Chapitre 2 : Amplificateurs simples à 1 étage à source commune

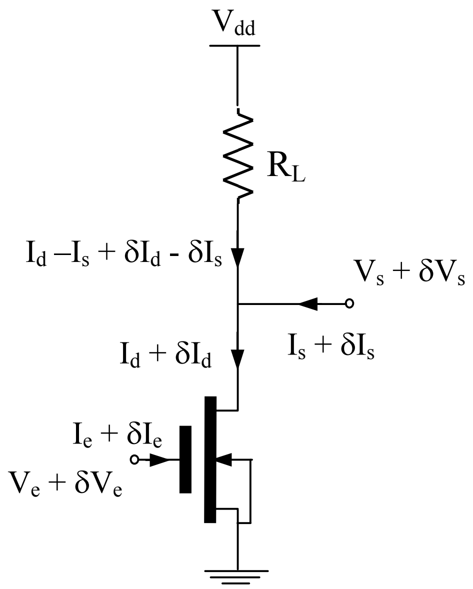
I Source commune à charge résistive de drain

I.1 Principe de fonctionnement

Exemple sur un NMOS

Dont on relie :

- le bulk à la masse
- la source à la masse
- le drain à une tension de polarisation V_{dd} au moyen d'une résistance R_L.



Remarquons que à priori dans ce cas précis $I_s = 0$ et $\delta I_s = 0$ car charge = CO.

Tensions de polarisations : $V_{gs} = V_e$ et $V_{ds} = V_s$

Tensions petits signaux : $\delta V_{gs} = \delta V_e$ et $\delta V_{ds} = \delta V_s$

Fonctionnement :

On veut tracer $V_s(V_e)$.

1) $V_e < V_{tn}$: blocage.

On a $I_d = 0$. D'où $V_s = V_{dd}$.

2) V_e augmente : $V_e > V_{tn}$.

Le canal se forme. Zone active

$$I_d = K_n \frac{W}{L}[V_e - V_{tn}]^2$$

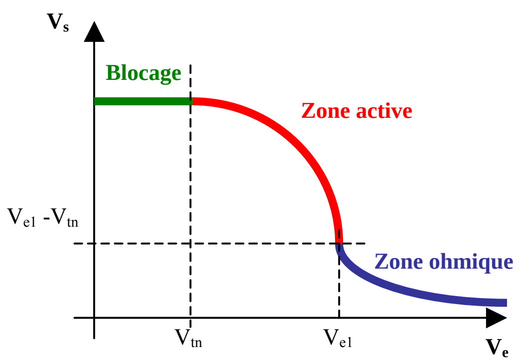
$V_s = V_{dd} - R_L.I_d$

$\Rightarrow$ Décroissance parabolique de $V_s(V_e)$.

3) V_e augmente. Et V_s diminue. On atteint la LZA du transistor lorsque :

$V_{ds} = V_{gs} - V_{tn} \Leftrightarrow V_s = V_e - V_{tn}$

On est alors en zone ohmique.



I.2 Schéma équivalent petit signal = Résistances entrée-sortie/Gain

En basses fréquences. On ne prendra pas en compte l'effet des capacités parasites, ici.

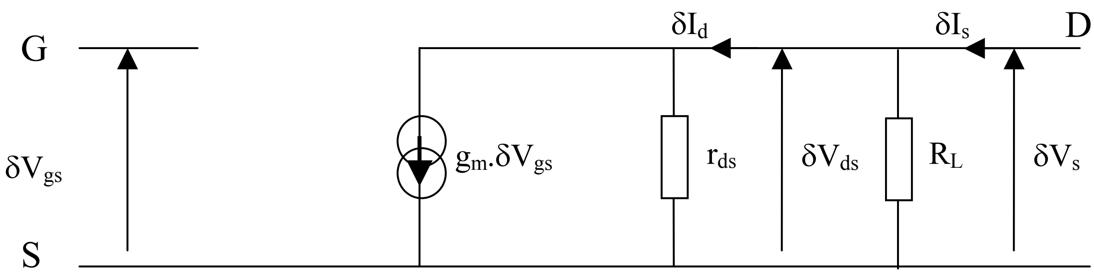
On a la relation suivante :

$$V_s = V_{dd} - R_L (I_d - I_s)$$

On la discrétise

$$\delta V_s = -R_L\ \delta I_d + R_L\ \delta I_s$$

$$\delta V_s = -R_L \left[g_m \underbrace{\delta V_{gs}}_{\delta V_e} + g_{mb} \underbrace{\delta V_{sb}}_{=0} + \frac{1}{r_{ds}} \underbrace{\delta V_{ds}}_{\delta V_s} \right] + R_L\ \delta I_s$$



$$\delta V_s = -R_L \left[g_m \delta V_e + \frac{1}{r_{ds}} \delta V_s \right] + R_L\ \delta I_s$$

