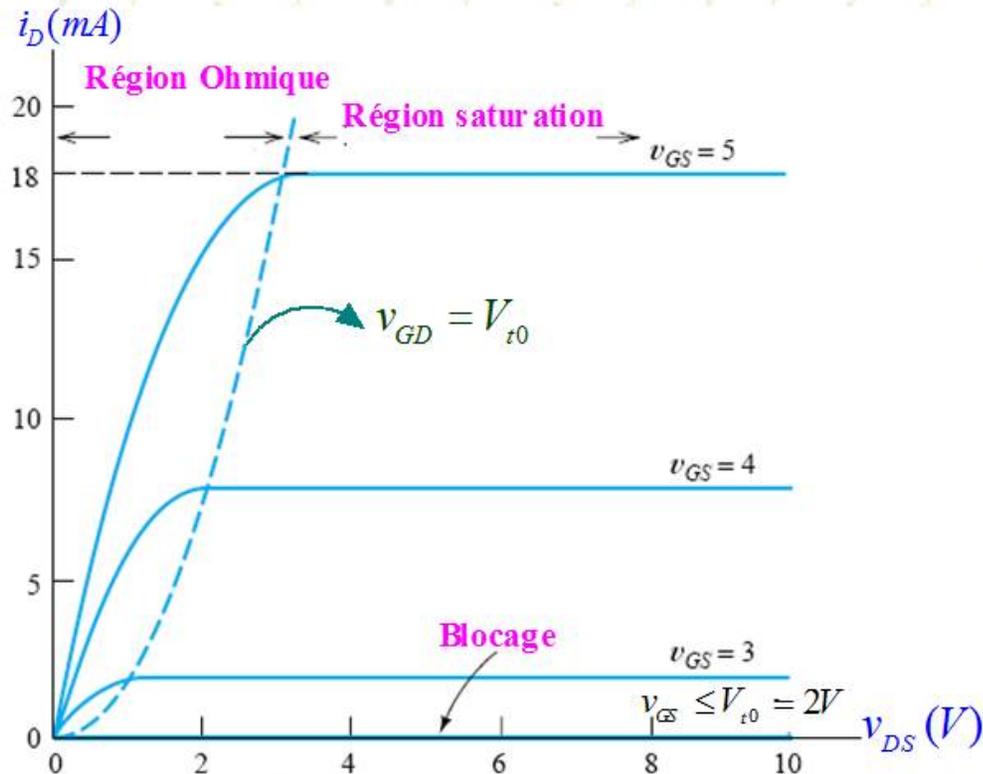
$$v_{GD} = V_{t0}, \text{ Soit : } v_{DS} = v_{GS} - V_{t0} = v_{DS,sat}$$

a. Expression du courant Drain

$$i_D = K \left[2(v_{GS} - V_{t0})v_{DS} - v_{DS}^2 \right], \quad K = \frac{W}{L} \frac{KP}{2}, \quad KP = \mu_n C_{ox}$$

μ_n mobilité des électrons dans le canal, C_{ox} capacité de l'oxyde par unité de surface.

L et W sont respectivement la largeur du canal et sa longueur.



Caractéristique Drain du transistor NMOS

2.2.3. Fonctionnement dans la région de saturation

Le canal disparaît quand la tension drain-grille vaut V_{t0} , c'est-à-dire quand :

$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_{t0}, \quad v_{GS} > V_{t0}$$

Le courant reste constant, même si l'on augmente la tension Drain-Source et il est donné par :

$$i_D = K(v_{GS} - V_{t0})^2$$

a. Modulation de la largeur du canal

En fait, à tension Grille-Source v_{GS} constante, quand la tension Drain-source v_{DS} ↑ la largeur du canal diminue de ΔL et le courant i_D ↑

Modélisation

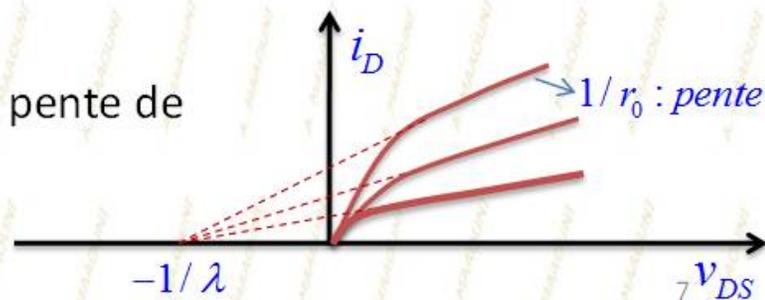
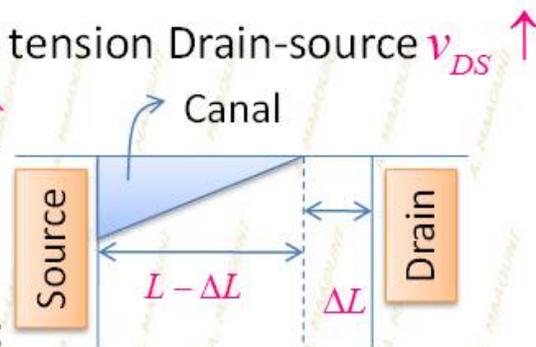
Cette modulation de la largeur du canal se traduit par :

$$i_D = K(v_{GS} - V_{t0})^2(1 + \lambda v_{DS})$$

Le réseau de caractéristique présente une pente de

$$\frac{1}{r_0} = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right)_{v_{GS} \text{ const.}, i_D = I_D}^{-1} = \frac{1}{\lambda I_D}$$

r_0 : Résistance de sortie.



3. MOSFET à Enrichissement canal P

- Il possède le même principe de fonctionnement que le NMOS à enrichissement.
- La tension seuil $V_{t0} < 0$
- Les tensions de polarisation sont inversées :

Régime de saturation :

$$i_D = K(v_{GS} - V_{t0}), \quad K = \frac{W}{2L} C_{ox} \mu_p$$

Mobilité des trous

Région ohmique $v_{GS} < V_{t0} < 0$ & $v_{DS} \geq -V_{t0} + v_{GS}$

$$i_D = K(2(v_{GS} - V_{t0})v_{DS} - v_{DS}^2), \quad K = \frac{W}{2L} C_{ox} \mu_p$$

4. MOSFET à appauvrissement canal N

MOSFET à appauvrissement canal N possède les propriétés suivantes :

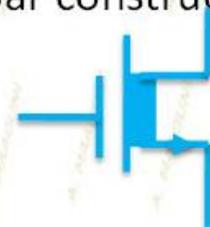
- Une tension seuil $V_{t0} < 0$
- Un canal peuplé d'e- même si la tension Grille-Source nulle (par construction)
- La tension v_{GS} peut être positive ou négative

