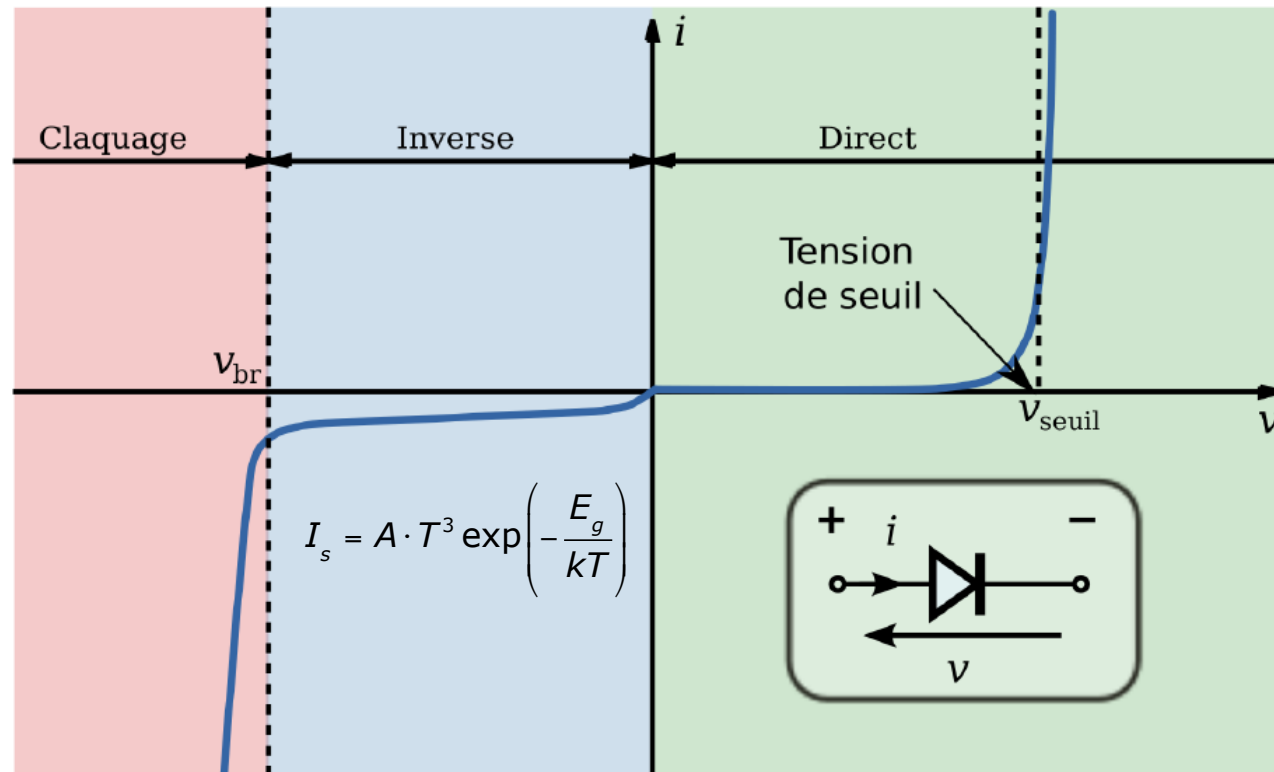

Analyse de circuits comportant des composants non-linéaires

Caractéristique I(V) de la diode

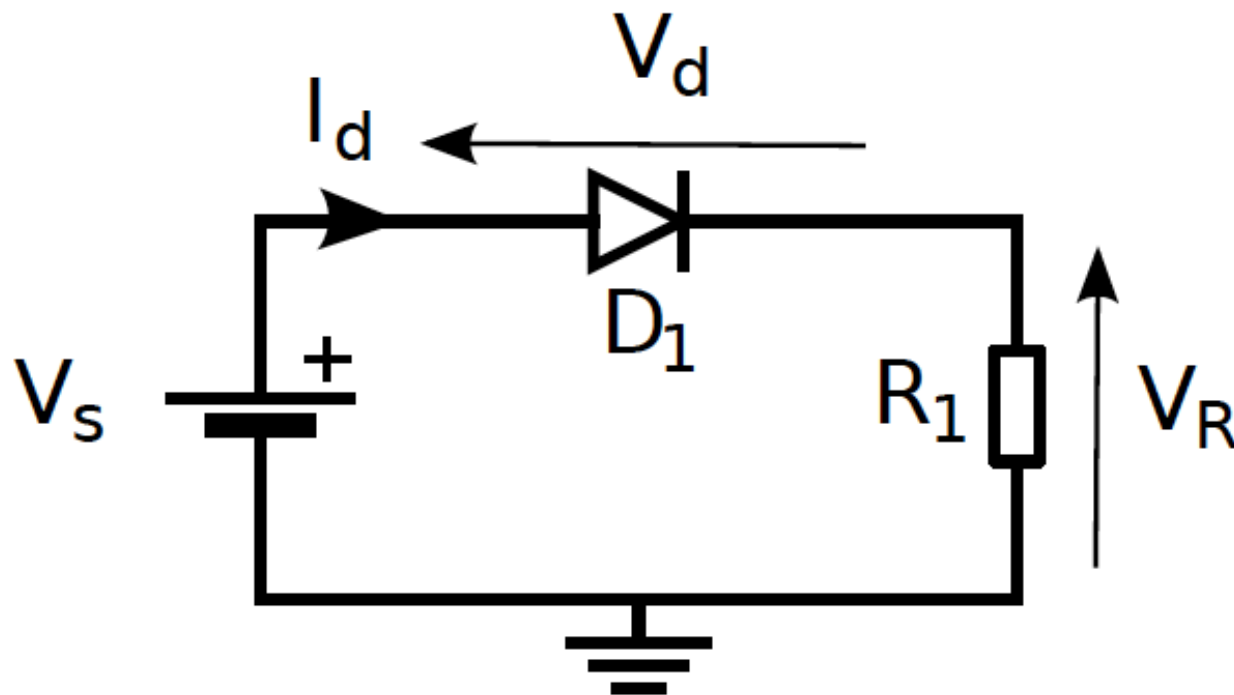
- $I=f(V_d)$: comportement **non-linéaire**

$$I_A = I_s \left[\exp\left(-\frac{V_{direct}}{U_T}\right) - 1 \right]$$



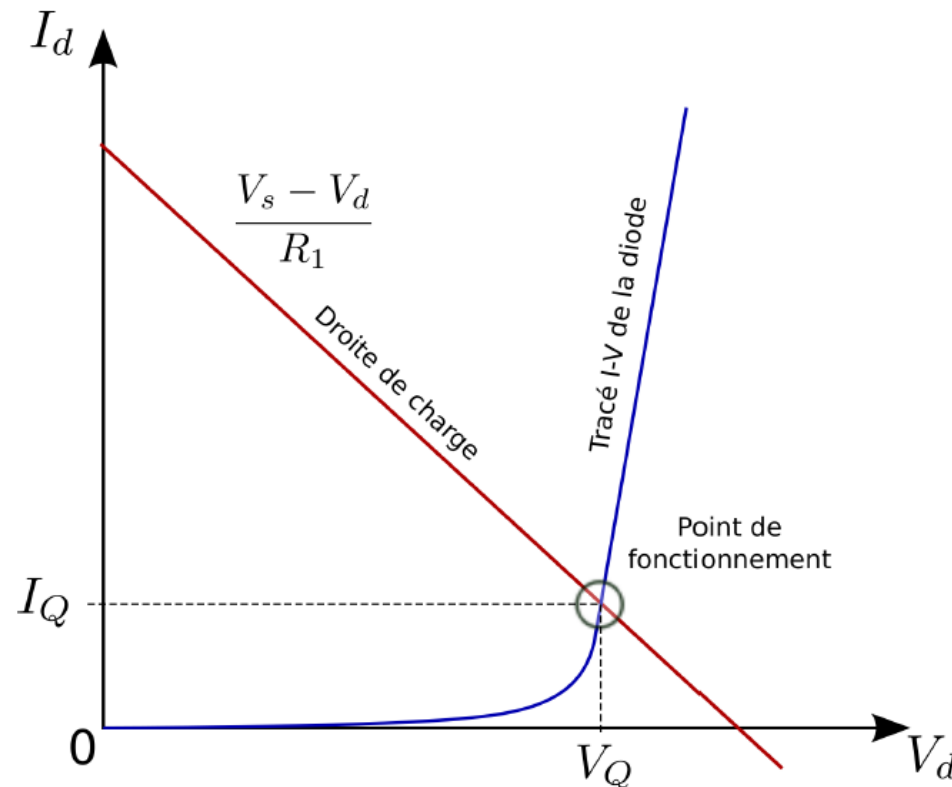
Montage diode avec résistance en série

- Classiquement utilisé pour la commande en tension de diodes électroluminescentes : la résistance permet de **limiter le courant** dans la diode



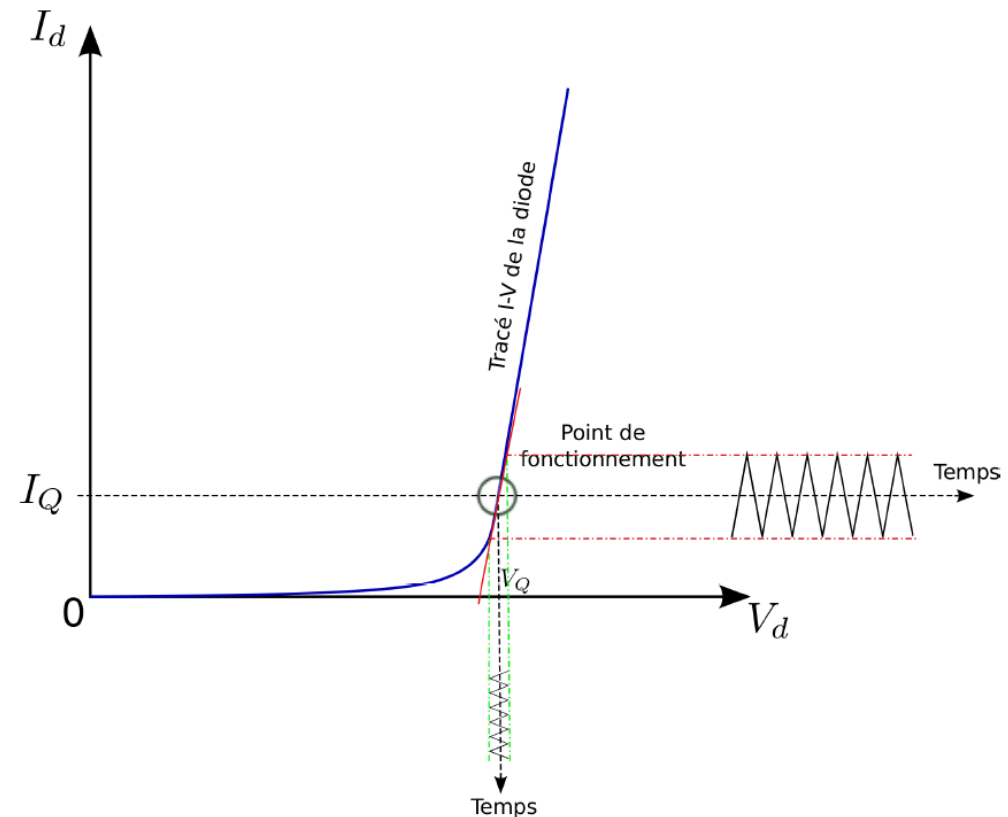
Résolution statique

- On cherche $V_R = R_1 \cdot I_d$; mais I_d est fonction non-linéaire de $V_d = V_s - V_R$
- Point clé : $I_d = I_R$ (loi des nœuds)
- Résolution graphique