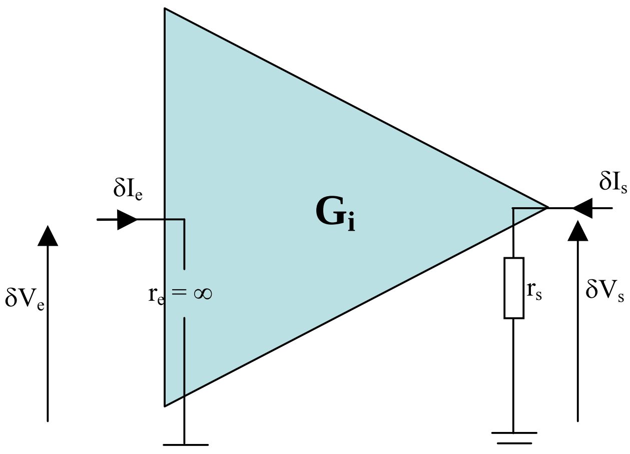
$$\delta V_s \left(1 + \frac{R_L}{r_{ds}} \right) = -R_L\ g_m \delta V_e + R_L\ \delta I_s$$

$$\delta V_s = \underbrace{\boxed{-(R_L \mathbin{//} r_{ds}) g_m}}_{=G_i} \delta V_e + \underbrace{\boxed{(R_L \mathbin{//} r_{ds})}}_{=r_s} \delta I_s$$

G_i est le gain interne. $G_i = (\delta V_s/\delta V_e)|_{\text{autres} = 0}$

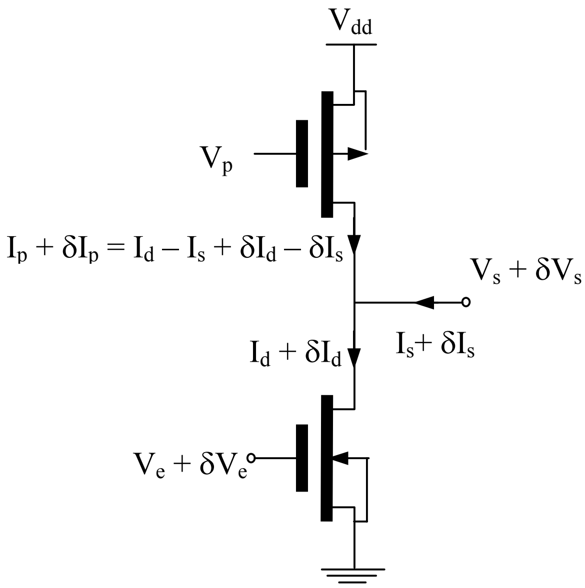
r_s est la résistance de sortie. $r_s = (\delta V_s/\delta I_s)|_{\text{autres} = 0}$

$r_e = \infty$: pas de résistance d'entrée. $r_e = (\delta V_e/\delta I_e)|_{\text{autres} = 0}$

