

Les blocs de base pour la conception des circuits intégrés

Ivan Thomas - mars 2006

I. Rappels sur le transistor en technologie silicium

Les transistors MOS et bipolaires : équations et modèles

II. Les sources de courant et de tension

Sources de courant à transistors bipolaires

Amélioration des sources de courant bipolaires

Sources de courant et tension à transistors MOS

Sources de courant indépendantes de la tension d'alimentation

Sources de courant compensées en température

III. Les montages amplificateurs de base

Amplificateurs à un étage

Amplificateurs de base à transistors bipolaires

Amplificateurs de base à transistors MOS

Tableau récapitulatif

IV. Les amplificateurs différentiels

Amplificateurs différentiels à transistors bipolaires

Amplificateurs différentiels à transistors MOS

Réponse en fréquence des amplificateurs différentiels

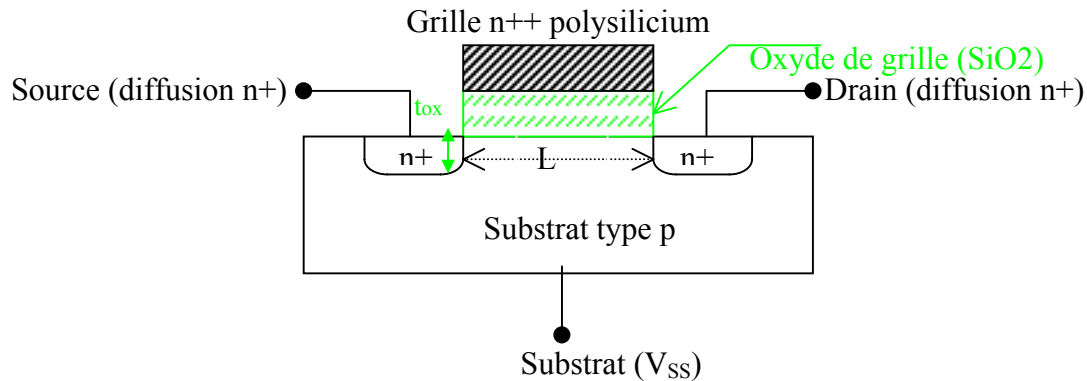
Amplificateurs différentiels alimentés par miroir de courant

V. Les amplificateurs à plusieurs étages

I. Rappels sur le transistor en technologie silicium Les transistors MOS et bipolaires : équations et modèles

I.1. Le transistor MOS (Metal Oxide Semi-conducteur)

Transistor MOS canal n à enrichissement



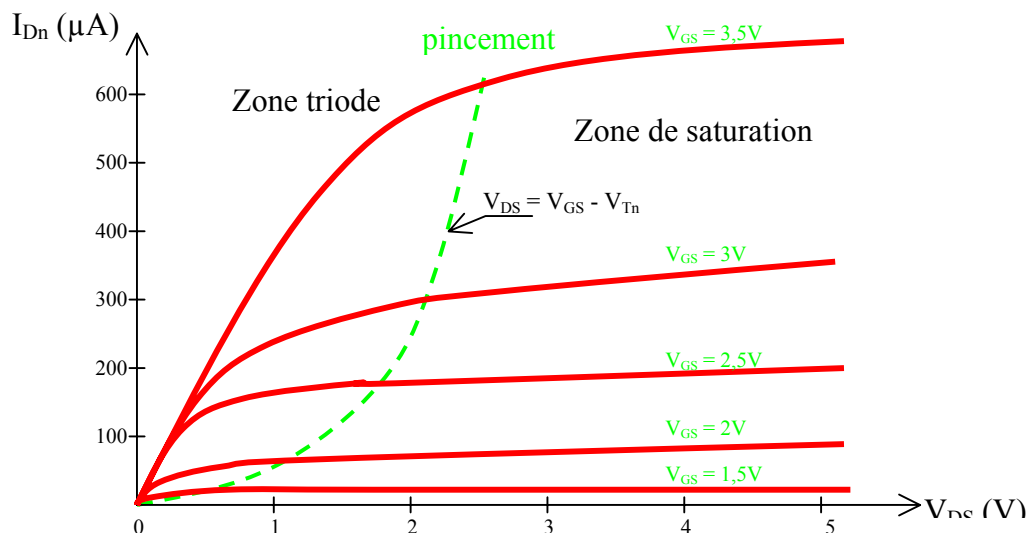
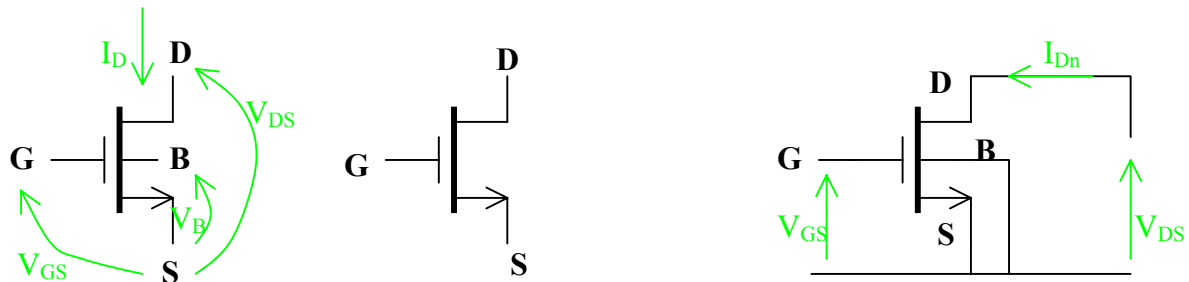
Source et drain sont symétriques.

G est la grille.

- $V_{GS} = 0$: les deux jonctions PN Substrat-S et Substrat-D empêchent tout passage de courant entre S et D $\rightarrow$ résistance $10^{12}\Omega$
- $V_{GS} > 0$: création d'une zone de déplétion de type N sous la grille
- V_{GS} atteint V_T (tension de seuil) : apparition du phénomène d'inversion ; l'augmentation de V_{GS} ne modifie plus la zone de déplétion mais crée une couche d'électrons (canal N continu) directement sous la grille.
- $V_{GS} > V_T$ et $V_{DS} > 0$: existence d'un courant d'électrons dans le canal de S vers D.

NB : le substrat est relié au potentiel la plus négatif, sinon possibilité d'utilisation comme seconde "grille".

L est la longueur de canal (entre S et D) et W la largeur de canal (dimension orthogonale).

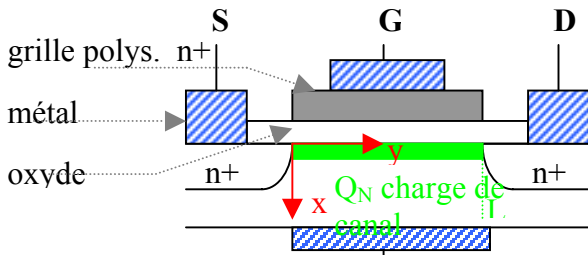


Constatations :

Si $V_{GS} < V_{Tn}$ $I_{Dn} = 0$ $\Rightarrow$ zone de cutoff, drain et source restent isolés, il n'y a pas de conduction.

1) et 2) Si $V_{DS} < V_{GS} - V_{Tn}$ $\Rightarrow$ zone où le courant drain I_{Dn} dépend de V_{GS} et de V_{DS} . C'est la **zone triode**.

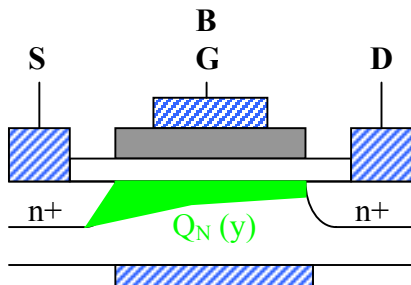
4) Si $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$ le courant drain est indépendant de V_{DS} . C'est la **zone de saturation**, à courant constant.



1)

$V_{GS} > V_{Tn}$ et V_{DS} très petit :
début de la zone triode

Q_N constant le long de L

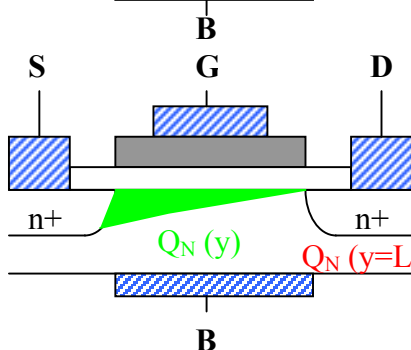


2)

$V_{GS} - V_{DS} > V_{Tn}$

zone triode

Q_N fonction de y

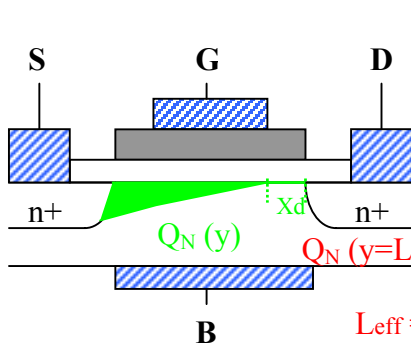


3)

$V_{DS} = V_{GS} - V_{Tn} = V_{DS sat}$

pincement

Q_N fonction de y et $Q_N(y=L) = 0$



4)

$V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn} = V_{DS sat}$

zone de saturation

Q_N fonction de y et $Q_N(y=L_{eff}) = 0$

$L_{eff} = L - X_d$

Les équations de courant en régime statique (grands signaux)

Dans la zone triode : $I_D = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} [(V_{GS} - V_{Tn}) - \frac{V_{DS}}{2}] V_{DS}$ avec $V_{GS} - V_{DS} > V_{Tn}$

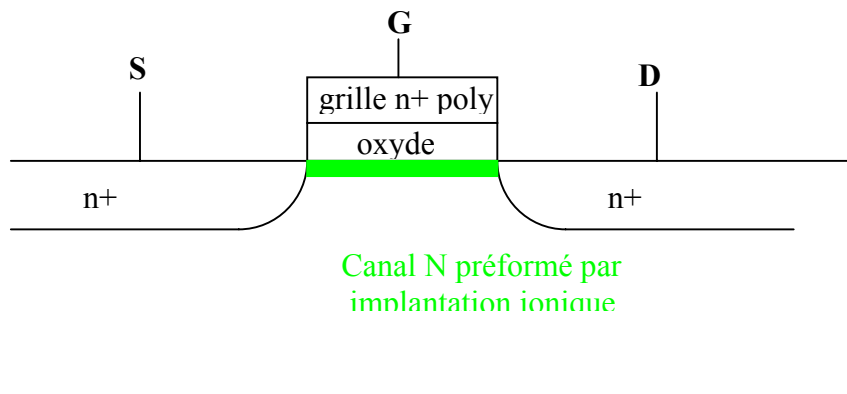
Dans la zone de saturation :

$$I_D = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{DS}) \quad \text{avec } V_{DS} \geq V_{Dsat}$$

Dans les deux équations le terme $\mu_n C_{ox}$ dépend du process.

λ_n est le paramètre de modulation de longueur de canal et vaut $\sim 0,1/L$ avec λ_n en V^{-1} et L en μm

Transistor MOS canal n à dépeuplement (dépletion) :

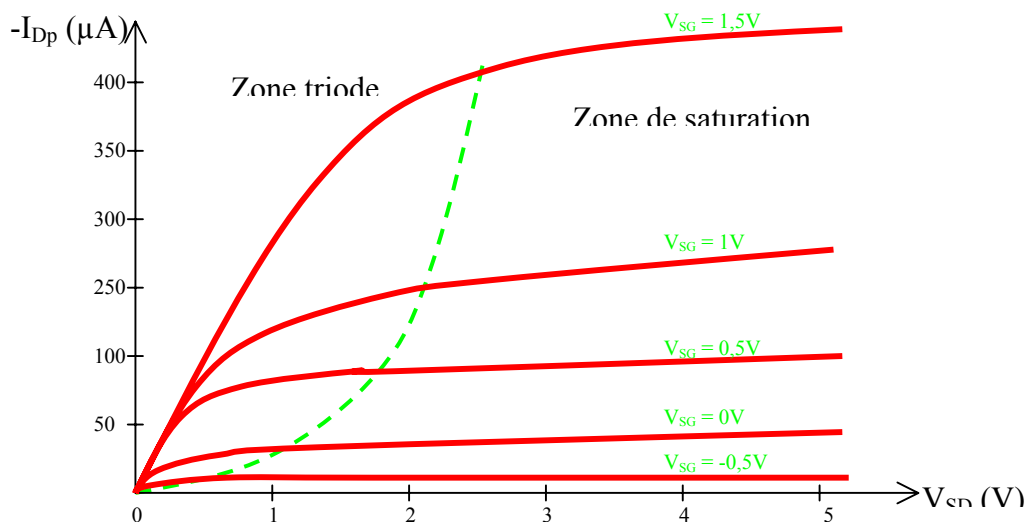
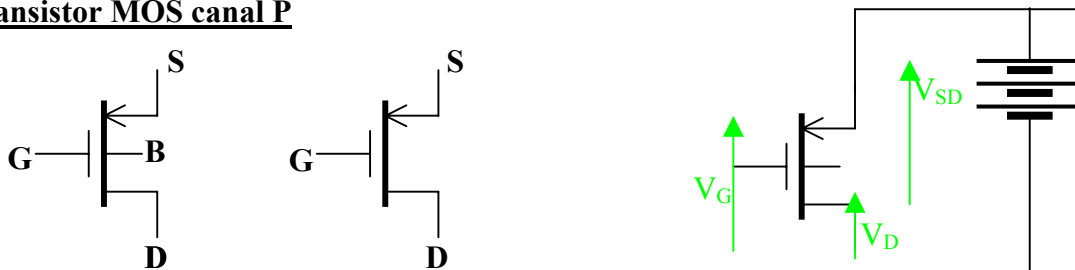


Un canal N existe sous la grille et ce transistor conduit quand $V_{GS} > 0$.

Si $V_{GS} < 0$, la grille polarisée négativement repousse les charges du canal n qui finit par disparaître.

Ce transistor est peu utilisé.

Transistor MOS canal P



Paramètres des transistors MOS :

Dans la zone triode :

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

C_{ox} est la densité de capacité (F/unité de surface) d'oxyde de grille $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox} \epsilon_0}{t_{ox}}$

μ est la mobilité des porteurs dans le canal (en $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$).

V_T est la tension de seuil.

$$V_T = V_{T0} \pm \gamma \left[\sqrt{(\Phi \pm V_{BS})} - \sqrt{\Phi} \right]$$

Φ est le potentiel de forte inversion en surface

γ est le paramètre de seuil de substrat, dépend du dopage sous la grille

V_{T0} est la tension de seuil pour $V_{BS} = 0$ > 0 pour un NMOS à enrichissement

< 0 pour un NMOS à dépeuplement

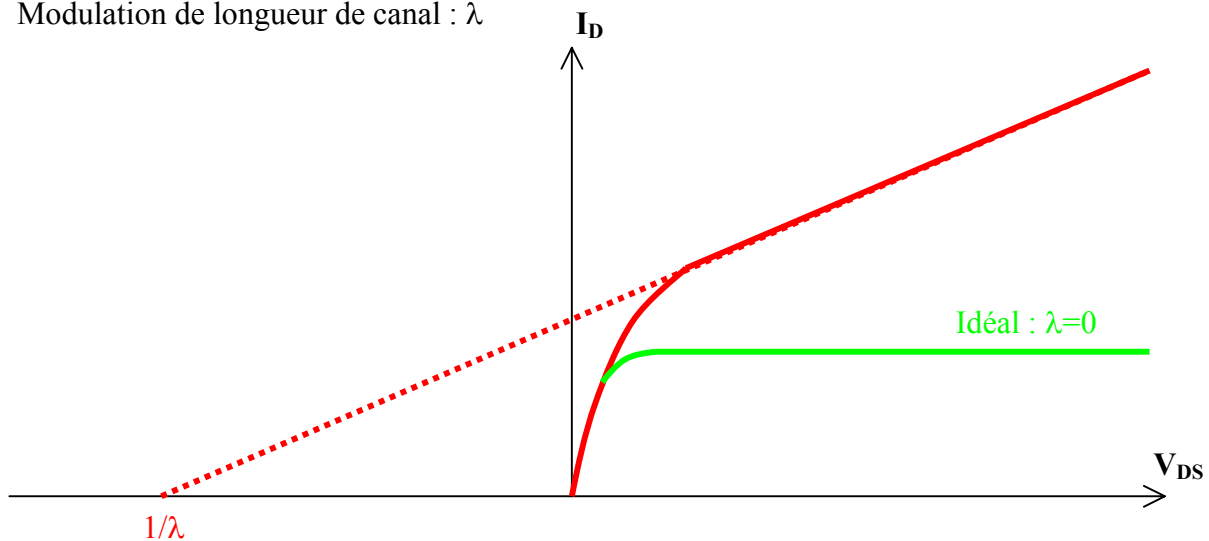
< 0 pour un PMOS à enrichissement

> 0 pour un PMOS à dépeuplement

$$\gamma = \frac{\sqrt{2 q N_a \epsilon_s \epsilon_0}}{C_{ox}} \quad \text{et} \quad = -U_T \log \frac{N_a}{n_i}$$

Dans la zone de saturation :

Modulation de longueur de canal : λ



$$\lambda = \frac{\sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_s \cdot \epsilon_0}{q \cdot N_a}}}{2L \sqrt{V_{DS} - (V_{GS} - V_T) + \phi}}$$

Effet de canal court :

Le champ électrique tangentiel E devient important sous V_{DS}

Augmentation du taux de collisions et saturation de la vitesse des porteurs à partir de E_c avec E_c champ critique $\sim 1,5 \cdot 10^6 \text{ V/m}$

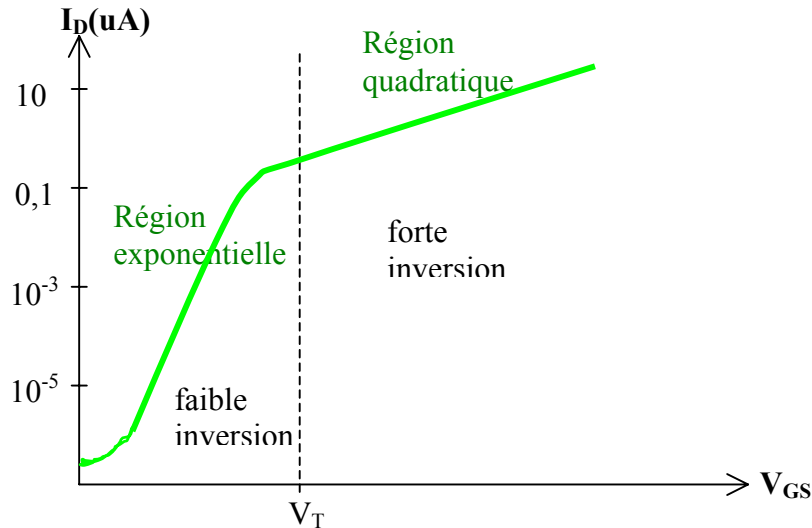
$v = \mu_n \cdot E$ vitesse des porteurs

La loi quadratique du courant dans la zone de saturation devient une loi linéaire :

$$I_D = \frac{\mu_n \cdot C_{ox}}{2[1+\theta(V_{GS}-V_T)]} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS}-V_T)^2 \quad \text{avec} \quad \theta = \frac{1}{L \cdot E_c}$$

Fonctionnement en faible inversion :

Si $V_{GS} < V_T$ le transistor est bloqué, mais en fait I_D n'est pas nul et croît exponentiellement :



Si $V_{BS} = 0$ et si $V_{DS} > 3U_T$ ($U_T = \frac{kT}{Q} \sim 26 \text{ mV à } 300^\circ\text{K}$)

$$I_D = \frac{W}{L} I_{D0} e^{(V_{GS}-V_T)/(nU_T)} \quad \text{avec} \quad I_{D0} = \frac{Kx (2nU_T)^2}{q^2}$$

Cette région de caractéristique est utilisable pour des systèmes à très faible consommation et tensions d'alimentation.

Elle permet des transconductances $\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$ élevées.

Par contre elle amène une faible linéarité et une faible fréquence de transition F_t (proportionnelle à I_D).

Modèles des transistors MOS en régime dynamique

Modèle petits signaux :

Soit un transistor MOS avec un point de fonctionnement DC noté Q auquel on ajoute des petits signaux v_{gs} , v_{ds} , v_{bs} .

Le courant total de drain est alors :

$$i_D = I_{D0} + \delta i_D = I_{D0} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{gs}} \cdot v_{gs} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{ds}} \cdot v_{ds} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{bs}} \cdot v_{bs}$$

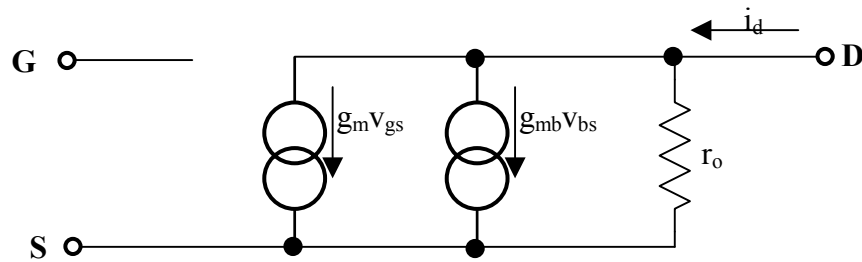
$$i_d = g_m v_{gs} + g_{mb} v_{bs} + g_o v_{ds}$$

g_o transconductance de sortie
 g_{mb} backgate transconductance
 g_m transconductance

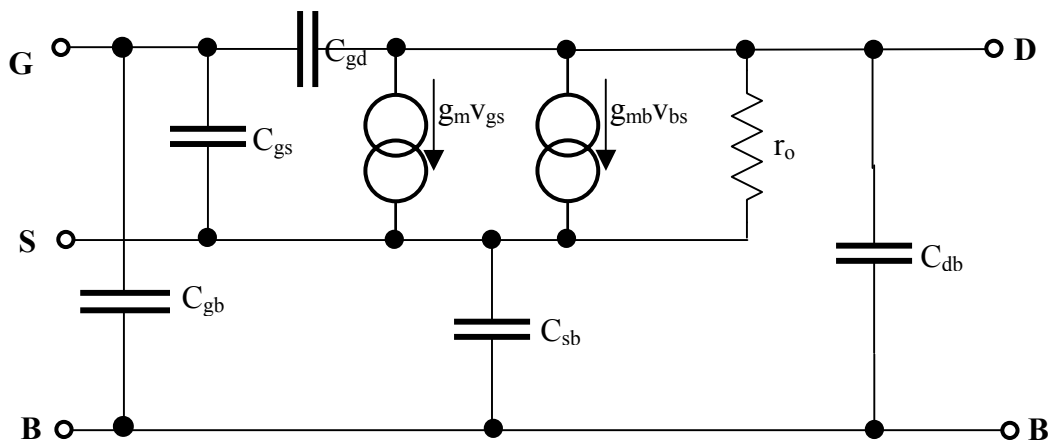
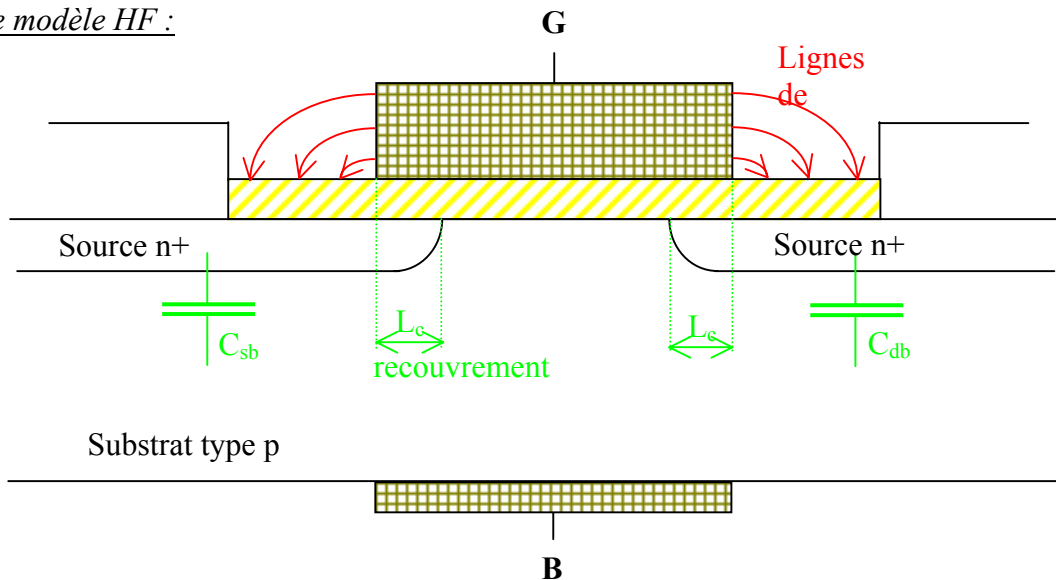
$$g_m \cong \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{Tn}) = \sqrt{\left(2 \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} I_D\right)}$$

$$g_{mb} = \frac{\gamma_n g_m}{2 \sqrt{(-2 \Phi_p - V_{BS})}}$$

$$g_o^{-1} = r_o = \frac{V_A}{I_D} \text{ avec } V_A \text{ la tension d'Early}$$