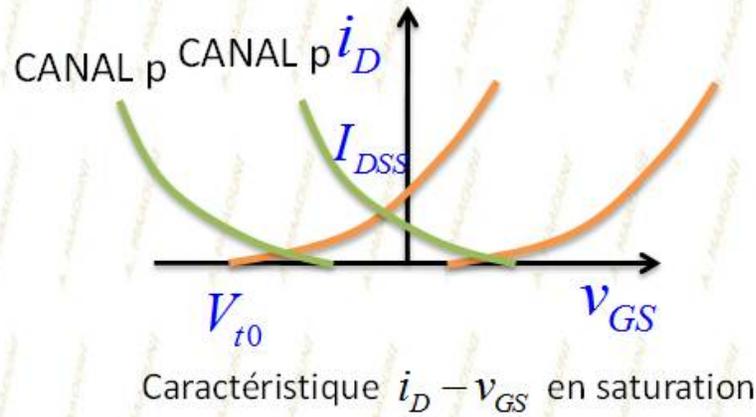
$$v_{GS} < V_{t0} < 0$$

$$v_{GS} > 0$$

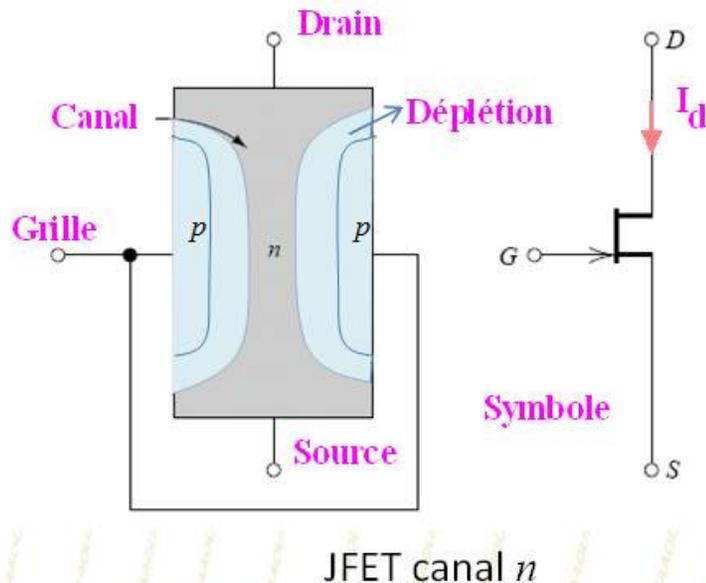
Déplétion

Enrichissement





5. Transistor JFET



La tension $v_{GS} < 0 \rightarrow i_G \approx 0$

Quand $V_p < v_{GS} < 0$, $v_{DS} > 0$
 le transistor est en conduction.

Régime de saturation :

$$V_p \leq v_{GS} \leq 0, \quad v_{DS} \geq v_{GS} - V_p$$

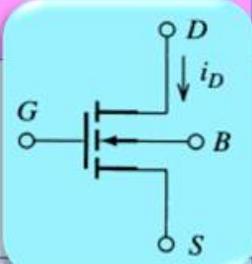
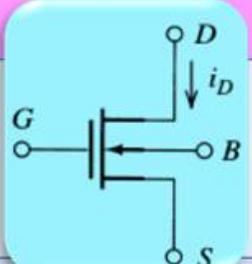
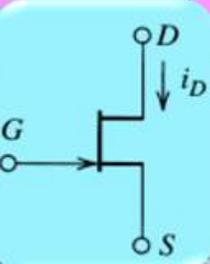
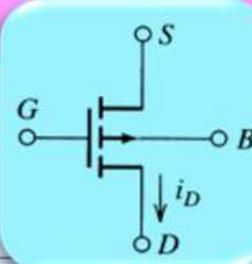
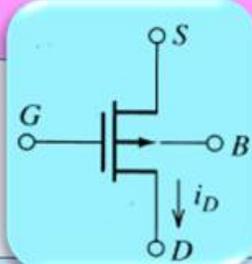
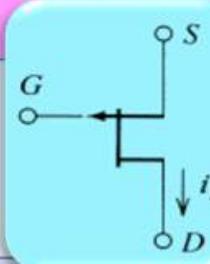
$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2$$

$V_p \approx V_{t0}$: Tension de pincement du canal⁹

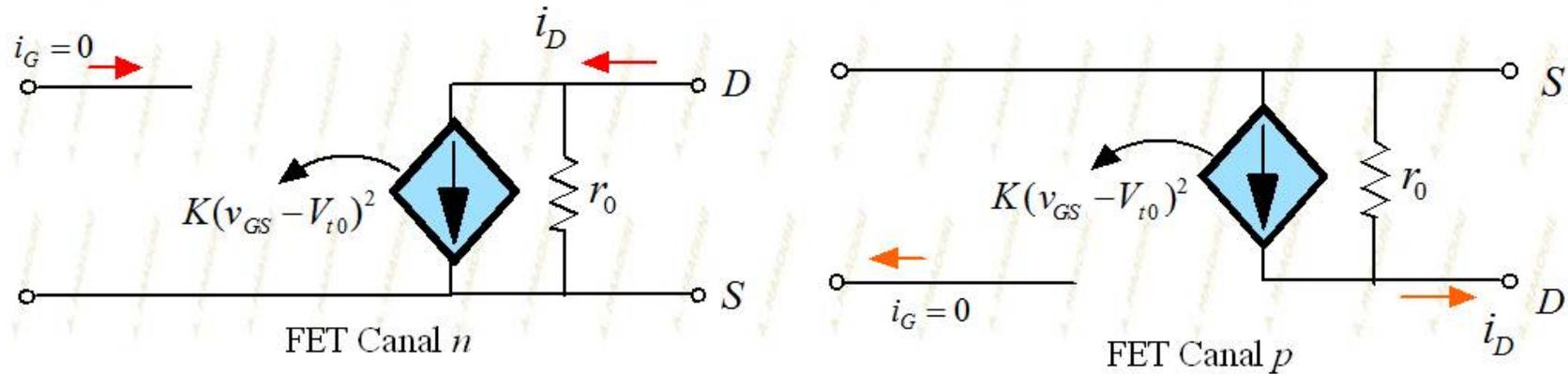
Canal n

Récapitulatif

Canal p

| | MOSFET à enrichissement | MOSFET à appauvrissement | JFET | MOSFET à enrichissement | MOSFET à appauvrissement | JFET |
|-------------------|---|---|--|---|---|---|
| Symbole |  |  |  |  |  |  |
| V_{t0} | + | - | - | - | + | + |
| K | $\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} (W / L) = \frac{1}{2} KP(W / L)$ | | I_{DSS} / V_{t0}^2 | $\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} (W / L) = \frac{1}{2} KP(W / L)$ | | I_{DSS} / V_{t0}^2 |
| λ | + | | | - | | |
| Région blocage | $v_{GS} \leq V_{t0} , \quad i_D = 0$ | | | $v_{GS} \geq V_{t0} , \quad i_D = 0$ | | |
| Région ohmique | $v_{GS} \geq V_{t0} , \quad 0 \leq v_{DS} \leq v_{GS} - V_{t0}$ $i_D = K(2(v_{GS} - V_{t0})v_{DS} - v_{DS}^2)(1 + \lambda v_{DS})$ | | | $v_{GS} \leq V_{t0} , \quad 0 \geq v_{DS} \geq v_{GS} - V_{t0}$ $i_D = K(2(v_{GS} - V_{t0})v_{DS} - v_{DS}^2)(1 + \lambda v_{DS})$ | | |
| Région saturation | $v_{GS} \geq V_{t0} , \quad v_{DS} \geq v_{GS} - V_{t0}$ $i_D = K(v_{GS} - V_{t0})^2(1 + \lambda v_{DS})$ | | | $v_{GS} \leq V_{t0} , \quad v_{DS} \leq v_{GS} - V_{t0}$ $i_D = K(v_{GS} - V_{t0})^2(1 + \lambda v_{DS})$ | | |

