

Chapitre 1

Modèles pour les dispositifs bipolaires et MOS

1.1. Relations fondamentales pour le transistor bipolaire

1.1. Relations fondamentales pour le transistor bipolaire

1.1.1. Signal fort, régime actif normal

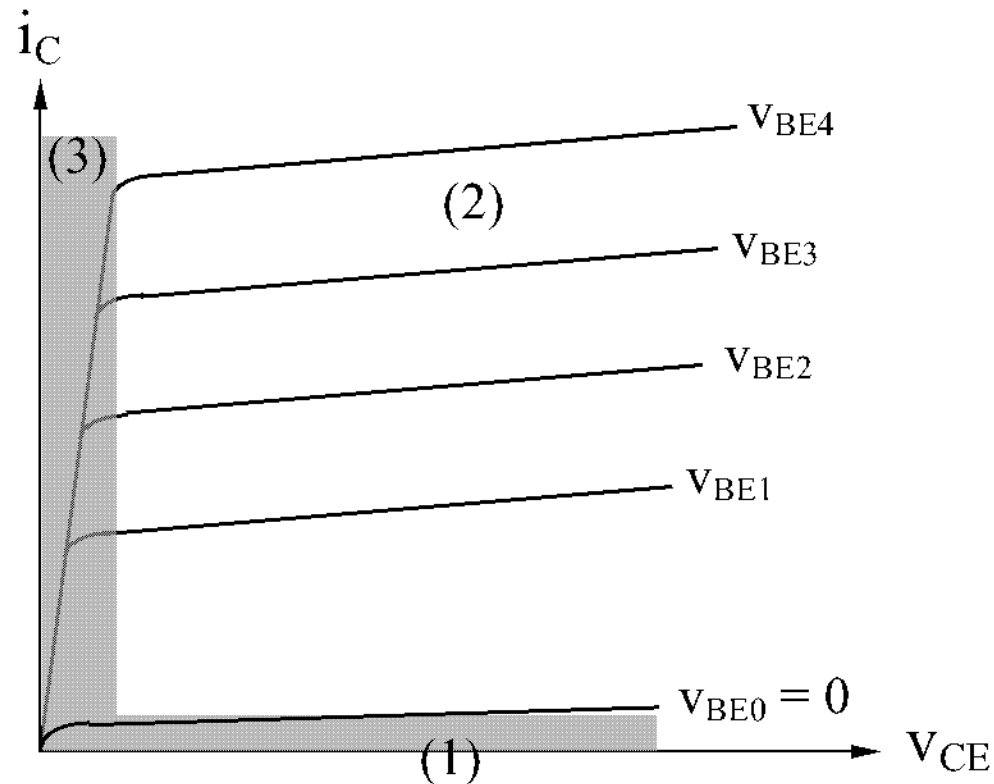
Pour un signal fort, ou en courant continu, le fonctionnement d'un transistor bipolaire est conforme aux équations de Ebers et Moll, valables pour toutes les conditions de polarisation. Par exemple, pour le courant de collecteur on peut écrire:

$$i_c = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_{th}}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_{th}}} - 1 \right)$$

où $I_S = KA$ est le courant de saturation de la jonction base-émetteur et base-collecteur, A est la surface de la jonction émetteur-base, α_R le gain en courant émetteur-collecteur et V_{th} est la tension thermique.

On peut définir trois régimes de fonctionnement, chacun d'eux pouvant être en connexion normale ou inverse. Par exemple:

- régime bloqué (1) (les deux jonctions polarisées en inverse)
- régime actif normal (2) (la jonction base-émetteur polarisée en direct et la jonction base-collecteur polarisée en inverse)
- régime saturé (3) (les deux jonctions polarisées en direct)