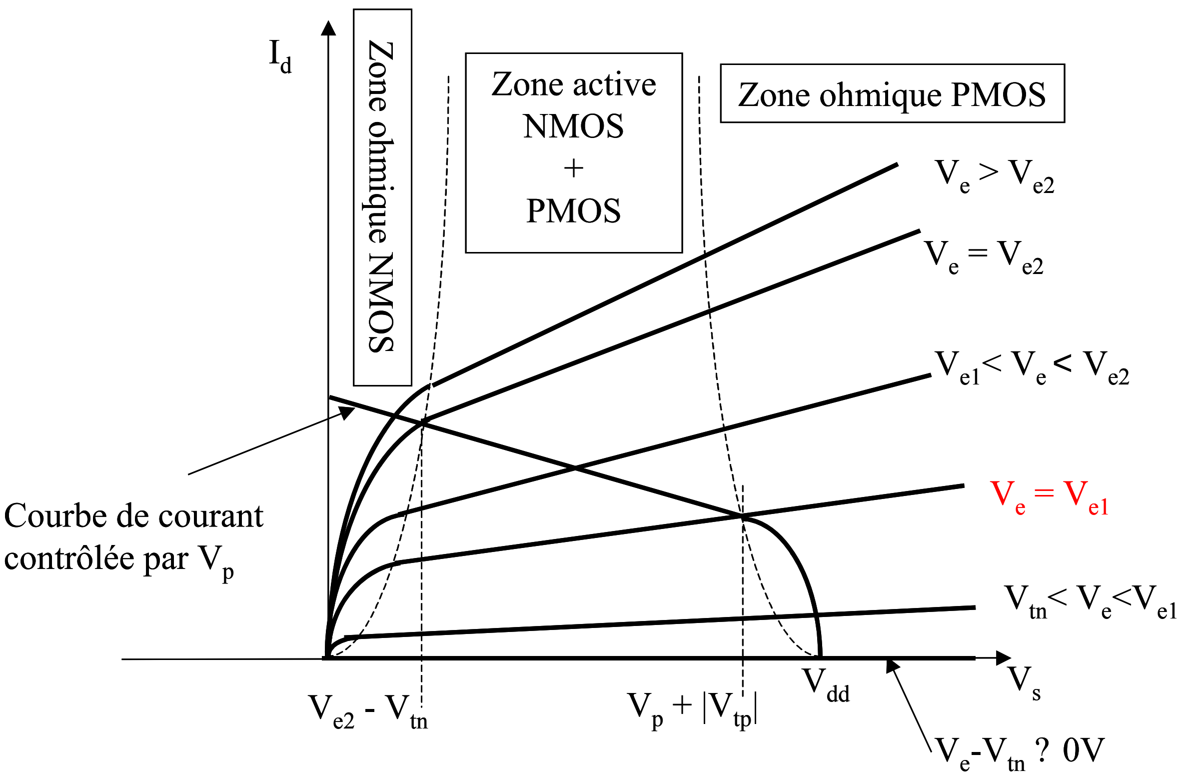


II Source commune à charge active de drain

II.1 Principe de fonctionnement



Remarquons que ici I_s=0 et δI_s=0 car CO => le même courant circule dans le PMOS et le NMOS ; soit I_p=I_d et δI_p=δI_d.



Réseaux de caractéristiques I(V)

On peut déterminer grâce à ce dessin la valeur du courant $I_d = I_p$ possible en fonction de V_s , V_e et V_p.
Le réseau de caractéristiques du courant $I_d(V_s)$ paramétré par V_e est celui que peut atteindre le NMOS avec sa courbe de délimitation parabolique Zohm / ZA.
La caractéristique $I_p(V_s)$ est unique car on impose la valeur du paramètre de polarisation de grille du PMOS : V_p. On a néanmoins représenté la délimitation ZOhm / ZA du PMOS la plus générale possible.

<u>Au départ $V_e<V_{tn}$</u>
Pas de courant possible : $I_d=I_p=0$.
$V_s=V_{dd}$.

<u>$V_{tn} < V_e < V_{e1}$</u>
$I_d=I_p$ obligatoirement puisque les canaux des transistors sont en série.
On détermine donc le point de polarisation V_s correspondant au croisement des caractéristiques $I_d(V_e)$ et $I_p(V_p)$.
Au fur et à mesure que V_e augmente, donc, $I_d=I_p$ augmente en suivant la courbe $I_p(V_p)$.
Donc V_s diminue.
Tant que $V_e < V_{e1}$, le PMOS reste en zone ohmique.
On peut déduire de l'égalité $I_d=I_p$ l'allure de la courbe $V_s(V_e)$ dans cette zone.
On égalise les deux expressions de courant suivantes correspondant à la ZOhm du PMOS et la ZA du NMOS. Pour plus de simplicité dans le maniement des équations, on néglige l'effet Early pour le NMOS et la dépendance du deuxième ordre en ½ V_{sd}^2= ½ $(V_{dd}-V_s)^2$ pour le PMOS, ce qui est justifié tant que V_s est proche de V_{dd}.

$$I_p = 2K_p\left(\frac{W}{L}\right)_P\left[\left(V_{dd}-V_p-\left|V_{tp}\right|\right)\left(V_{dd}-V_s\right)\right]$$

$$I_d = K_n\left(\frac{W}{L}\right)_N\left[V_e-V_{tn}\right]^2$$

On en déduit une décroissance parabolique de V_s en fonction de V_e.