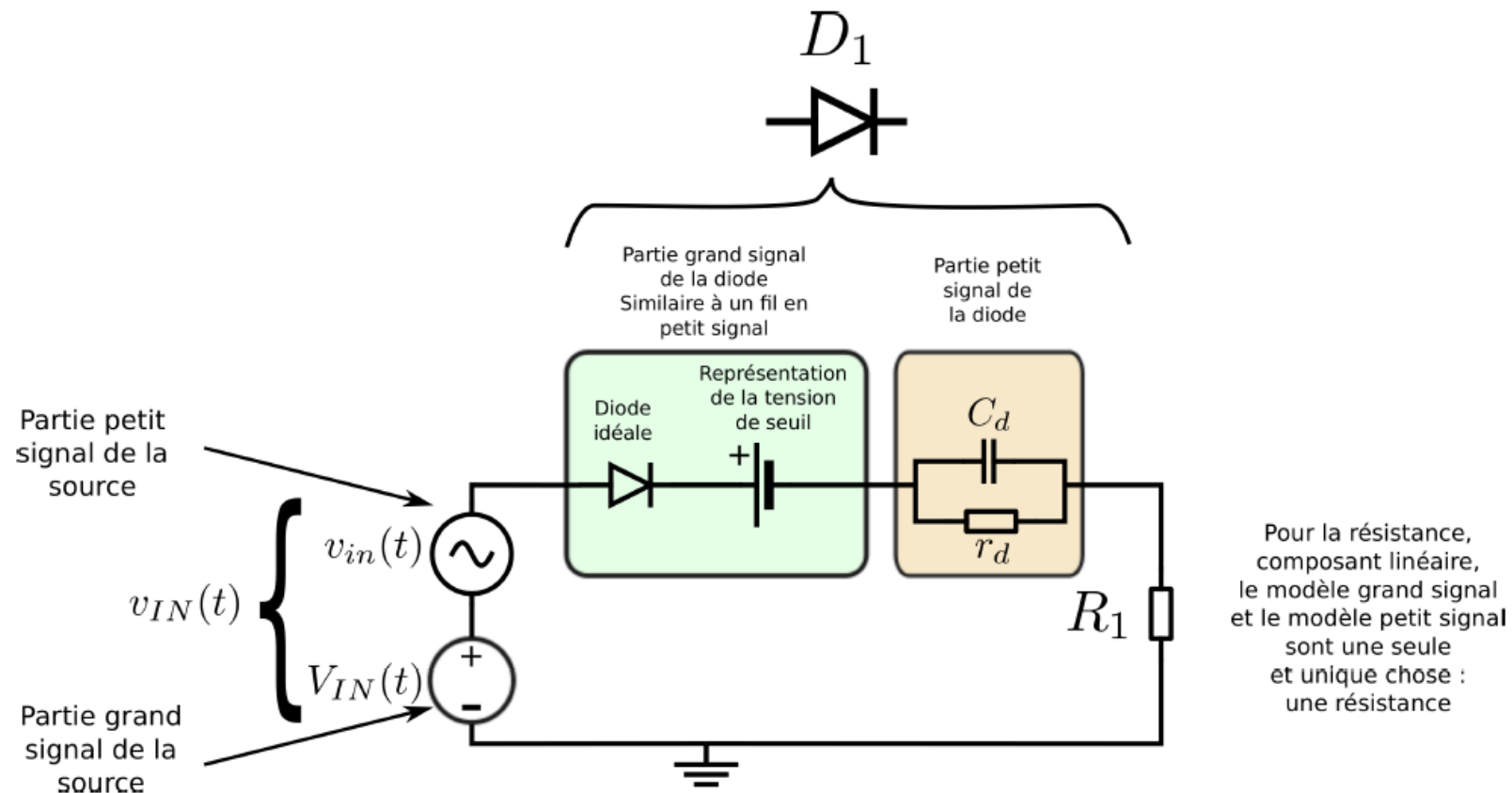
Approche petit-signal

- technique permettant d'établir une approximation du comportement non-linéaire des circuits et composants par des équations linéaires
- Cette linéarisation se fait autour du **point de fonctionnement** et reste précise pour de petites variations



Modèle global du circuit

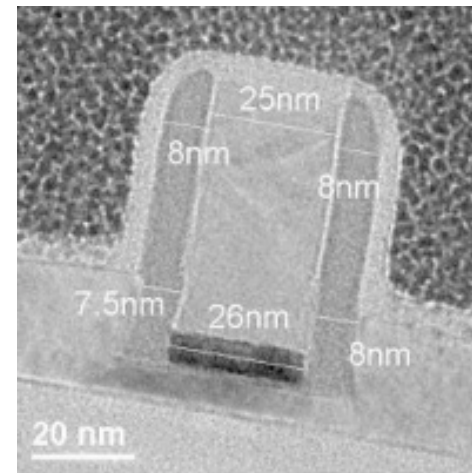
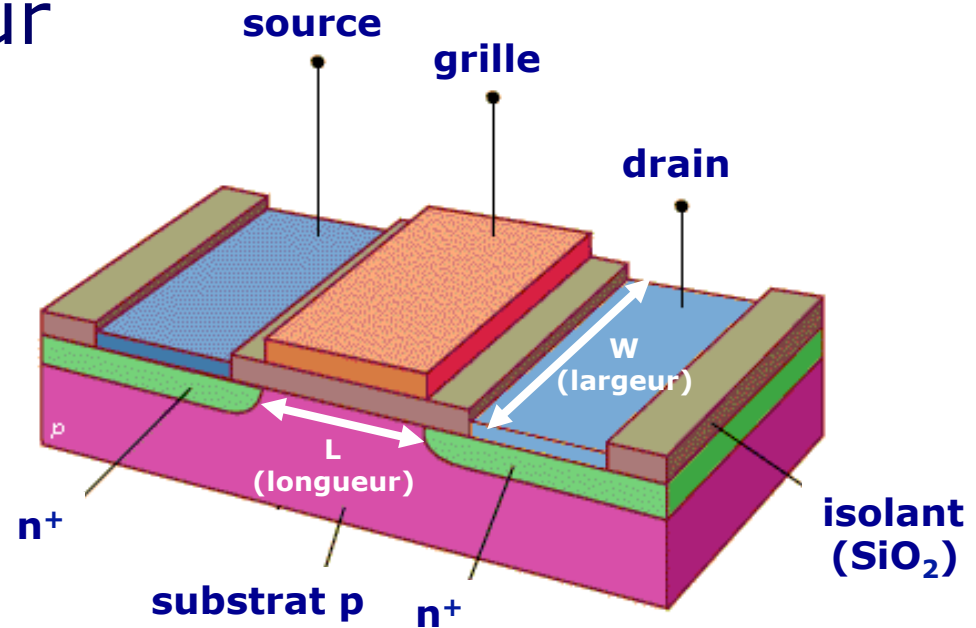
- Dissociation des éléments statiques (DC : grand-signal) des éléments dynamiques (petit-signal)



Modélisation du transistor MOS

Structure du transistor MOS

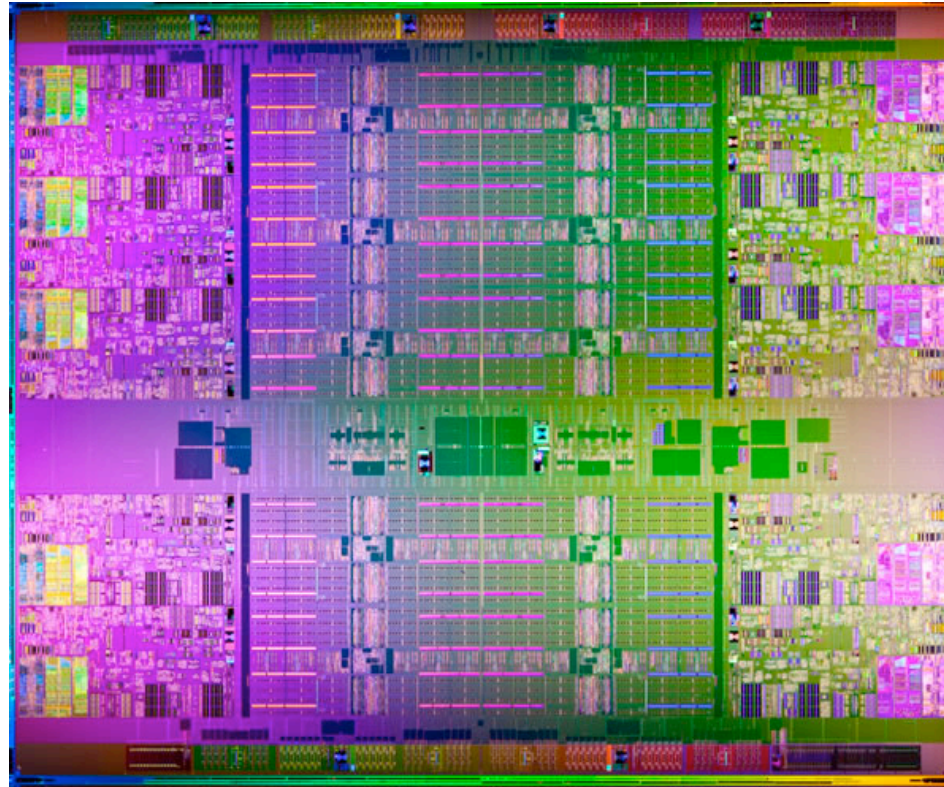
- Composant au cœur de l'électronique
- 3 terminaux :
 - Source
 - Grille
 - Drain
- Source structurellement symétrique au drain – la tension les définit :
 - NMOS : $V_d > V_s$
 - PMOS : $V_s > V_d$