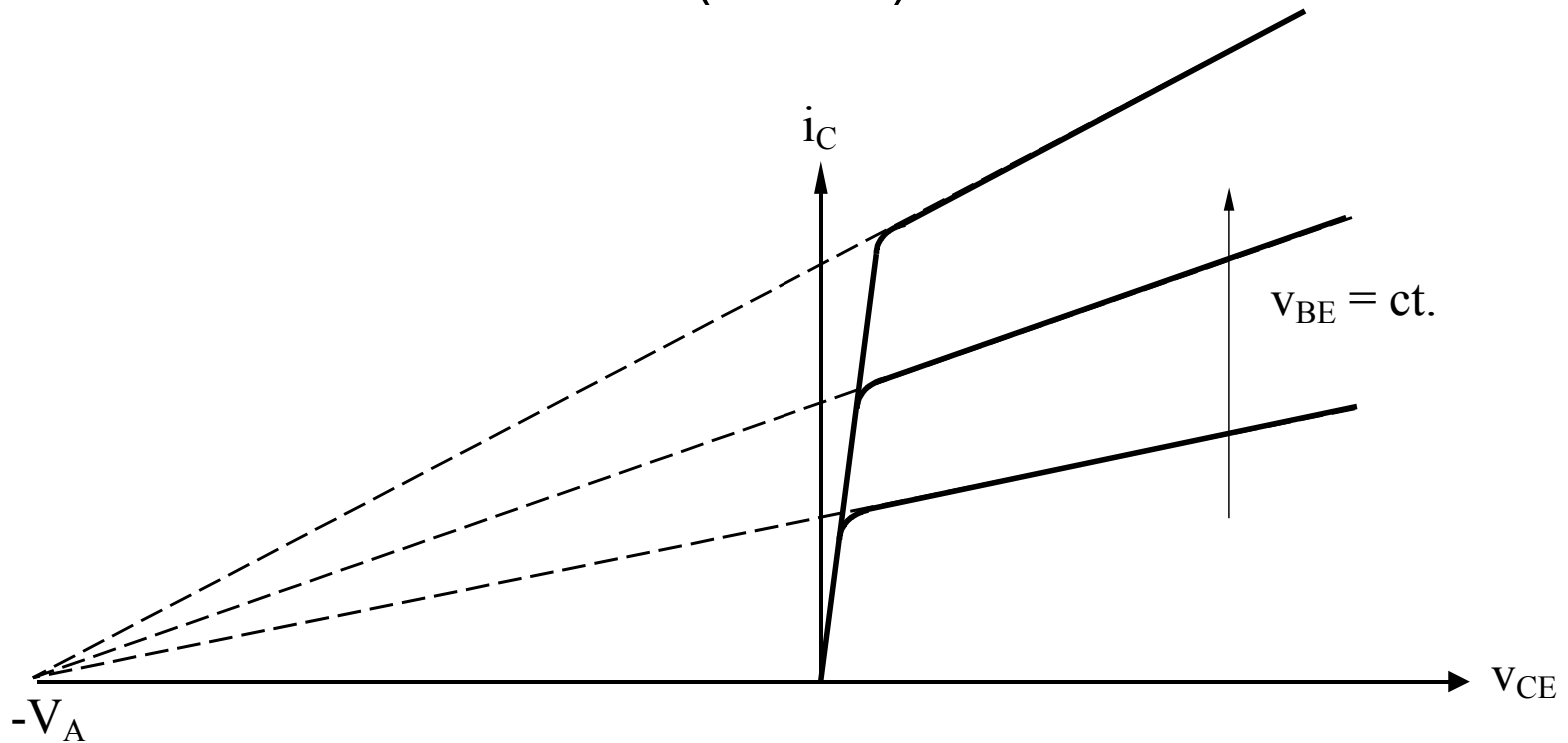


Si on impose dans l'équation antérieure $v_{BE} > 0$ et $v_{BC} < 0$ on déduit que:

$$i_c = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_{th}}} - 1 \right) \cong I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_{th}}}$$

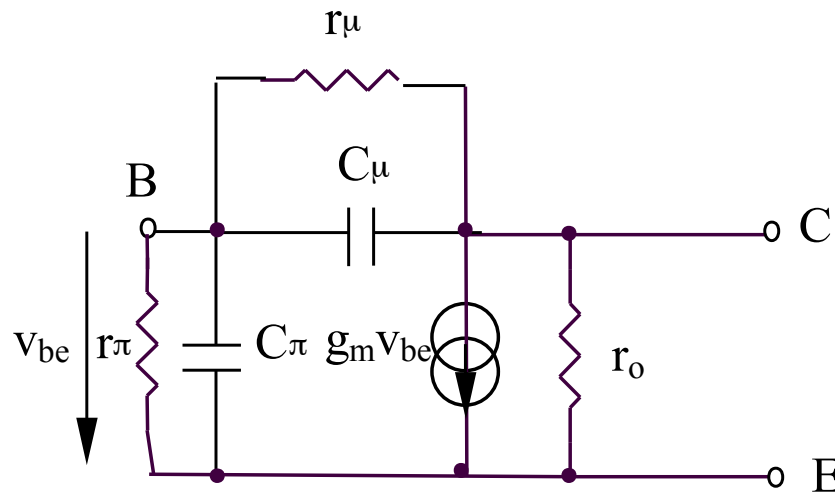
L'effet Early:

$$i_c = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_{th}}} \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right)$$



1.1.2. Les modèles du transistor bipolaire en petit signal dans la régime actif normale

Le modèle d'un transistor bipolaire en petit signal est présenté sur la figure suivante:



Conductance de transfert:

$$\left. \begin{aligned} g_m &= \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \\ I_C &\cong I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_{th}}\right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow g_m = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_{th}}\right) \frac{1}{V_{th}} = \frac{I_C}{V_{th}} \cong 40 I_C$$