<u>$V_e = V_{e1}$</u>
Le PMOS quitte sa zone ohmique pour $V_{sd}(PMOS) = V_{sg}(PMOS) - |V_{tp}| \Leftrightarrow V_s = V_p + |V_{tp}|$
On peut calculer le V_{e1} correspondant en égalisant les deux expressions suivantes donnant les courants en zone active pour les deux transistors en prenant en compte l'effet Early :

$$I_p = K_p\left(\frac{W}{L}\right)_P\left[V_{dd}-V_p-\left|V_{tp}\right|\right]^2.\left[1+\frac{k_{ep}}{L_P}\left(V_{dd}-V_p-\left|V_{tp}\right|\right)\right]$$

$$I_d = K_n\left(\frac{W}{L}\right)_N\left[V_{e1}-V_{tn}\right]^2.\left[1+\frac{k_{en}}{L_N}\left(V_p+\left|V_{tp}\right|\right)\right]$$

L'expression de V_{e1} est aisée à obtenir…

$$V_{e1} = V_{tn} + \sqrt{\frac{K_p\left(\frac{W}{L}\right)_P}{K_n\left(\frac{W}{L}\right)_N}}\cdot\sqrt{\frac{1+\frac{k_{ep}}{L_P}\left(V_{dd}-V_p-\left|V_{tp}\right|\right)}{1+\frac{k_{en}}{L_N}\left(V_p+\left|V_{tp}\right|\right)}}\cdot\left(V_{dd}-V_p-\left|V_{tp}\right|\right)$$

<u>$V_{e1} < V_e < V_{e2}$</u>

Les deux transistors sont en ZA.
V_s décroît au fur et à mesure que V_e augmente.
Pour déterminer l'expression de $V_s(V_e)$, il faut égaliser les courants $I_d=I_p$. …

<u>$V_e = V_{e2}$</u>
Le NMOS quitte sa zone ohmique pour $V_{ds}(NMOS) = V_{gs}(NMOS) - V_{tn} \Leftrightarrow V_s = V_{e2} - V_{tn}$
On peut calculer le V_{e2} correspondant en égalisant les deux expressions suivantes donnant les courants en zone active pour les deux transistors en prenant en compte l'effet Early :

$$I_p = K_p\left(\frac{W}{L}\right)_P \left[V_{dd} - V_p - \left|V_{tp}\right|\right]^2 \cdot \left[1 + \frac{k_{ep}}{L_P}\left(V_{dd} - V_{e2} + V_{tn}\right)\right]$$

$$I_d = K_n\left(\frac{W}{L}\right)_N \left[V_{e2} - V_{tn}\right]^2 \cdot \left[1 + \frac{k_{en}}{L_N}\left(V_{e2} - V_{tn}\right)\right]$$

L'expression de V_{e2} n'est pas aisée à obtenir car il s'agit d'une équation du 3[ème] degré.
On peut néanmoins vérifier que V_{e2} sera > V_{e1} en écrivant que

$$V_{e2} = V_{tn} + \sqrt{\frac{K_p\left(\frac{W}{L}\right)_P}{K_n\left(\frac{W}{L}\right)_N}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{k_{ep}}{L_P}\left(V_{dd} - V_{e2} + V_{tn}\right)}{1 + \frac{k_{en}}{L_N}\left(V_{e2} - V_{tn}\right)}} \cdot \left(V_{dd} - V_p - \left|V_{tp}\right|\right)$$

car $V_{e2}-V_{tn}<V_p+|V_{tp}|$.

<u>$V_e > V_{e2}$</u>
La démarche est toujours la même. V_s décroît au fur et à mesure que V_e croît.
Le NMOS est désormais en ZOhm.
On peut déduire de l'égalité $I_d=I_p$ l'allure de la courbe $V_s(V_e)$ dans cette zone.
On égalise les deux expressions de courant suivantes correspondant à la ZOhm du NMOS et la ZA du PMOS. Pour plus de simplicité dans le maniement des équations, on néglige l'effet Early pour le PMOS et la dépendance du deuxième ordre en ½ V_{ds}^2= ½ V_s^2 pour le NMOS, ce qui est justifié tant que V_s est proche de la masse.

$$I_p = K_p\left(\frac{W}{L}\right)_P \left[V_{dd} - V_p - \left|V_{tp}\right|\right]^2$$