Le modèle HF :



En zone de saturation

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WL C_{ox} + WC_{ov}$$

C_{gs} : Capacité grille / source

C_{ov} : capacité due aux recouvrements grille source et grille / drain

$$C_{gd} = WC_{ov}$$

En zone triode :

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{WL C_{ox}}{2} + WC_{ov}$$

C_{gb} est fonction de la technologie : quelques fF

Exemple de valeurs : $g_m = 300$ à $400 \mu mho$

(zone triode) $g_{mb} = 150 \mu mho$

$r_o \sim 200 K\Omega$

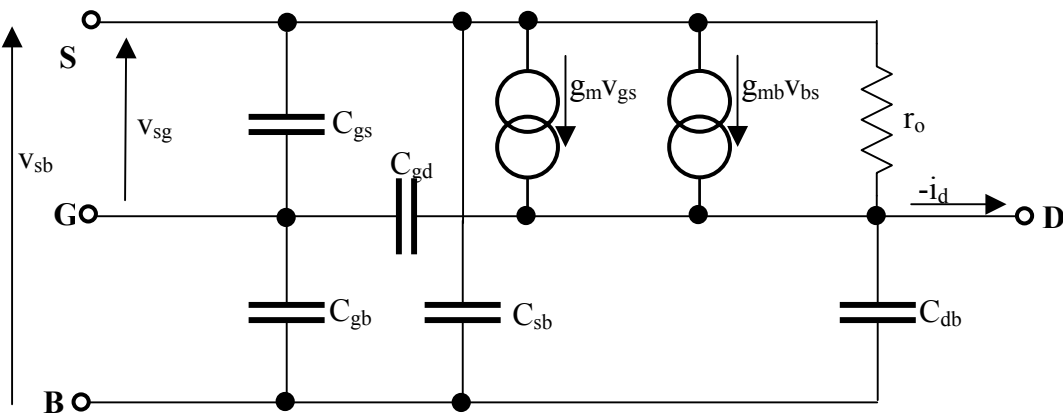
$C_{ox} = 2 fF/\mu m^2$

$C_{ov} = 0,5 fF/\mu m^2$

$C_{gs} = 100 fF$

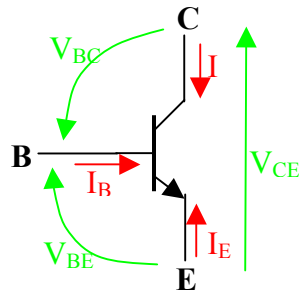
$C_{ds} \sim 100 fF$

Schéma équivalent HF pour un MOS canal P :



$$F_T = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{C_{gs} + C_{gd} + C_{gb}}$$

1.2. Les transistors bipolaires (BJT)



Equations d'Ebers – Moll à quatre paramètres :

$$I_C = I_F - \frac{I_R}{\alpha_R}$$

$$I_F = I_S [e^{V_{BE}/U_T} - 1]$$

$$I_E = -\frac{I_F}{\alpha_F} + I_R$$

$$I_R = I_S [e^{V_{CE}/U_T} - 1]$$

$$I_B = \frac{I_F}{\beta_F} + \frac{I_R}{\beta_R}$$

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$$

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

I_S courant de saturation

$$I_S = A \cdot \frac{q \cdot \overline{Dn} \cdot n_i^2}{Q_B} \quad \text{avec } A : \text{aire de l'émetteur}$$

Q_B : densité volumique du nb d'atomes dopants dans la base

n_i : la concentration des porteurs dans le silicium intrinsèque

$\overline{Dn}$: la constante moyenne de diffusion des électrons dans la base

α_R gain en courant inverse en grands signaux

α_F gain en courant direct en grands signaux

kT

$U_T = \frac{kT}{q} \sim 26 \text{ mV à } 300^\circ\text{K}$ tension thermique

dans le transistor : $I_B + I_C + I_E = 0$ et $V_{CE} = V_{BE} - V_{BC}$

Valeurs typiques :

$J_S = 10^{-12} \text{ A}/\mu\text{m}^2$ densité de courant de saturation

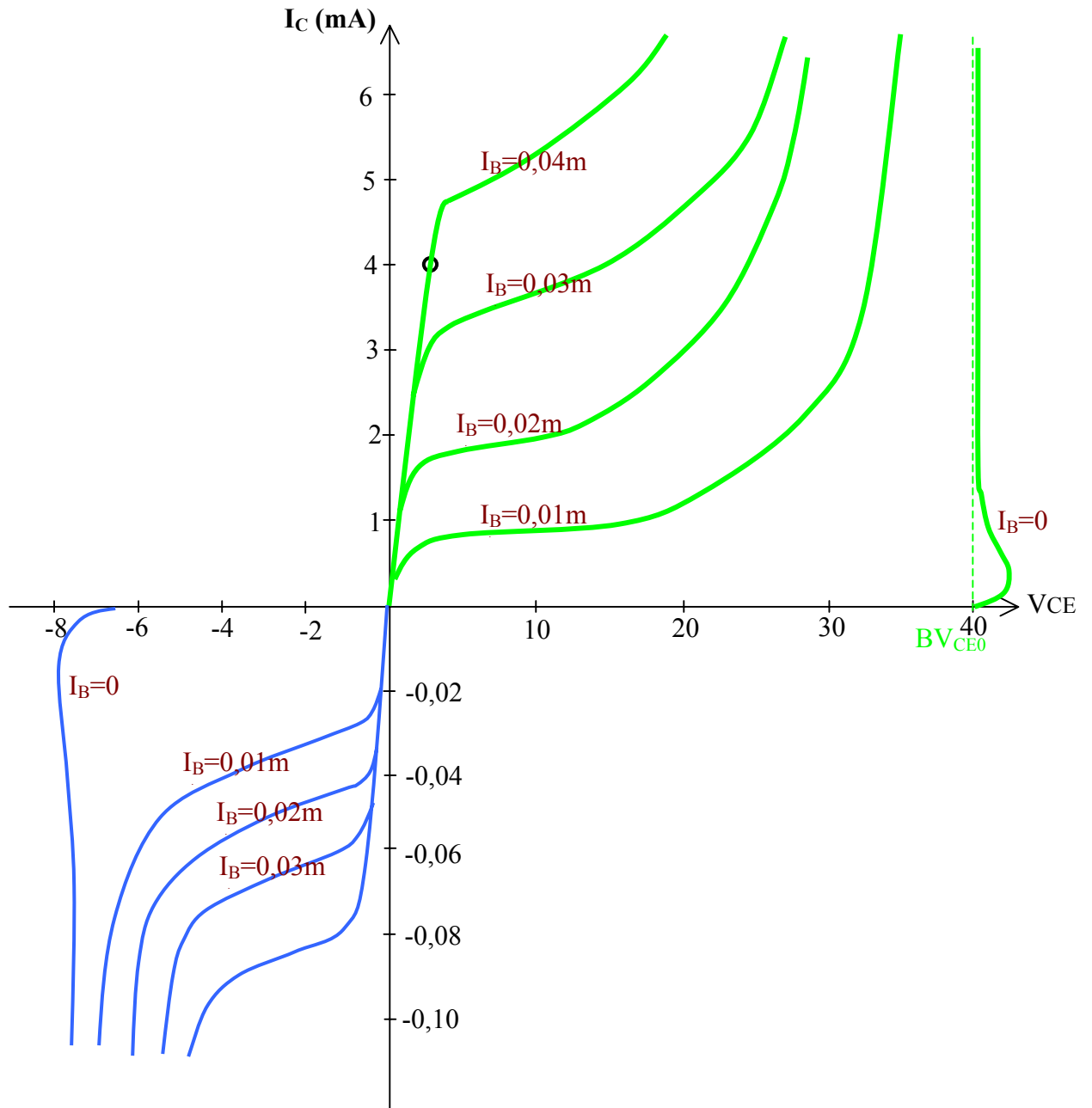
$I_S = J_S \cdot A$ avec A surface d'émetteur

$I_S (\text{A}) = 10^{-12}$ à 10^{-14}

$$\alpha_F = 0,99 \quad \text{et} \quad \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \cong 100$$

$$\alpha_R = 0,3 \quad \text{et} \quad \beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \cong 0,43$$

Caractéristique I_C (V_{CE}) pour un transistor npn :



Fonctionnement en regime normal en mode statique (ou DC)

Après approximation des équations :

$$I_C \cong I_S [e^{V_{BE}/U_T} - 1] [1 + \frac{V_{CE}}{V_{AF}}]$$

$$I_E \cong I_S [e^{V_{BE}/U_T} - 1] [1 - \frac{V_{CE}}{V_{AR}}]$$

V_{AR} tension d'Early (~ 200 V) $\sim V_{AF}$

Fonctionnement en regime normal en mode dynamique (ou AC)

Soit un transistor avec un point de fonctionnement DC (I_C , I_B , I_E , V_{BE} , V_{CE} , V_{BC}) auquel on ajoute des petits signaux :

$$i_C = I_C + i_c \quad i_B = I_B + i_b$$

$$V_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

Transconductance :

$$G_m = \left. \frac{\delta i_C}{\delta v_{BE}} \right|_{DC} \quad \text{et } i_C = I_S e^{(V_{BE}/V_{th})}$$

$$\Rightarrow g_m = \frac{I_S}{V_{th}} e^{(V_{BE}/V_{th})} - \frac{I_C}{V_{th}} = \frac{q}{kT} I_C$$

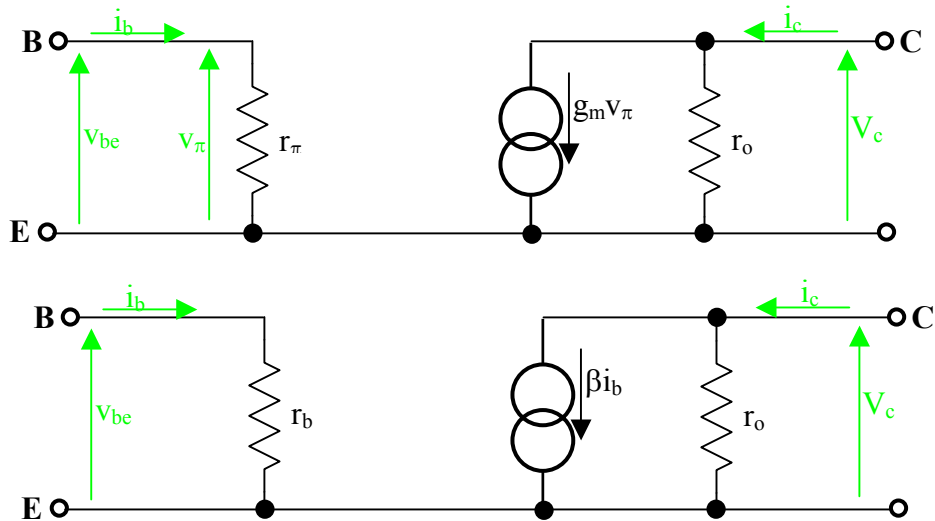
Résistance d'entrée : au contraire des transistors MOS, il y a un courant d'entrée (courant base i_B) non nul.

$$r_{\pi}^{-1} = \left. \frac{\delta i_B}{\delta v_{BE}} \right|_{DC} = \frac{g_m}{\beta_0} \Rightarrow r_{\pi} = \frac{\beta_0 V_{th}}{I_C} = \frac{\beta_0}{g_m} \quad \text{avec } \beta_0 = \beta_F$$

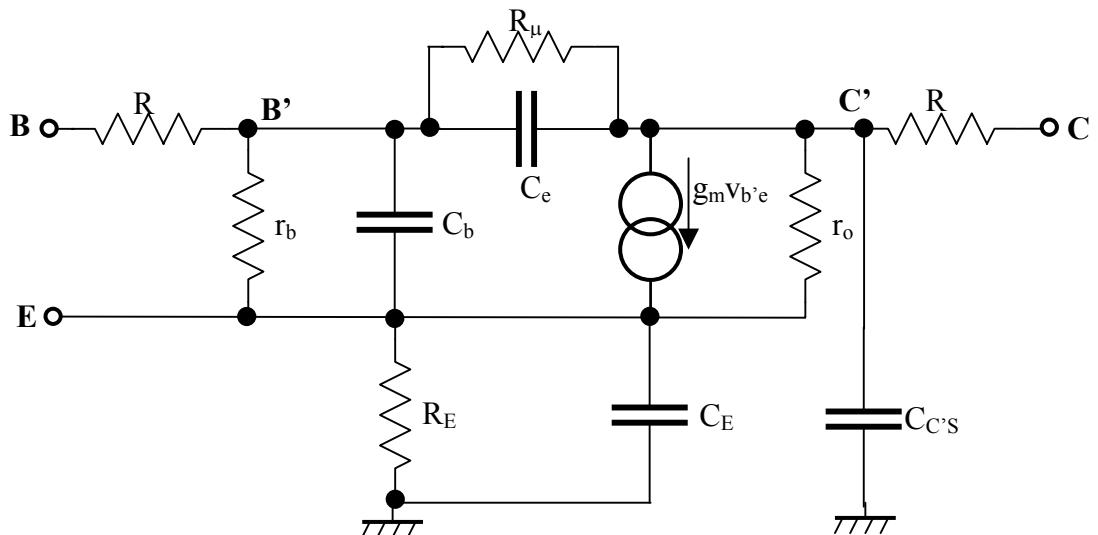
Résistance de sortie : $i_C = I_S e^{(V_{BE}/V_{th})} (1 + \frac{V_{CE}}{V_{An}})$

$$r_o^{-1} = \left. \frac{\delta i_C}{\delta v_{CE}} \right|_{DC} = I_S e^{V_{BE}/V_{th}} \frac{1}{V_{An}} \sim \frac{I_C}{V_{An}}$$

Modèle petits signaux :



Modèle HF :



C_b et C_c capacités de jonctions

$R_\mu = \eta \cdot \beta_F \cdot r_o$ $1 < \eta < 10$ en fonction de la technologie

Valeurs typiques :

$$R_B \sim R_C \sim 100 \, \Omega$$

$$R_E \sim 1 \, \Omega$$

C_{jonct} dépend de la polarisation et des dopages (C jonctions + C diffusions)

Relations utiles en première approximation :

En BF : $I_C = \beta_F I_B$

$I_C \cong I_E$ si $\beta_F \gg 1$

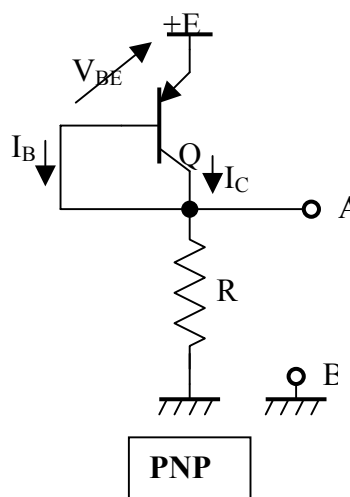
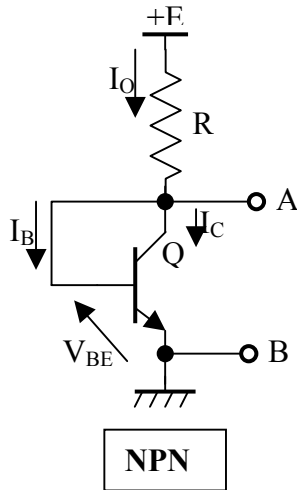
$$I_C = A J_s \left[e^{\frac{V_{BE}}{U_T}} - 1 \right] \left[1 \pm \frac{V_{CE}}{V_{AF}} \right]$$

En HF les approximations sont plus délicates, $r_\mu \rightarrow \infty$ (utiliser le théorème de Miller).

II. Les sources de courant et de tension

II.1. Les sources de courant à transistors bipolaires

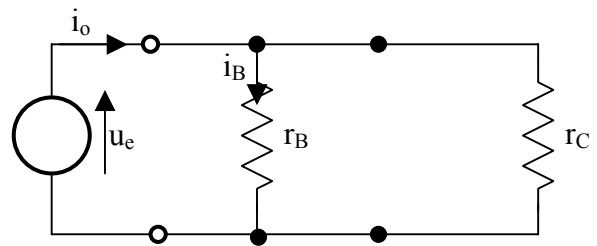
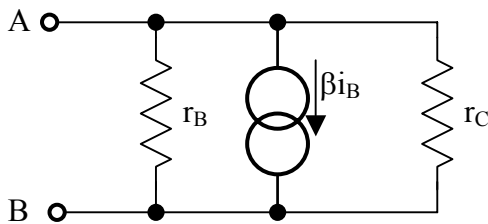
Transistor monté en diode :



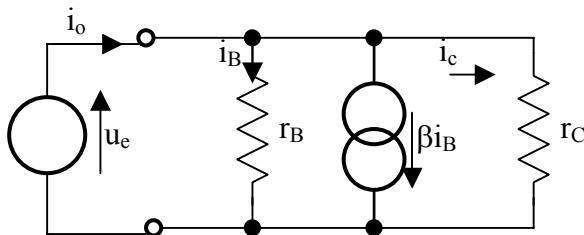
$$E = RI_O + V_{BE} \Rightarrow I_O = \frac{E - V_{BE}}{R} = I_C \text{ si } I_B \ll I_C$$

Calcul de l'impédance de source vue de AB en dynamique .

Schéma équivalent :



On met un générateur et on éteint les sources sauf si elles sont commandées par un courant ou une tension présents dans le circuit : i_o provoque i_B dans r_B , il faut rétablir le générateur contrôlé.



$$i_o = i_B + \beta i_B + i_C$$

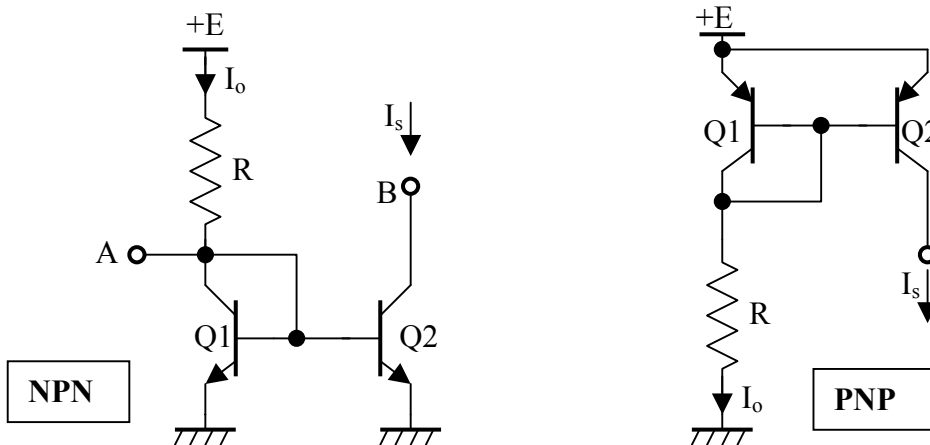
$$i_o = \frac{u_e}{r_B} + \beta \frac{u_e}{r_B} + \frac{u_e}{r_C}$$

$$i_o = (\beta + 1) \frac{u_e}{r_B} + \frac{u_e}{r_C}$$

$$z_s = \frac{u_e}{i_o} = \frac{u_e}{(\beta+1) \frac{u_e}{r_B} + \frac{u_e}{r_c}} = \frac{1}{\frac{\beta+1}{r_B} + \frac{1}{r_c}} \quad r_c \gg \frac{r_B}{\beta+1}$$

$$\Rightarrow z_s = \frac{r_B}{\beta+1}$$

Miroir de courant :



Si Q1 et Q2 sont identiques (même surface d'émetteur) :

Avec V_{BE} commun,

$$I_{C1} = I_s e^{V_{BE}/U_T} = A J_s e^{V_{BE}/U_T}$$

$$I_{C1} \cong I_o \text{ et } I_{C1} = I_{C2} \Rightarrow I_s = I_{C2} \cong I_o$$

En tenant compte des courants de base de Q1 et Q2 :

$$I_o = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}$$

$$\Rightarrow I_s = I_{C2} \cong \frac{I_o}{1 + (2/\beta)} = I_o \frac{\beta}{\beta + 2} = I_o \left[1 - \frac{2}{\beta + 2} \right]$$

Si les surfaces d'émetteurs sont différentes : Q1 surface A1 et Q2 surface A2

$$I_{C1} = (A1) J_s e^{V_{BE}/U_T} \Rightarrow V_{BE} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{(A1) J_s}$$

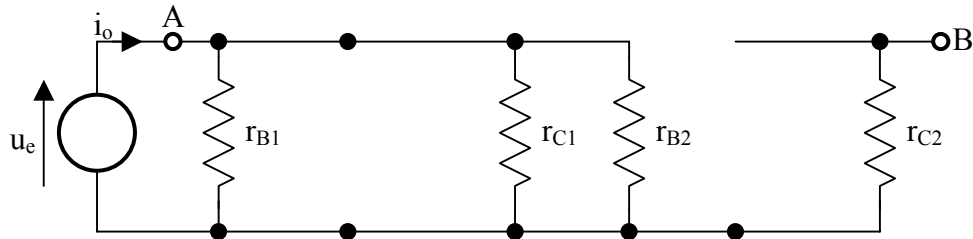
$$I_{C2} = (A2) J_s e^{V_{BE}/U_T} \Rightarrow V_{BE} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{(A2) J_s}$$

$$\frac{I_{C1}}{A1} = \frac{I_{C2}}{A2} \quad \text{ou} \quad \frac{I_o}{A1} = \frac{I_s}{A2}$$

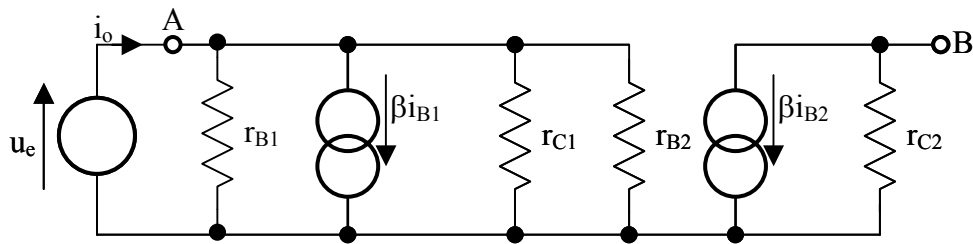
$$I_s = I_o \frac{A2}{A1}$$

Impédance de sortie :

vue de A

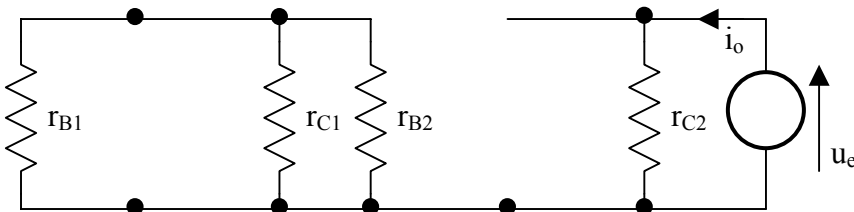


i_o produit i_{B1} et $i_{B2} \Rightarrow$ on met les générateurs contrôlés



$$i_o = i_{B1} + \beta i_{B1} + i_{C1} + i_{B2} = (\beta + 1) \frac{u_e}{r_{B1}} + \frac{u_e}{r_{C1}} + \frac{u_e}{r_{B2}} \Rightarrow z_{SA} \cong \frac{r_{B1}}{\beta + 1} \quad \text{très faible}$$

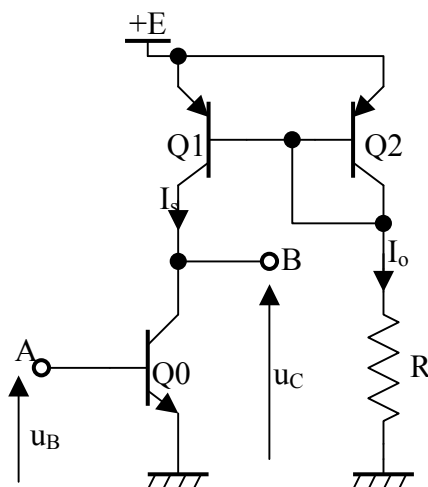
vue de B :



$z_{SB} = r_{C2}$ (valeur moyennement grande)

Utilisation dans les circuits intégrés :

a) Pour polariser un étage :



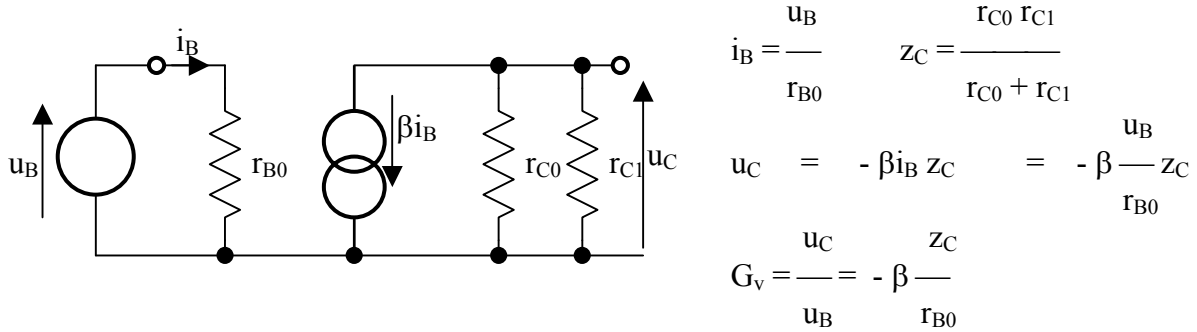
Q0 est polarisé en courant I_s par Q1, Q2 et R