Résistance de sortie:

$$r_o = \frac{1}{g_o} = \frac{1}{\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}}} \left. \vphantom{r_o} \right\} \Rightarrow r_o = \frac{1}{I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_{th}}\right) \frac{1}{V_A}} \cong \frac{V_A}{I_C}$$
$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_{th}}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

Résistance r_π :

$$r_\pi = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} = \frac{\beta}{g_m}$$

Résistance r_μ :

$$r_\mu = \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} = K\beta_O r_o$$

Exemple:

$$I_C = 1\text{mA}, \beta = 100, V_A = 100\text{V}$$

$$\Rightarrow g_m = 40I_C = 40\text{mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{40\text{mA/V}} = 2.5\text{k}\Omega$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100\text{V}}{1\text{mA}} = 100\text{k}\Omega$$

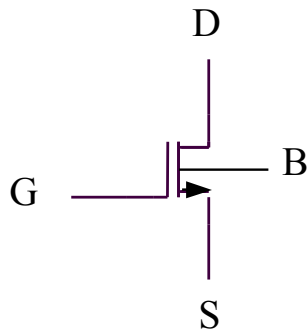
1.2. Relations fondamentales pour le transistor MOS

1.2. Relations fondamentales pour le transistor MOS

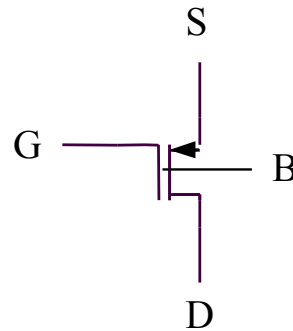
1.2.1. Signal fort

Symboles:

NMOS



PMOS



Notations:

G = porte

D = drain

S = source

B = substrat

W = largeur de canal

L = longueur de canal

(ou W/L = facteur d'aspect)

K' = paramètre de transconductance

V_T = tension de seuil

V_{GS} = tension de porte-source

V_{DS} = tension de drain-source

I. Région du fort inversion

$$V_{GS} > V_T$$

a. Saturation

$$V_{DS} \geq V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$$

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \qquad K = K' \frac{W}{L} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

b. Région linéaire

$$V_{DS} < V_{DSsat}$$

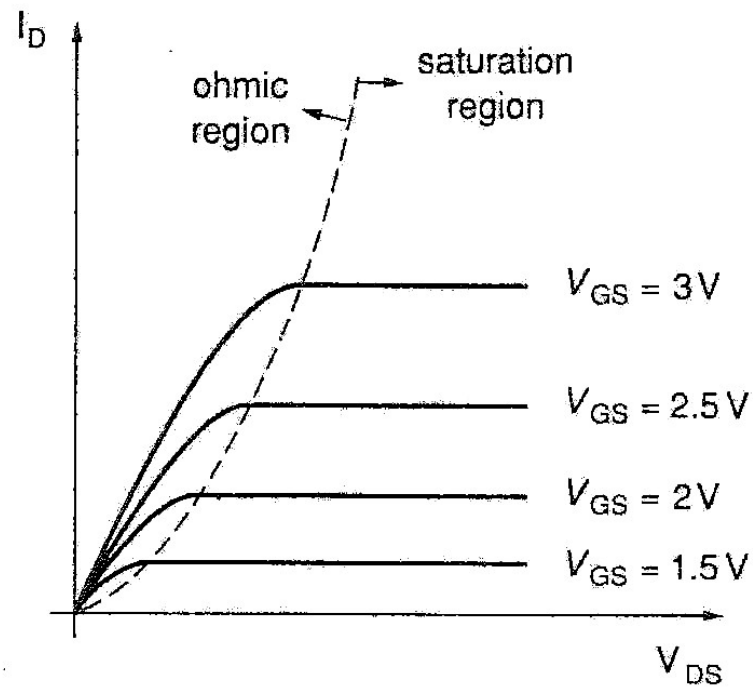
$$I_D = K \left[(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS}$$

II. Région du faible inversion

$$V_{GS} < V_T$$

$$I_D = I_{D0} \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{GS} - V_T}{nV_{th}}\right)$$