6. Modèle en saturation et circuits de polarisation



MOSFET

$$K = \begin{cases} \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} (W / L) = \frac{1}{2} KP (W / L) \\ \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} (W / L) = \frac{1}{2} KP (W / L) \end{cases}$$

JFET

$$K = \frac{I_{DSS}}{V_{t0}^2}$$

Canal N $V_{t0} < 0$

Canal P $V_{t0} > 0$

Enrichissement

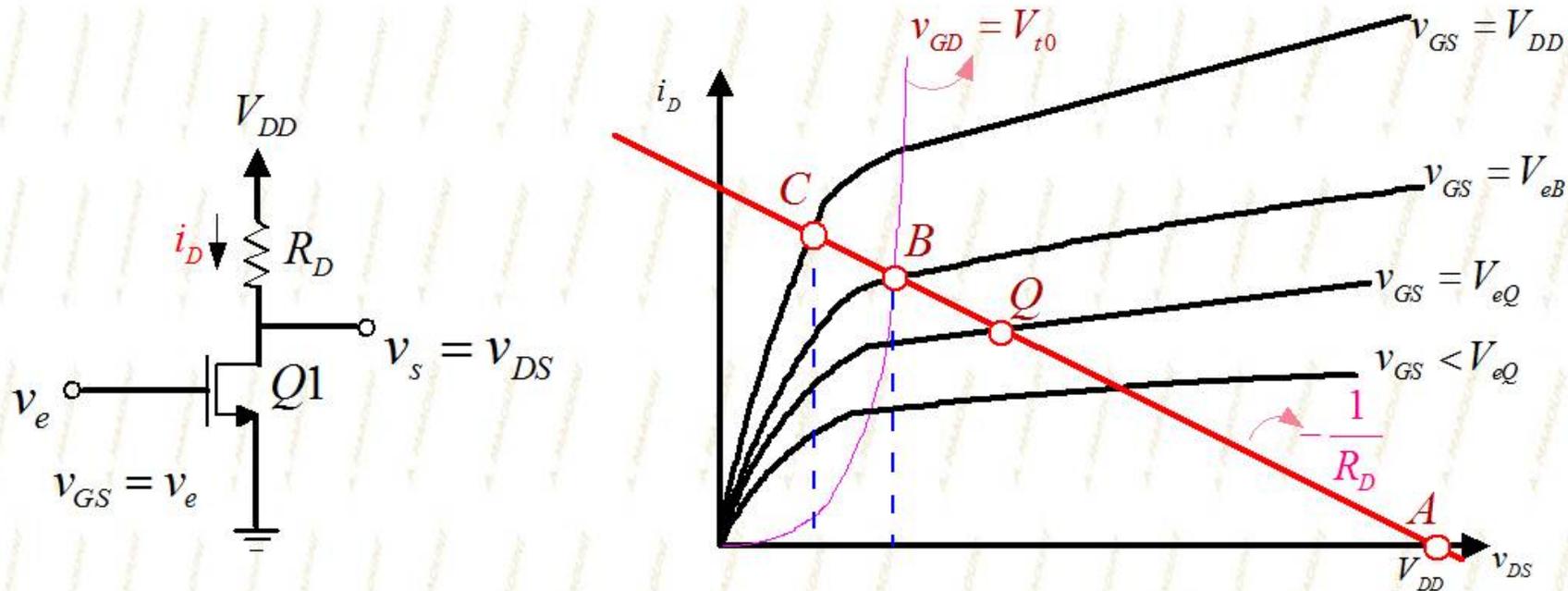
$$V_{t0} > 0$$

Appauvrissement

$$V_{t0} < 0$$

6.1 Fonction de transfert

Considérons le montage source commune ci-dessous (source à la masse)



- Le **point A** correspond à $v_{GS} < v_{t0}$, le courant drain $i_D = 0$, le transistor est en mode blocage, il en résulte que $v_s = V_{DD}$.
- Quand la tension d'entrée augmente et $>$ à V_{t0} la tension de sortie $v_s \downarrow$ et le point de fonctionnement **Q** varie sur la droite de charge entre **A** et **B** :