Si $A1 = A2$

$$I_s = \frac{I_o}{1 + (2/\beta)} \quad \text{avec} \quad I_o = \frac{E - V_{EB2}}{R}$$

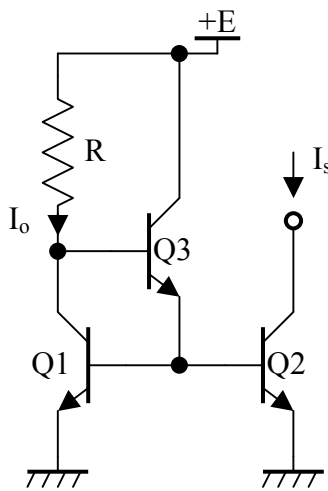
b) Pour fabriquer une grande impédance dynamique :

Le collecteur de Q0 est chargé en dynamique par r_{C1}



Améliorations des sources de courant bipolaires :

Ajouter un gain en courant pour réduire l'effet du courant de base :



$$I_s = I_{C2} = I_{C1}$$

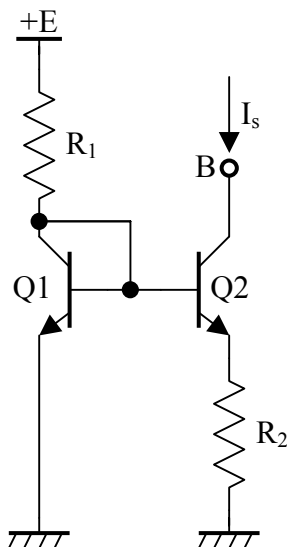
$$I_{B3} = I_o - I_s \text{ et } I_{E3} = (\beta+1)I_{B3} = (\beta+1)(I_o - I_s)$$

$$I_{E3} = I_{B1} + I_{B2} = 2(I_s/\beta)$$

$$I_s \left(\frac{1}{\beta} + \beta + 1 \right) = (\beta+1)I_o$$

$$I_s = \frac{I_o}{1 + \frac{1}{\beta^2 + \beta}} \Rightarrow \frac{I_s}{I_o} = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2} = 1 - \frac{2}{\beta^2 + \beta + 2} \cong 1 - \frac{2}{\beta^2}$$

Montage Widlar : pour régler le rapport I_s/I_o et augmenter z_s



$$V_{BE1} = V_{BE2} + R_2 I_{C2}$$

$$U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{Sat1}} - U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{Sat2}} - R_2 I_{C2} = 0$$

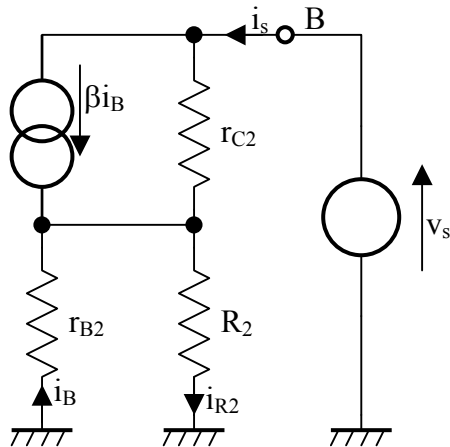
$$\text{Si } Q1 \text{ et } Q2 \text{ sont identiques, } I_{Sat1} = I_{Sat2}$$

$$U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = R_2 I_{C2} \text{ ou } I_s = \frac{U_T}{R_2} \ln \frac{I_o}{I_s}$$

Si I_o et I_s connus, on calcule facilement R_2 .

Si I_o et R_2 connus, on détermine I_s par approximations successives.

Calcul de l'impédance dynamique de sortie vue de B :



$$v_s = r_{C2}(i_s - \beta i_B) + (R_2 \parallel r_{B2})i_s \quad (1)$$

$$R_2 i_{R2} = R_2 (i_s + i_B) = -r_{B2} i_B$$

$$i_B = - \frac{R_2 i_s}{r_{B2} + R_2} \quad (2)$$

$$(1) \text{ et } (2) \quad v_s = r_{C2}\left(i_s + \frac{\beta R_2}{r_{B2} + R_2} i_s\right) + (r_{B2} \parallel R_2)i_s$$

$$z_{sB} = \frac{r_{C2}[r_{B2} + (\beta+1)R_2] + r_{B2}R_2}{r_{B2} + R_2}$$

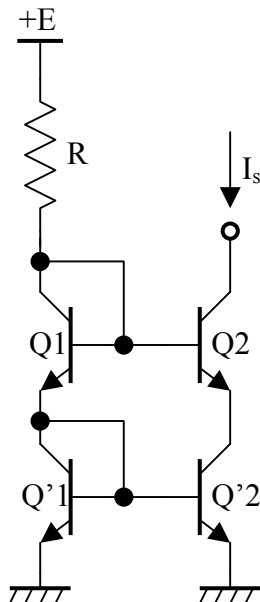
Avec $\beta \gg 1$ et $r_C \gg r_B \gg R_2$

$$z_{sB} \cong r_{C2} \left[1 + \frac{\beta R_2}{r_{B2}} \right]$$

Bien supérieure à r_{C2}

Montage cascode:

on remplace R_2 du montage précédent par l'impédance de sortie d'une autre source de courant:

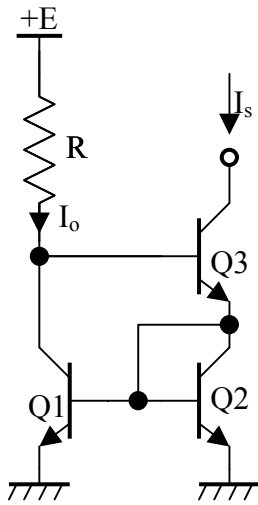


$$z_{sQ'2} = r'_{C2}$$

$$z_{sQ'1} = \frac{r'_{B1}}{\beta_1} \sim 0$$

$$z_s \cong \beta_2 r_{C2}$$

Montage de Wilson :



Expression de I_s en fonction de I_o :

$$I_o = I_{B3} + I_{C1} = I_{C3}/\beta + I_{C1} = I_s/\beta + I_{C1} = I_s/\beta + \beta I_{B1} \quad (1)$$

$$I_{E3} = I_{C2} + I_{B2} + I_{B1} = I_{C1} + 2I_{B1} = I_{B1}(\beta+2) = I_s + (I_s/\beta) \quad (2)$$

$$(2) \Rightarrow I_{B1} = I_s \frac{1 + (1/\beta)}{\beta+2} \quad (3)$$

$$(3) \text{ dans } (1) \Rightarrow I_o = I_s \left[\frac{1}{\beta} + \frac{\beta+1}{\beta+2} \right]$$

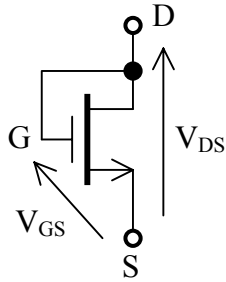
$$I_o = I_s \left[\frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta^2 + 2\beta} \right] \quad \frac{I_s}{I_o} = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2}$$

$$\frac{I_s}{I_o} = 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \cong 1 - \frac{2}{\beta^2} \quad I_o = \frac{E - 2V_{BE}}{R}$$

Impédance de sortie : $z_s = \frac{\beta r_{C3}}{2}$

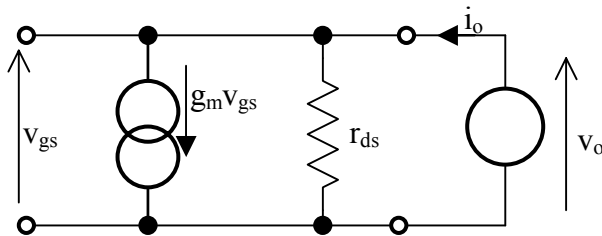
II.2. Sources de tension et de courant à transistors MOS

Montage grille drain (résistance MOS) :



$V_{DS} = V_{GS}$ Le transistor fonctionne en zone de saturation
On dit qu'il est « diode connected »

Schéma équivalent en mode dynamique petits signaux :



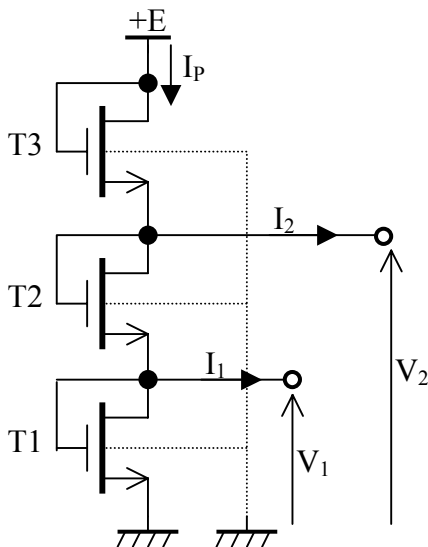
$$i_o = \frac{v_o}{r_{ds}} + g_m v_o = v_o \left(g_m + \frac{1}{r_{ds}} \right)$$

$$\frac{v_o}{i_o} = \frac{1}{g_m + 1/r_{ds}} \quad \text{résistance équivalente en dynamique}$$

avec $g_m \gg 1/r_{ds}$, $r_{eq} \cong 1/g_m$

Or $g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \Rightarrow$ résistance ajustable par W/L

Référence de tension avec utilisation des MOS en résistances contrôlées :



Si $I_P \gg I_1$ et $I_P \gg I_2$

$$I_P = K' (W/L)_{T1} (V_1 - V_{T1})^2 \quad K' = \mu_n C_{ox}$$

$$I_P = K' (W/L)_{T2} (V_2 - V_1 - V_{T2})^2$$

$$I_P = K' (W/L)_{T3} (E - V_2 - V_{T3})^2$$

$$V_{T1} = V_{T0} \text{ car } V_{BS1} = 0$$

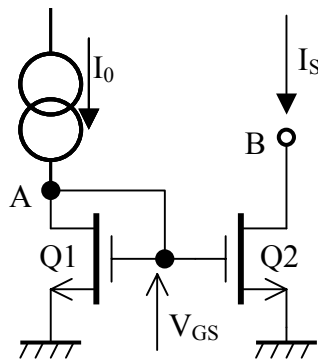
$$V_{T2} = V_{T0} + \gamma (\sqrt{V_1 + \phi} - \sqrt{\phi}) \quad \text{car } V_{BS2} \neq 0$$

$$V_{T3} = V_{T0} + \gamma [\sqrt{V_2 + \phi} - \sqrt{\phi}] \quad \text{car } V_{BS3} \neq 0$$

Si E , γ , V_{T0} et ϕ sont connus, V_1 et V_2 sont donnés en fonction de $(W/L)_{Ti}$, mais sont fonction de E .

On peut utiliser une source de courant pour générer I_P

Miroir de courant :



Si Q1 et Q2 sont identiques, de même W/L => $I_S = I_0$

Si $Q1 \neq Q2$:

$$I_0 = K' (W/L)_{Q1} (V_{GS} - V_T)^2 \text{ si } \lambda \text{ petit}$$

Dans Q2 (même V_T si même dopage) avec V_{GS} commun :

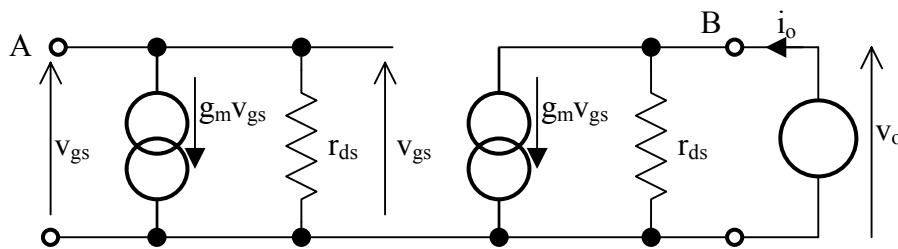
$$I_S = K' (W/L)_{Q2} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$\frac{I_S}{I_0} = \frac{(W/L)_{Q2}}{(W/L)_{Q1}}$$

Impédances vues de A et B en mode dynamique :

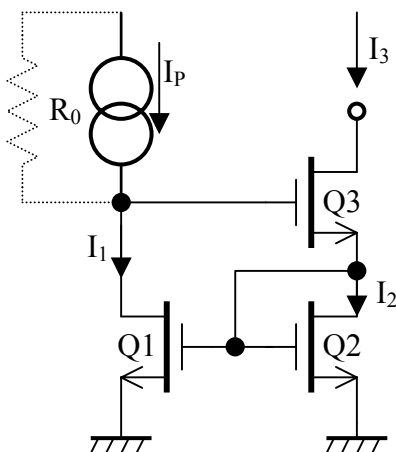
Vue de A : impédance faible $req_A \cong 1/g_m$

Vue de B : calcul à partir du schéma équivalent suivant :



$$\frac{v_o}{i_o} = r_{ds2} \Rightarrow req_B = r_{ds2} \text{ (qq } 100 \text{ k}\Omega\text{)}$$

Source de Wilson à MOS :



$$I_1 = I_P$$

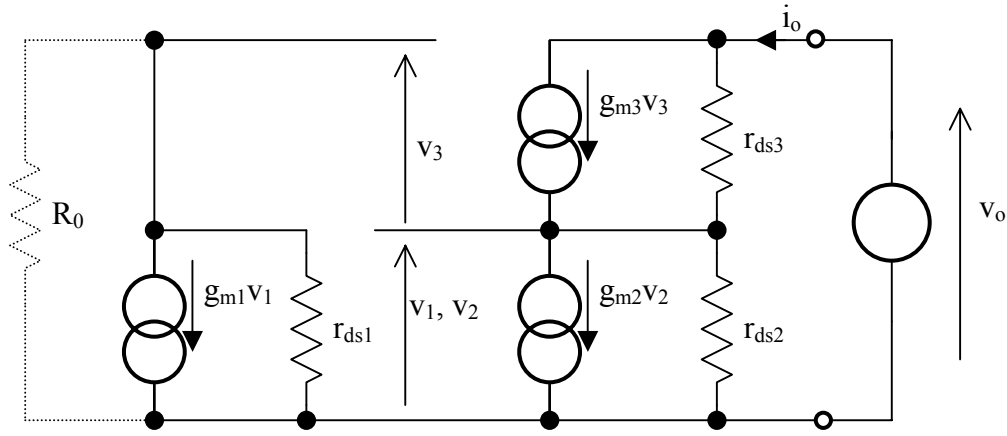
$$I_2 = I_1$$

$$I_2 = I_3$$

$\Rightarrow I_3 = I_P$ si tous les transistors sont identiques

Calcul de la résistance équivalente de source à partir du schéma équivalent ci – dessous :

$$r_{eq} = \frac{v_o}{i_o} \cong g_{m1} \frac{g_{m3}}{g_{m2}} (R_0 // r_{ds1}) r_{ds3}$$



Calcul de Req : soit $r_{eq1} = R_0 / r_{ds1}$

$$i_o = \frac{V_o - V_1}{r_{ds3}} + g_3 V_3 \quad (1) = \frac{V_1}{r_{ds2}} + g_2 V_2 \quad (2) \quad \text{et} \quad V_3 + V_1 = -r_{eq1} g_1 V_1 \Rightarrow V_3 = V_1 (-g_1 r_{eq1} - 1) \quad (3)$$

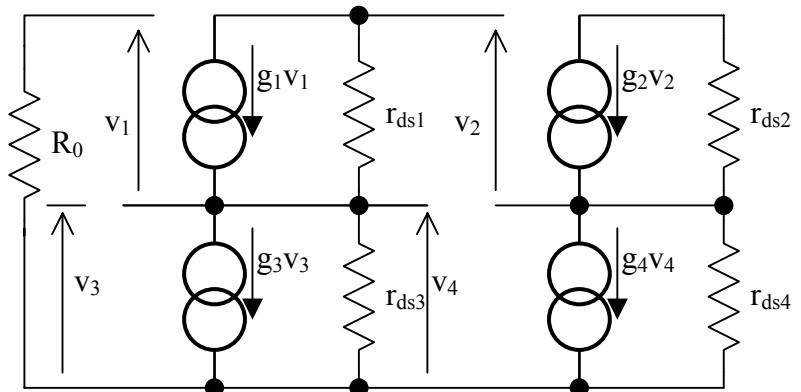
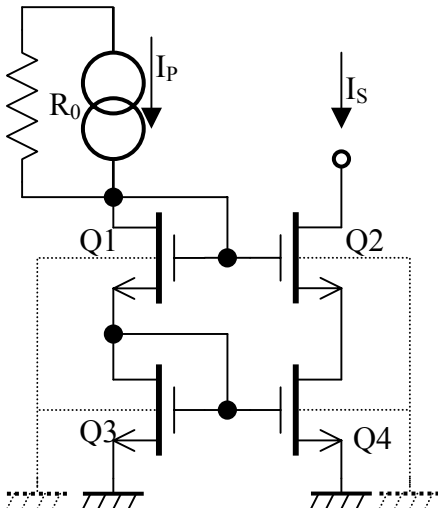
$$(3) \text{ et } (1) \Rightarrow i_o = \frac{V_o - V_1}{r_{ds3}} + g_3 V_1 (-g_1 r_{eq1} - 1) \Rightarrow \frac{V_o}{r_{ds3}} - \frac{V_1}{r_{ds3}} + g_3 V_1 (-g_1 r_{eq1} - 1) = \frac{V_1}{r_{ds2}} + g_2 V_2$$

$$V_o = V_1 \left[\frac{1}{r_{ds2}} + g_2 r_{ds3} + 1 - g_3 r_{ds3} (-g_1 r_{eq1} - 1) \right] \quad (5)$$

$$(5) \text{ et } (2) \Rightarrow \frac{V_o}{i_o} = \frac{r_{ds3} + g_2 r_{ds3} r_{ds2} + r_{ds2} - g_3 r_{ds3} r_{ds2} (-g_1 r_{eq1} - 1)}{1 + g_2 r_{ds2}} \cong \frac{g_2 r_{ds3} r_{ds2} + g_3 r_{ds3} r_{ds2} (g_1 r_{eq1} + 1)}{g_2 r_{ds2}}$$

$$\frac{V_o}{i_o} = \frac{g_3}{r_{ds3}} + \frac{g_2}{g_1} r_{ds3} (g_1 r_{eq1} + 1) \cong \frac{g_3}{g_2} r_{ds3} g_1 r_{eq1}$$

Version MOS de la source de courant cascode :



Calcul de l'impédance de source :

Soit v_x la tension aux bornes de r_{ds4} : $v_x = i_o r_{ds4} = -v_2$ (1)

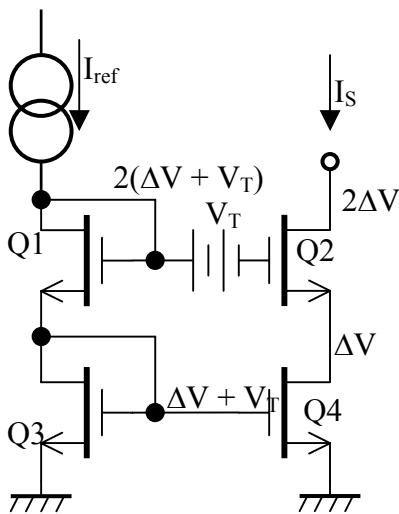
$v_o - v_x = r_{ds2} (i_o - g_2 v_2) = v_o + v_2$ (2) (1) et (2) $\Rightarrow r_{ds2} [i_o - (-r_{ds4} i_o) g_2] = v_o - i_o r_{ds4}$

$v_o = i_o (r_{ds4} + r_{ds2} + r_{ds2} r_{ds4} g_2) \cong i_o r_{ds2} r_{ds4} g_2 \Rightarrow r_{eq} = r_{ds2} r_{ds4} g_2$

Montage cascode amélioré :

Le montage cascode réduit la dynamique car Q2 et Q4 sont en zone de saturation (pour I constant) et on perd bien plus que $2 \cdot V_{DSsat}$ (tension de déchet). On cherche souvent à diminuer au maximum cette tension de déchet pour les montages utilisateurs « rail to rail ».

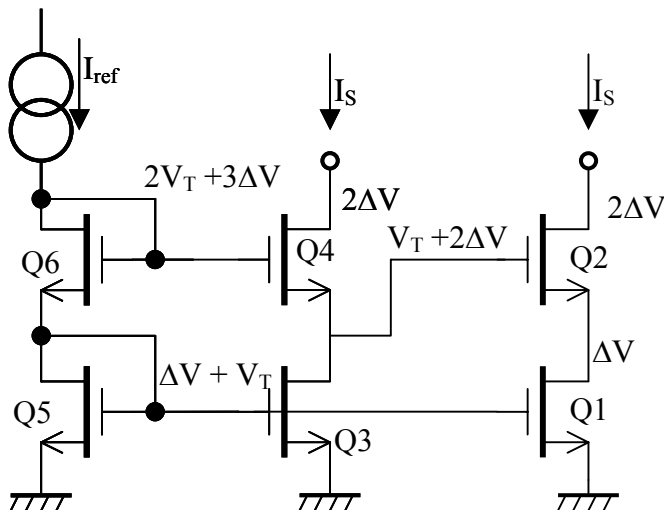
En s'arrangeant pour que Q4 soit à la limite de la saturation, on diminue la tension de déchet.



$$\text{Soit } \Delta V = V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2 I_D}{\mu_n C_{ox} W/L}}$$

Ce montage donne un gain de V_T sur la tension de sortie par rapport à un cascode classique.

Un exemple de réalisation pratique est le montage suivant :



Pour avoir $V_T + 2\Delta V$ sur la grille de Q2 il faut :

$2V_T + 3\Delta V$ sur la grille de Q4

$$I_{ref} = I_6 = K' (W/L)_6 (V_{GS6} - V_T)^2$$

$$I_{ref} = I_5 = K' (W/L)_5 (V_{GS5} - V_T)^2$$

$$\text{Et } V_{GS6} = V_T + 2\Delta V$$

$$V_{GS5} = V_T + \Delta V$$

$\Rightarrow$

$$K' (W/L)_6 4\Delta V^2 = K' (W/L)_5 \Delta V^2$$

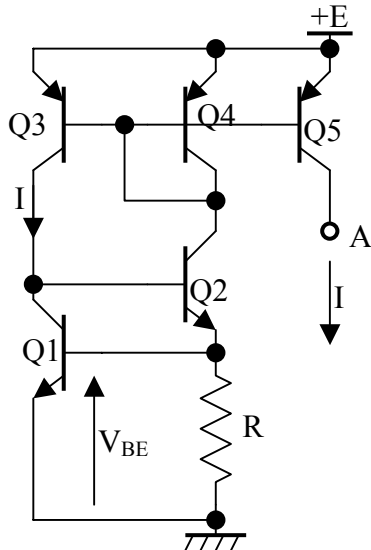
$$\frac{1}{(W/L)_6} = \frac{1}{4} (W/L)_5$$

$$\text{et } \begin{aligned} (W/L)_1 &= (W/L)_2 \\ (W/L)_3 &= (W/L)_4 \end{aligned}$$

II.3. Sources de courant indépendantes de la tension d'alimentation :

Dans les montages précédents le courant I_S est fonction de la tension d'alimentation.