Caractéristiques de sortie du transistor MOS



Effets secondaires:

a. Modulation de longueur du canal

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

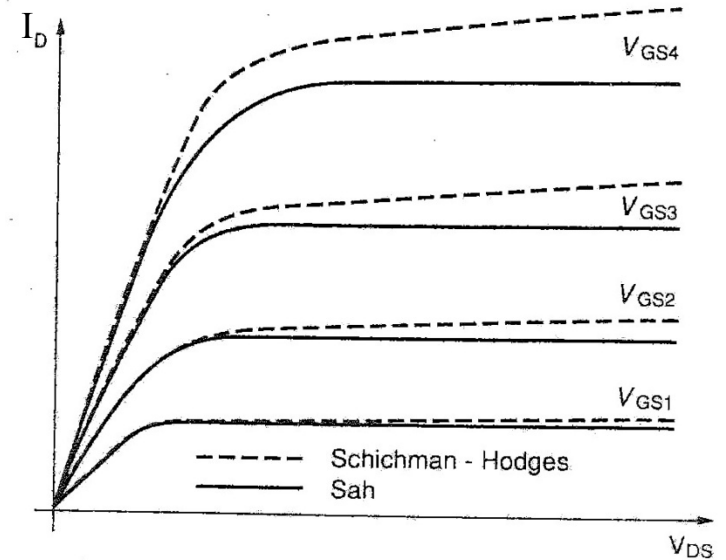
b. Dégradation de mobilité

$$K = \frac{K_0}{[1 + \theta_G (V_{GS} - V_T)](1 + \theta_D V_{DS})}$$

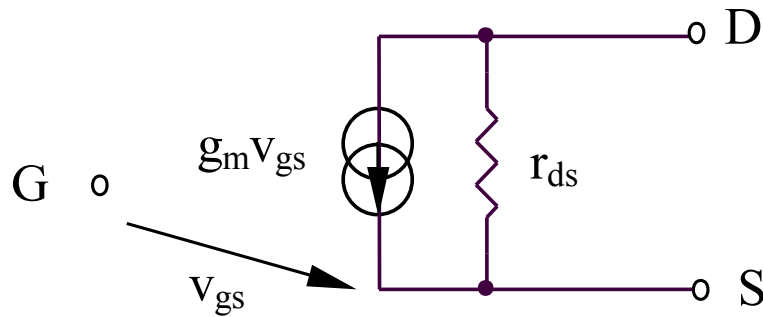
c. Effet de substrate

$$V_T = V_{T0} + \gamma (\sqrt{\Phi - V_{BS}} - \sqrt{\Phi})$$

Modulation de longueur du canal



1.2.2. Modèle du transistor MOS en petit signal



$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}}$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \cong K(V_{GS} - V_T)$$

$$I_D = \frac{K}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2I_D}{K}}$$

$$\left. \begin{array}{l} g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \cong K(V_{GS} - V_T) \\ I_D = \frac{K}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2I_D}{K}} \end{array} \right\} \Rightarrow g_m = \sqrt{2KI_D}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}} = \frac{1}{\frac{K}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \lambda} \cong \frac{1}{\lambda I_D}$$

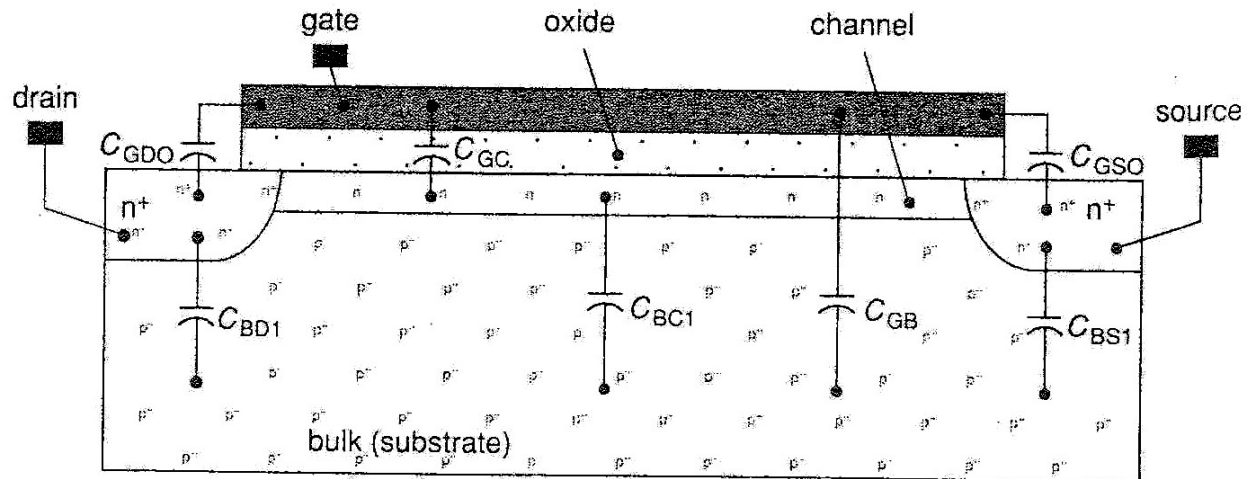
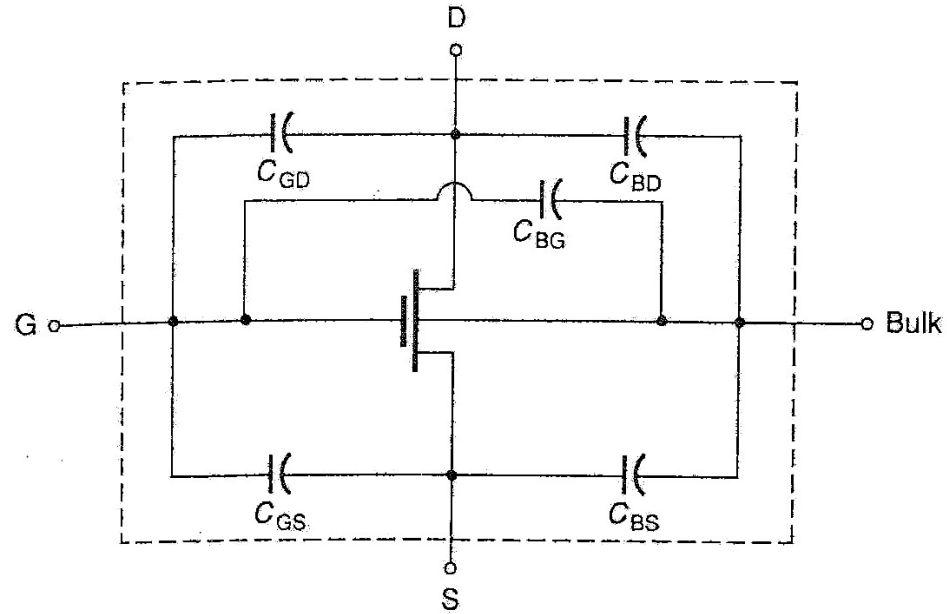
Exemple