Source : STMicroelectronics, 28nm FDSOI
STI tc1

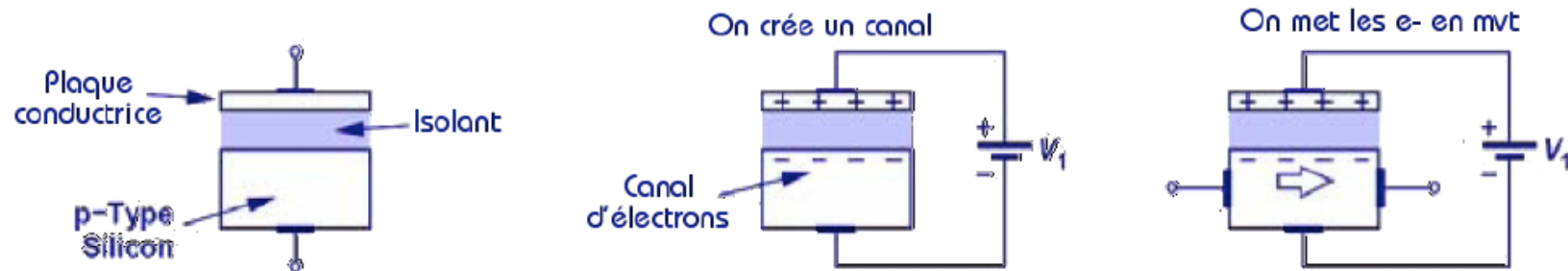
Intel Xeon E7-8870

- 513mm², 2.6x10⁹ transistors
- 10 cœurs de calcul
- Enveloppe thermique de 130W
- Fréquence de fonctionnement 2.4GHz
- 30MB de mémoire cache



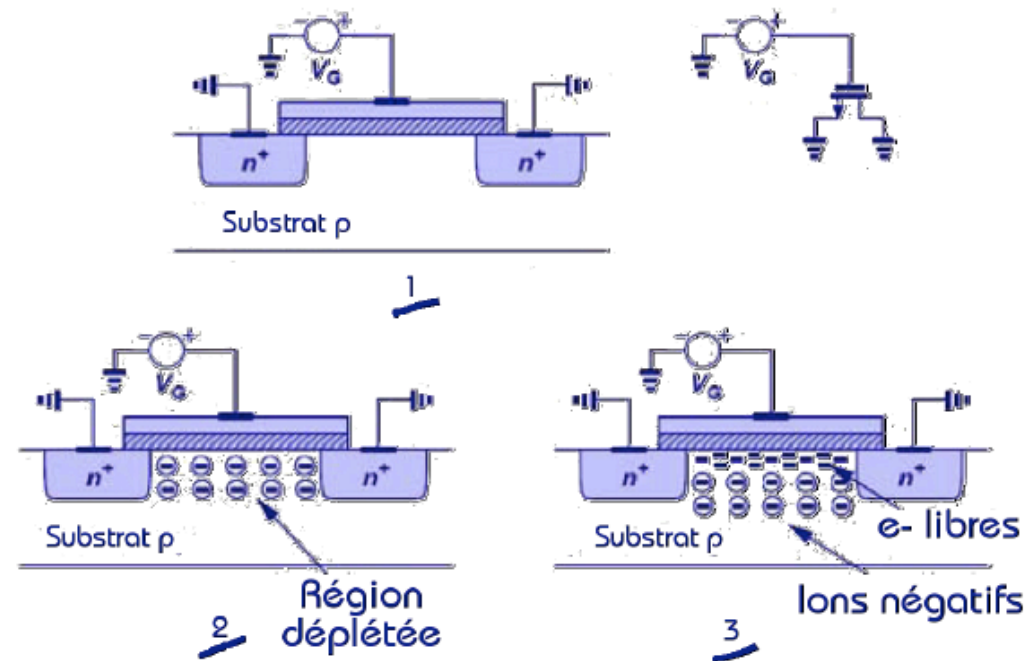
Le transistor MOS comme une capacité

- Fonctionnement basé sur l'électrostatique
 - On attire des électrons
 - On les met en mouvement
 - Si on complique? Tension d'inversion, canal non homogène



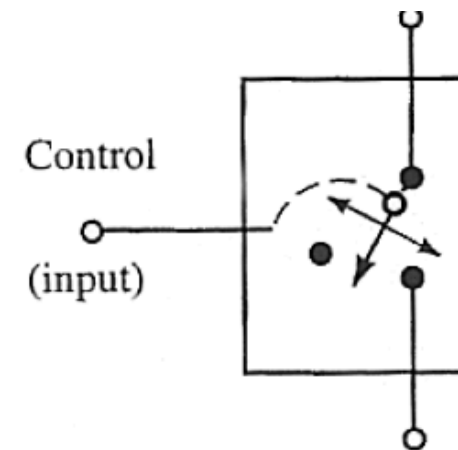
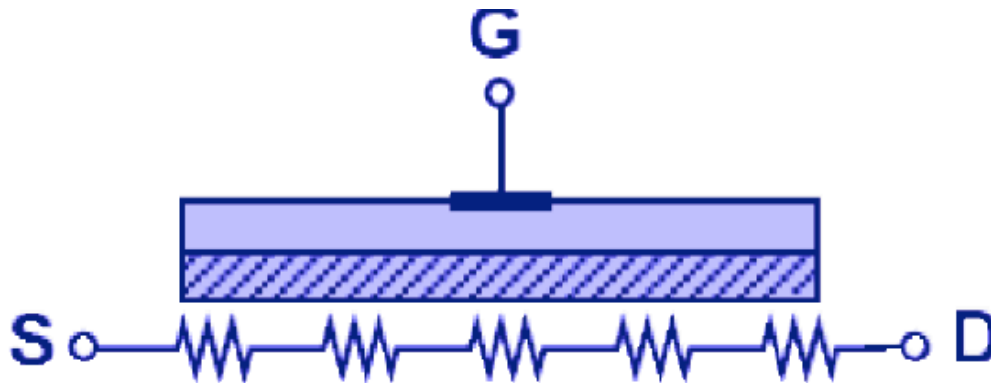
Principe de fonctionnement

- Création du canal en trois temps :
 - vaincre le potentiel de surface
 - repousser les trous pour créer une zone de déplétion
 - puis attirer les électrons



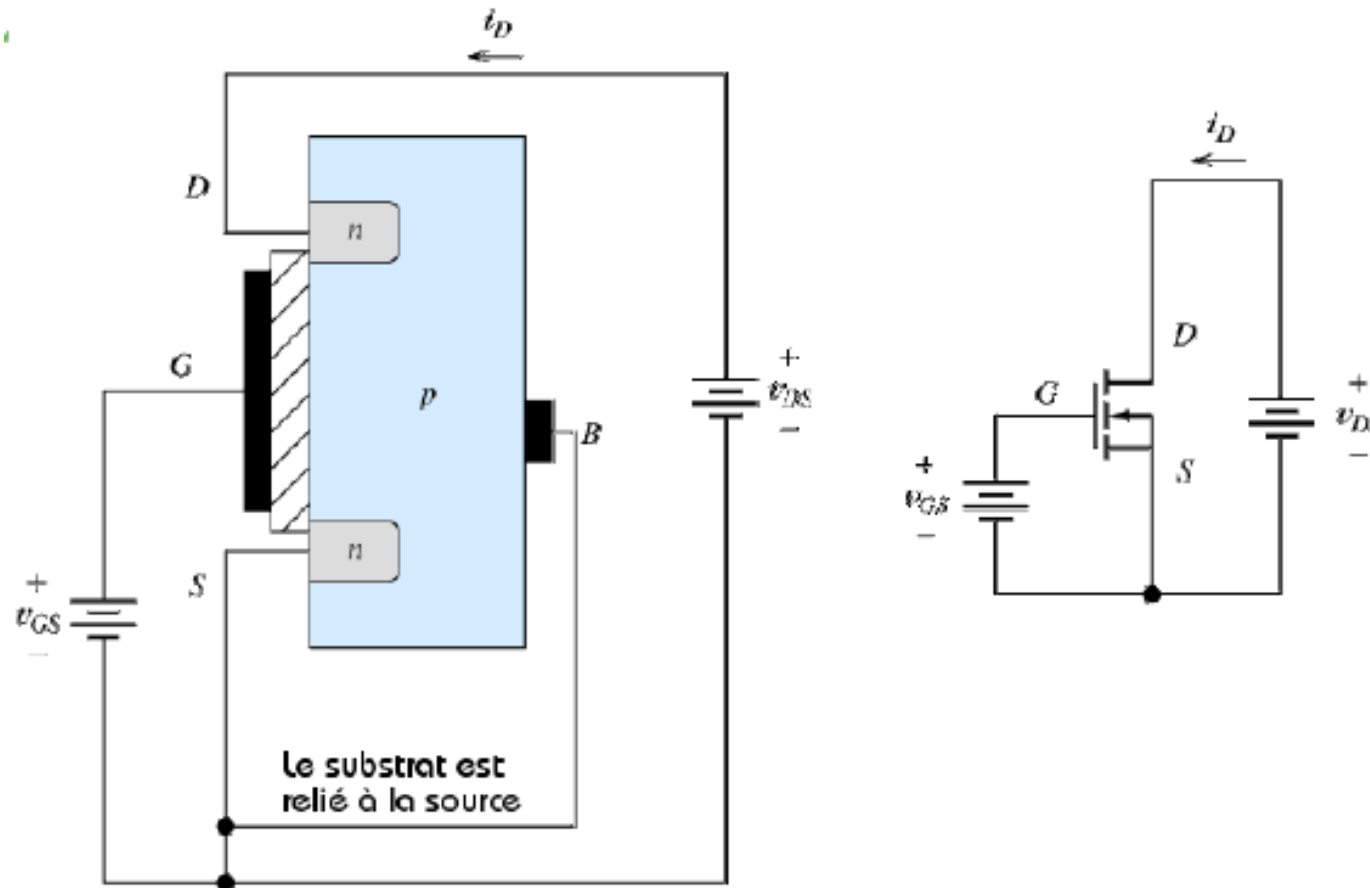
Une résistance variable

- Transistor : transconductance varistor (résistance variable de la transconductance)
- Puisque la densité de charge dépend de la tension de grille, la résistance dépend aussi de cette même tension