Montage utilisant V_{BE} en référence, mode auto polarisé (le courant de référence d'une source de courant est celui de sortie de cette source) :



Q3 et Q4 forment un miroir de courant avec $I_R = I_{C4}$:

$$I_{C4} = I_R = I_{C5} = I_S$$

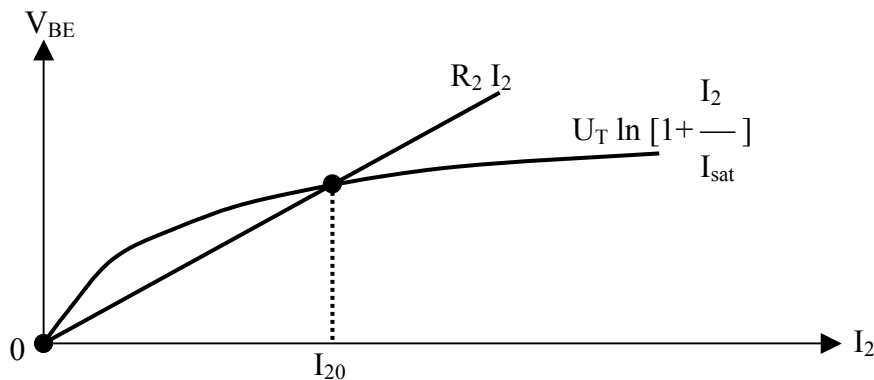
$I_{C1} = I_R$ implique $V_{BE} \neq 0$ et un courant dans R donc Q2 conduit.

$$I_{C1} = I_{sat} [e^{V_{BE}/U_T} - 1] \Rightarrow$$

$$V_{BE} = U_T \ln \left[1 + \frac{I_{C1}}{I_{sat}} \right] = U_T \ln \left[1 + \frac{I_{C2}}{I_{sat}} \right]$$

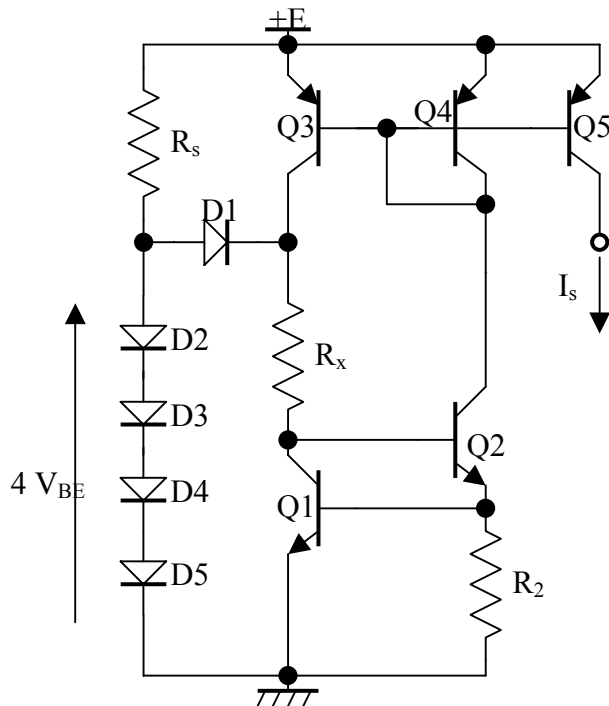
$$\text{Et } V_{BE} = R I_{C2}$$

Une solution graphique montre deux points de fonctionnement stables :



A la mise sous tension, avec des courants I_C de quelques pico ampères, le gain β est très faible et le montage se bloque au point de fonctionnement 0.

Il faut ajouter un circuit qui impose un courant I_1 non nul à la mise sous tension (circuit de startup) :

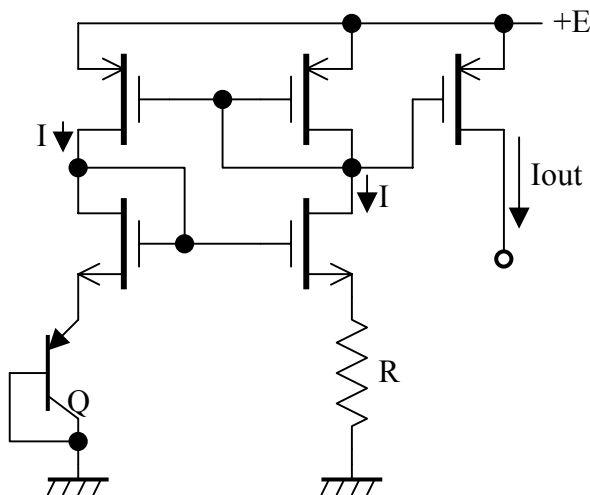


A la mise sous tension, un courant i_0 passe dans R_s , $D1$, R_x donc $Q1$ qui conduit et un même courant est miroité par $Q3$ $Q4$ $Q5$ pour arriver au point de fonctionnement I_{20} .
Il y a alors aux bornes de R_x une tension $I_{20}R_x$ et il faut choisir R_x telle que $D1$ se bloque quand $I_{C1} = I_{20}$ soit

$$R_x I_{20} > 2V_{BE}$$

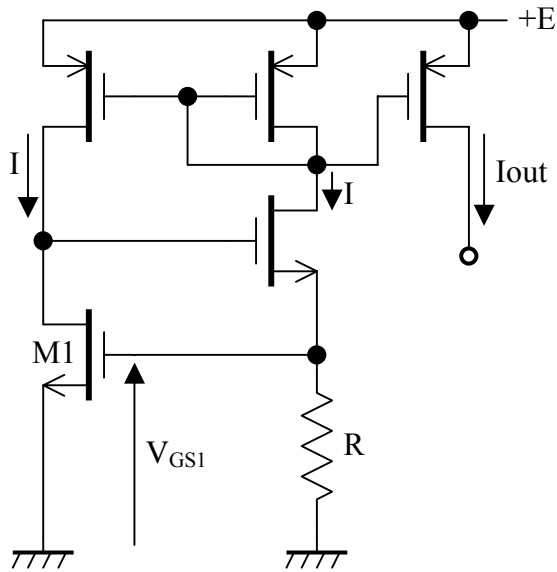
Versions en transistors MOS de sources de courant indépendantes de E, auto polarisées

Référence V_{BE} d'un transistor bipolaire :



$$I_{out} = I = V_{BE}/R$$

Référence V_T d'un transistor MOS :



$$V_{GS1} = I \cdot R = V_{T1} + \sqrt{\frac{2I}{\mu_n C_{ox} (W/L)}}$$

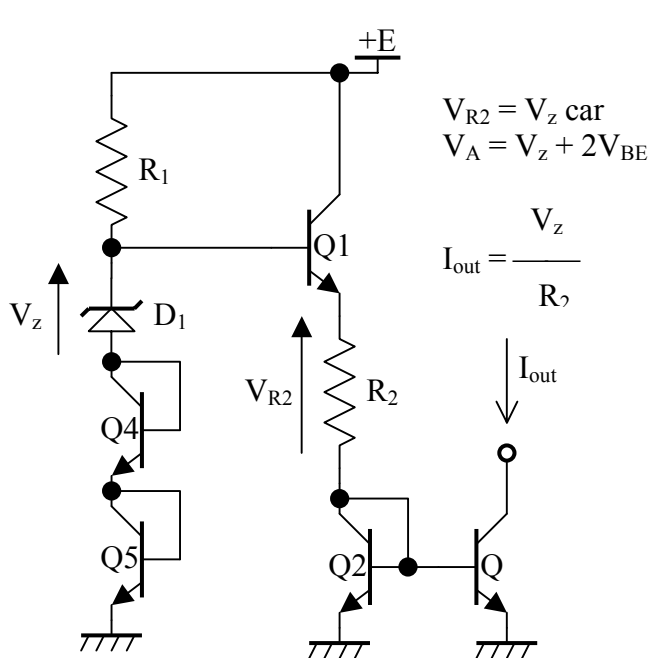
$$V_{GS1} \cong V_{T1} \text{ si } I \text{ petit et } W/L \text{ grand}$$

$$I = V_{T1}/R$$

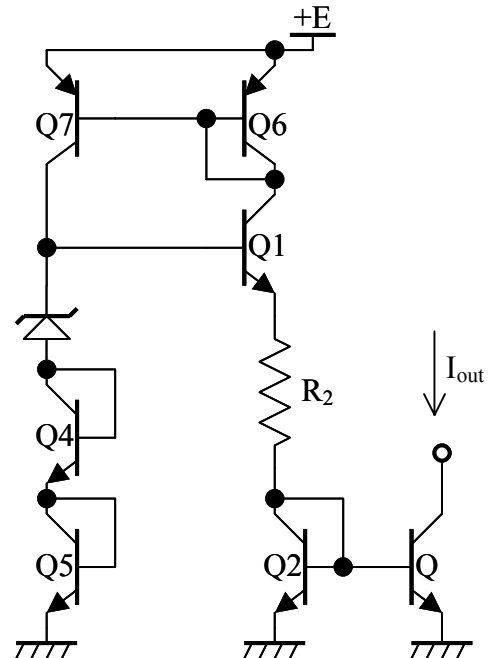
II.4. Sources de courant compensées en température à transistors bipolaires:

Elles utilisent comme référence une diode Zener ou un transistor polarisé en inverse.

Exemple de montage à référence par diode zener :



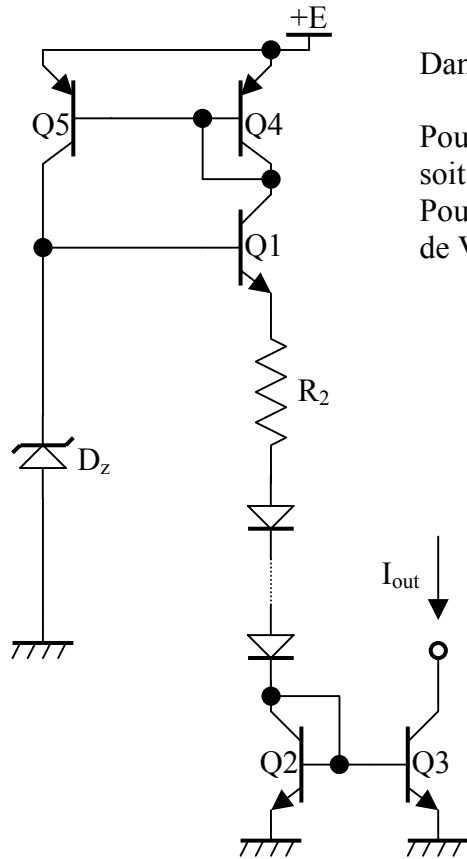
Montage utilisant comme référence une diode Zener



Même montage en mode auto polarisé (self biased) qui nécessite un circuit bootstrap pour démarrer au bon point de fonctionnement.

Le courant délivré par ces montages est indépendant des variations de température si le coefficient de température de R_2 est très bon, ce qui n'est pas le cas avec des résistances diffusées.

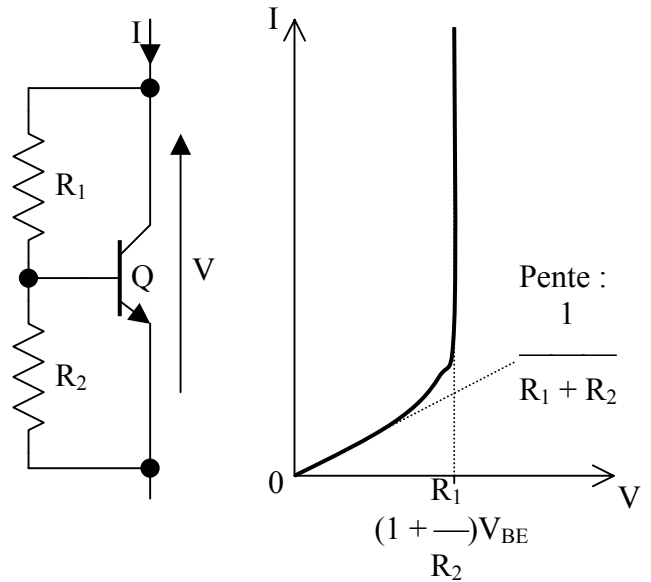
Un circuit de compensation à diodes est alors utilisé :



Dans ce montage, $V_z = R_2 I_{out} + (n+2)V_{BE}$

Pour atteindre une bonne compensation il est probable que n soit un nombre réel non entier...

Pour remplacer des diodes on utilise un circuit « multiplieur de V_{BE} » tel que ci dessous :



II.5. Les sources de tension à transistors bipolaires :

Le but est d'obtenir une tension stable malgré les variations de température.

La sensibilité à la température doit être très faible. Elle est définie par :

$$S_T^y = \frac{d(\log y)}{d(\log T)} = \frac{\Delta y/y}{\Delta T/T} = \frac{T}{y} \frac{\Delta y}{\Delta T} \quad \text{d'où la sensibilité } S \text{ de la fonction } y \text{ par rapport à une variation de température de } 1^\circ :$$

$$S = \frac{1}{y} \frac{\Delta y}{\Delta T}$$

Expression de V_{BE} d'un transistor en fonction de la tension de band gap :

Le courant I_C d'un transistor bipolaire peut s'exprimer sous la forme :

$$I_C = K T^3 e^{-V_{GO}/U_T} e^{V_{BE}/U_T} \quad \text{avec } V_{GO} \text{ tension de band gap (1,205V dans le silicium).}$$

à $T = T_0$: $I_{C0} = K T_0^3 e^{-V_{GO}/U_{T0}} e^{V_{BE0}/U_{T0}}$ et le rapport I_C/I_{C0} s'exprime par :

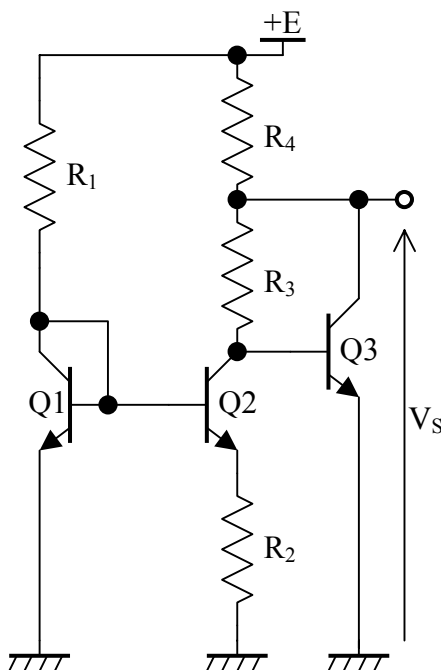
$$\frac{I_C}{I_{C0}} = \left(\frac{T}{T_0} \right)^3 e^{-V_{GO} \left[\frac{1}{U_T} - \frac{1}{U_{T0}} \right]} e^{\frac{V_{BE}}{U_T} \left[\frac{1}{U_T} - \frac{V_{BE0}}{V_{BE}} \frac{1}{U_{T0}} \right]}$$

D'où:

$$V_{BE} = U_T \ln \frac{I_C}{I_{C0}} + 3U_T \ln \frac{T_0}{T} + V_{GO} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0} \cong V_{GO} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0}$$

Montage source de tension à band gap :

Band Gap de Widlar



$$V_S = I_{C2} R_3 + V_{BE3} \quad \text{et} \quad V_{BE1} = V_{BE2} + R_2 I_{C2}$$

$$I_{C2} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2} \Rightarrow V_S = \frac{R_3}{R_2} \Delta V_{BE} + V_{BE3}$$

$$\Delta V_{BE} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \quad \text{et si } I_{S1} = I_{S2}:$$

$$\Delta V_{BE} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

$$V_{BE3} = V_{GO} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0}$$

On reporte V_{BE3} dans l'expression de V_S :

$$V_S = V_{GO} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0} + \frac{R_3}{R_2} U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

Pour que V_S soit stable en fonction des variations de température il faut que: $\frac{\delta V_S}{\delta T} = 0$ soit

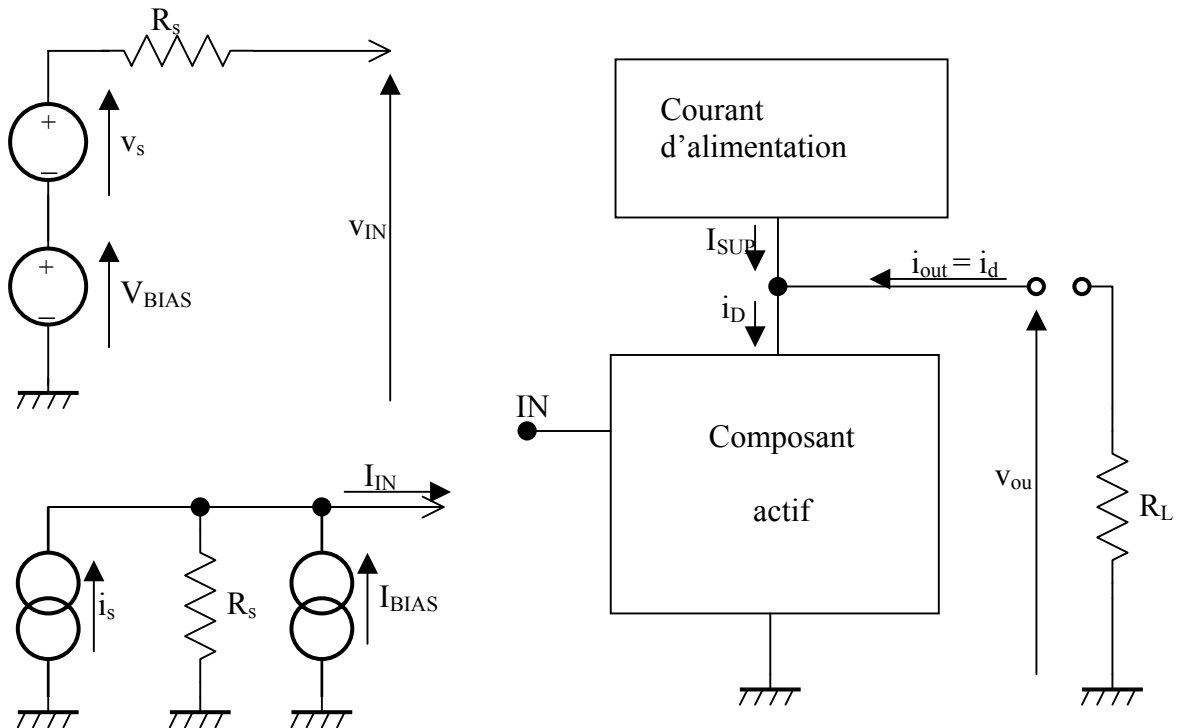
$$- \frac{V_{GO}}{T_0} + \frac{V_{BE0}}{T_0} + \frac{R_3}{R_2} \frac{U_T}{T} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = 0 \quad \text{soit} \quad V_{BE0} \frac{T}{T_0} = V_{GO} \frac{T}{T_0} - \frac{R_3}{R_2} \Delta V_{BE}$$

Et en reportant dans V_S : $V_S = V_{GO} = 1,205V$

III. Les montages amplificateurs de base

III.1. Les amplificateurs à un étage

Concepts généraux des amplificateurs à un étage :



Si l'entrée est une tension, cette tension est la somme d'une tension de polarisation V_{BIAS} et de la tension de source de signal v_s avec sa résistance de source R_s .

Le rôle de la tension de polarisation est de provoquer dans le composant actif un courant égal au courant de la source d'alimentation, aucun courant ne circule alors dans la charge :

$$V_{BIAS} \Rightarrow i_D = I_{SUP} \Rightarrow i_d = 0$$

Si on ajoute à V_{BIAS} la tension de signal, celle ci provoque des variations autour de I_D ($i_D = I_D + i_d$) alors que I_{SUP} reste constant :

$$I_D = I_{SUP} \quad i_D = I_D + i_d \Rightarrow i_{out} = i_d \text{ courant de sortie de signal.}$$

Si l'entrée est en courant, celui ci est la somme d'un courant de polarisation I_{BIAS} et d'un courant de source de signal i_s avec sa résistance de source R_s .

Comme précédemment :

$$I_{BIAS} \Rightarrow I_D = I_{SUP} \Rightarrow i_d = 0 \text{ soit } i_{out} = 0$$

Quand on ajoute i_s , celui ci provoque des variations autour de I_D :

$$I_D = I_{SUP} \quad i_D = I_D + i_d \Rightarrow i_{out} = i_d$$

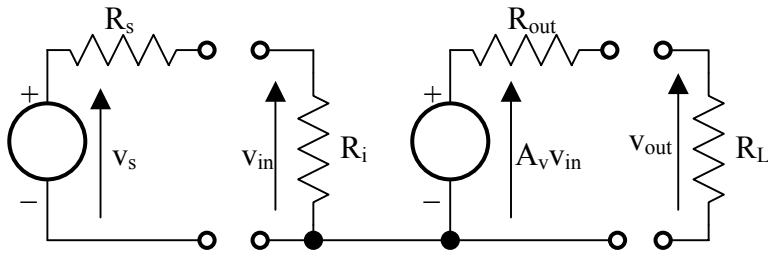
R_L est la résistance de charge.

Les paramètres intéressants sont :

La tension de sortie en petits signaux à $R_L \rightarrow \infty$ (sortie en circuit ouvert)

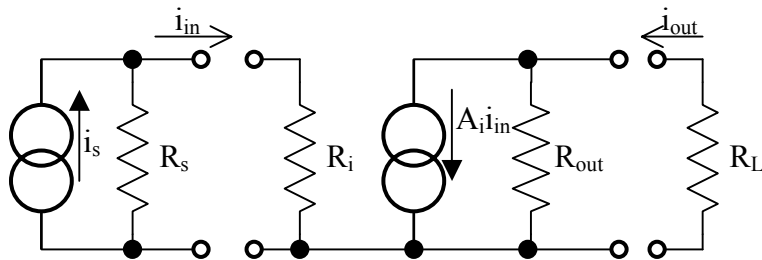
Le courant de sortie en petits signaux à $R_L = 0$ (sortie en court circuit)

Les modèles en quadripole :



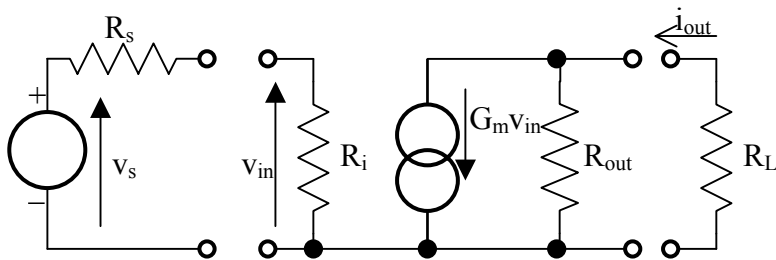
Amplificateur de tension

A_v gain en tension en circuit ouvert
 R_{in} résistance d'entrée
 R_{out} résistance de sortie
 R_s résistance de source de signal
 R_L résistance de charge



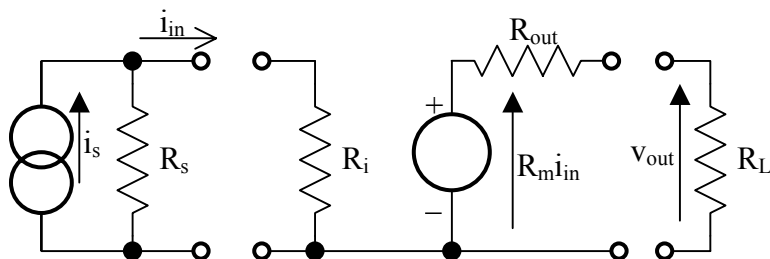
Amplificateur de courant

A_i gain en courant en court circuit
 R_{in} résistance d'entrée
 R_{out} résistance de sortie
 R_s résistance de source de signal
 R_L résistance de charge



Amplificateur à transconductance

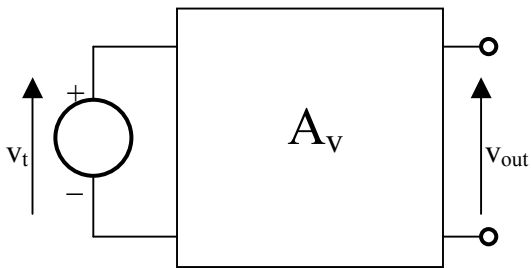
G_m transconductance en court circuit
 R_{in} résistance d'entrée
 R_{out} résistance de sortie
 R_s résistance de source de signal
 R_L résistance de charge



Amplificateur à transrésistance

R_m transrésistance en circuit ouvert
 R_{in} résistance d'entrée
 R_{out} résistance de sortie
 R_s résistance de source de signal
 R_L résistance de charge

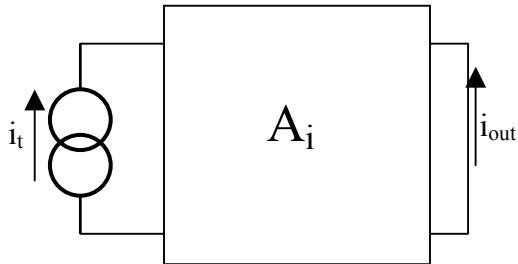
Calcul de A_v , A_i , G_m , R_m , R_{in} , R_{out} :



Amplificateur de tension :

Source parfaite, sortie ouverte

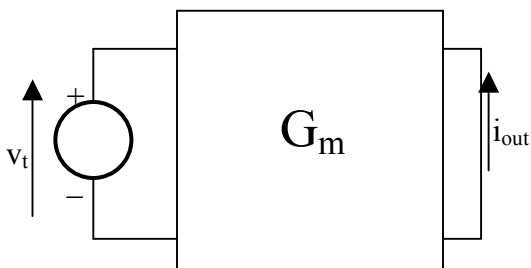
$$A_v = v_{out}/v_t$$



Amplificateur de courant :

Source parfaite, sortie en court circuit

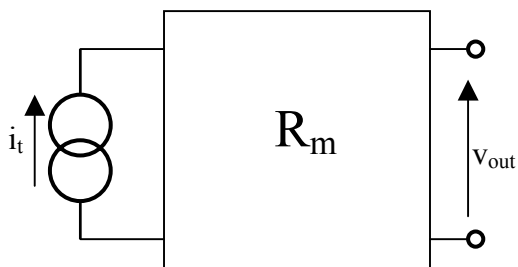
$$A_i = i_{out}/i_t$$



Amplificateur à transconductance :