$$i_D = \frac{V_{DD} - v_{DS}}{R_D}$$

Le point **Q** correspond à $v_{GS} = V_{eQ}$ et Q1 en saturation

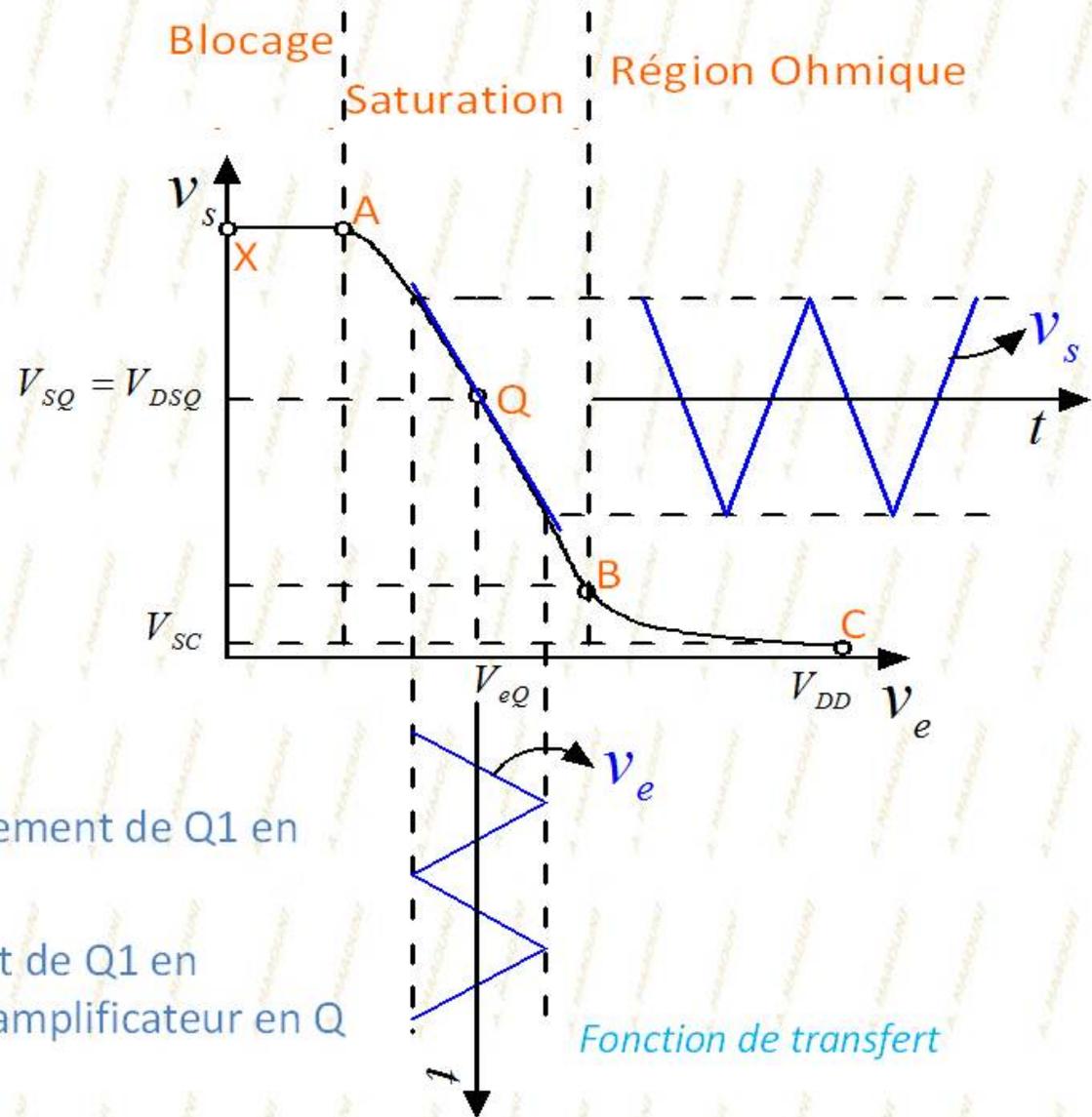
● Au point B

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{t0}$$

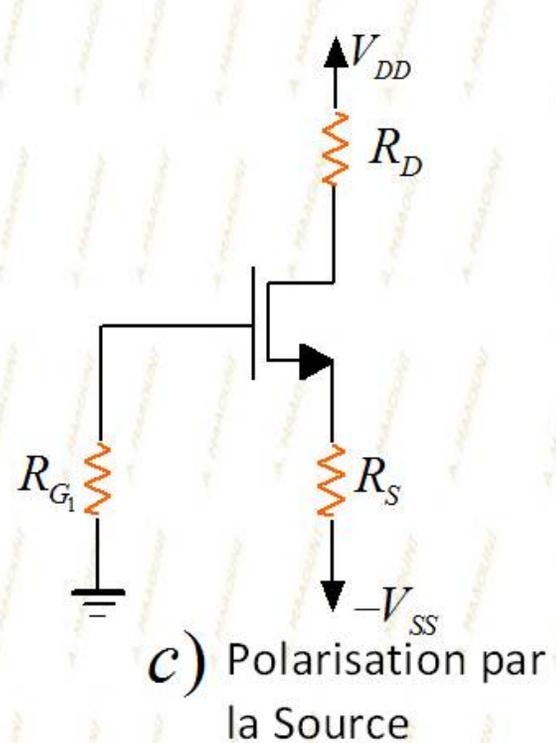
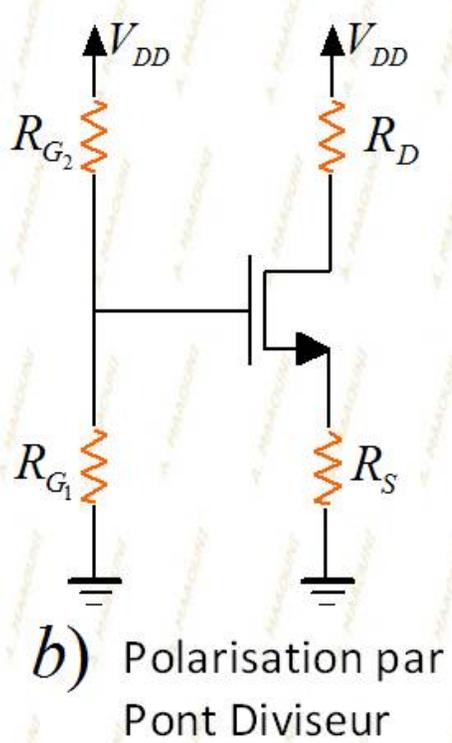
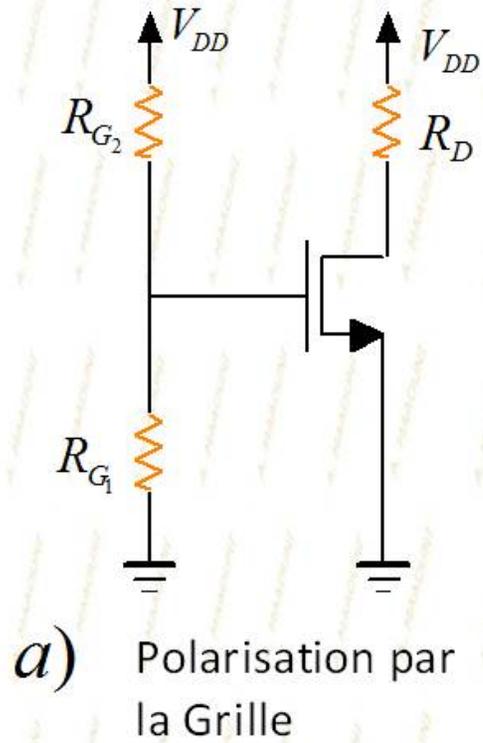
Quand $v_e > V_{eB}$
le point de fonctionnement
du transistor rentre dans la
zone ohmique, le courant
augmente et la tension
de sortie temps
vers zéros.

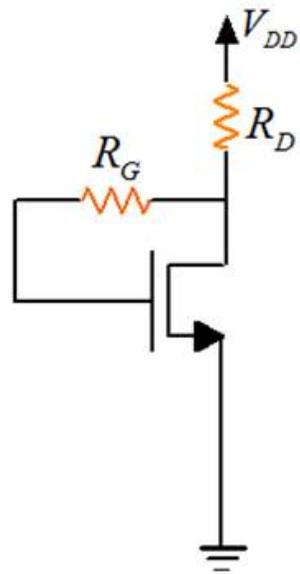
- ❑ Région XA et BC fonctionnement de Q1 en interrupteur
- ❑ Région AB fonctionnement de Q1 en Amplificateur. Le gain de l'amplificateur en Q est :

$$A_v = \left. \frac{dv_s}{dv_e} \right|_Q$$

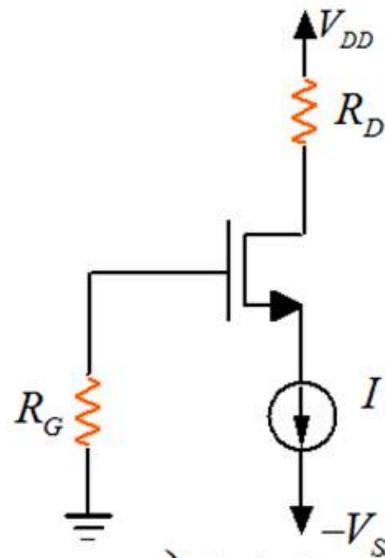


6.2 Circuits de Polarisation



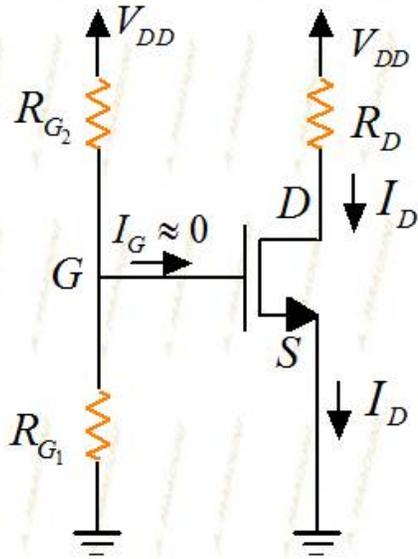


d) Polarisation par
Rétroaction au drain



e) Polarisation par
Source de courant

a) Polarisation par la Grille



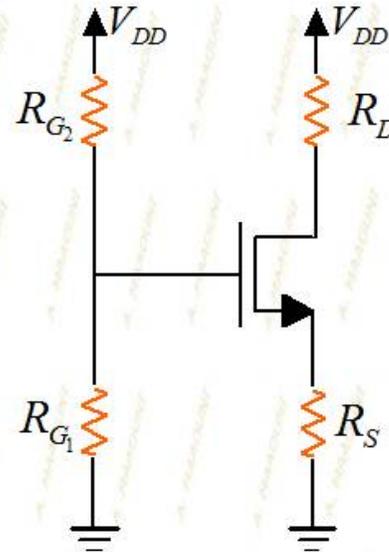
$$V_G = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD}$$