$$I_D = 1\text{mA}, \lambda = 10^{-3}\text{V}^{-1}, K = 5 \times 10^{-4}\text{A/V}^2$$

$$\Rightarrow g_m = \sqrt{2KI_D} = 1\text{mA/V}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_D} = 1\text{M}\Omega$$

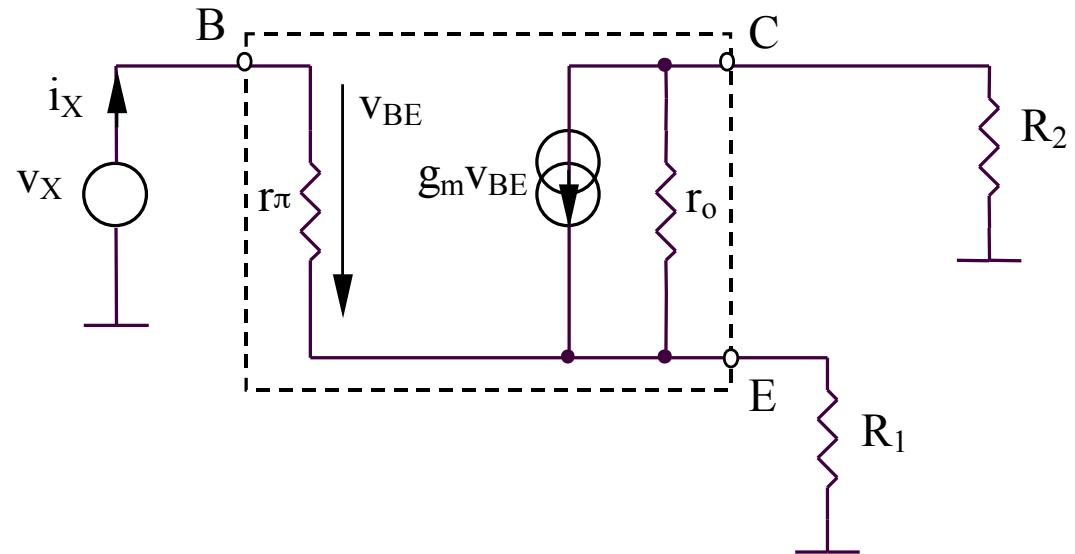
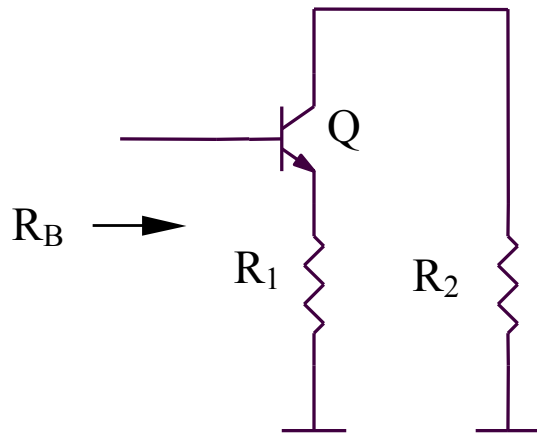
Modèle pour haute fréquence