Source parfaite, sortie en court circuit

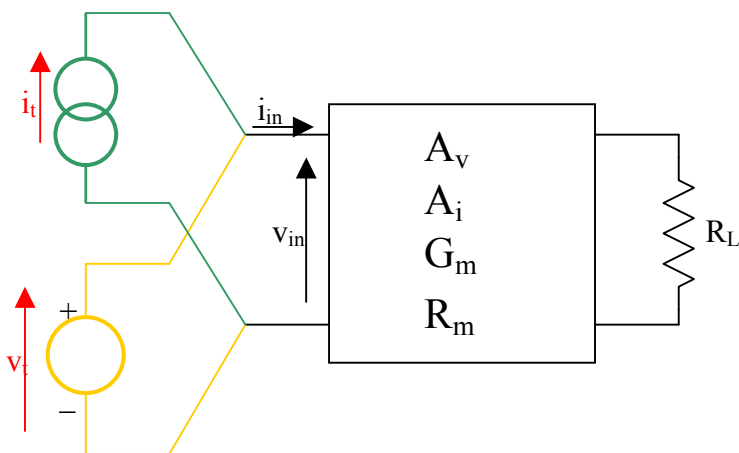
$$G_m = i_{out}/v_t$$



Amplificateur à transrésistance :

Source parfaite, sortie ouverte

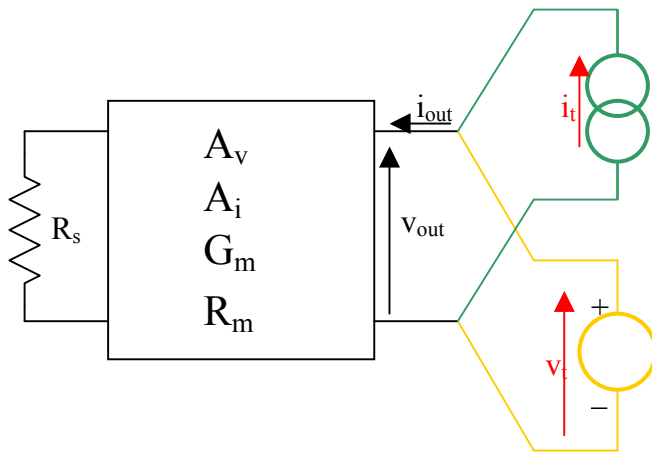
$$R_m = v_{out}/i_t$$



Calcul de R_{in} :

Sources de signal idéales, sortie chargée par R_L

$$R_{in} = v_{in}/i_{in}$$



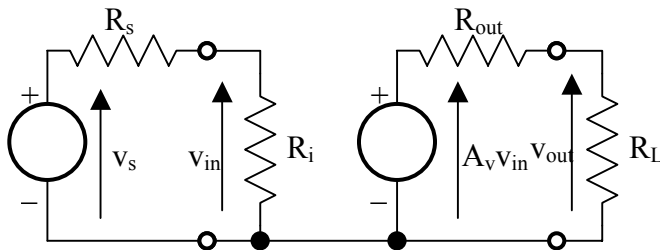
Calcul de R_{out} :

Sources de signal idéales
attaquant la sortie, entrée chargée
par R_s

$$R_{out} = v_{out}/i_{out}$$

Effet des résistances de source et de charge :

Amplificateur de tension :



$$v_{in} = v_s \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}}$$

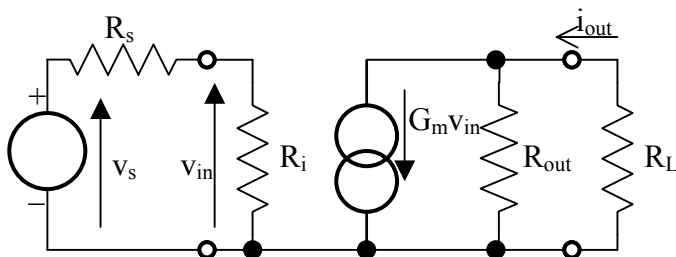
$$\frac{v_{out}}{v_s} = \frac{A_v v_{in} \frac{R_L}{R_{out} + R_L}}{v_s} = A_v \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \frac{R_L}{R_{out} + R_L}$$

Il y a une dégradation du
gain en tension :

$$v_{out}/v_s < A_v$$

Dans le cas idéal où $R_{in} \gg R_s$ et $R_L \gg R_{out}$ alors $v_{out}/v_s \cong A_v$ (R_{in} très grand et R_{out} très petit)

Amplificateur à transconductance :



$$v_{in} = v_s \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}}$$

$$\frac{i_{out}}{v_s} = G_m \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}}$$

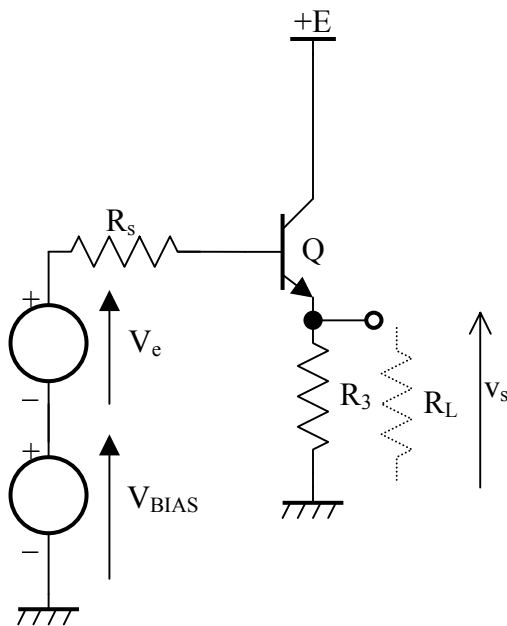
Il y a une dégradation de la transconductance

Dans le cas idéal où $R_{in} \gg R_s$ et $R_L \ll R_{out}$

alors $i_{out}/v_s \cong G_m$

III.2. Les amplificateurs de base à transistors bipolaires

Montage collecteur commun (en régime dynamique) :



$$a_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{\frac{r_b + R_s}{(\beta + 1)(R_3 // r_o)} + 1} \cong 1$$

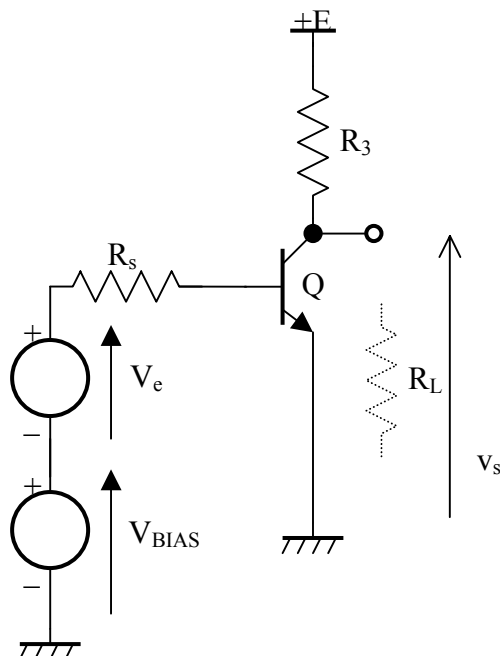
$$Z_e = r_b + (\beta + 1)(r_o // R_3 // R_L) \text{ très grande}$$

$$Z_s = \frac{R_s + r_b}{\beta + 1} \cong \frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta}$$

En résumé :

gain en tension : 1, pas de déphasage
 Z_e très élevée
 Z_s très petite

Montage émetteur commun :



$$a_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta(R_3 // r_o)}{r_b} = -g_m (R_3 // r_o)$$

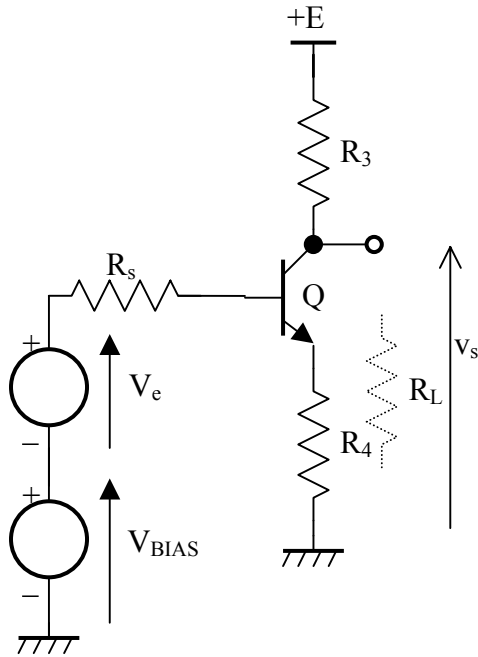
gain en tension élevé, déphasage de π

$$a_i = \beta F$$

$$Z_e = r_b \text{ moyenne à faible}$$

$$Z_s = R_3 // r_o \text{ élevée}$$

Montage émetteur commun à contre réaction d'émetteur :



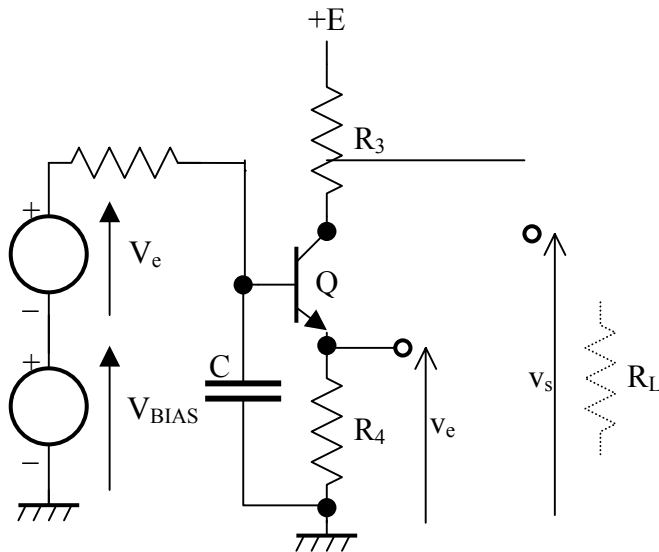
Si on néglige r_o du transistor les expressions du gain , de Z_e et de Z_s se réduisent à :

$$a_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta R_3}{r_b + (\beta + 1) R_4} \quad \begin{array}{l} \text{gain en tension réduit par} \\ \text{rapport au montage émetteur} \\ \text{commun} \end{array}$$

$$Z_e = r_b + (\beta + 1) R_4 \quad \begin{array}{l} \text{mais résistance d'entrée} \\ \text{augmentée de } (\beta + 1) R_4 \end{array}$$

$$Z_s = R_3 // r_o (1 + g_m R_4)$$

Montage base commune :



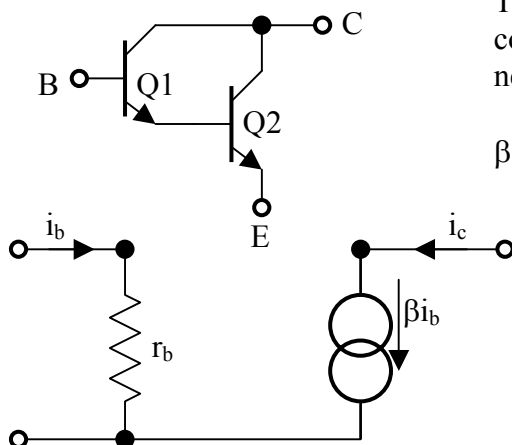
$$a_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta R_3 // r_o}{r_b} = -g_m R_3 // r_o$$

$$a_i = g_m r_b \cong 1$$

$$Z_e = \frac{r_b}{\beta + 1} \quad \text{très faible}$$

$$Z_s = R_3$$

Montage Darlington ou super β :



Transistor équivalent avec pseudo base, pseudo collecteur et pseudo émetteur, de gain (si on néglige les r_o de chaque transistor) :

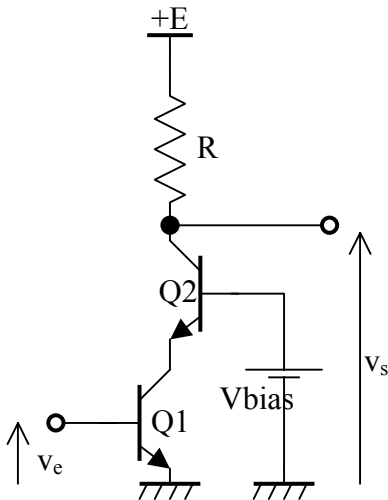
$$\beta = \beta_1 \beta_2 \quad \text{et de schéma équivalent simplifié :}$$

Avec

$$r_b = r_{b1} + (\beta_1 + 1) r_{b2}$$

Montage cascode :

association d'un étage émetteur commun suivi d'un étage base commune :



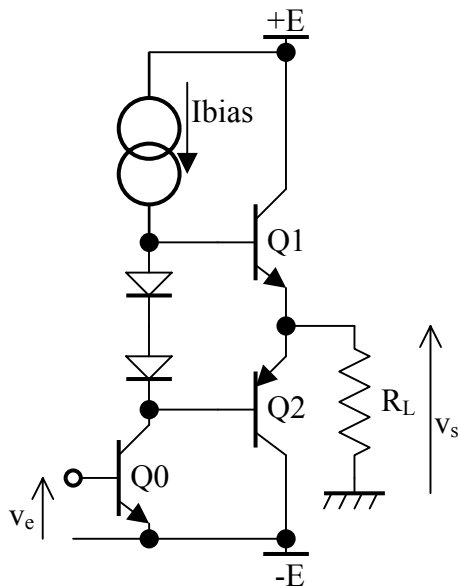
Si R infinie, on a :

$$A_v = g_m r_{o2} \beta$$

$$Z_e = r_b$$

$$Z_s = \beta 0. r_{o2}$$

Montage Push – Pull et driver :



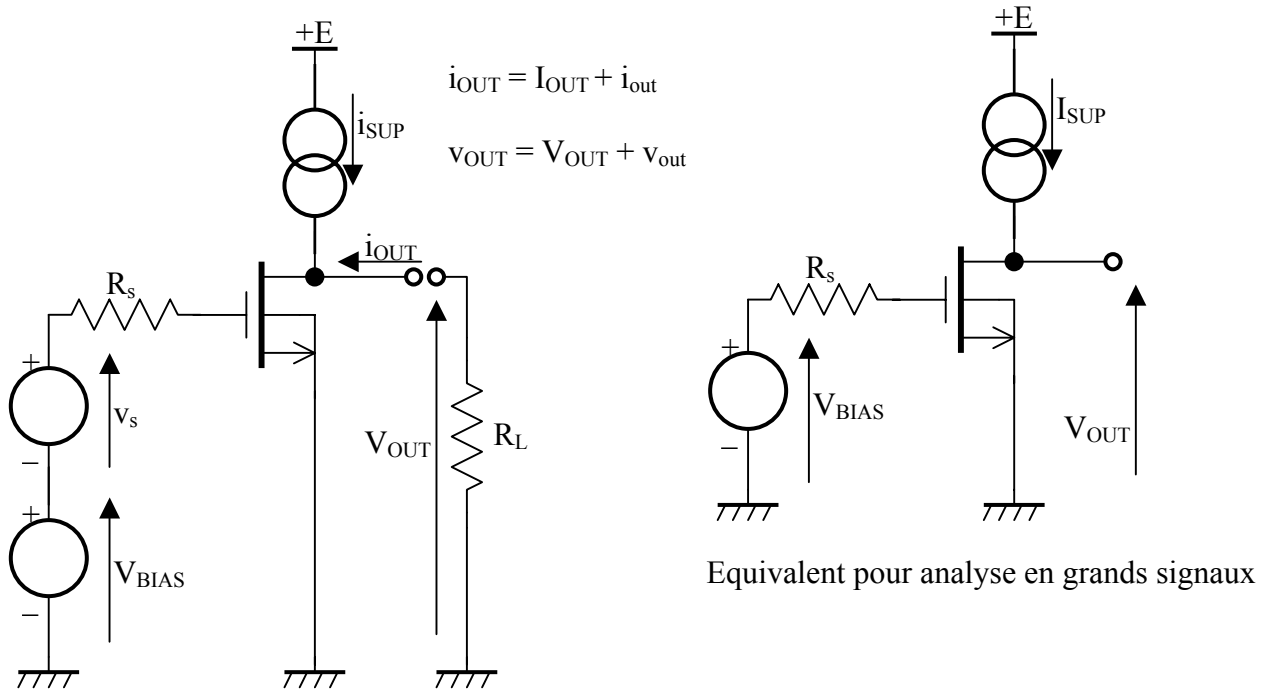
I_{bias} polarise les deux diodes au seuil de conduction, elles compensent V_{BE1} et V_{BE2}.

Q0 est chargé par l'impédance de sortie de la source I_{bias} qui doit être grande pour avoir un grand gain en tension (montage émetteur commun).

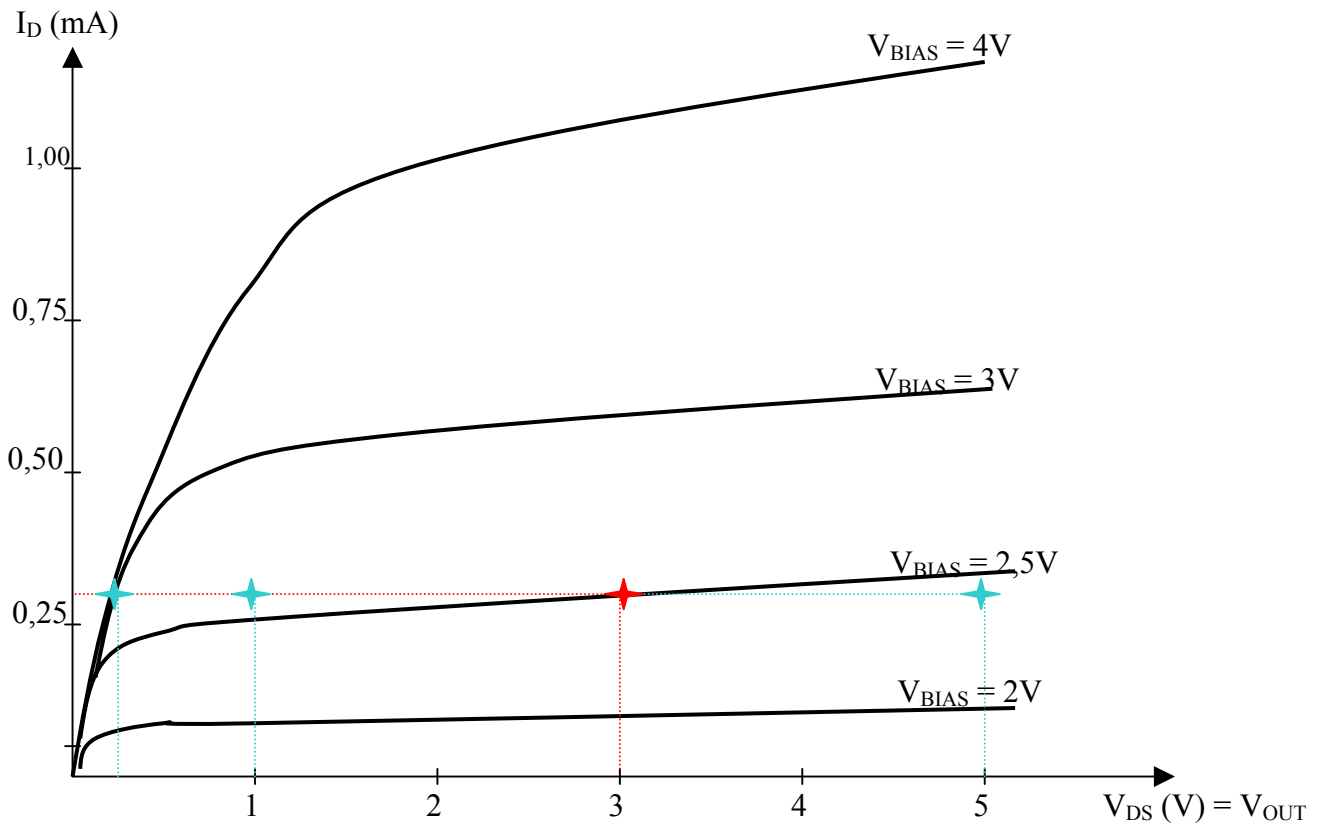
Q1 et Q2 conduisent alternativement, chacun en mode collecteur commun (faible impédance de sortie).

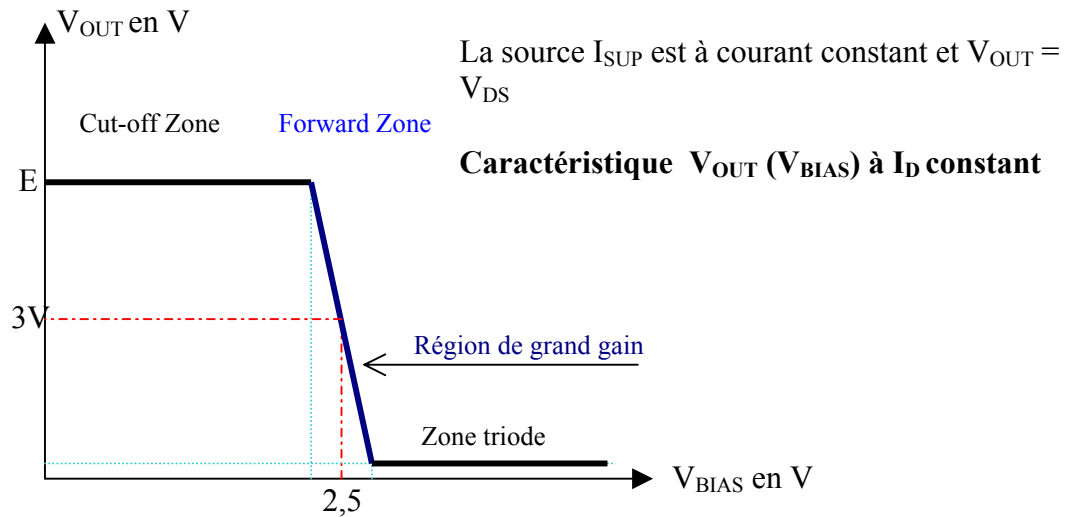
III.3. Les amplificateurs de base à transistor MOS

Source commune (emetteur commun en bipolaire) :



Equivalent pour analyse en grands signaux



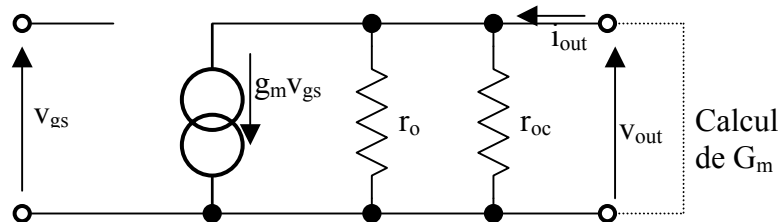


$$I_D = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{DS}) \quad \text{à } V_{DS} > V_{DSat} : \text{zone de saturation}$$

Si on néglige l'effet de modulation de longueur de canal ($\lambda_n = 0$) :

$$I_D = I_{SUP} = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{BIAS} - V_{Tn})^2 \Rightarrow V_{BIAS} = V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_{SUP}}{(W/2L)\mu_n C_{ox}}}$$

Analyse dynamique en petits signaux à partir du schéma équivalent:

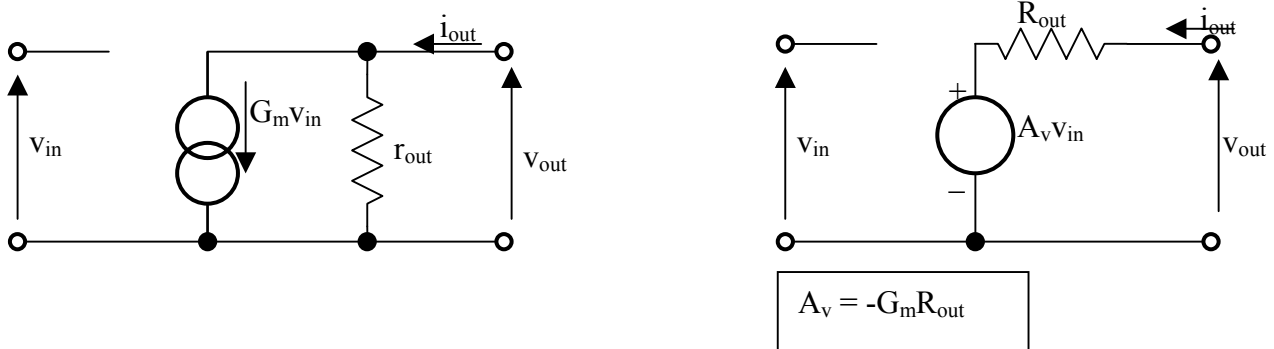


$$G_m = i_{out}/v_{gs} = g_m \quad \text{si } r_o \text{ et } r_{oc} \rightarrow \infty \quad \text{avec } g_m = \sqrt{2(W/L)\mu_n C_{ox} I_D}$$

$$R_{in} = \infty$$

$$R_{out} = r_o // r_{oc} \quad \text{avec } r_o = 1/(\lambda_n I_D) = \frac{V_A}{I_D}$$

En utilisant le théorème de Thévenin on trouve le gain en tension A_v :

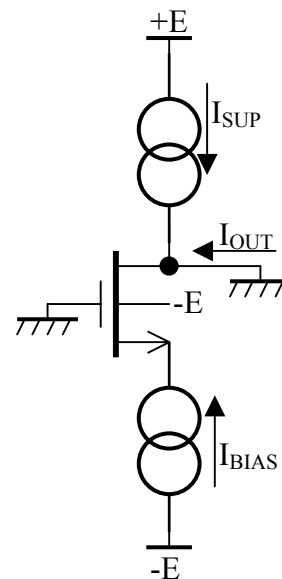
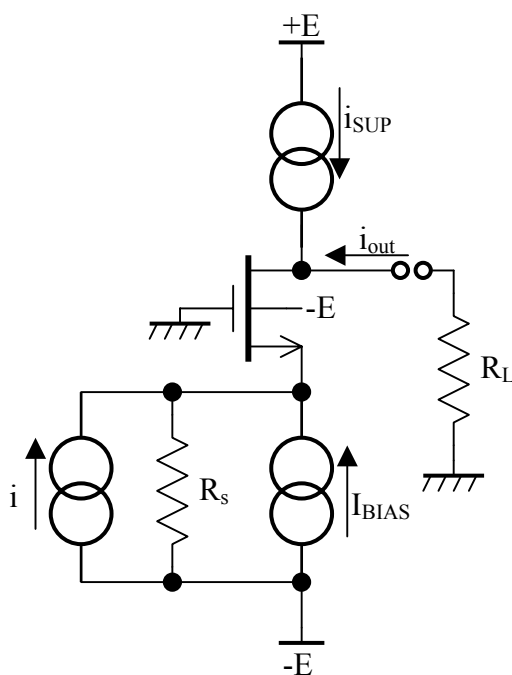


Influence des paramètres :

Paramètres du transistor	Paramètres du circuit			
	A_v $-g_m(r_o/r_{oc})$	G_m g_m	R_{in} ∞	R_{out} r_o/r_{oc}
I_{SUP}	↓	↑	—	↓
W	↑	↑	—	—
$\mu_n C_{ox}$	↑	↑	—	—
$1/\lambda_n \propto L$	↑	↓	—	↑

Pour augmenter les paramètres circuit il faut faire varier les paramètres transistor suivant le tableau ci contre.