Diviseur

$$V_{GS} > V_{t0}$$

$$i_G \approx 0$$

b) Polarisation par Pont Diviseur



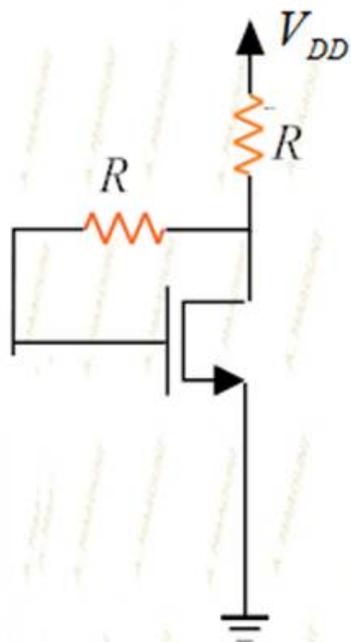
$$V_G = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD}$$

$$V_{GS} = V_G - R_S I_D$$

La résistance R_S fournit une contre-réaction négative :

Si $I_D \uparrow$, $v_S \uparrow$ alors $v_{GS} \downarrow$ et $I_D \downarrow$

d) Polarisation par
Rétroaction au drain

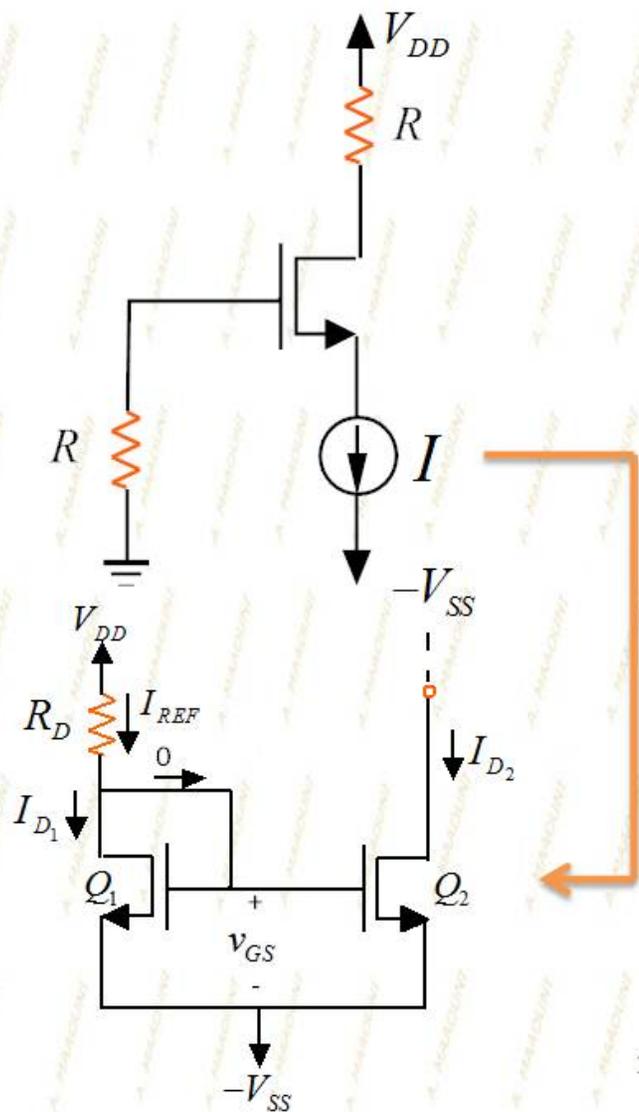


$$V_G = V_D$$

$$V_{DS} = V_{GS} > V_{GS} - V_{t0}$$

Le transistor est toujours en saturation

e) Polarisation par
Source de courant



Le courant I_{REF} est fixé à $80\mu A$ ce courant correspond au courant I_{D1} puisque le courant $I_G \approx 0$

$$\text{On a : } V_{G1} = V_{D1} \rightarrow V_{DS1} = V_{GS1} > V_{GS1} - V_{t0}$$

Q1 est donc en saturation.

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS1} - V_{t0})^2 \rightarrow v_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox} (\frac{W}{L})_1}} + V_{t0}$$

$$v_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_1}} + V_{t0} = \sqrt{\frac{2 \times 80\mu}{200\mu \times 5}} + 0.6 = 0.4 + 0.6 = 1V$$

$$V_{G1} = V_{D1} = v_{GS1} - V_{SS} = 1V - 2V = -1V$$

$$R = \frac{V_{DD1} - V_{D1}}{I_{REF}} = \frac{3V + 1V}{80\mu A} = 50k\Omega$$

$$v_{GS1} = v_{GS2} > V_{t0}$$

Le transistor Q2 est soit en fonctionnement ohmique ou saturation. Supposons Qu'il est en fonctionnement saturation, on doit donc avoir

$$v_{DS2} > v_{GS2} - V_{t0}$$

Q2 en saturation, ceci implique :

$$I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (v_{GS2} - V_{t0})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (v_{GS1} - V_{t0})^2$$

Or :

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (v_{GS1} - V_{t0})^2$$

Soit :

$$\frac{I_{D2}}{I_{REF}} = \left(\frac{W}{L} \right)_2 / \left(\frac{W}{L} \right)_1 \quad \text{Miroir de courant}$$

$$I_{D2} = I_{REF} \left(\frac{W}{L} \right)_2 / \left(\frac{W}{L} \right)_1 = 80 \mu A \times \left(\frac{6}{0.6} \right) / \left(\frac{4}{0.8} \right) = 160 \mu A$$

Supposons en plus que le transistor Q est en saturation, on aura :

$$V_{D2} = -v_{GS}$$

$$I_{D2} = I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_{t0})^2$$

$$v_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)}} + V_{t0} = \sqrt{\frac{2 \times 160 \mu A}{200 \mu A / V^2 \times 10}} + 1V = 0.4V + 0.6V = 1V$$