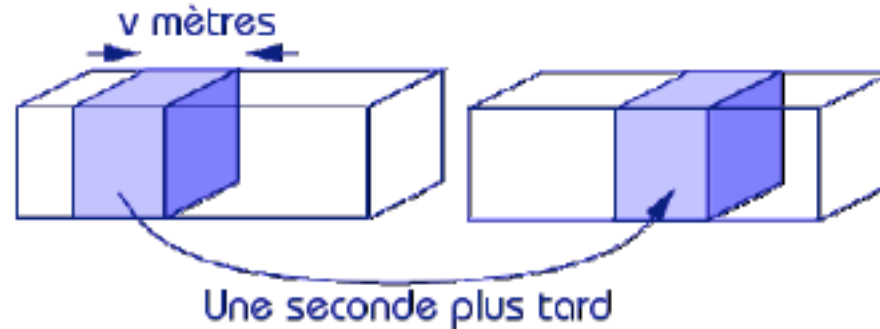
Observation d'un MOS : montage

- Deux tensions à faire varier : celle du **drain** et celle de la **source**



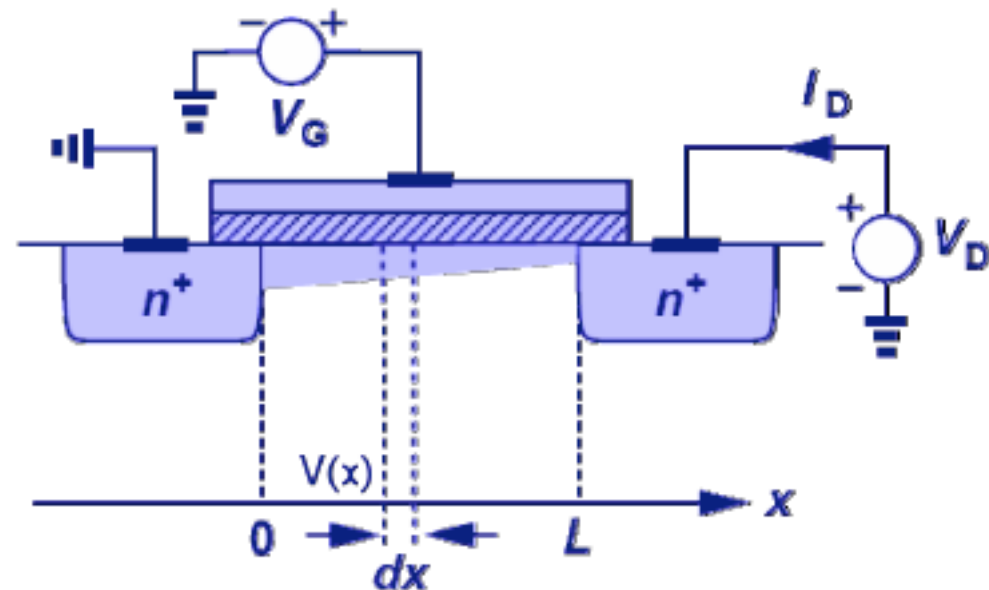
Quel courant dans le canal ?

- Le principe ? Un transfert de charge



- Une méthode de calcul simple

1. Calcul de la charge unitaire
2. Application de la loi d'ohm
3. Intégration sur le canal



Calcul du courant de canal (1/2)

- Charge unitaire (C/cm²)

$$Q_{I(x)} = -C_{ox}(v_G - v_S - v(x) - V_T)$$

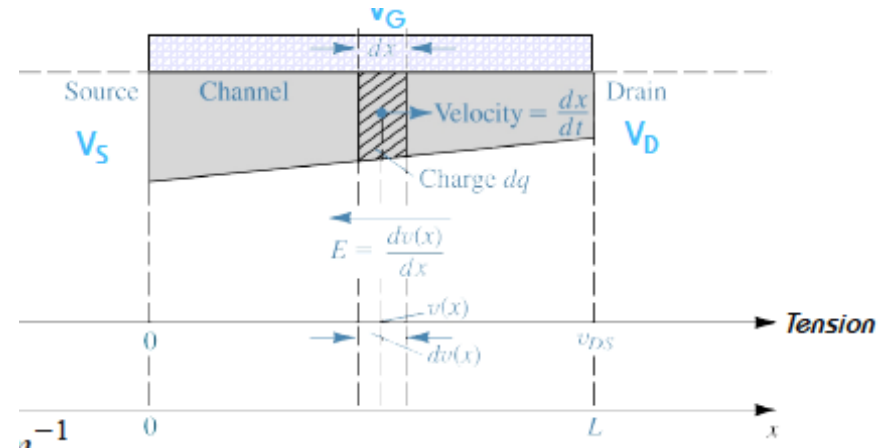
- Conductivité du canal

$$\sigma_s = \mu Q_{I(x)}$$

- Loi d'Ohm

$$J_s = \frac{i_D}{W} = -\sigma_s E_x = \frac{-\sigma_s dv}{dx_{V_{DS}}} \Rightarrow dv = \frac{i_D}{\sigma_s W} dx = \frac{-i_D dx}{\mu Q_{I(x)} W}$$

$$i_D dx = -W \mu Q_{I(x)} dv$$



Calcul du courant de canal (2/2)

$$i_D dx = -W \mu Q_{I(x)} dv$$

- Intégrale

$$\int_0^L i_D dx = - \int_0^{V_{DS}} W \mu_0 Q_{I(x)} dv = + \int_0^{V_{DS}} W \mu_0 C_{ox} (v_{GS} - v(x) - V_T) dv$$

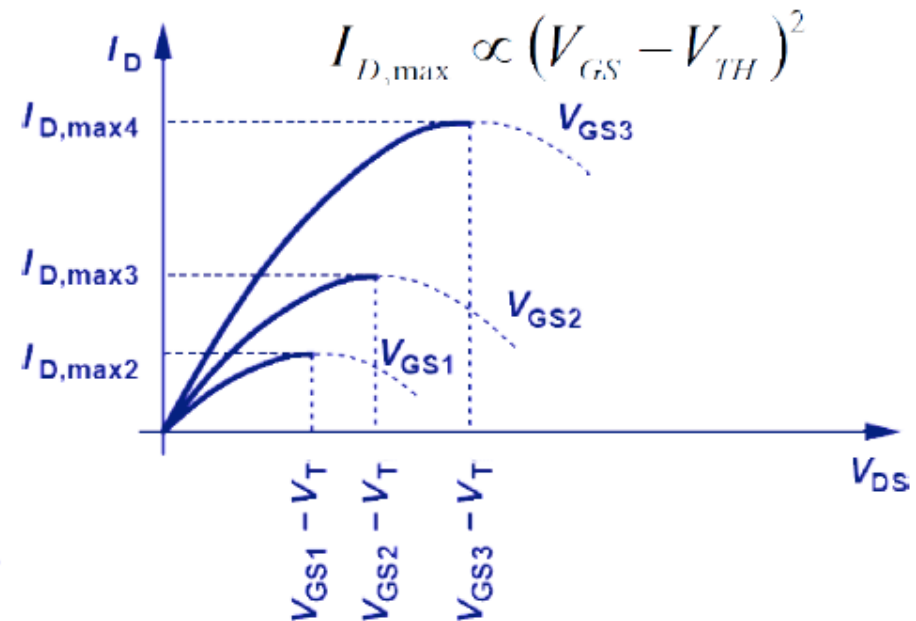
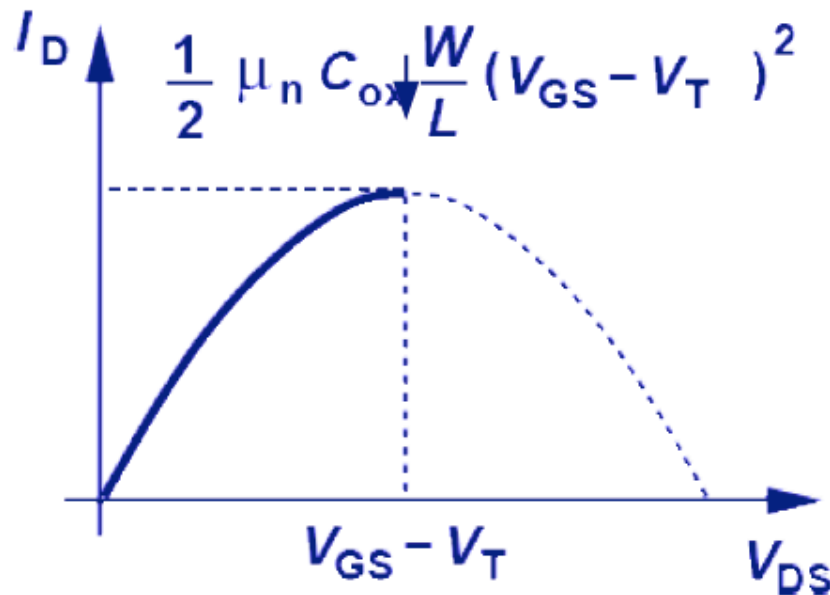
- Aux limites

$$i_D = \frac{W \mu C_{ox}}{L} x \left[(v_{GS} - V_T) v(x) - \frac{v^2(x)}{2} \right]_0^{V_{DS}}$$

$$i_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_T) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$$

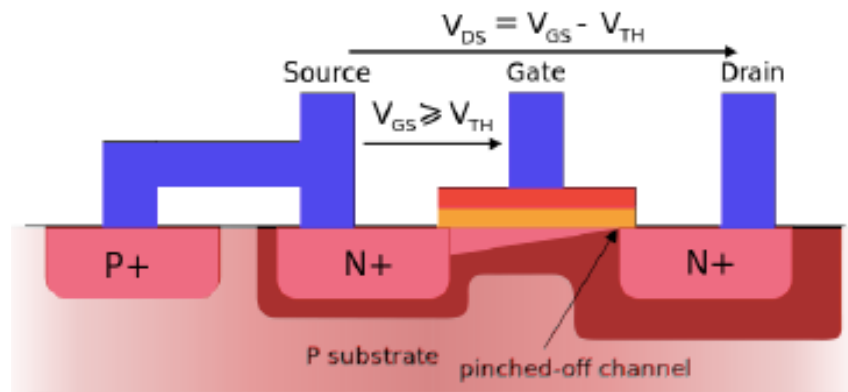
Une relation I_D - V_{DS} parabolique

- A V_{GS} constant
 - Maximum atteint pour $V_{DS} = V_{GS} - V_T$
- Si l'on fait varier V_{GS}
 - Le courant maximal est proportionnel à $(V_{GS} - V_T)^2$ (pour V_{DS} constant)