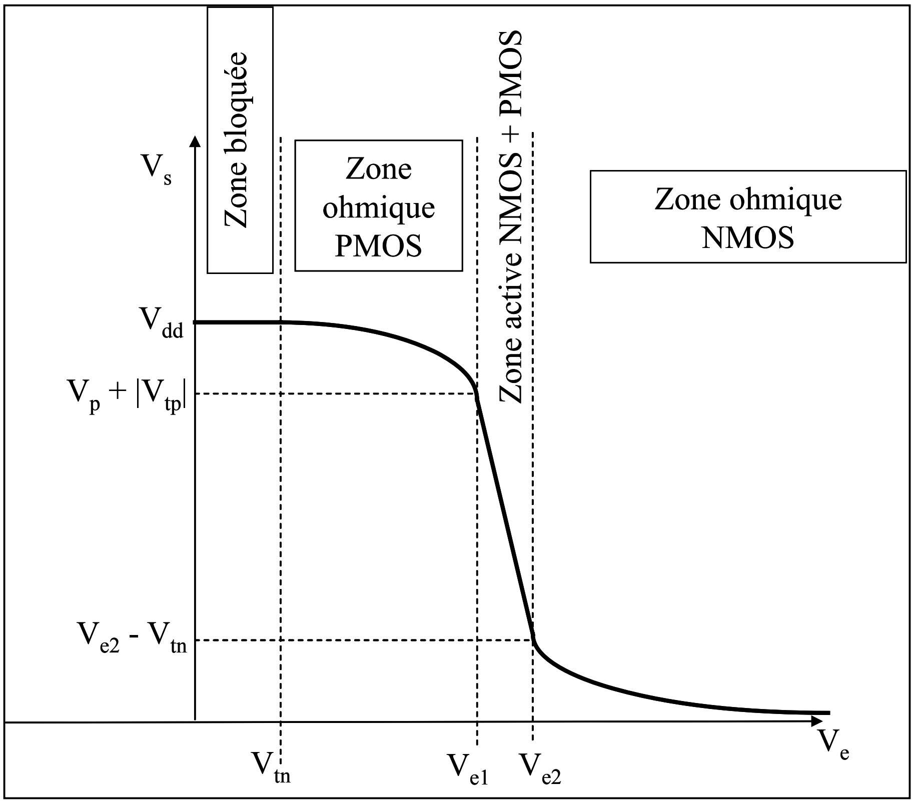
$$I_d = 2K_n\left(\frac{W}{L}\right)_N \left[\left(V_e - V_{tn}\right) \cdot V_s\right]$$

On en déduit une décroissance hyperbolique de V_s en fonction de V_e. V_s tend vers 0 pour V_e infini (ce qui bien évidemment n'est jamais atteint).

<u>Remarques générales :</u>

1) On obtient donc pour $V_s(V_e)$ une « courbe en S », au vu de son allure. L'idéal est d'avoir un fonctionnement tel que la polarisation $V_s=V_{dd}/2$, correspondant à $V_e = V_{e\,opt}$. Ainsi lorsqu'on ajoute un petit signal δV_e, amplifié en δV_s, on reste en ZA pour le PMOS et le NMOS, sans risque de passer dans la ZOhm de l'un ou l'autre, ce qui aurait pour effet de modifier fortement la valeur du g_m et de r_{ds} et donc la valeur du gain de l'ampli. Suivant la portion de sinusoïde de δV_e sur laquelle on se trouve le gain ne serait pas identique $\Rightarrow$ distorsion du signal.

2) Les valeurs de V_{e1} et V_{e2} calculées sont différentes mais proches l'une de l'autre. Elles ne diffèrent que par la prise en compte de l'effet Early qui est un effet du deuxième ordre dans les équations. Or V_{e1} et V_{e2} délimitent les ZA pour le NMOS et pour le PMOS. On a donc peu de latitude pour le choix de la valeur de polarisation $V_{e\ opt}$.



Courbe en S de $V_s(V_e)$.