$$V_{D2} = -1V$$

Calcul de v_{DS2}, v_{DS}

$$-V_{ss} + v_{DS2} = V_{D2} \rightarrow$$

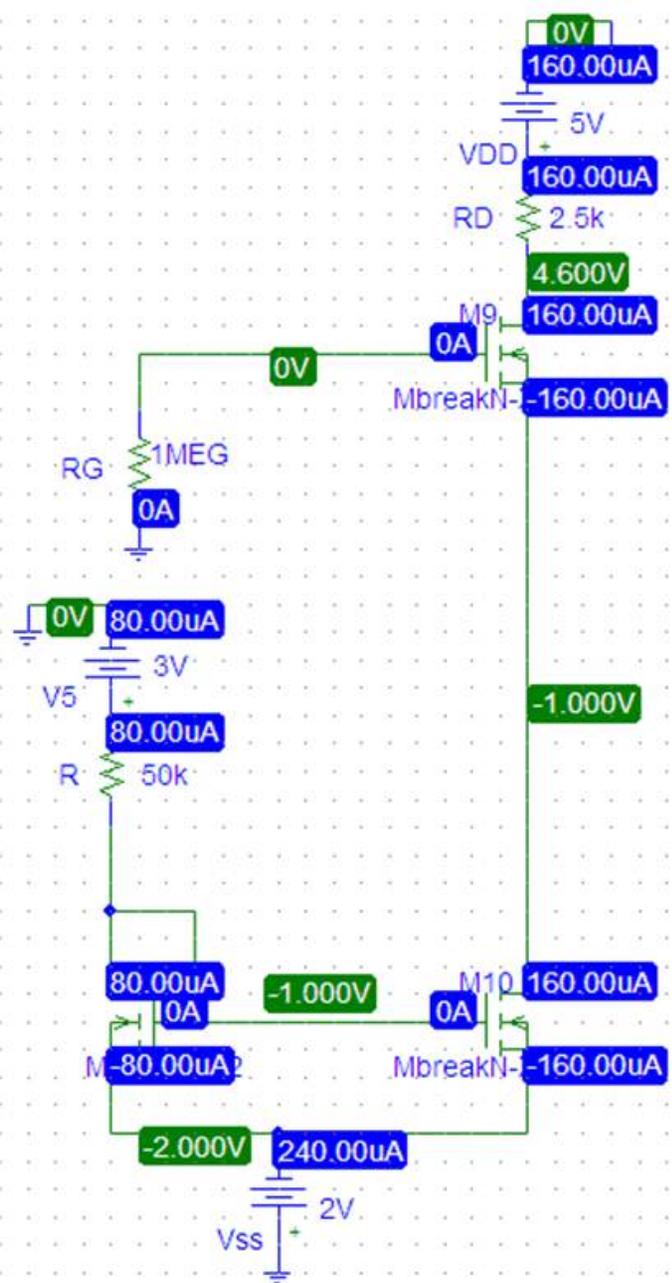
$$v_{DS2} = V_{D2} + V_{ss} = -1V + 2V = 1V > v_{GS2} - V_{t0} = 1 - 0.4 = 0.6V$$

Le transistor Q2 est donc effectivement en saturation.

$$v_{DS} = V_{DD} - R_D I_D - V_s = 5 - 0.4 + 1 = 5.6V > v_{GS} - V_{t0} = (1 - 0.6)V = 0.4$$

Q est donc en saturation (supposition valide)

Validation PSPICE



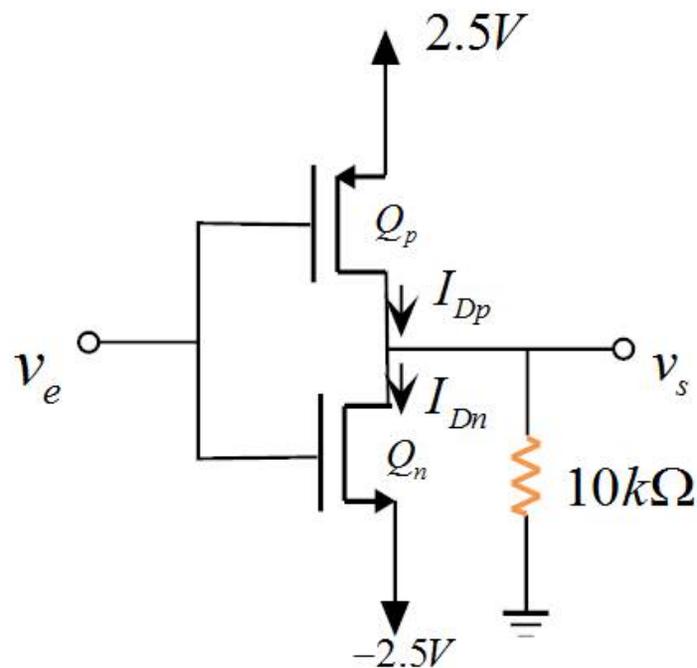
Exemple d'application 2

Les transistors NMOS et PMOS des circuits suivants sont tels que :

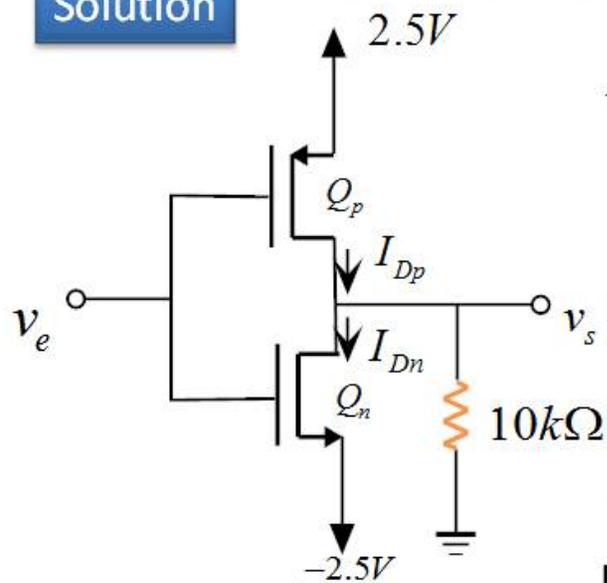
$$KP_n \left(\frac{W}{L} \right)_n = KP_p \left(\frac{W}{L} \right)_p = 1 \text{mA/V}^2$$

$$V_{t0n} = -V_{t0p} = -1 \text{V}$$

Déterminer les courants I_{Dn} , I_{Dp} ainsi que v_s pour $v_e = 0 \text{V}$, 2.5V , -2.5V



Solution



Si $v_e = 0$, on a :

$$v_{GSn} = v_G - v_{Sn} = 0 - (-2.5) = 2.5V > V_{t0n} = 1V$$

Le transistor Q_n est soit en triode (région ohmique) soit en saturation.

Pour le transistor Q_p

$$v_{GSp} = v_G - v_{Sp} = 0 - (2.5) = -2.5V < V_{t0p} = -1V$$

Le transistor Q_p est soit en triode (région ohmique) soit en saturation.

Supposons que les deux transistors sont en saturation :

$$I_{Dn} = \underbrace{\frac{1}{2} K p_n \left(\frac{W}{L} \right)_n}_{\frac{1}{2} K p_p \left(\frac{W}{L} \right)_p} \left(\underbrace{\frac{2.5V}{v_{GSn}}}_{-v_{GSp}} - \underbrace{\frac{1V}{V_{t0n}}}_{-V_{t0p}} \right)^2 = I_{Dp} = 1.125mA$$

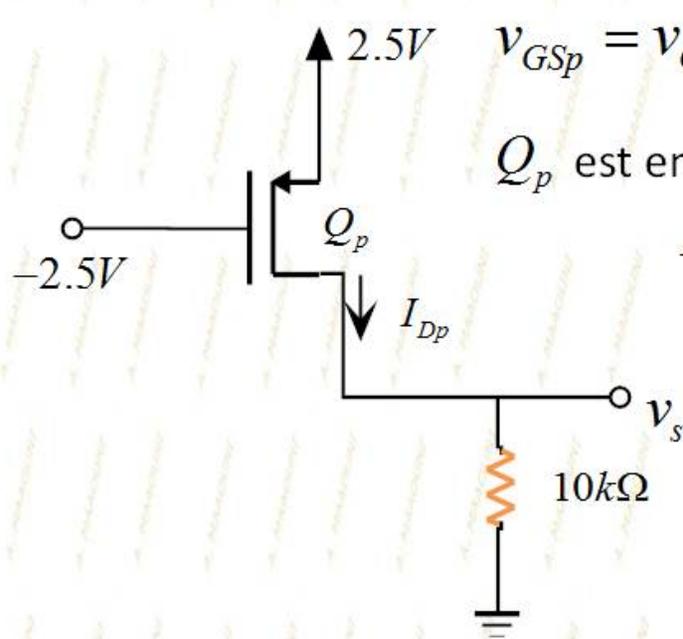
Le courant dans la résistance est donc nul , la tension $v_s = 0 \rightarrow V_{DG} = 0$