Montage amplificateur grille commune (base commune en bipolaire) :



Equivalent pour analyse en grands signaux

$$I_{OUT} + I_{BIAS} + I_{SUP} = 0 \quad I_{OUT} = -I_{BIAS} - I_{SUP}$$

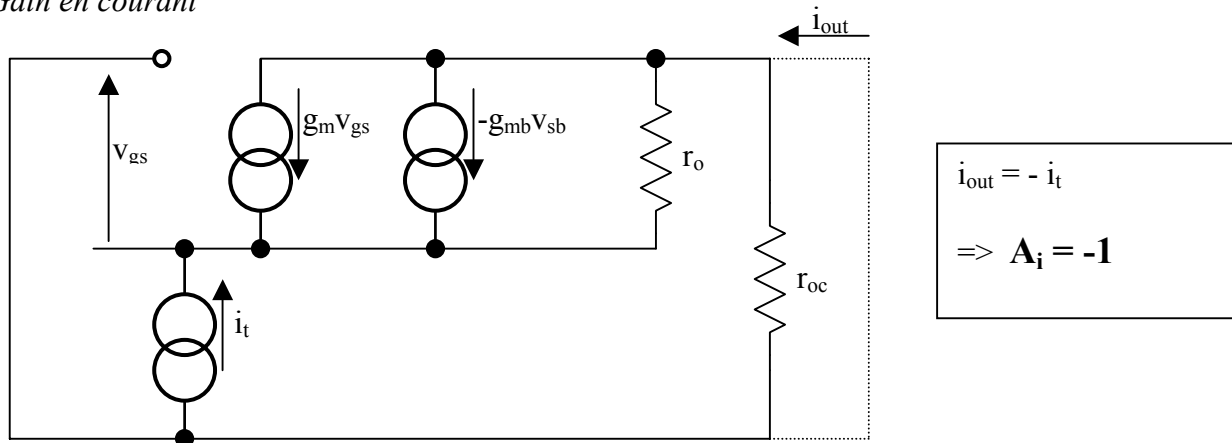
$$I_D = I_{SUP} = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{DS})$$

$$\text{Avec } \lambda_n = 0 \text{ et } V_G = 0, \text{ soit } V_{GS} = -V_S : \quad V_S = -V_{Tn} - \sqrt{\frac{I_{SUP}}{(W/2L)\mu_n C_{ox}}}$$

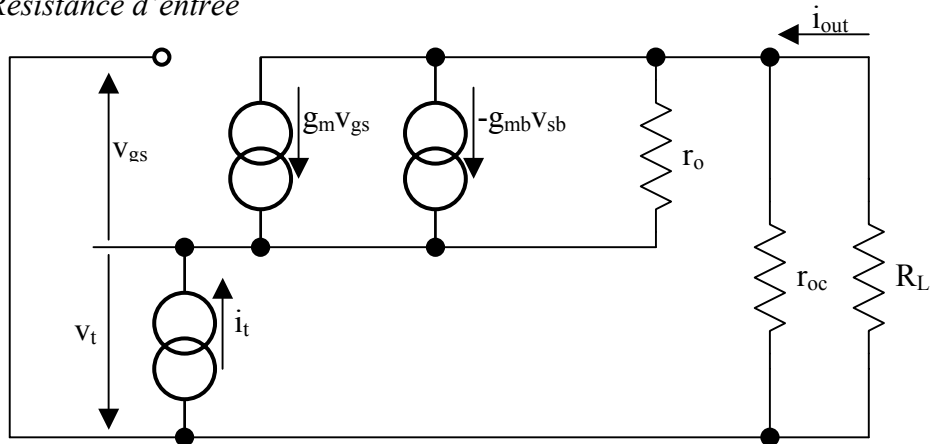
$$\text{Comme } V_S \neq V_B \text{ alors } V_{Tn} \text{ est fonction de } V_S : V_{Tn} = V_{Tn0} + \gamma_n [\sqrt{(V_{SB} - 2\Phi_p)} - \sqrt{(-2\Phi_p)}]$$

Schéma équivalent dynamique petits signaux :

Gain en courant



Résistance d'entrée



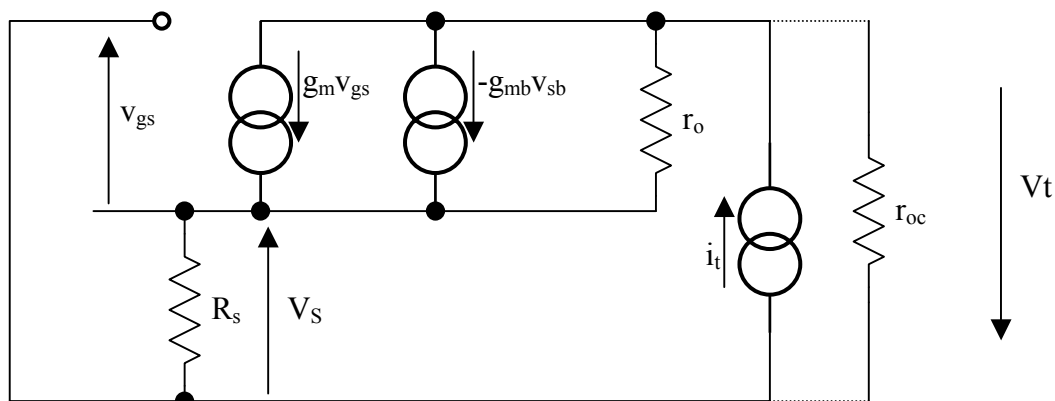
Remarques : $v_{gs} = v_t$ et $v_{sb} = -v_t$ ($v_g = 0$)

$$R_{IN} = v_t / i_t \quad i_t = g_m v_{gs} + g_{mb} v_t + \frac{v_t - i_t (r_{oc} // R_L)}{r_o} \quad R_{IN} = \frac{1 + ((r_{oc} // R_L) / r_o)}{g_m + g_{mb} + (1 / r_o)}$$

$r_o \gg R_L$ et $r_o \gg (1 / (g_m + g_{mb}))$ d'où:

$$R_{IN} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

Résistance de sortie :



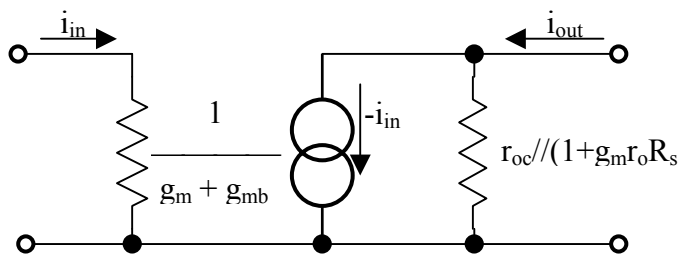
$$v_s = i_t R_s \quad i_t = v_s / R_s = -g_m v_s - g_{mb} v_s + \frac{v_t - v_s}{r_o}$$

$$v_s = \frac{v_t}{r_o((1/R_s) + g_m + g_{mb} + (1/r_o))} = i_t R_s \Rightarrow R_{out} = \frac{v_t}{i_t} = R_s \left(\frac{r_o}{R_s} + g_m r_o + g_{mb} r_o + 1 \right)$$

$$R_{out} = r_{oc} // \left(\frac{r_o}{R_s} + g_m r_o + g_{mb} r_o + 1 \right) R_s$$

Avec $g_m \gg g_{mb}$ et $r_o \gg R_s$ $R_{out} \cong r_{oc} // (1 + g_m r_o R_s) r_o$

Le schéma équivalent se réduit donc à :



Ce circuit est un buffer de courant à faible résistance d'entrée, gain -1 et grande résistance de sortie. De plus il ne présente pas de feed-back HF entrée - sortie

Montage drain commun (collecteur commun en bipolaire) :

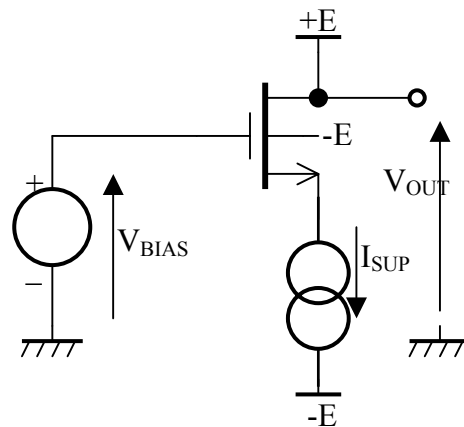
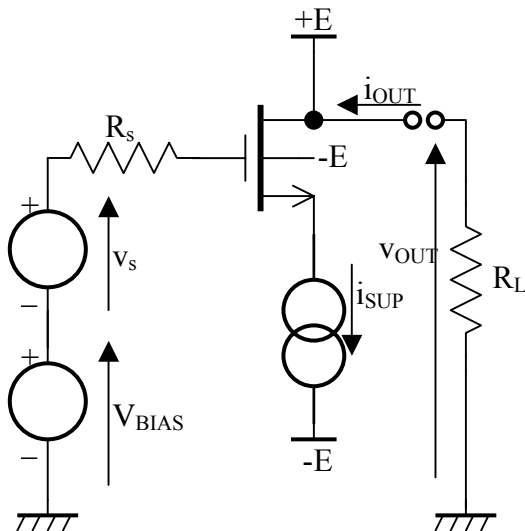


Schéma équivalent pour analyse en grands signaux

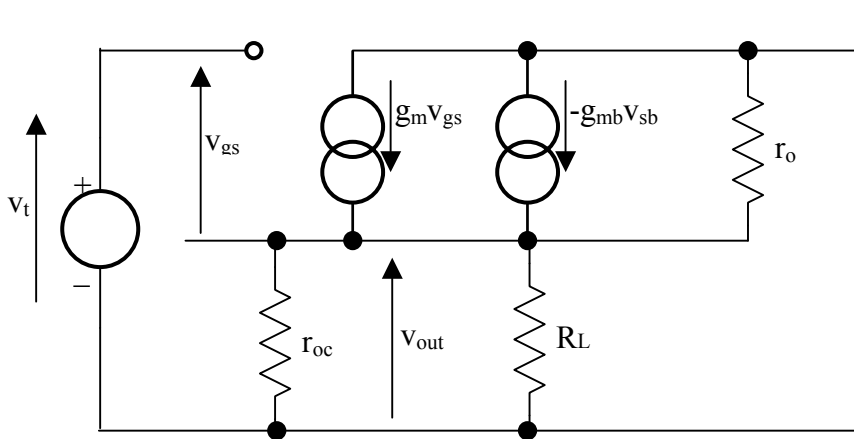
$$V_{out} = V_{BIAS} - V_{GS} \text{ avec } I_{SUP}$$

$$V_{GS} = V_{Th} + \sqrt{\frac{I_{SUP}}{(W/2L) \mu_n C_{ox}}}$$

$\Rightarrow$ décalage de tension d'un V_{GS}

Schéma équivalent dynamique petits signaux :

Gain en tension



$$V_{sb} = V_{out}$$

$$V_{gs} + V_{out} - V_t = 0$$

$$V_{gs} = V_t - V_{out}$$

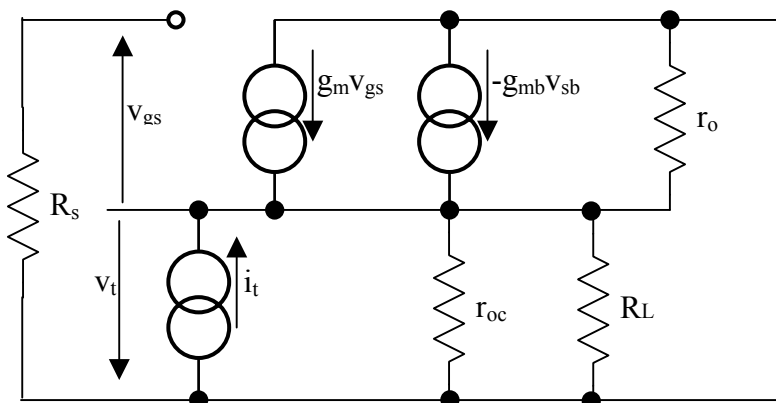
$$g_m V_{gs} - g_{mb} V_{out} - \frac{V_{out}}{r_o // r_{oc} // R_L} = 0 \quad g_m V_{gs} = V_{out} \left(g_{mb} + \frac{1}{r_o // r_{oc} // R_L} \right)$$

$$g_m (V_t - V_{out}) = V_{out} \left(g_{mb} + \frac{1}{r_o // r_{oc} // R_L} \right) \quad g_m V_t = V_{out} \left(g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o // r_{oc} // R_L} \right)$$

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_t} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + (1/(r_o // r_{oc} // R_L))} \cong \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}$$

Résistance d'entrée : infinie

Résistance de sortie :



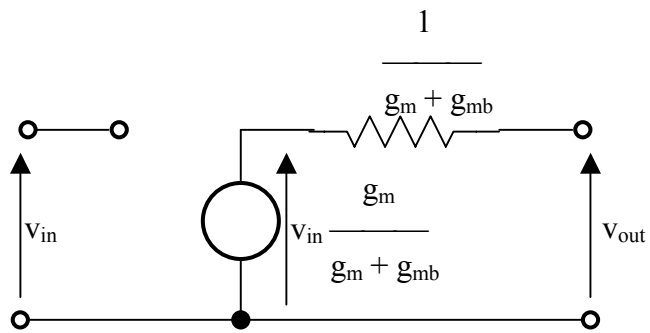
Il n'y a pas de courant dans R_s

donc $V_{gs} = V_t$

$$I_t = g_m V_t + g_{mb} V_t + V_t \frac{1}{r_o // r_{oc}} \Rightarrow \frac{V_t}{I_t} = \frac{1}{g_m + g_{mb} + (1/(r_o // r_{oc}))}$$

$$R_{out} \cong \frac{1}{g_m + g_{mb}} \quad \text{si } R_L \infty$$

Si R_L infinie, le schéma équivalent se réduit à:



Utilisations :

- suiveur en dynamique : grande impédance d'entrée, gain en tension proche de 1
- décalage de tension d'un V_{gs} en statique

III.4. *Tableau récapitulatif des montages amplificateurs à un transistor*

Transistor MOS

Type	Utilisation	Paramètre de gain	Rin	Rout
Source commune	Trans-conductance Buffer de tension	$G_m = g_m$	∞	$r_o // r_{oc}$
		$A_v = -g_m(r_o // r_{oc})$	∞	$r_o // r_{oc}$
Grille commune	Buffer de courant	$A_i = -1$	$1 / (g_m + g_{mb})$	$(r_o + g_m r_o R_s) // r_{oc}$
Drain commun	Buffer de tension	$A_v = g_m / (g_m + g_{mb})$	∞	$1 / (g_m + g_{mb})$

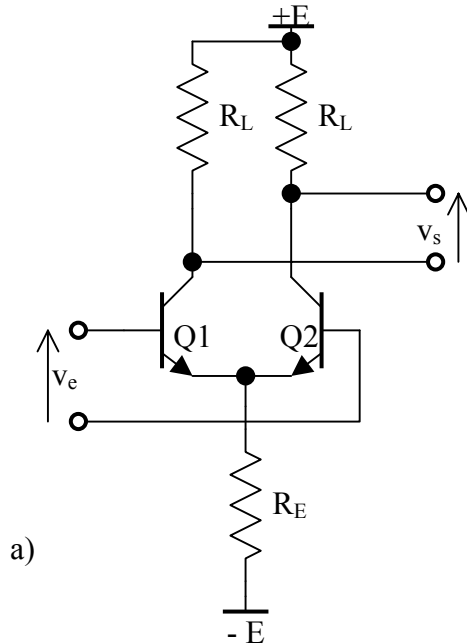
Transistor bipolaire

Type	Utilisation	Paramètre de gain	Rin	Rout
Emetteur commun	Trans-conductance	$G_m = g_m$	r_π	$r_o // r_{oc}$
Emetteur commun dégénéré	Trans-conductance contrôlée	$G_m = g_m / (1 + g_m R_E)$	$r_\pi + R_E (1 + \beta)$	$r_o(1 + g_m R_E) // r_{oc}$
Base commune	Buffer de courant	$A_i = -1$	$1 / g_m$	$r_o [1 + g_m(r_\pi // R_s)] // r_{oc}$
Collecteur commun	Buffer de tension	$A_v = 1$	$r_\pi + R_E (1 + \beta)$	$R_s / \beta + 1 / g_m$

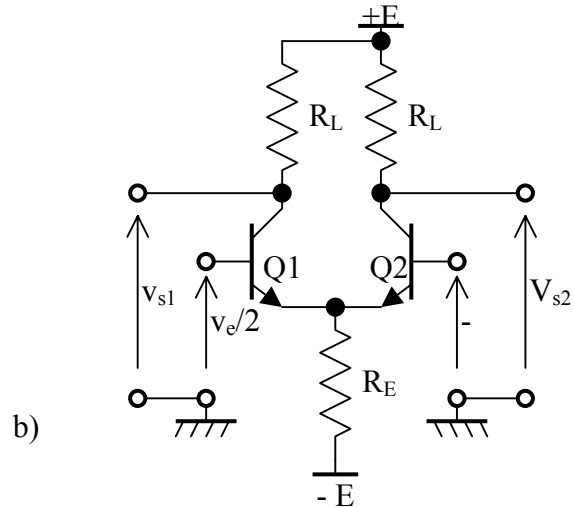
IV. Les amplificateurs différentiels

IV.1. Amplificateur différentiel à transistors bipolaires :

L'entrée et la sortie de ce montage sont différentiels



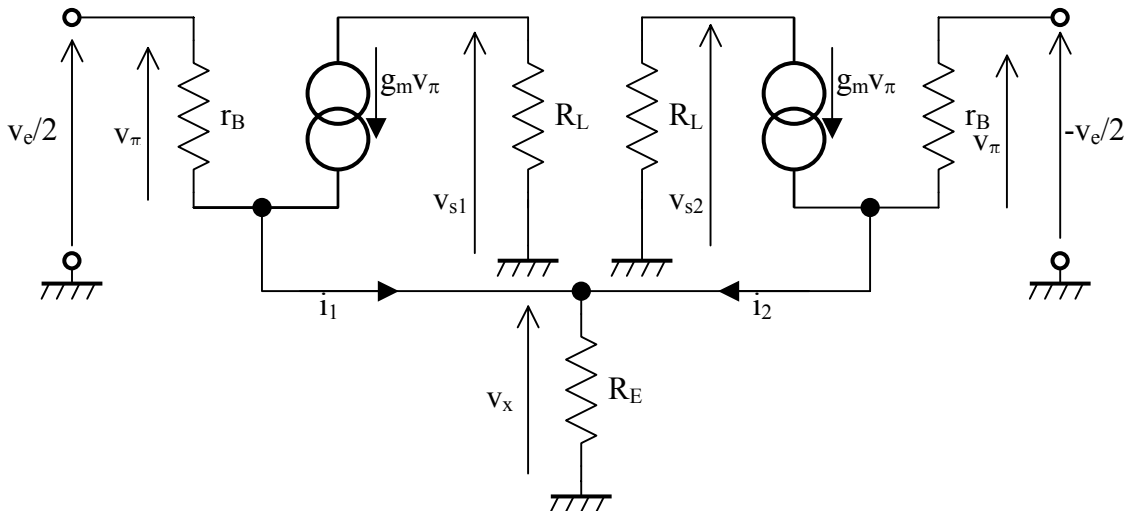
La figure b) décrit le montage a) en mode purement différentiel c'est à dire en éliminant le signal d'entrée de mode commun :



Etude en petits signaux

Les deux transistors sont supposés parfaitement identiques.

Si on néglige r_o pour chaque transistor, le schéma équivalent en petits signaux est :



Le montage étant totalement symétrique, $i_1 = -i_2$ et il ne circule aucun courant dans R_E , d'où $v_x = 0$, les émetteurs des deux transistors sont reliés à une masse dynamique virtuelle.

$$\text{Pour Q1 : } v_{\pi} = v_e/2 \text{ et } v_{s1} = -g_m v_{\pi} R_L = -g_m \frac{v_e}{2} R_L$$

$$\text{Pour Q2 : } v_{\pi} = -v_e/2 \text{ et } v_{s2} = -g_m v_{\pi} R_L \text{ soit } v_{s2} = g_m \frac{v_e}{2} R_L$$

La tension de sortie différentielle est $v_{sd} = v_{s1} - v_{s2} = -g_m v_e R_L$

Le gain différentiel est : $A_{VD} = v_{sd}/v_e = -g_m R_L = -\frac{\beta}{R_B} R_L$

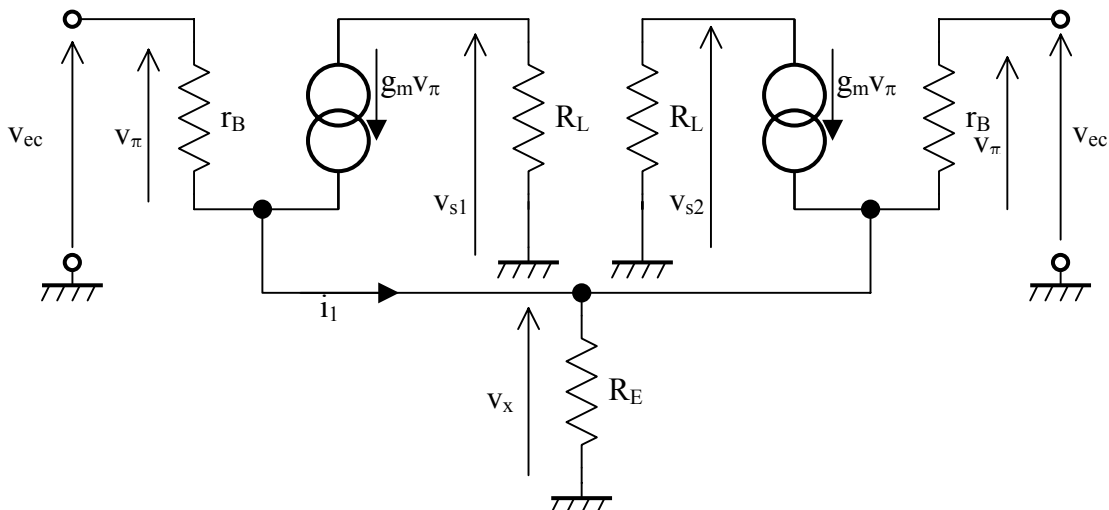
En sortie non différentielle (single ended) :

$$A_{vse}(Q2) = \frac{v_{s2}}{v_e} = \frac{g_m R_L v_e/2}{v_e} = \frac{g_m}{2} R_L = A_{vsd}/2$$

$$A_{vse}(Q1) = \frac{v_{s1}}{v_e} = \frac{-g_m R_L v_e/2}{v_e} = -\frac{g_m}{2} R_L = -A_{vsd}/2$$

En mode single ended, le gain est divisé par 2 par rapport au mode différentiel

Etude en mode commun : le même signal commun est appliqué aux deux entrées. Le schéma équivalent précédent devient :



Le montage étant totalement symétrique, $i_1 = i_2 \Rightarrow v_{ec} = v_{\pi} + i_1 + i_2 = v_{\pi} + 2 i R_E$

Si on néglige le courant dans r_B vis à vis de $g_m v_{\pi}$:

$$v_{ec} = v_{\pi} (1 + 2 g_m R_E)$$

$$v_{s1} = -g_m v_{\pi} R_L \Rightarrow \frac{v_{s1}}{v_{ec}} = \frac{-g_m R_L}{1 + 2 g_m R_E} = \frac{v_{s2}}{v_{ec}}$$

Gain en mode commun en sortie single ended.