II.2 Schéma équivalent petit signal = Résistances entrée-sortie/Gain

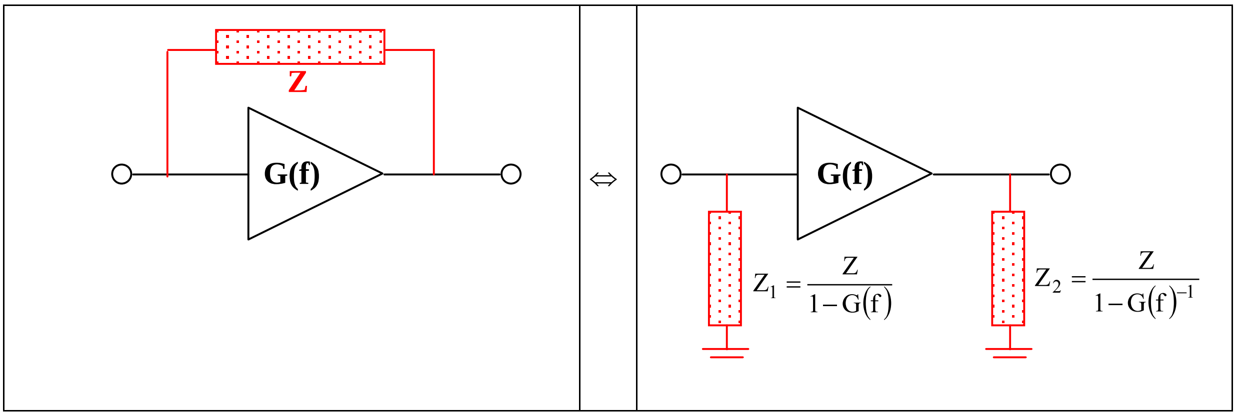
En basses fréquences. On ne prendra pas en compte l'effet des capacités parasites, ici.
Les paramètres caractéristiques de l'ampli simple étage à charge active sont identiques à ceux de l'ampli simple étage à charge passive en remplaçant R_L par le r_{ds}(PMOS).

G_i est le gain interne. $G_i = -g_m(NMOS)\ .\ (r_{ds}(NMOS)\ //\ r_{ds}(PMOS))$
r_s est la résistance de sortie. $r_s = r_{ds}(NMOS) //\ r_{ds}(PMOS)$
$r_e = \infty$: pas de résistance d'entrée.

Conclusions :
On peut atteindre des gains élevés sans nécessité d'avoir de fortes tensions d'alimentations. On a de plus une meilleure linéarité de l'ampli. Par contre il faut fixer précisément V_p et V_{e_opt}.

II.3 Comportement en fréquences

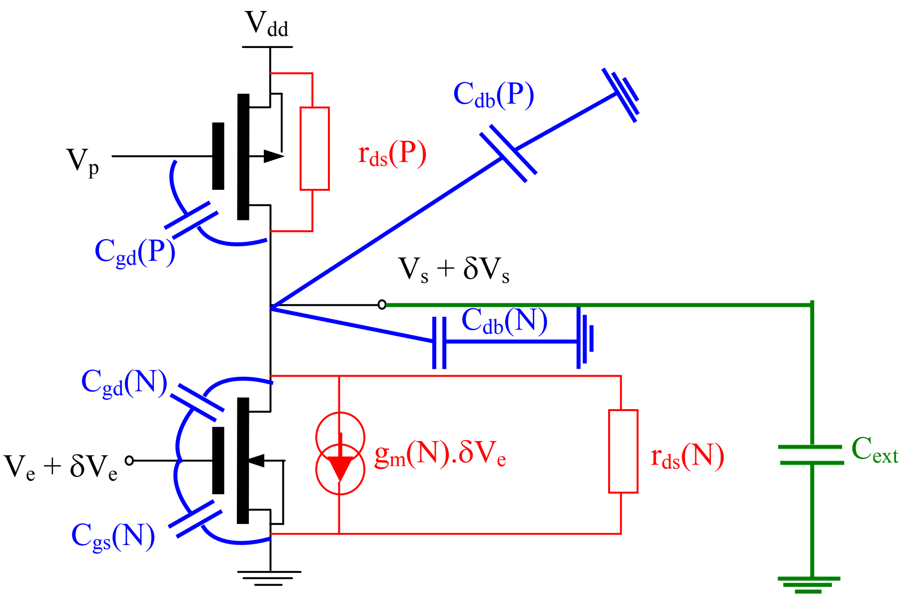
II.3.1 Théorème de Miller



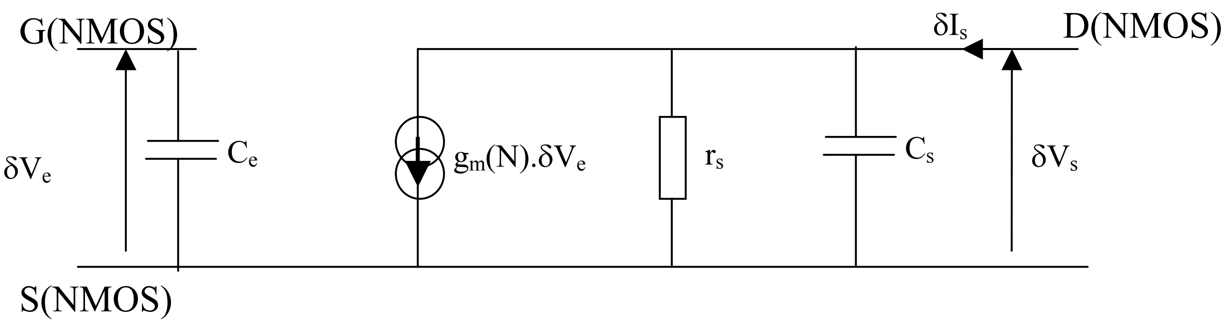
Si Z = R : $R_1 = \frac{R}{1-G(f)}$ et $R_2 = \frac{R}{1-G(f)^{-1}}$