Pour Q_n , $v_{GD} = 0 < V_{t0n} \rightarrow$ saturation

Si $v_e = -2.5V$, on a :

$$v_{GSn} = v_G - v_{Sn} = -2.5 - (-2.5) = 0 < V_{t0n} = 1V \rightarrow Q_n \text{ Bloqué}$$

Le circuit se ramène donc à celui de la figure ci-dessous.



$$v_{GSp} = v_G - v_{Sp} = -2.5 - (2.5) = -5V < V_{t0p} = -1V$$

Q_p est en région triode ou saturation et dans les deux cas

$$I_{Dp} > 0 \rightarrow v_D > 0$$

$$v_{GD} = v_G - v_D = -2.5 - v_D < V_{t0p} = -1$$

Q_p est en région triode, donc

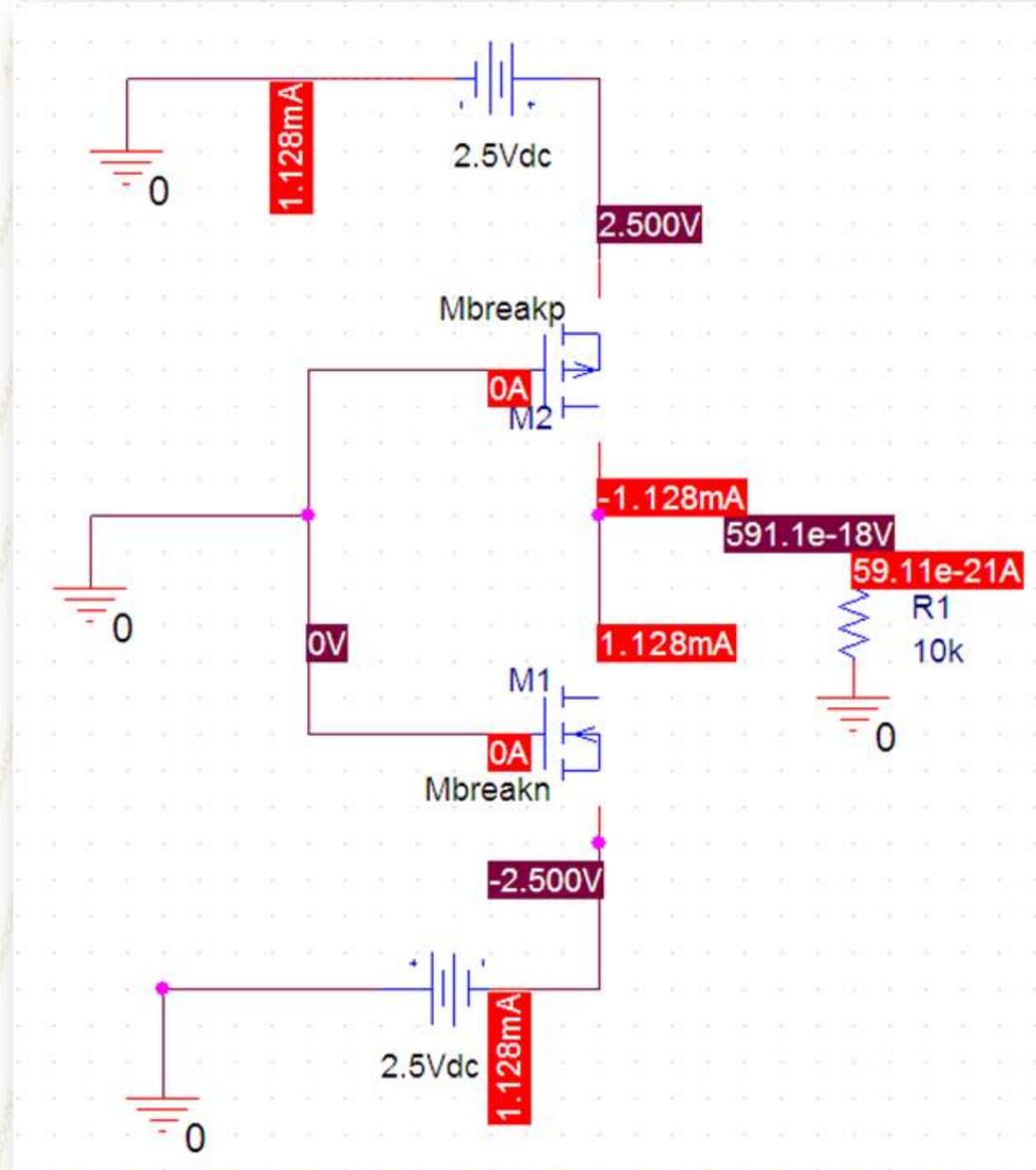
$$i_D = \frac{1}{2} K P_p (2(v_{GS} - V_{t0p})v_{DS} - v_{DS}^2)$$

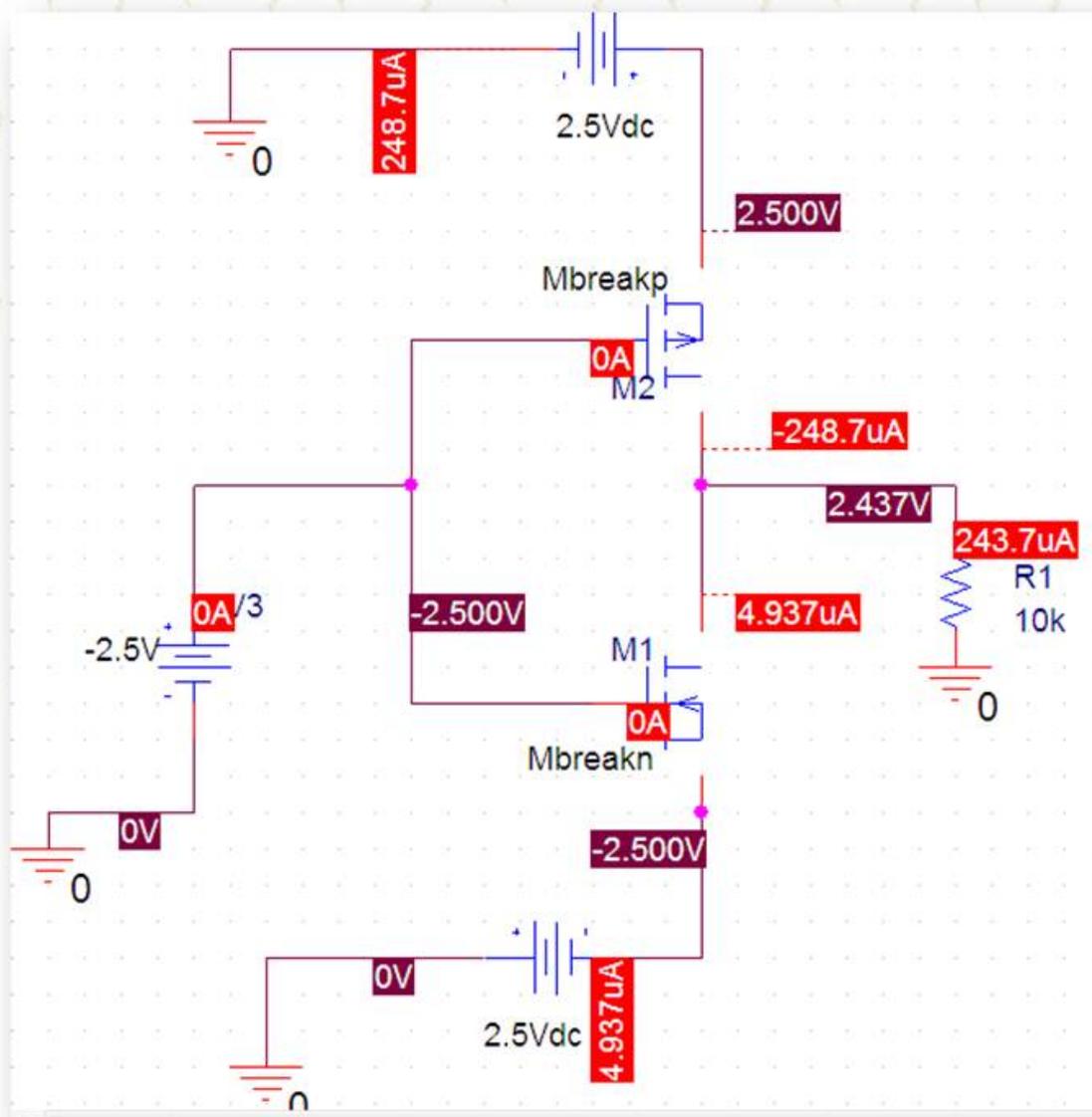
$$I_{Dp} = \frac{1}{2} K P_p (2(v_{GS} - V_{t0p})(v_s - 2.5) - (v_s - 2.5)^2)$$