En mode commun et sortie différentielle :

$$v_{sd} = v_{s1} - v_{s2} = 0$$

Le gain de mode commun est nul en sortie différentielle.

Etude en mode composé (cas général):

Tout signal différentiel peut s'exprimer sous la forme somme d'un signal purement différentiel et d'un signal mode commun :

$$v_{ec} = \frac{v_{e1} + v_{e2}}{2} \quad \text{composante de mode commun}$$

$$v_{ed} = v_{e1} - v_{e2} \quad \text{tension différentielle d'entrée}$$

$$\text{Chaque entrée séparée voit : } \frac{v_{ed}}{2} + v_{ec} = \frac{v_{e1} - v_{e2}}{2} + \frac{v_{e1} + v_{e2}}{2}$$

$$v_{s1} = A_{vcm} \frac{v_{e1} + v_{e2}}{2} + A_{vdiff} \frac{v_{e1} - v_{e2}}{2} \quad \text{Sortie single ended de Q1}$$

$$v_{s2} = A_{vcm} \frac{v_{e1} + v_{e2}}{2} - A_{vdiff} \frac{v_{e1} - v_{e2}}{2} \quad \text{Sortie single ended de Q2}$$

$$v_{sd} = v_{s1} - v_{s2} = A_{vdiff} (v_{e1} - v_{e2}) \quad \text{Sortie différentielle qui élimine le mode commun}$$

Rapport de réjection de mode commun (CMRR) :

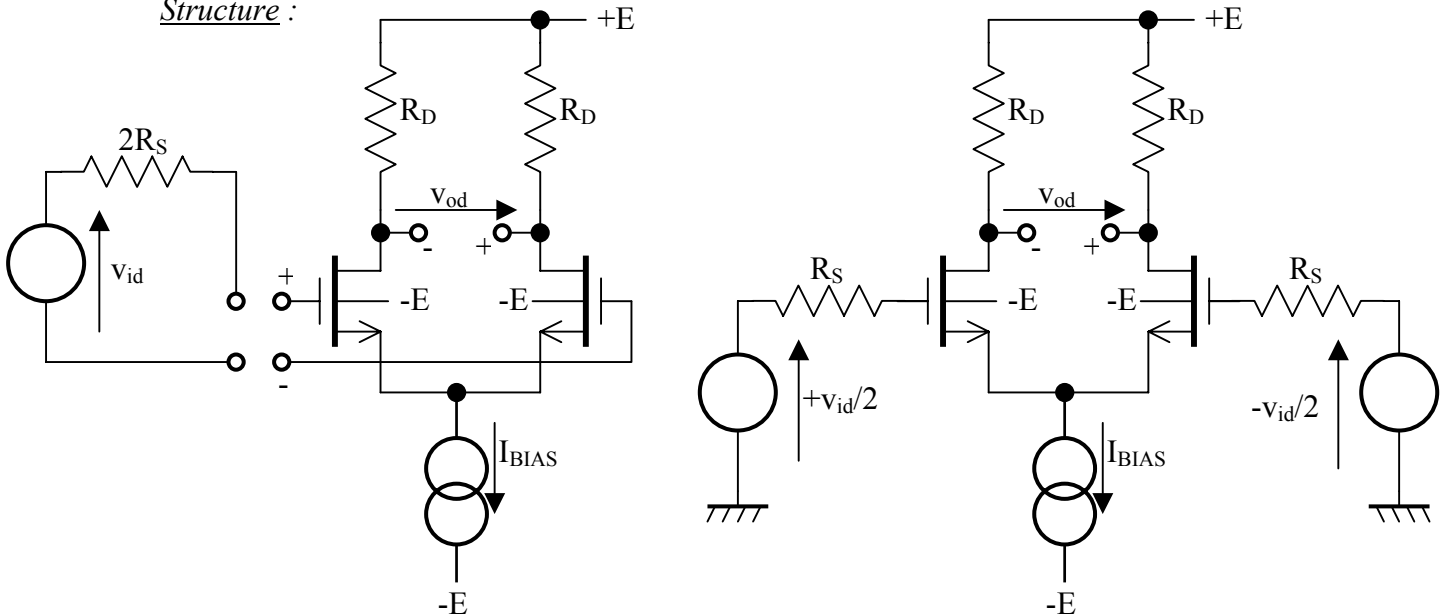
C'est le rapport (exprimé en dB) entre le gain différentiel et le gain de mode commun :

$$CMRR = \frac{A_{vdiff}}{A_{vcm}} = 1 + 2 g_m R_E$$

IV.2. Les amplificateurs différentiels à transistors MOS

Les amplificateurs différentiels ont la particularité de n'amplifier que le contenu différentiel de la tension d'entrée et de rejeter la tension de mode commun.

Structure :



Les deux schémas ci-dessus sont équivalents, celui de droite fait apparaître la symétrie complète de l'amplificateur différentiel.

Schéma équivalent en petits signaux en mode différentiel :

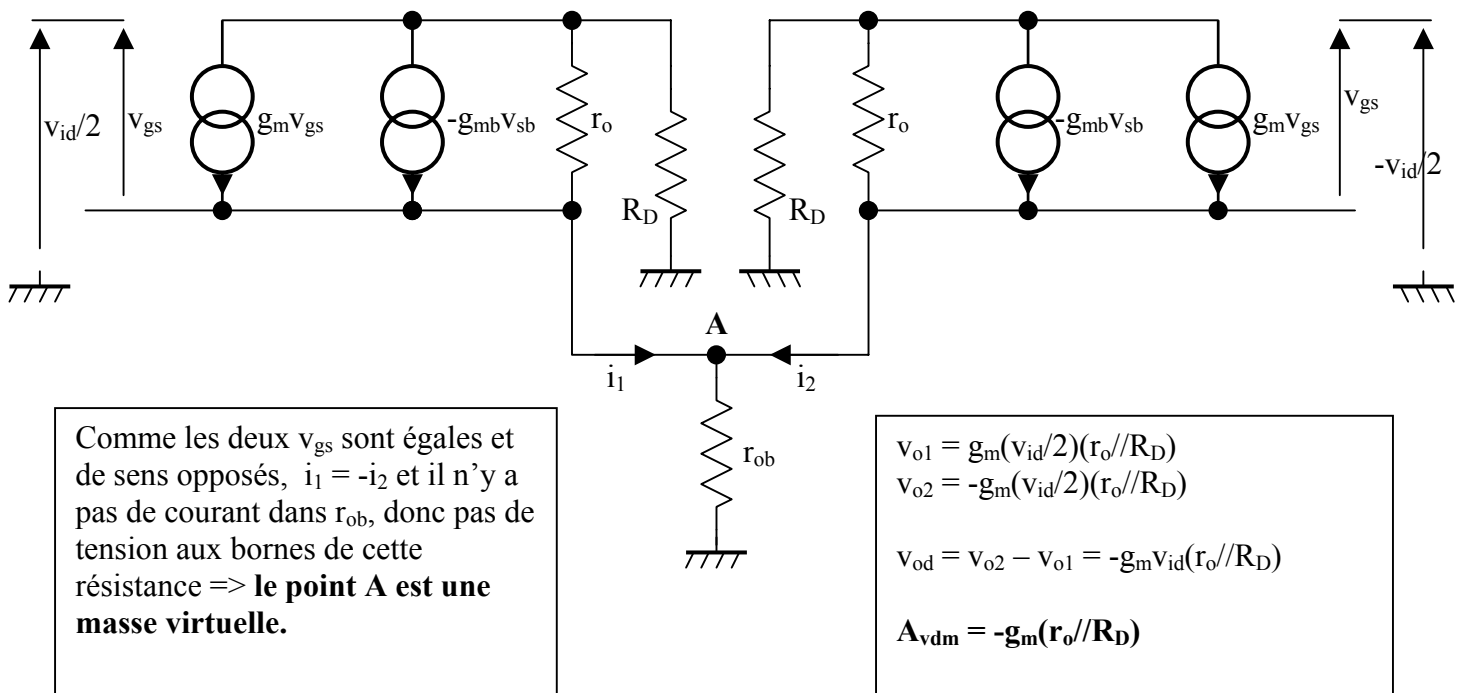
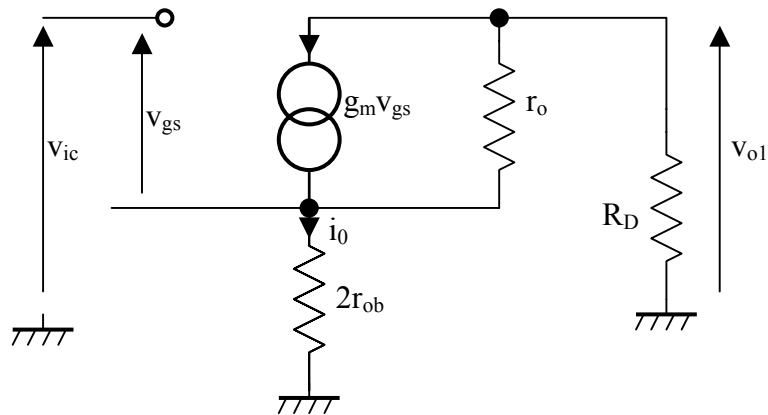


Schéma équivalent en petits signaux en mode commun :

On applique v_{ic} sur chaque transistor $\Rightarrow i_1 = i_2 = i$

Représentation d'un seul étage :



$$v_{gs} = v_{ic} - 2r_{ob}i_0$$

$$i_0 = -v_{o1}/R_D$$

$$i_0 = g_m v_{gs} + (v_{o1} - 2r_{ob}i_0)/r_o$$

$$-\frac{v_{o1}}{R_D} = g_m(v_{ic} + 2r_{ob}\frac{v_{o1}}{R_D}) + \frac{v_{o1}}{r_o} + \frac{2r_{ob}}{r_o}\frac{v_{o1}}{R_D}$$

$$v_{o1} \left(-\frac{1}{R_D} + \frac{2g_m r_{ob}}{R_D} + \frac{2r_{ob}}{r_o R_D} + \frac{1}{R_D} \right) = -g_m v_{ic}$$

$$\frac{v_{o1}}{v_{ic}} = -g_m \frac{1}{\frac{1}{r_o} + 2g_m \frac{r_{ob}}{R_D} + \frac{2r_{ob}}{r_o R_D} + \frac{1}{R_D}} = -g_m \frac{1}{\frac{2g_m r_{ob}}{R_D} + \frac{1}{R_D}} = -g_m \frac{R_D}{1 + 2g_m r_{ob}}$$

$$A_{vcm} = -g_m \frac{R_D}{1 + 2g_m r_{ob}} = \frac{A_{dm}}{1 + 2g_m r_{ob}} \quad \text{si } r_o \text{ très grand}$$

Rapport de réjection de mode commun:

$$CMRR = \frac{A_{vdm}}{A_{vcm}} = 1 + 2g_m r_{ob}$$

Résistance d'entrée différentielle et résistance de sortie différentielle :

Le modèle quadripôle en mode différentiel est :

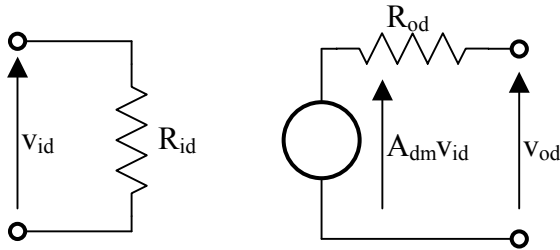
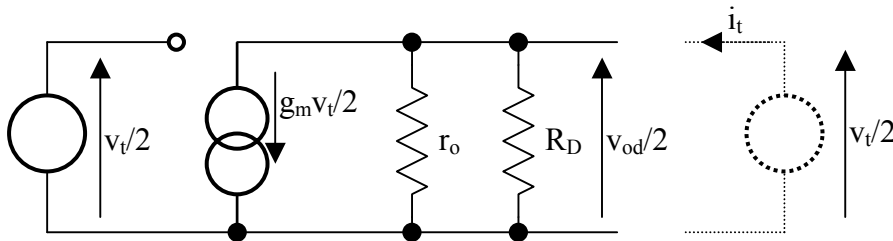


Schéma équivalent d'un demi circuit :



Rappel :

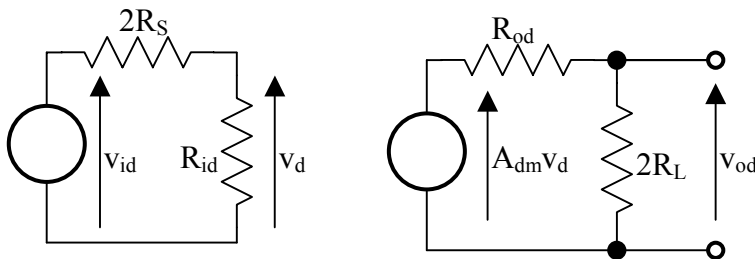
En mode différentiel la résistance commune dans les sources n'a pas de tension aux bornes, le point A est une masse virtuelle

$$R_{in} = v_t / i_t = \infty$$

$$R_{out} = v_t / i_t = v_{od} / i_t \quad \text{avec} \quad v_{od}/2 = i_t (r_o // R_D) \Rightarrow R_{out} = 2 (r_o // R_D)$$

Influence des résistances de source et de charge:

Modèle quadripôle avec R_S et R_L :



$$\frac{v_{od}}{v_{id}} = \left(\frac{R_{id}}{R_{id} + 2R_S} \right) (-g_m R_D // r_o) \left(\frac{2R_L}{R_{od} + 2R_L} \right)$$

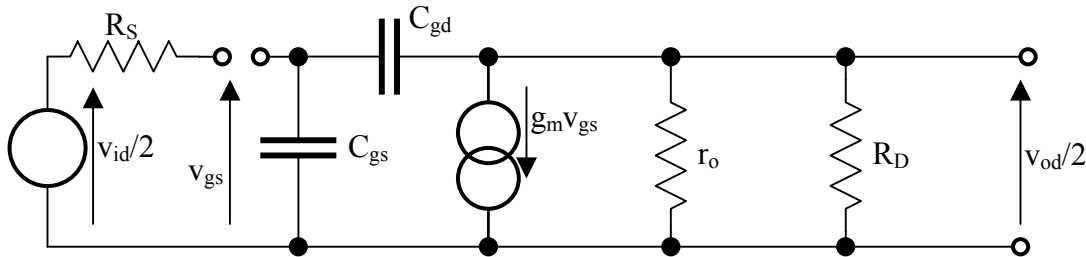
Avec des transistors MOS $R_{id} = \infty$ donc le 1^{er} terme vaut 1,
Vu précédemment $R_{od} = 2(R_D // r_o)$, d'où :

$$\frac{v_{od}}{v_{id}} = -g_m R_D // r_o \left(\frac{R_L}{R_D // r_o + R_L} \right) = A_{vdm} \left(\frac{R_L}{R_D // r_o + R_L} \right)$$

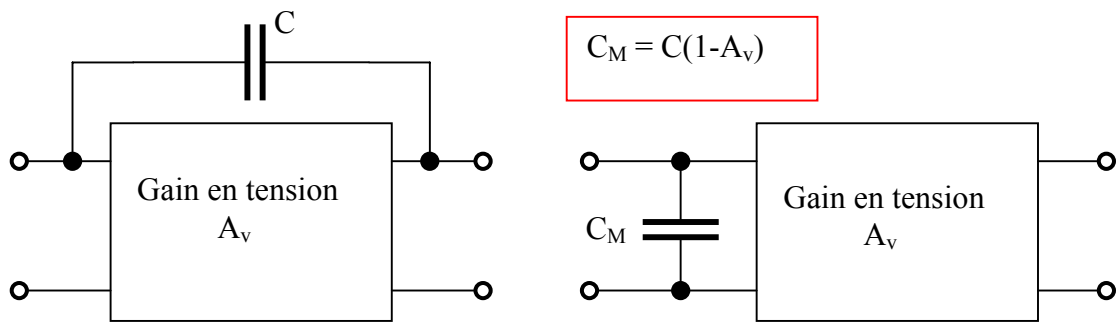
IV.3. Réponse en fréquence des amplificateurs différentiels

Réponse en fréquence en mode différentiel:

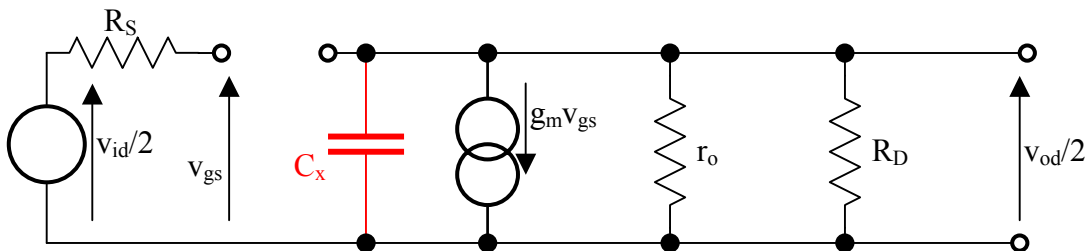
On utilise le schéma équivalent en petits signaux d'un demi-circuit :



Pour simplifier ce schéma équivalent (présence de C_{gd}) l'approximation de Miller permet de calculer une capacité équivalente à C_{gd} :



La capacité de Miller équivalente à C_{gd} devient $C_M = C_{gd}(1 + g_m R_D / r_o)$ et le schéma équivalent du demi circuit :



Avec $C_x = C_M + C_{gs} = C_{gd}(1 + g_m R_D / r_o) + C_{gs}$

La résistance parallèle R_x vue de C_x est $R_S // R_{in}$, or $R_{in} = \infty$ donc $R_x = R_S$, la constante de temps de ce système est $\tau = R_S C_x = R_S [C_{gd}(1 + g_m R_D / r_o) + C_{gs}]$

Gain en tension en fonction de la fréquence :

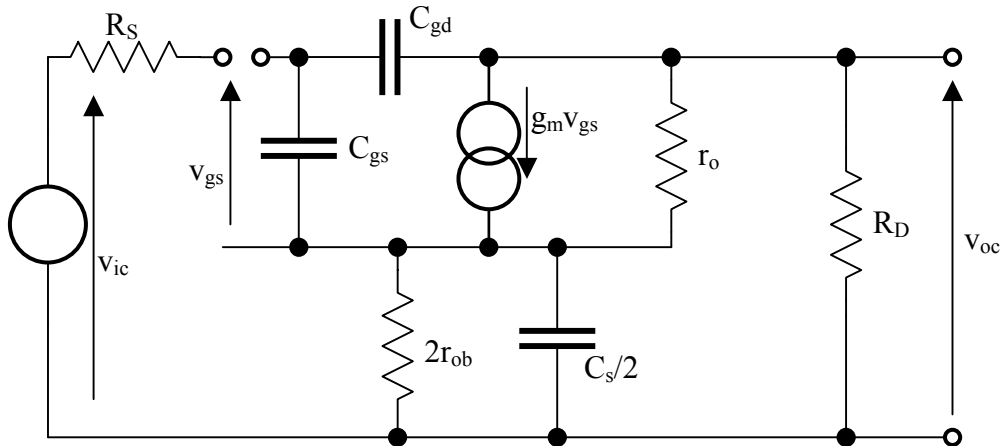
$$\frac{V_{od}}{V_{id}} = -g_m(R_D / r_o) \frac{1}{1 + j\omega R_S [C_{gd}(1 + g_m R_D / r_o) + C_{gs}]}$$

Fréquence de coupure à 3dB du gain différentiel :

$$F_{3dB} = \frac{\omega_{3dB}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_S [C_{gd}(1 + g_m R_D // r_o) + C_{gs}]}$$

Réponse en fréquence en mode commun :

Comme précédemment on utilise le schéma équivalent petits signaux pour un demi circuit :



En basse fréquence le gain de mode commun est : $\frac{v_{oc}}{v_{ic}} \cong \frac{-g_m(R_D // r_o)}{1 + g_m 2r_{ob}} < 1$

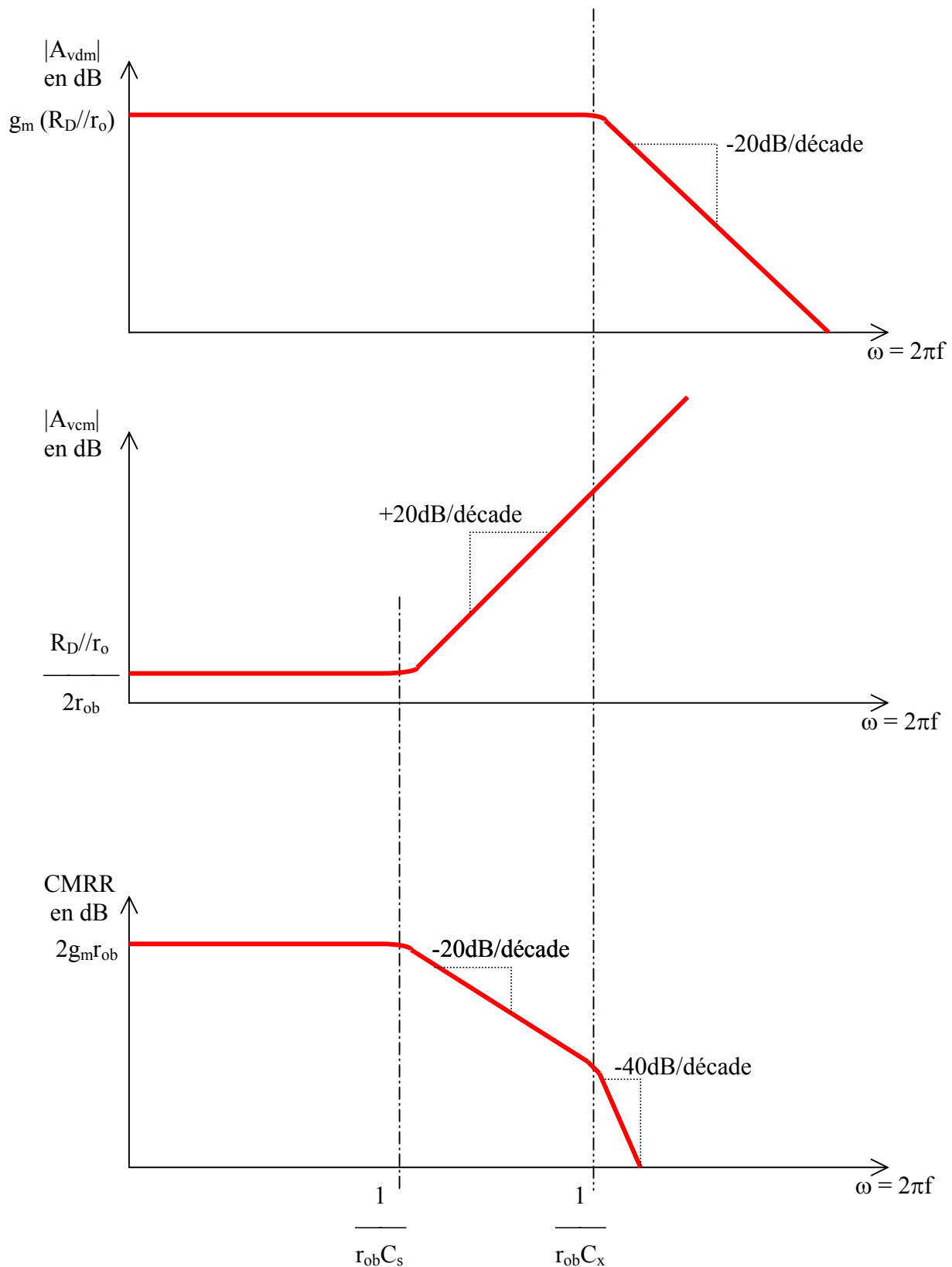
⇒ l'approximation de Miller sur C_{gd} est négligeable et l'effet prépondérant sur la réponse en fréquence est dû à C_s :

$$Z_s = \frac{2r_{ob}}{1 + j\omega r_{ob} C_s} \Rightarrow \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = \frac{-g_m(R_D // r_o)}{1 + g_m Z_s}$$

Pour $|g_m Z_s| \gg 1$

$$\frac{v_{oc}}{v_{ic}} \cong \frac{R_D // r_o}{Z_s} = - \frac{R_D // r_o}{2r_{ob}} (1 + j\omega r_{ob} C_s)$$

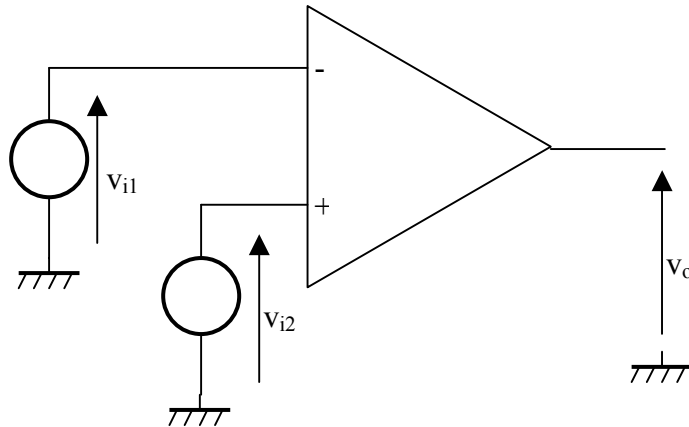
⇒ Le gain en tension en mode commun augmente avec la fréquence, dû à l'effet de C_s , le rapport de réjection de mode commun diminue avec la fréquence.