Si Z = 1/jωC : $C_1 = C[1-G(f)]$ et $C_2 = C\left[1-G(f)^{-1}\right]$

II.3.2 Fonction de transfert



En se basant sur le montage ci-dessus qui recense tous les éléments parasites et/ou extérieurs au montage, on peut établir le schéma petit signal de l'ampli 1 étage.



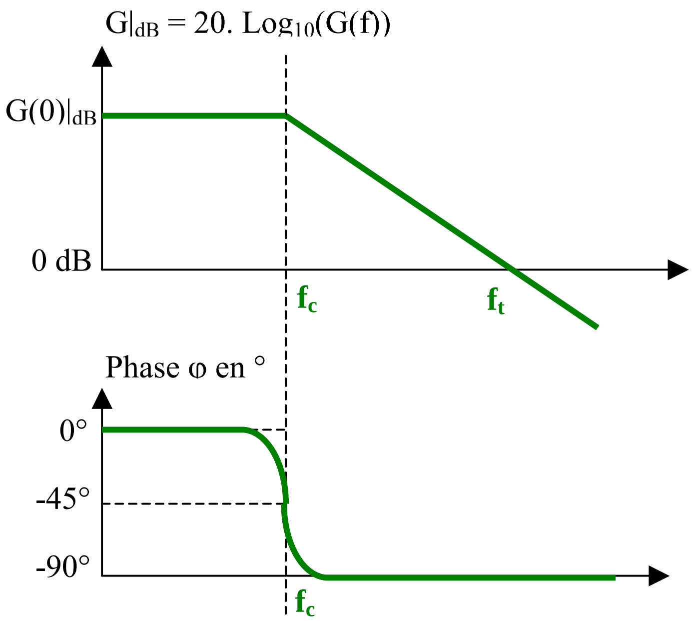
Avec

$r_s \quad = r_{ds}(N) \,//\, r_{ds}(P)$

$C_s \quad = C_{ext} + C_{db}(N) + C_{db}(P) + C_{gd}(P) \qquad + C_{gd}(N)_{Miller}$

$\quad\;\; = \underline{\hspace{6cm}} \qquad + C_{gd}(N).[1 - G(f)^{-1}]$

$$\boxed{\text{On écrit alors que } G(f) = \frac{G(0)}{1 + j\, {}^{f}\!/_{f_c}} \quad \text{avec} \begin{cases} G(0) = -g_m(N).r_s \\ f_c = \dfrac{1}{2\pi\, r_s\, C_s} \end{cases}}$$



f_c est appelée fréquence de coupure ou pole principal.
f_t est appelée fréquence de transition. C'est la fréquence pour laquelle le gain est égal à 1.

Remarques :

1) $|G(f_t)| = 1 \quad \Leftrightarrow \quad \dfrac{f_t}{f_c} = \sqrt{G(0)^2 - 1} \approx |G(0)|$ si $|G(0)| >> 1$

$\qquad\qquad\quad \Leftrightarrow \quad f_t = |G(0)| \,.\, f_c$

C'est-à-dire que le produit gain-bande = constante.

2) Si $G(0) = -g_m.r_s$ alors $\boxed{f_t = \dfrac{g_m}{2\pi C_s}}$

II.3.3 Impédances entrées-sorties

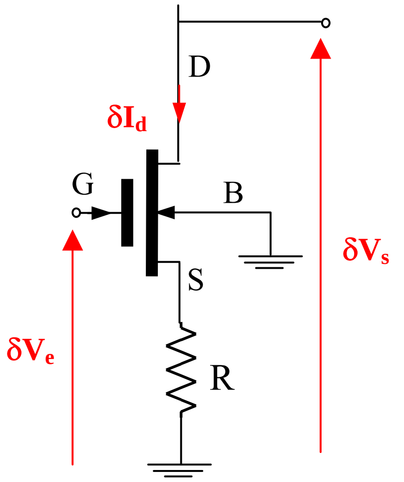
Sortie : $Z_s = r_s \,//\, (1/j\omega C_s)$