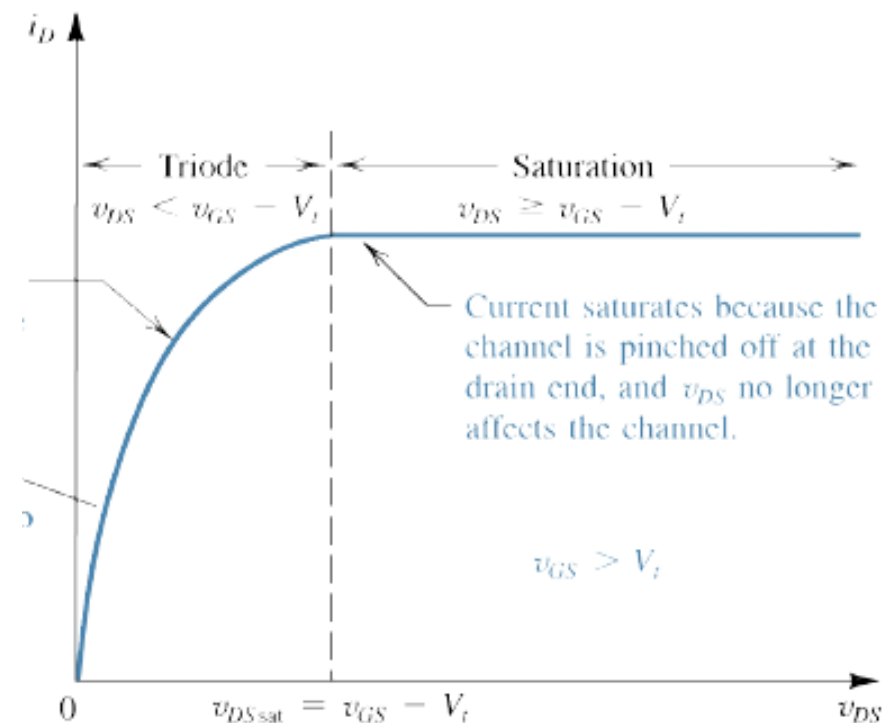
Et pour $V_{DS} > V_{GS} - V_T$?

- Le point $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ est particulier puisqu'il représente l'**annulation du potentiel** au niveau du drain
- A partir de ce point le courant reste **constant**



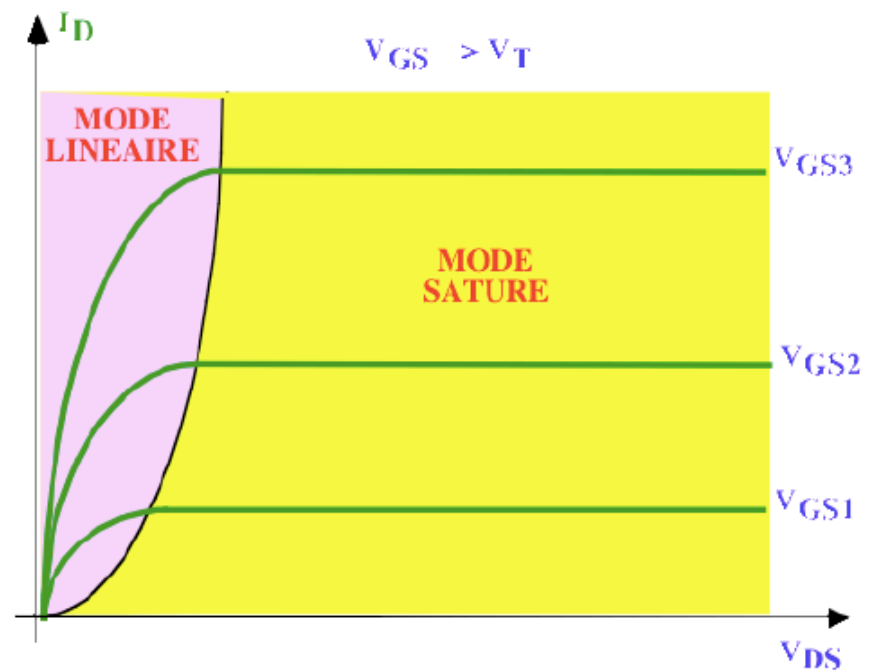
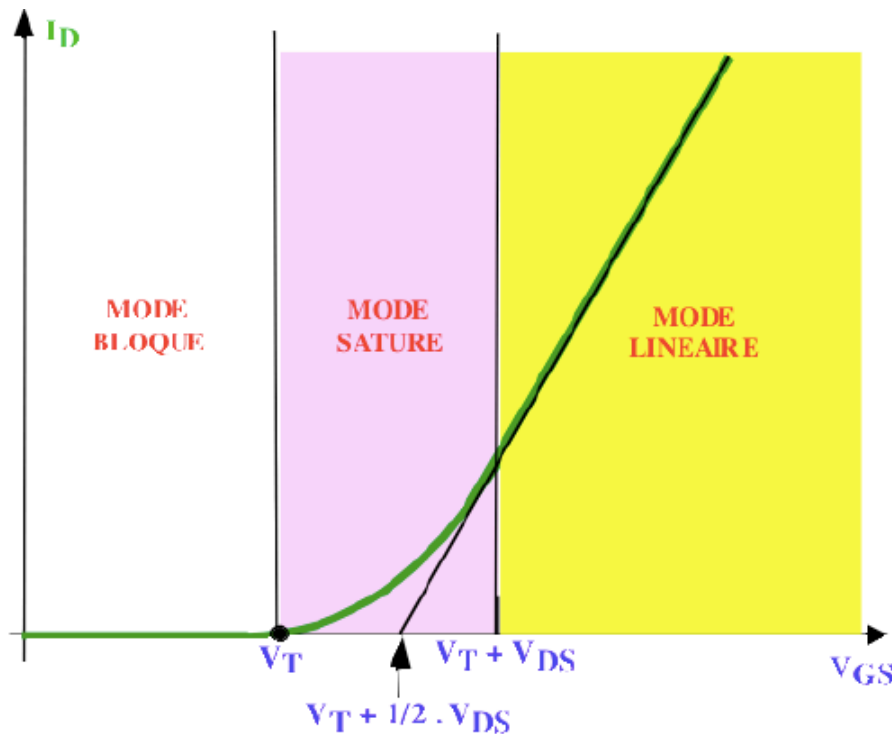
Saturation mode at point of pinch-off