Evolution du gain mode différentiel, du gain en mode commun et du rapport de réjection de mode commun en fonction de la fréquence.

Sortie single ended :

Utilisation en entrée différentielle et sortie single ended :



Comme déjà vu avec les amplificateurs différentiels bipolaires :

$$V_o = A_{vcm}V_{ic} - A_{vdm}(V_{id}/2)$$

Pour un signal d'entrée purement différentiel :

$$\frac{V_o}{V_{id}} = -\frac{A_{vdm}}{2} = g_m \frac{R_D // r_o}{2}$$

Pour un signal purement mode commun :

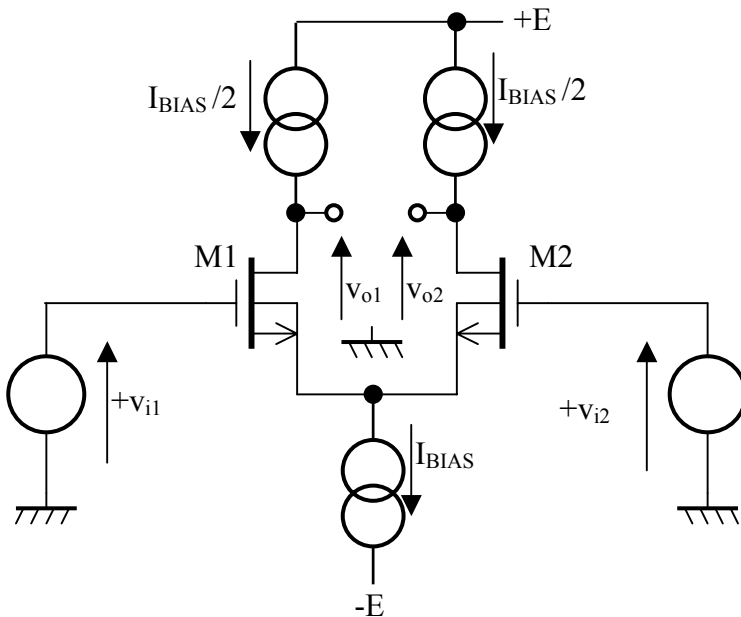
$$\frac{V_o}{V_{ic}} = A_{vcm} = \frac{-g_m(R_D // r_o)}{1 + 2g_m r_{ob}}$$

$$\Rightarrow CMRR = \frac{1 + 2g_m r_{ob}}{2}$$

En mode de sortie single ended le gain différentiel et le rapport de réjection de mode commun sont divisés par deux par rapport au mode de sortie différentielle.

IV.4. Amplificateur différentiel alimenté par un miroir de courant :

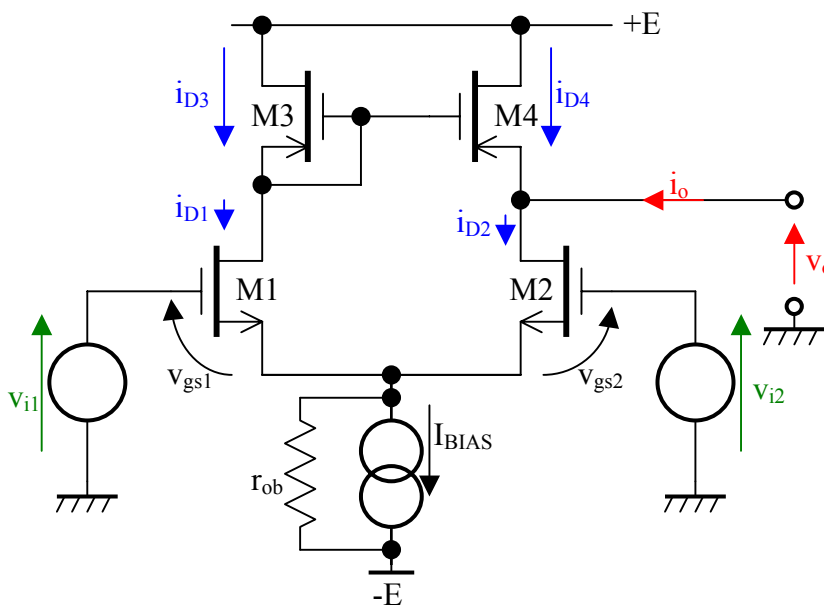
Avec sources idéales :



On assume que les grands signaux aux entrées I1 et I2 sont nuls et que seuls les petits signaux v_{i1} et v_{i2} sont appliqués aux entrées. Si les sources $I_{BIAS}/2$ sont réalisées par des résistances, alors

$$G_{dm} = -g_m/2$$

Avec miroir de courant :



Les transistors M1, M2, M3, M4 sont identiques.

$$i_{d1} = I_{BIAS}/2 + g_m v_{gs1}$$

$$i_{d3} = I_{BIAS}/2 + g_m v_{gs1}$$

$$i_{d4} = I_{BIAS}/2 + g_m v_{gs1}$$

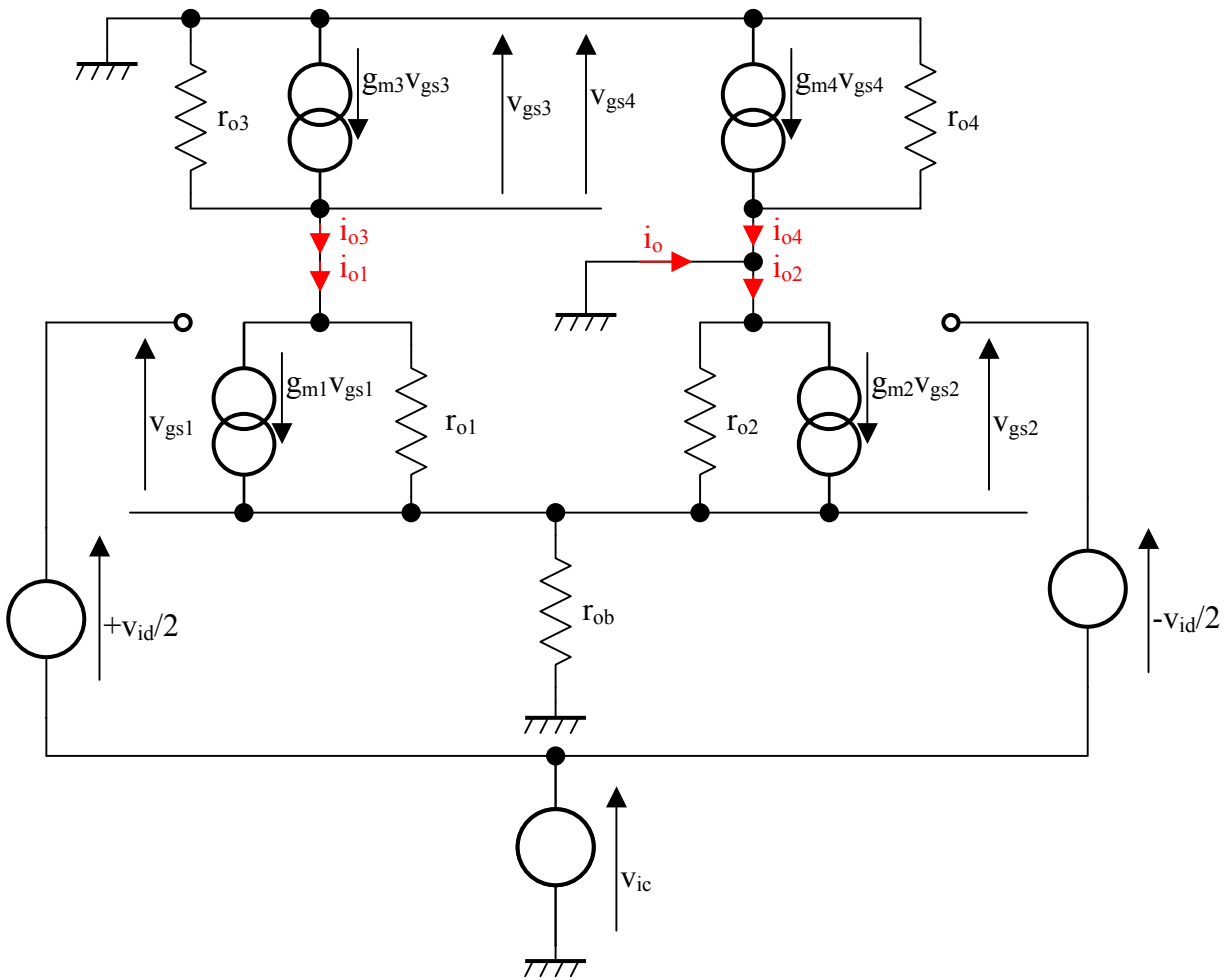
$$i_{d2} = I_{BIAS}/2 + g_m v_{gs2}$$

$$i_o = i_{D2} - i_{D4} = i_{D2} - i_{D1} \text{ car } i_{D4} = i_{D3} = i_{D1} \text{ (miroir de courant)}$$

$$i_o = g_m v_{gs2} - g_m v_{gs1} = g_m (v_{gs2} - v_{gs1}) \text{ or } v_{id} = v_{i2} - v_{i1} = v_{gs2} - v_{gs1}$$

$$i_o = -g_m v_{id} \text{ soit } G_m = i_o / v_{id} = -g_m$$

Analyse en petits signaux : calcul de la transconductance (on court circuite la sortie de courant)



Expression de la transconductance : $G_{dm} = i_o/v_{id}$

$$i_{o1} = i_{o3} = g_{m3}V_{gs3} + v_{gs3}/r_{o3} \cong g_{m3}V_{gs3} \text{ si on néglige } r_{o3} \Rightarrow v_{gs3} = i_{o1}/g_{m3}$$

$$i_o = i_{o2} - i_{o4} \cong i_{o2} - g_{m4}V_{gs4} \text{ comme } v_{gs3} = v_{gs4}$$

$$\Rightarrow i_o = i_{o2} - i_{o4} = i_{o2} - i_{o1}g_{m4}/g_{m3}$$

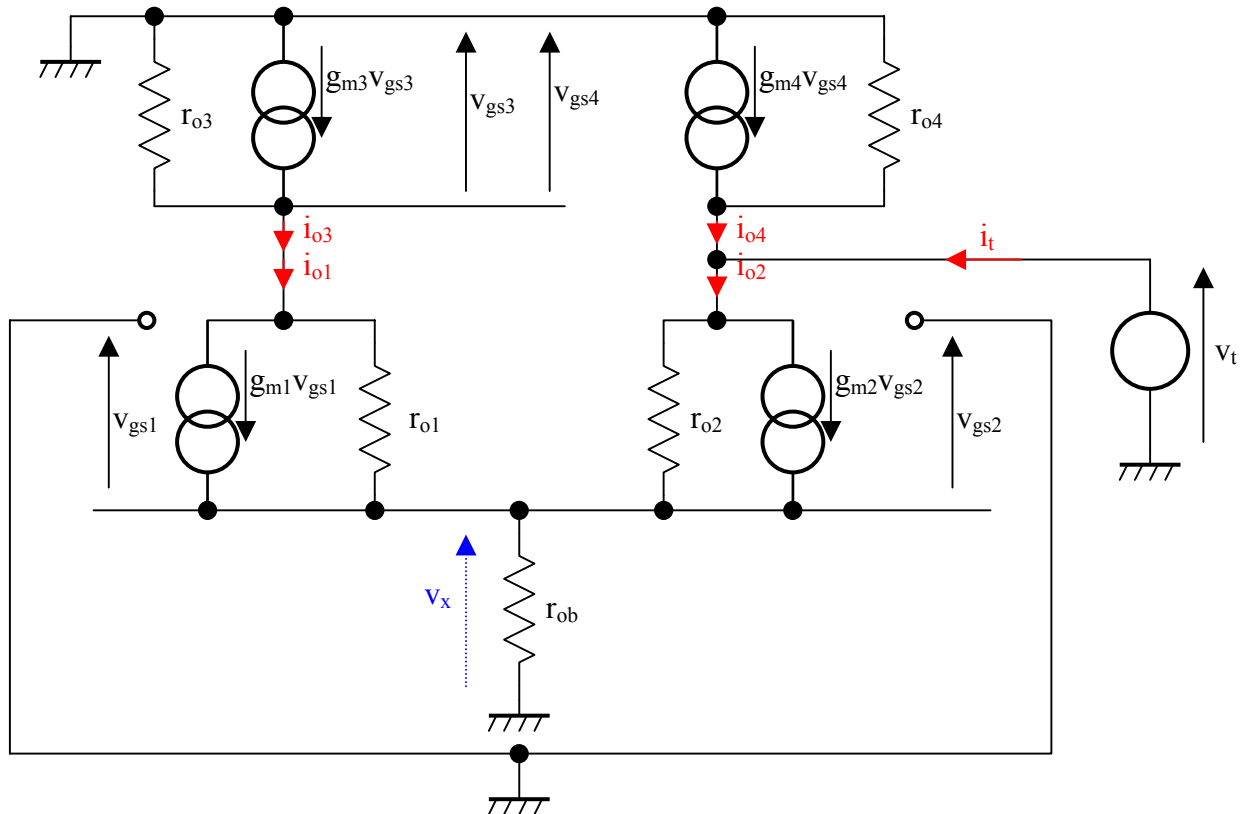
Si $g_{m3} = g_{m4}$ et en négligeant r_{o1} , r_{o2} , r_{o3} :

$$i_o = g_{m2}V_{gs2} - g_{m1}V_{gs1} = g_m(v_{gs2} - v_{gs1}) \text{ si } g_{m1} = g_{m2} = g_{m3}$$

$$\text{Comme } v_{id} = v_{gs1} - v_{gs2}, i_o = -g_m v_{id} \Rightarrow G_{dm} = i_o/v_{id} = -g_m$$

Résistance de sortie en mode d'entrée différentielle, sortie single ended et ampli différentiel alimenté par un miroir de courant .

Dans le schéma équivalent précédent, on applique à la sortie un générateur de test et on court circuite l'entrée différentielle, ce qui donne le schéma suivant :



La résistance de sortie est : $R_{od} = v_t / i_t$

$$i_t = i_{o2} - i_{o4} = (-g_{m2}v_x + \frac{v_t - v_x}{r_{o2}}) - (g_{m4}v_{gs4} - v_t/r_{o4}) \quad \text{EQ1}$$

$$i_{o1} = -g_{m1}v_x + \frac{-v_{gs3} - v_x}{r_{o1}} = i_{o3} = g_{m3}v_{gs3} + v_{gs3}/r_{o3} = v_{gs3} (g_{m3} + 1/r_{o3})$$

$$v_{gs3} (g_{m3} + 1/r_{o3} + 1/r_{o1}) = -g_{m1}v_x - v_x/r_{o1} \quad 1/r_{o3} \text{ et } 1/r_{o1} \ll g_{m3}$$

$$\Rightarrow v_{gs3} = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} v_x - \frac{v_x}{g_{m3}r_{o1}} = v_{gs4} \text{ on reporte ce résultat dans EQ1}$$

$$i_t = (-g_{m2}v_x + \frac{v_t - v_x}{r_{o2}}) - [g_{m4}(-\frac{g_{m1}}{g_{m3}} v_x - \frac{v_x}{g_{m3}r_{o1}}) - \frac{v_t}{r_{o4}}]$$

$$i_t = v_x (-g_{m2} - 1/r_{o2} + g_{m1}g_{m4}/g_{m3} + g_{m4}/g_{m3}r_{o1}) + v_t (1/r_{o2} + 1/r_{o4})$$

$$\text{Si } g_{m2} = g_{m1} \text{ et } g_{m4} = g_{m3} \text{ et } r_{o2} = r_{o1} \text{ alors } i_t = v_t (1/r_{o2} + 1/r_{o4}) \Rightarrow$$

$$\boxed{R_{od} = r_{o2} // r_{o4}}$$

V. Amplificateurs à plusieurs étages

Amplificateurs de tension :

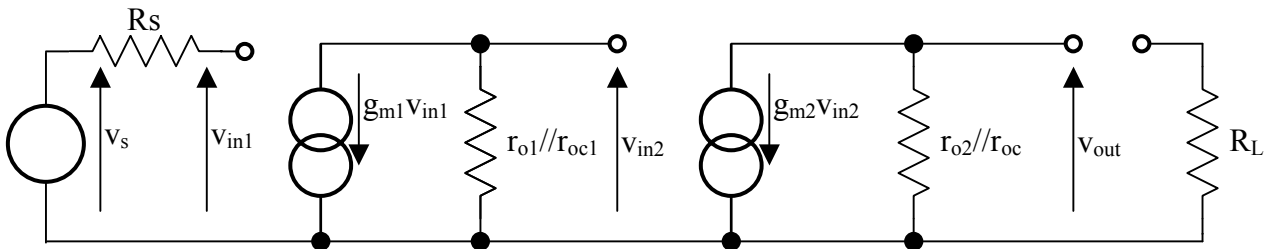
Paramètres caractéristiques

R_{in} très élevée

R_{out} très faible

A_v élevé

Association de deux étages source commune cascades :



$$V_{in2} = -g_{m1} V_{in1} (r_{o1} // r_{oc1})$$

$$V_{out} = -g_{m2} [-g_{m1} V_{in1} (r_{o1} // r_{oc1})] (r_{o2} // r_{oc2})$$

$$V_{out} = g_{m1} g_{m2} (r_{o1} // r_{oc1}) (r_{o2} // r_{oc2}) V_{in1}$$

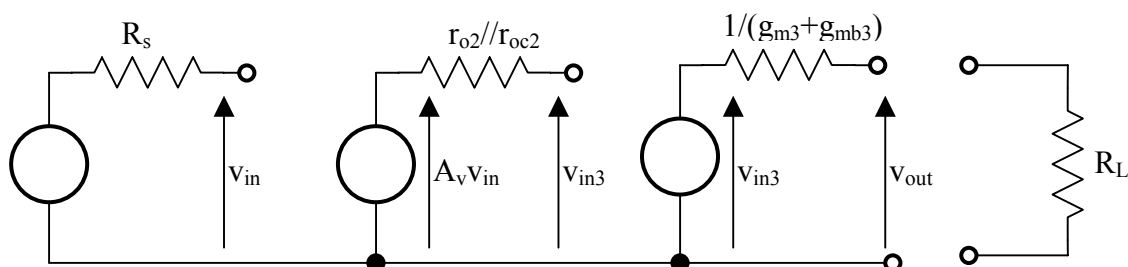
$$V_{in1} = V_s$$

$$\frac{V_{out}}{V_s} = g_{m1} g_{m2} (r_{o1} // r_{oc1}) (r_{o2} // r_{oc2})$$

$$A_v = g_{m1} g_{m2} (r_{o1} // r_{oc1}) (r_{o2} // r_{oc2})$$

$$R_{in} = \infty$$

$R_{out} = r_{o2} // r_{oc2}$ Cette valeur est encore assez grande. Un troisième étage buffer de tension à faible R_{out} permettrait une meilleure transmission de la tension aux étages suivants.



Amplificateur à transconductance :

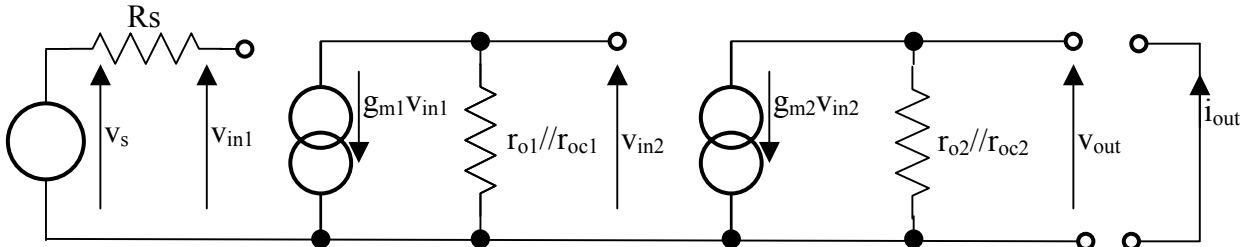
Il est caractérisé par

R_{in} très élevée

R_{out} élevée

G_m élevée

Réalisation par association de deux étages source commune cascades :



$$V_{in2} = -g_{m1}V_{in1}(r_{o1}/r_{oc1}) = -g_{m1}(r_{o1}/r_{oc1})V_{in1}$$

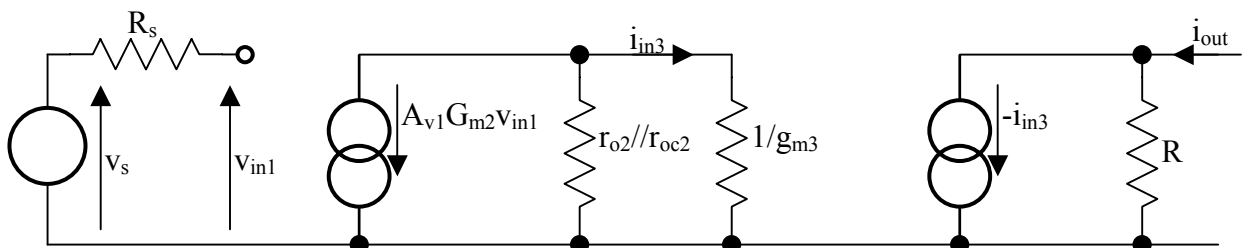
$$i_{out} = g_{m2}V_{in2} = -g_{m1}g_{m2}(r_{o1}/r_{oc1})V_{in1}$$

$$\frac{i_{out}}{V_s} = -g_{m1}g_{m2}(r_{o1}/r_{oc1}) = A_{v1}G_{m2}$$

$$R_{in} = \infty$$

$$R_{out} = r_{o2}/r_{oc2}$$

Pour avoir R_{out} très élevée on ajoute un étage buffer de courant (à grille commune)



$$R_{s3} = r_{o2}/r_{oc2}$$

$$R = (r_{o3} + g_{m3}r_{o3}R_{s3})//$$

$$\Rightarrow R_{out} = [r_{o3} + g_{m3}r_{o3}(r_{o2}/r_{oc2})]//r_{oc3}$$

$$\cong g_{m3}r_{o3}(r_{o2}/r_{oc2})//r_{oc3}$$

$$i_{out} = -i_{in3}$$

$$A_{v1}G_{m2}V_{in1} = i_{in3} + \frac{i_{in3}/g_{m3}}{r_{o2}/r_{oc2}} = i_{in3} \left(1 + \frac{1}{g_{m3}r_{o2}/r_{oc2}} \right)$$

$$i_{in3} = \frac{1}{g_{m3}(r_{o2}/r_{oc2})}$$

$$\frac{v_{in1}}{v_{in1}} = A_{v1}G_{m2} \frac{1}{1 + [1/g_{m3}(r_{o2}/r_{oc2})]} - A_{v1}G_{m2} \frac{1}{g_{m3}(r_{o2}/r_{oc2}) + 1}$$

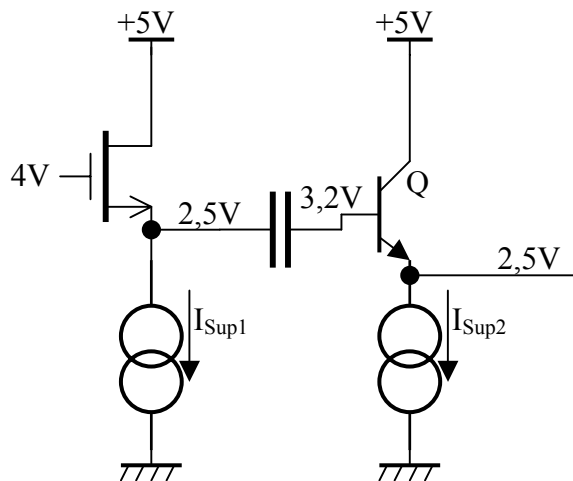
$$G_m = A_{v1}G_{m2} \left(\frac{r_{o2}/r_{oc2}}{r_{o2}/r_{oc2} + 1/g_{m3}} \right)$$

Amplificateurs à couplage direct

Analyse en grands signaux

Exemple d'étages Drain Commun et Collecteur Commun dont chaque sortie est prévue à $V_{cc}/2$ en régime continu :

En composants discrets avec liaison capacitive :



Avec :
 $V_{BE} = 0,7V$
 $V_{GS} = 1,5V$

En circuit intégré il est difficile de réaliser des capacités de liaison de forte valeur : nécessité d'un couplage direct entre étages et utilisation de successions de NMOS / PMOS et de NPN / PNP comme dans l'exemple :