1.3. Résistances dynamiques

1.3. Résistances dynamiques

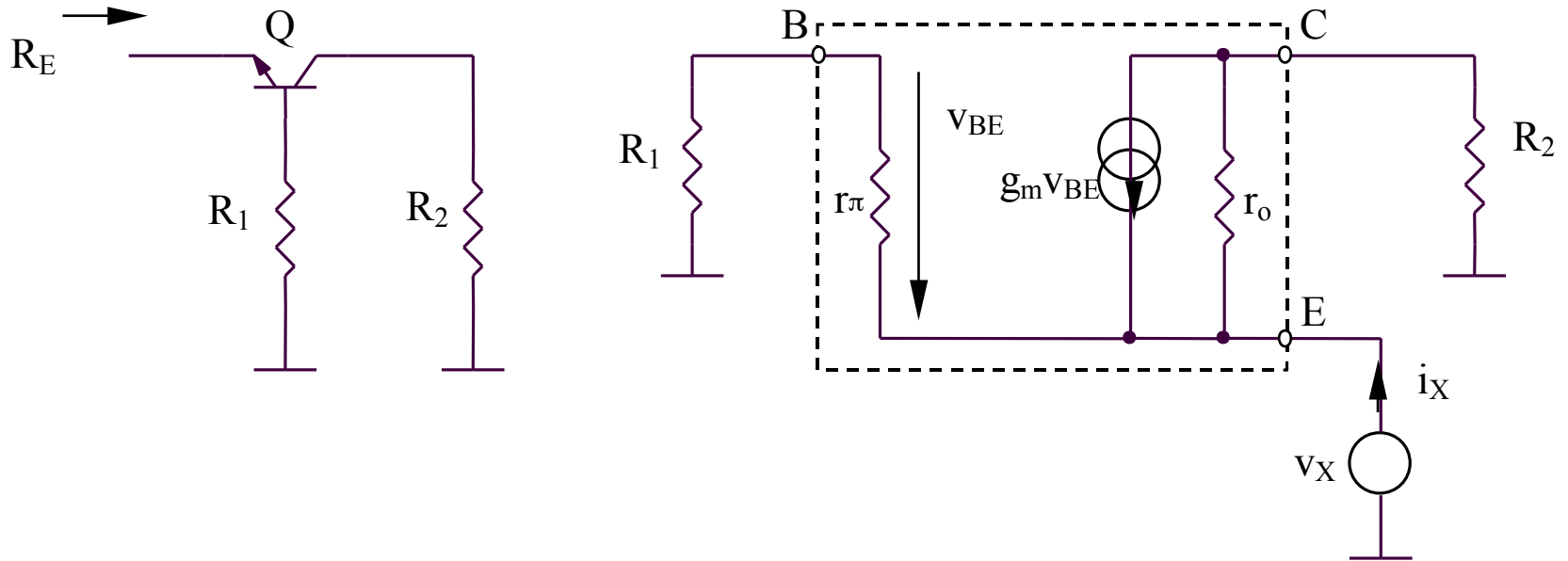
Résistance dans la base



$$v_x = i_x r_\pi + (\beta + 1) i_x R_1$$

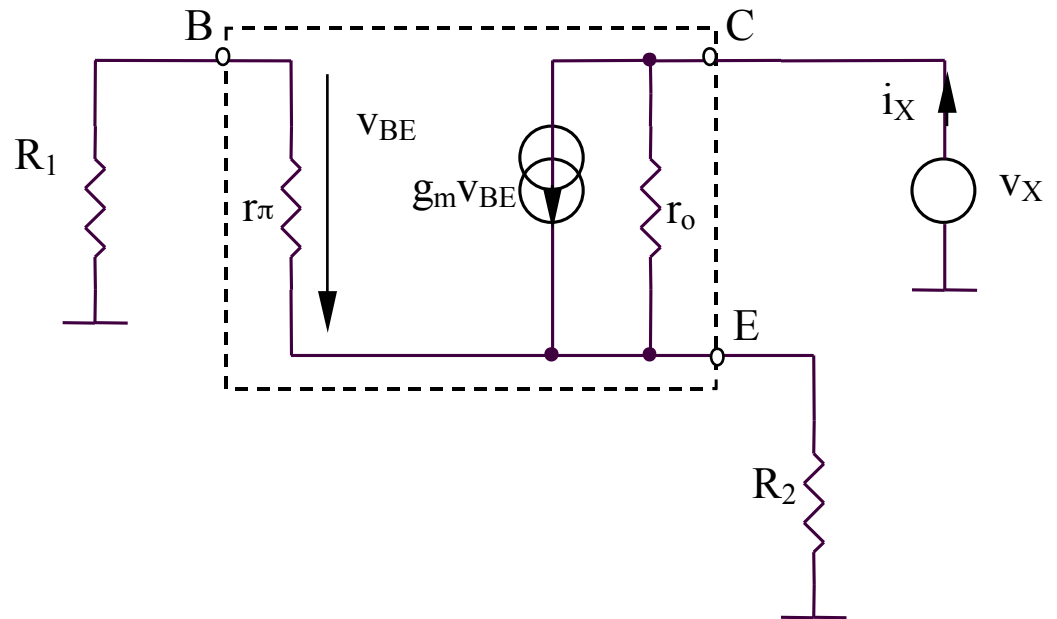
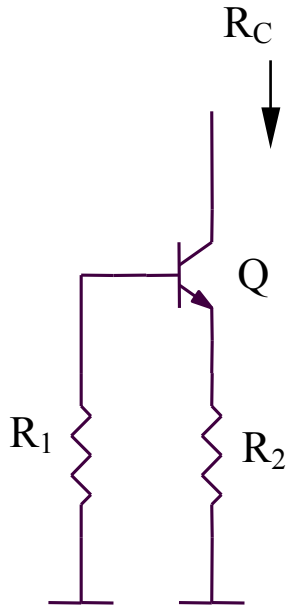
$$R_B = \frac{v_x}{i_x} = r_\pi + (\beta + 1) R_1$$