$$i_D = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$



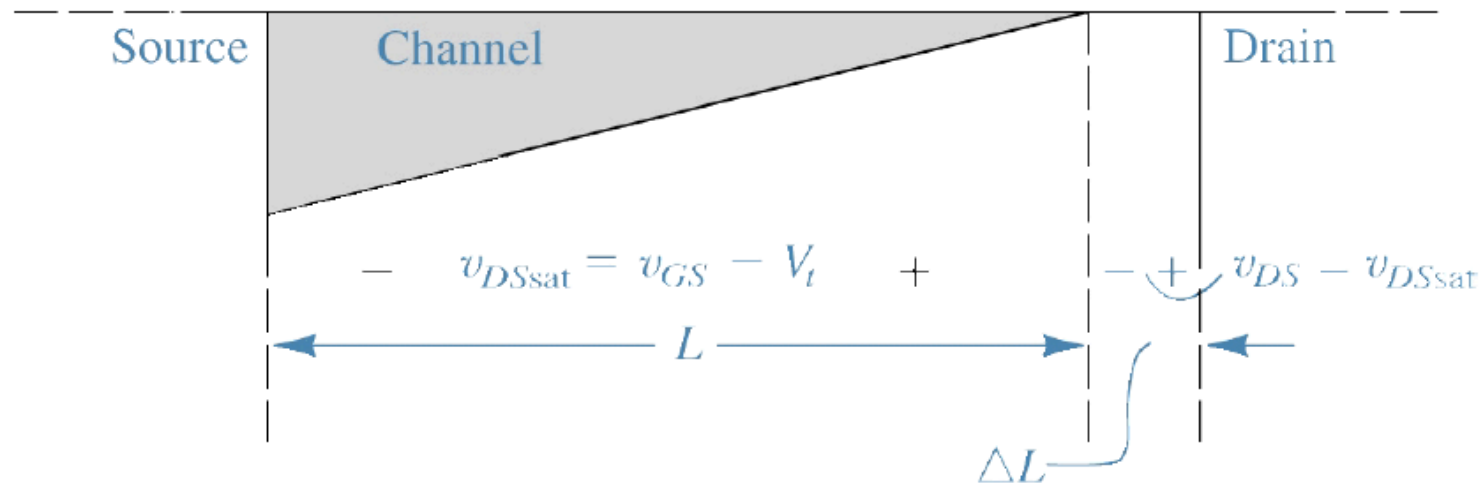
Les caractéristiques du MOS

- Caractéristique de transfert
- Caractéristique de sortie

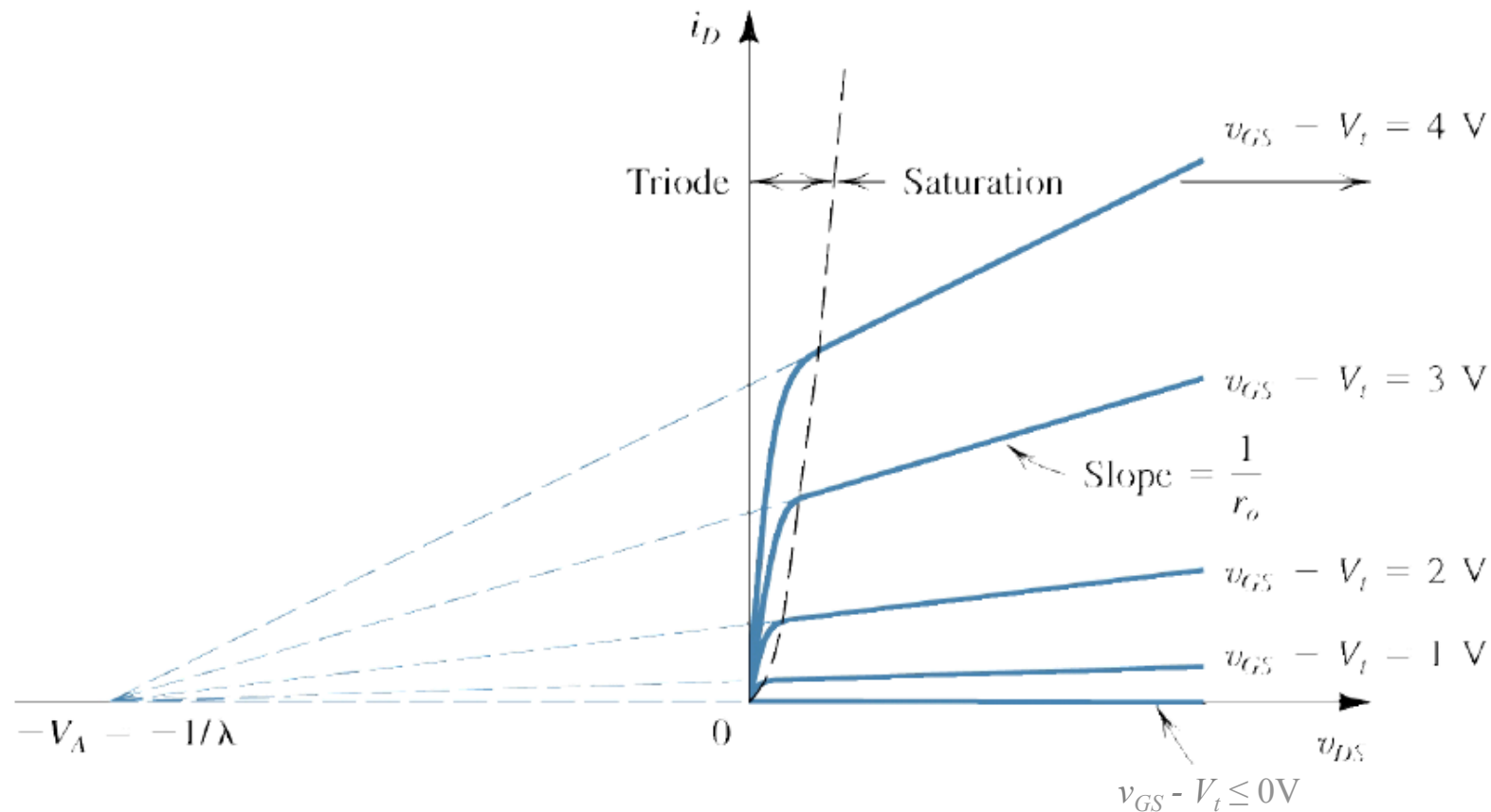


Zone de saturation : la réalité

- Le canal est modulé
 - La zone autour du point de pincement n'est plus inversée
 - Création d'une charge d'espace autour du drain
 - On parle de longueur effective du canal qui module le courant $I_{D\text{Sat}}$ d'un facteur $(1+\lambda V_{DS})$ (λ lié directement à la largeur de ZCE)
 - Discontinuité entre les deux domaines?



Comportement en saturation



$$i_D = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (v_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda v_{DS})$$

En résumé

- Si $V_{GS} < V_T$
 - Transistor bloqué : $I_{DS} = 0$
- Si $V_{GS} > V_T$
 - Régime ohmique ($V_{DS} < V_{GS} - V_T$)
 - Régime saturé ($V_{DS} > V_{GS} - V_T$)

$$I_{DS} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

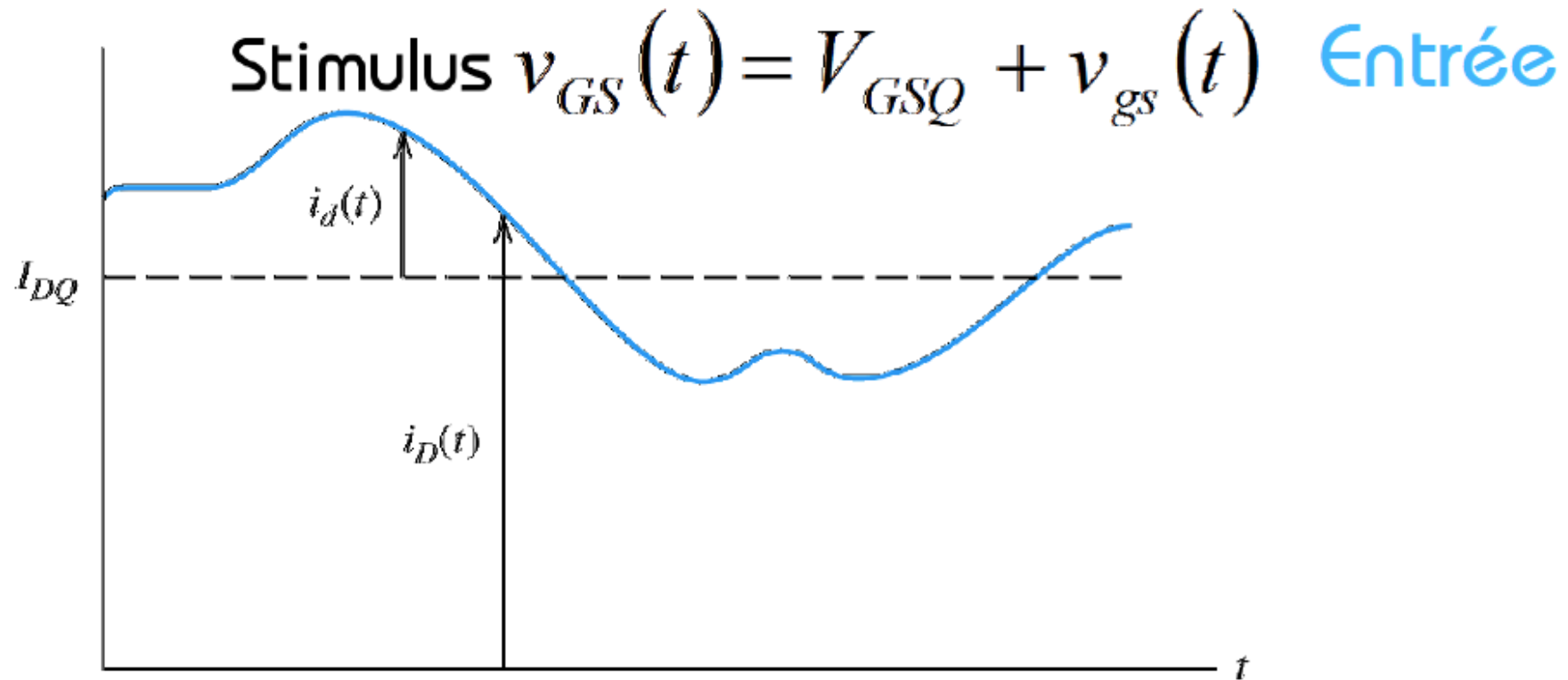
$$I_{DS} = \underbrace{\mu C_{ox} \frac{W}{2 \cdot L} (V_{GS} - V_T)^2}_{\text{Transistor idéal}} (1 + \lambda V_{DS})$$

Transistor réel

Comportement dynamique

- On cherche à établir une approximation du comportement non-linéaire des circuits et composants par des équations linéaires
- Les tensions (ou courants) en entrée / sortie de circuit sont constituées :
 - d'un signal, de faible amplitude, variant dans le temps (AC)
 - d'une polarisation constante (DC), nécessaire au fonctionnement quasi-linéaire du circuit

Comportement dynamique du MOS

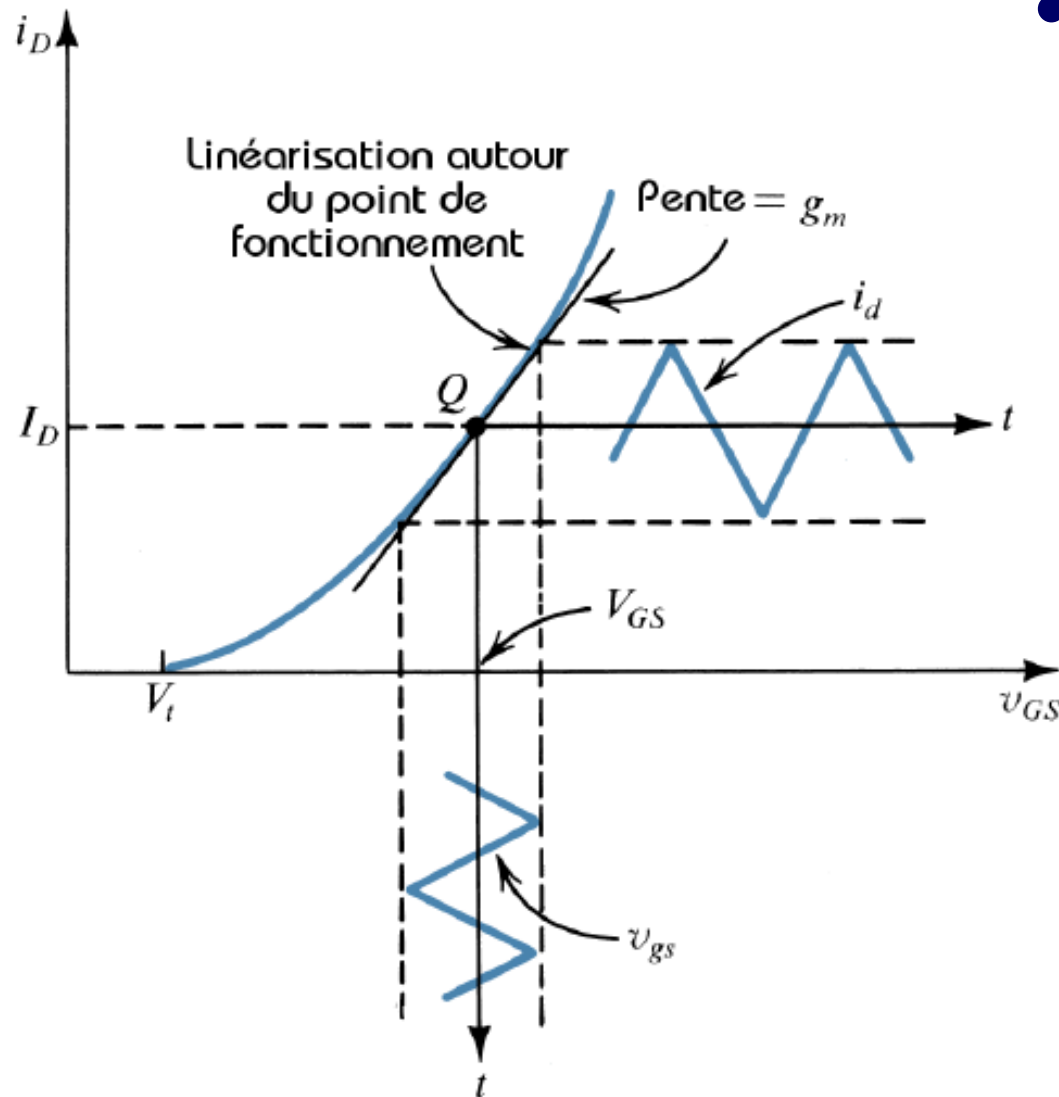


$$i_D(t) = I_{DQ} + i_d(t) \quad \text{Sortie}$$

Modèle petit-signal du MOS

- Les équations linéaires d'un circuit nous permettent d'évaluer rapidement son action sur le signal (amplification, modulation ...)
- Pour cela, nous avons besoin de représenter le comportement linéarisé du transistor MOS
 - En s'intéressant aux petites variations (AC)
 - En supprimant les constantes (DC)
- On utilisera des dérivés de 1^{er} ordre
 - Par rapport à la tension V_{GS}
 - Par rapport à la tension V_{DS}