$$v_s = 10k I_{Dp}$$

La résolution du système ci-dessous donne : $I_{Dp} = 0.244mA$

Validation PSPICE





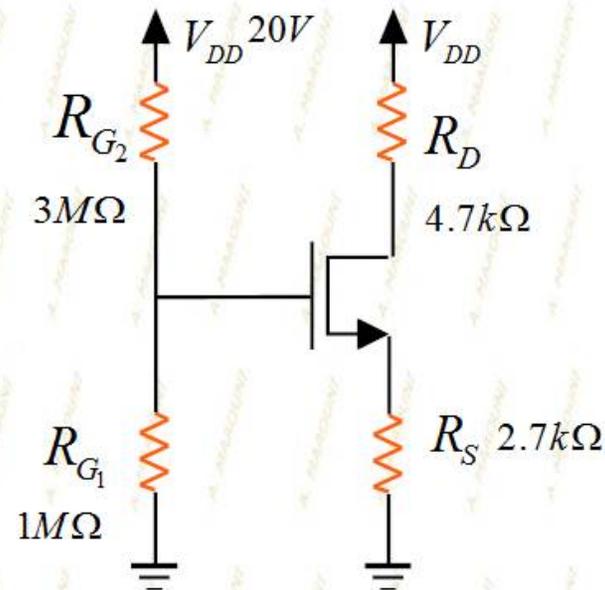
Exemple d'application 3

Le transistor NMOS du circuit de polarisation par pont (automatique) est caractérisé par :

$$KP = 50 \mu A/V^2, W = 400 \mu m, L = 10 \mu m$$

$$V_{t0} = 2V, \lambda = 0$$

Déterminer le point de polarisation. Justifier votre réponse par une simulation Pspice.



Solution

Pont diviseur de tension :

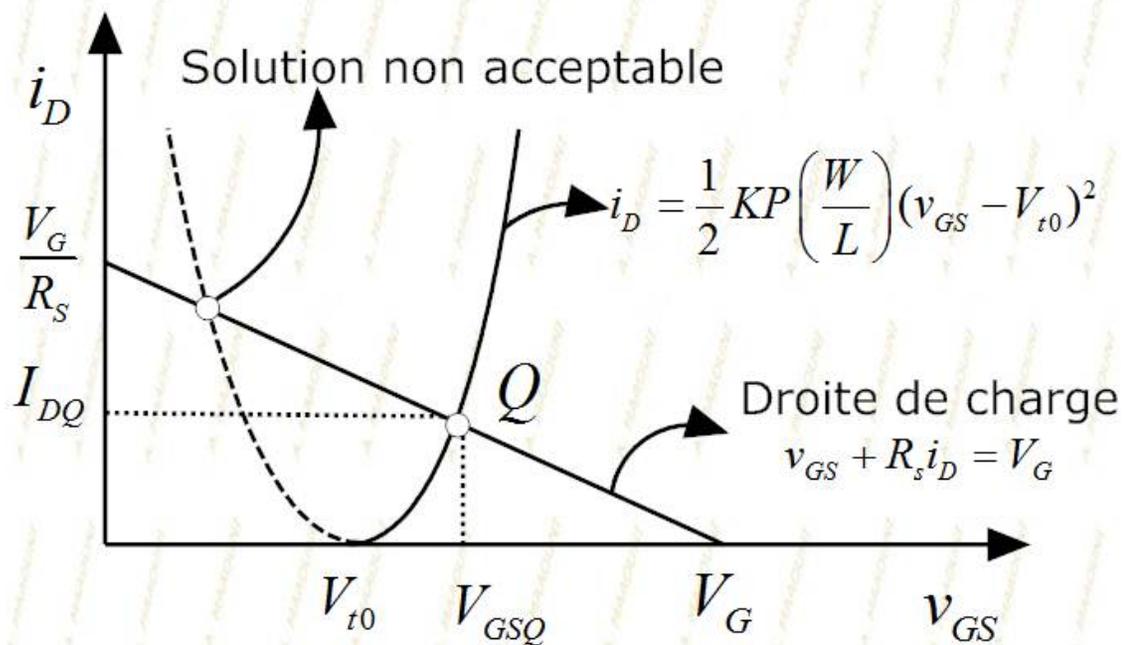
$$V_G = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD} = \frac{1}{1+3} 20 = 5V$$

On a :

$$v_{GS} + R_s i_D = V_G$$

Normalement on désire polariser le transistor dans la zone de saturation, soit :

$$i_D = k(v_{GS} - V_{t0})^2$$



$$v_{GS} + R_s i_D = V_G \quad \rightarrow \quad v_{GS} + R_s K (v_{GS} - V_{t0})^2 = V_G$$

$$i_D = K (v_{GS} - V_{t0})^2$$

$$V_{GSQ}^2 + \left(\frac{1}{R_s K} - 2V_{t0} \right) V_{GSQ} + V_{t0}^2 - \frac{V_G}{R_s K} = 0$$

$$V_{GSQ}^2 - 3.630 V_{GSQ} + 2.148 = 0$$

Les valeurs solutions sont :

$$V_{GSQ} = 2.886V \quad , \quad V_{GSQ} = \cancel{0.744V}$$

Auxquelles correspondent les courants :

$$I_{DQ} = K (V_{GSQ} - V_{t0})^2 = 0.784mA$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - (R_s + R_D) I_{DQ} = 14.2V$$

Validation PSPICE