Résistance dans l'émetteur



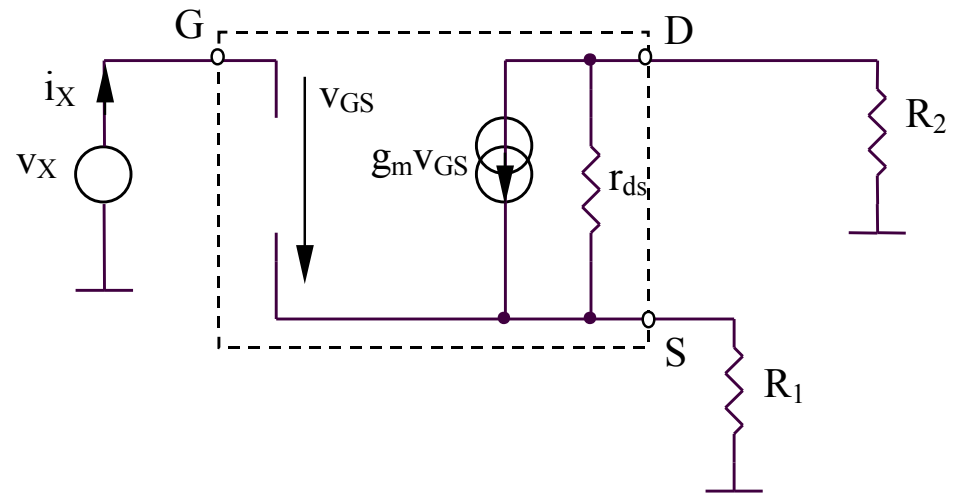
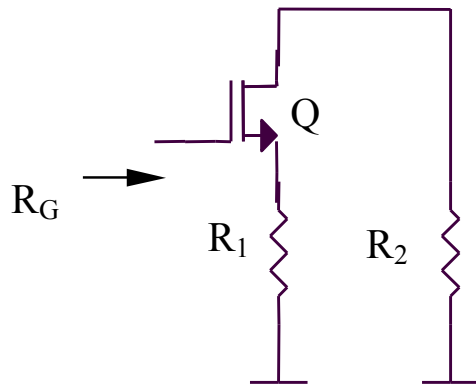
$$R_E = \frac{R_1 + r_\pi}{\beta + 1}$$