Transconductance



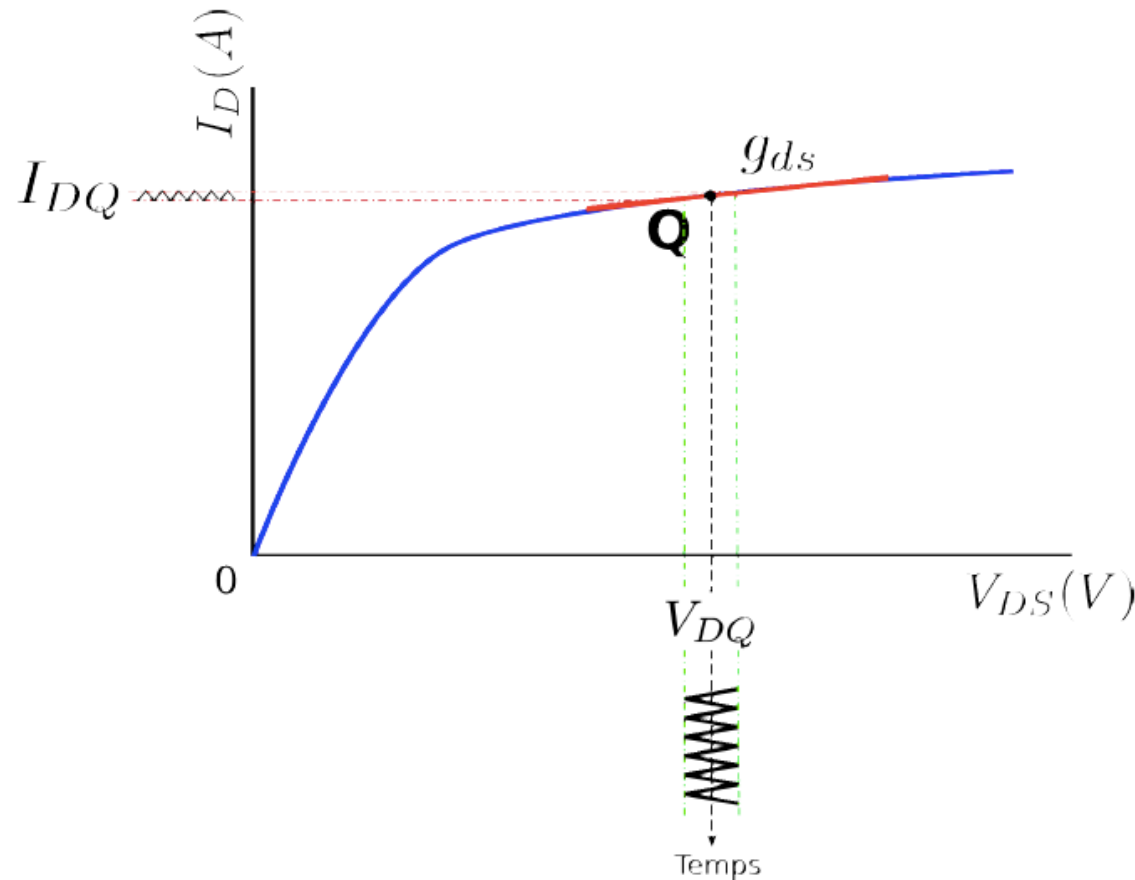
- Pour Q (point de polarisation) constant, V_{DS} constant :

$$g_m = \frac{dI_{DS}}{dV_{GS}}$$

$$g_m = \sqrt{2 \frac{\mu C_{ox} W}{L} I_{DQ}}$$

Conductance de sortie

- Pour Q (point de polarisation) constant, V_{GS} constant :