Entrée : $Z_e = \dfrac{1}{j\omega C_{gs}(N)} \,//\, \dfrac{1}{j\omega C_{gd}(N).[1 - G(f)]}$

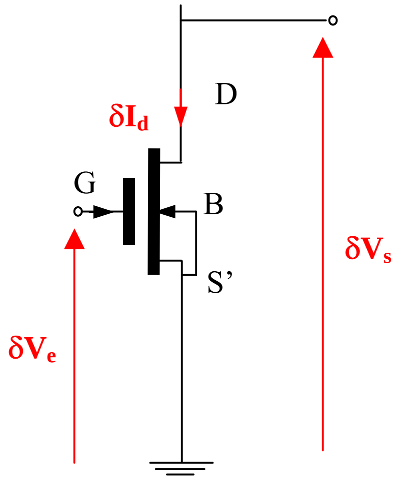
$Z_e \downarrow$ quand $\omega \uparrow$.

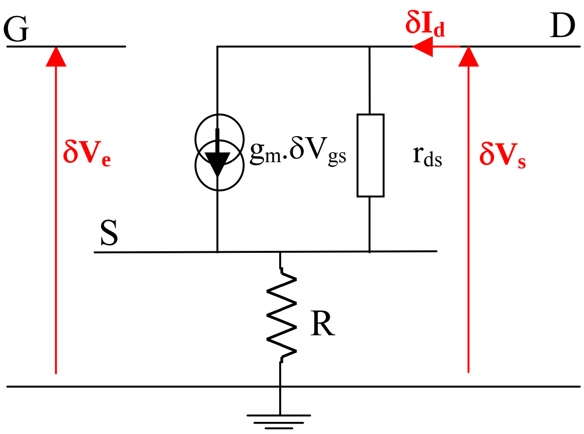
III Effet d'une résistance de dégénération dans la source

Montrons que :

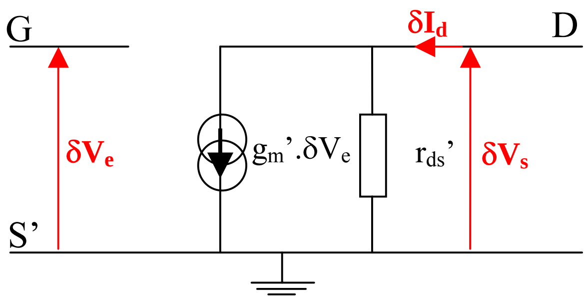


⇔





⇔



Démonstration :

En partant du schéma équivalent avec S, source dégénérée par R.

On a $$\delta I_d = g_m \delta V_{gs} + g_{mb}\delta V_{sb} + \frac{1}{r_{ds}}\delta V_{ds}$$

$$\Leftrightarrow \quad \delta I_d = g_m\left[\delta V_e - R\delta I_d\right] + \frac{1}{r_{ds}}\left[\delta V_s - R\delta I_d\right] + g_{mb}R\delta I_d$$

$$\Leftrightarrow \quad \delta I_d\left[1 + R.g_m + \frac{R}{r_{ds}} - R.g_{mb}\right] = g_m\delta V_e + \frac{1}{r_{ds}}\delta V_s$$

Ordres de grandeur : $\begin{cases} R \sim 100\ Ohm \\ g_m \sim 4\ mS \\ r_{ds} \sim 100\ kOhm \\ g_{mb}\ \#\ \text{-}0{,}2\ g_{mb} \end{cases}$ d'où $\left[1 + R.g_m + \frac{R}{r_{ds}} + R.g_{mb}\right] \approx \left[1 + 1{,}2.R.g_m\right]$

Soit $$\delta I_d = \frac{g_m}{\left[1 + 0{,}8.R.g_m\right]}\delta V_e + \frac{1}{r_{ds}\left[1 + 0{,}8.R.g_m\right]}\delta V_s$$

$$\Leftrightarrow \quad \boxed{\delta I_d = g_m'\delta V_e + \frac{1}{r_{ds}'}\delta V_s \qquad \text{avec} \qquad \begin{cases} g_m' = \dfrac{g_m}{\left[1 + 1{,}2.R.g_m\right]} \\ r_{ds}' = r_{ds}\left[1 + 1{,}2.R.g_m\right] \end{cases}}$$