Résistance dans le collecteur



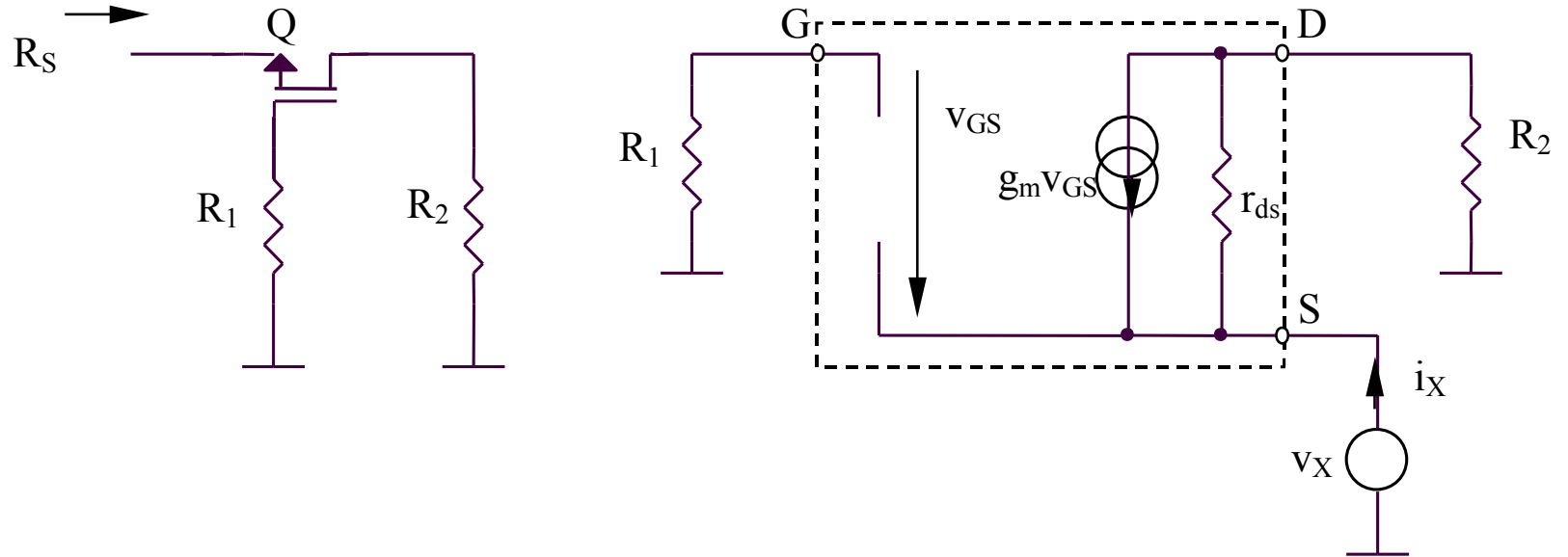
$$R_C = r_o \left(1 + \frac{\beta R_2}{r_\pi + R_1 + R_2} \right)$$

Résistance dans la porte



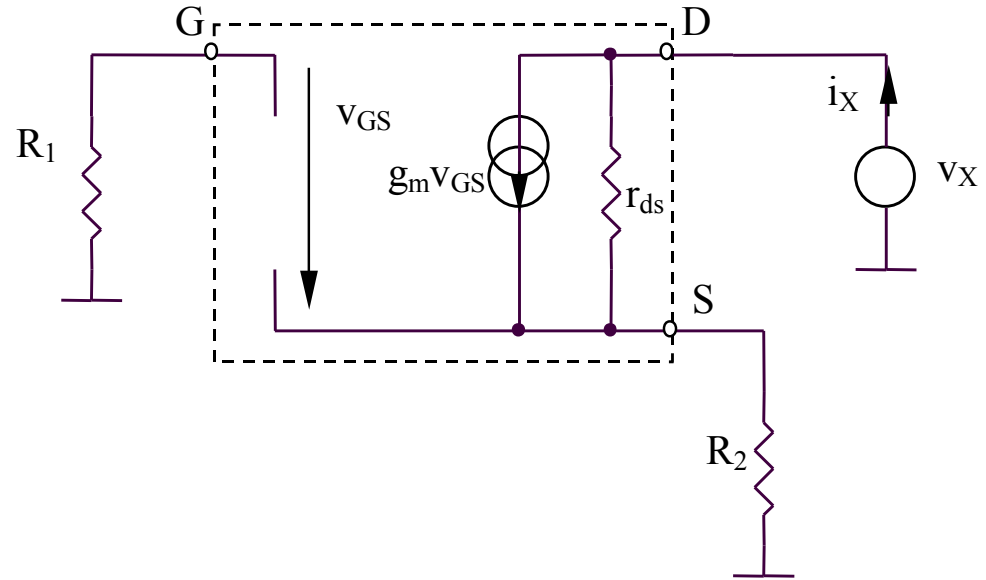
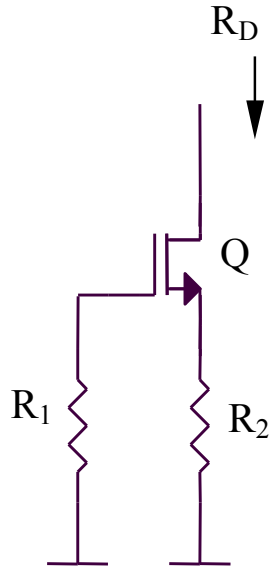
$$R_G = \infty$$

Résistance dans la source



$$i_x \cong -g_m v_{gs} = g_m v_x \Rightarrow R_S = \frac{v_x}{i_x} = \frac{1}{g_m}$$

Résistance dans la drain



$$\left. \begin{aligned} v_x &= (i_x - g_m v_{gs}) r_{ds} + i_x R_2 \\ v_{gs} &= -i_x R_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow R_D = \frac{v_x}{i_x} = r_{ds}(1 + g_m R_2) + R_2 \cong r_{ds}(1 + g_m R_2)$$