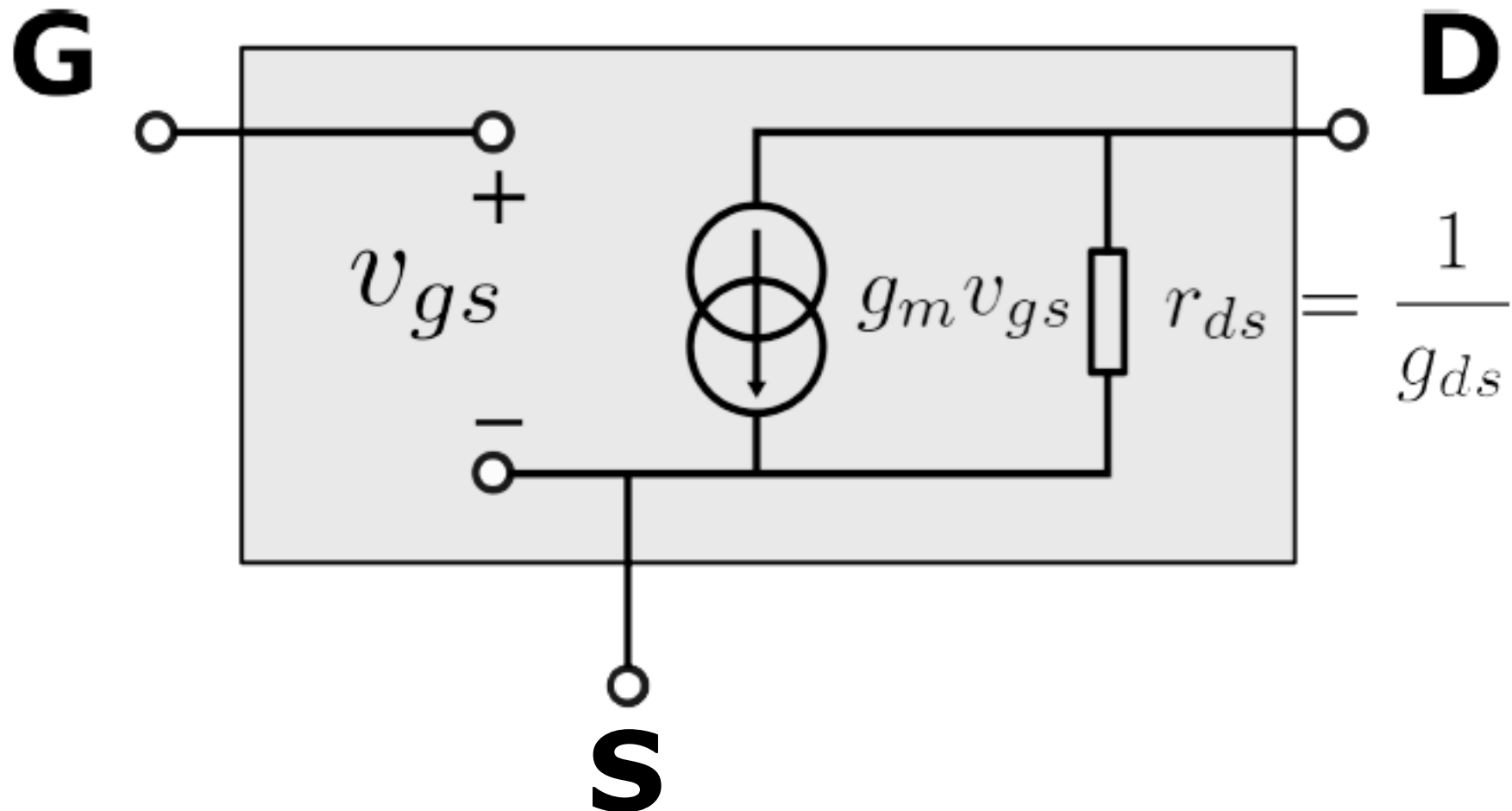


$$g_{ds} = \frac{dI_{DS}}{dV_{DS}}$$

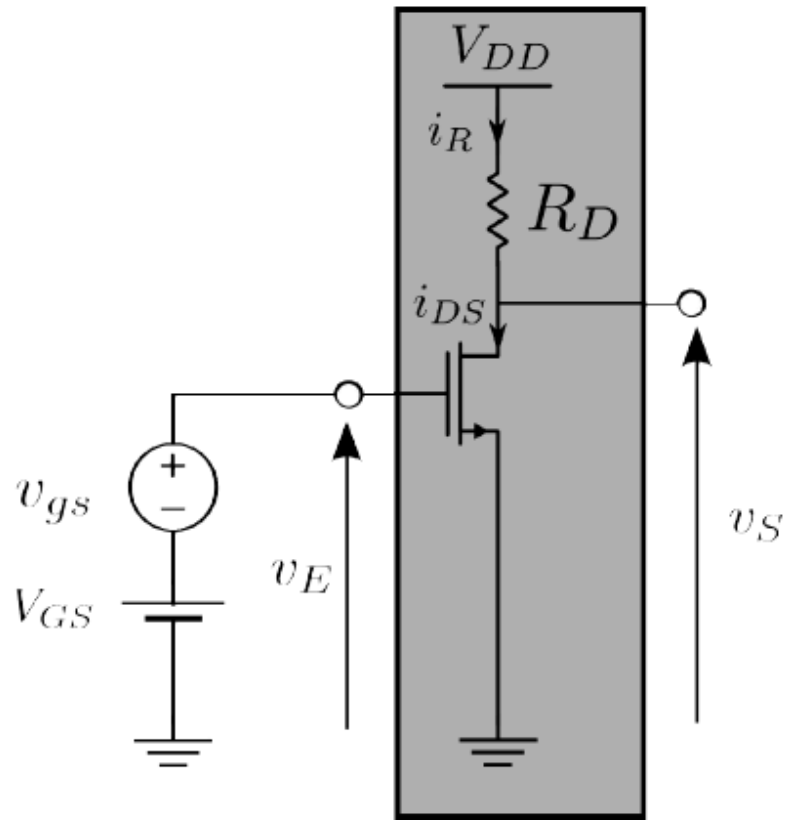
$$g_{ds} = \lambda I_{DQ}$$

en régime de saturation, $g_{ds} \ll g_m$

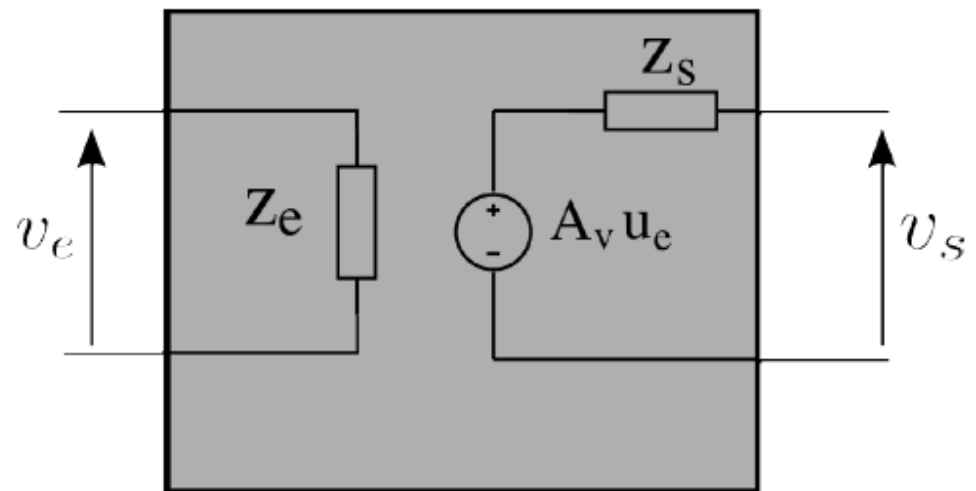
Modèle petit-signal



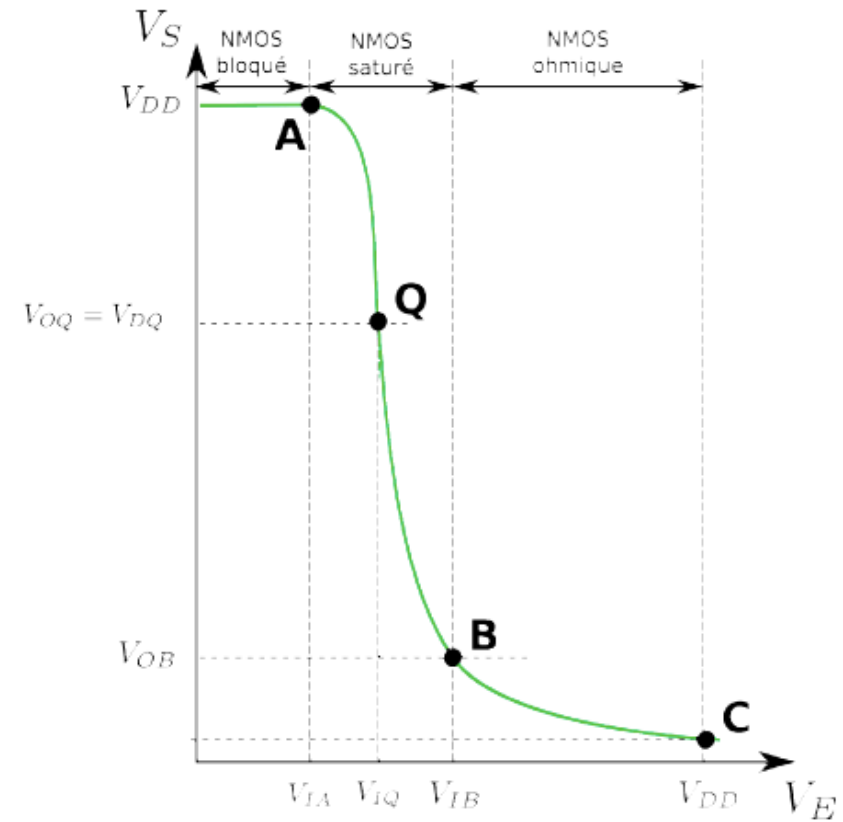
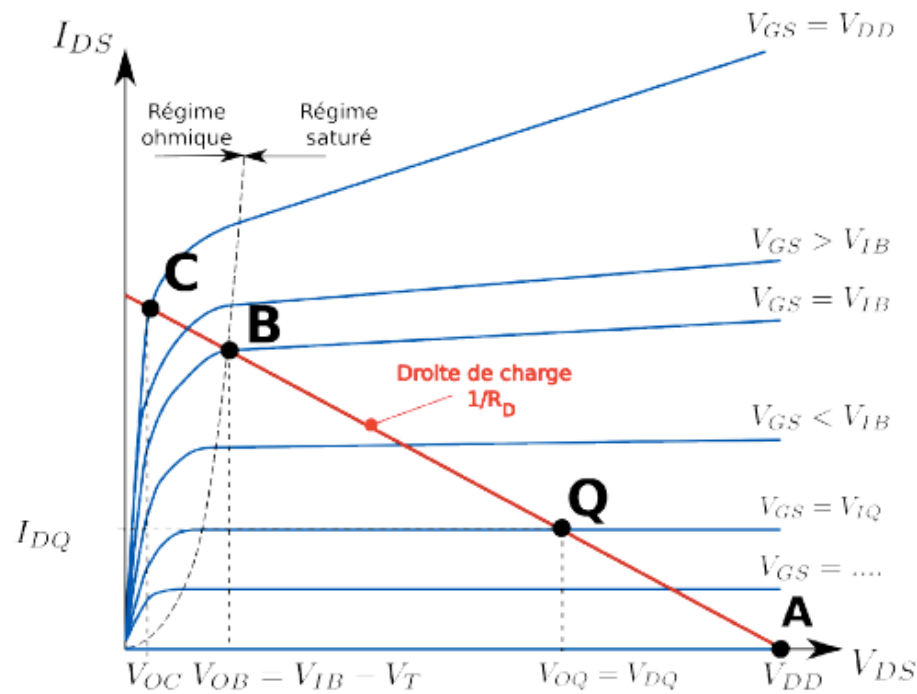
Amplificateur MOS



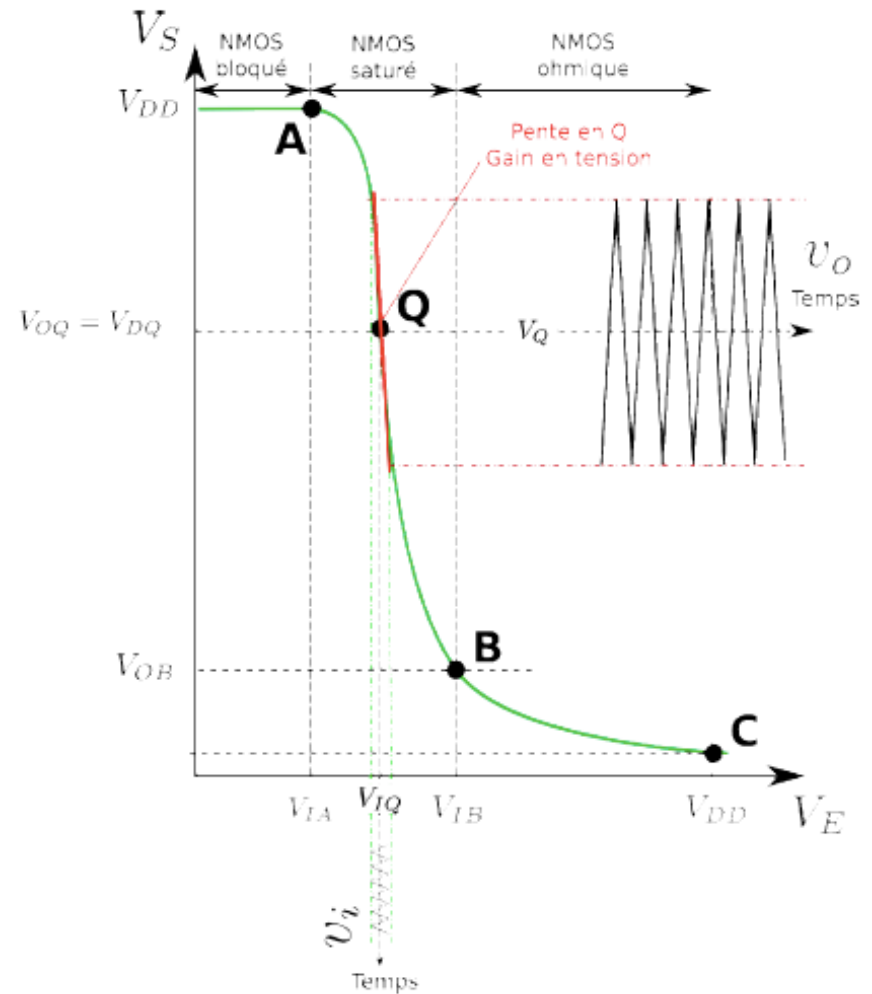
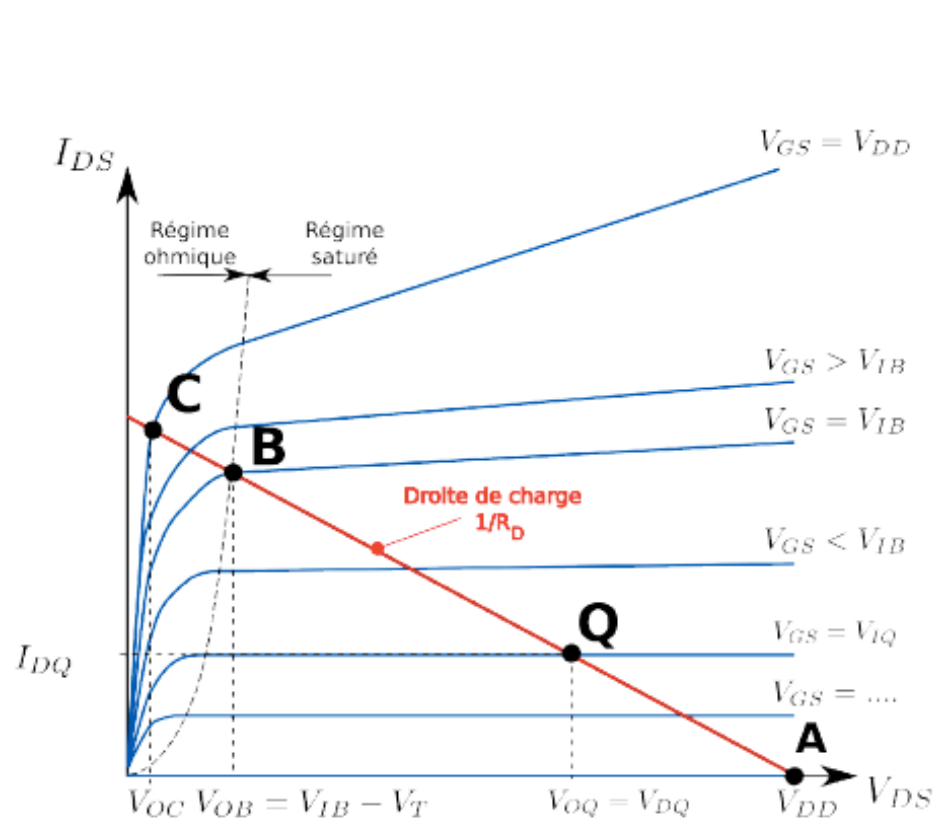
Autour d'un point
polarisation



Caractéristique $V_S = f(V_E)$



Approche petit-signal



Modèle petit-signal global

