

Série MOSFET N2 « Amplificateurs »

Données Techno: $V_{DD} = 5 \text{ V}$, $L_{min} = 1 \mu\text{m}$;

nMOS: $k_{P,n} = 100 \mu\text{A/V}^2$; $V_{Tn} = 0.8 \text{ V}$; $U_{a,N} = 10 \text{ V}/\mu\text{m}$

pMOS: $k_{P,p} = 30 \mu\text{A/V}^2$; $V_{Tp} = 0.9 \text{ V}$; $U_{a,P} = 10 \text{ V}/\mu\text{m}$

Exercice N1: Ampli Diff à source commune dégénéré:

1/ Calcul des gains diff avec gs nul

On utilise la méthode demi-circuit équivalent.

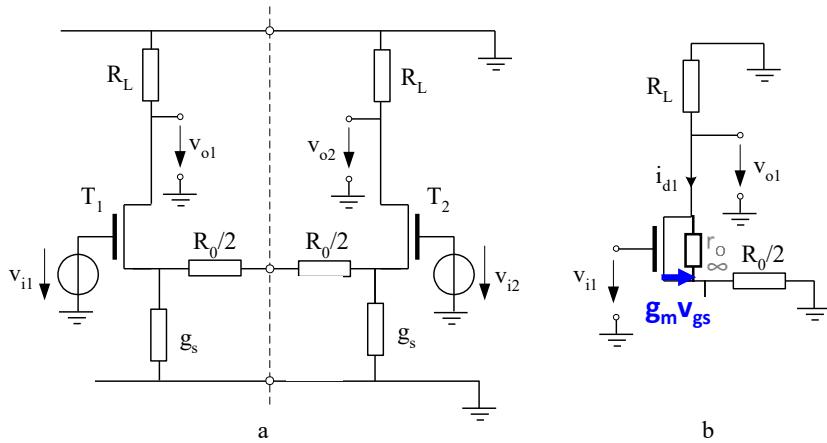


Fig.. 1 a) Circuit équivalent ac. b) Demi-circuit équivalent ac (remarque : $r_o \approx \infty$ et donc $i_{d1} = g_m v_{gs}$).

AD :

D'après le schéma équivalent de la fig. 1.b, on remarque que $i_{d1} = g_m v_{gs}$ si $r_o \rightarrow \infty$. On a donc:

$$A_D = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{-i_{d1}R_L}{v_{i1}} = -\frac{i_{d1}R_L}{v_{gs} + i_{d1}\left(\frac{R_0}{2}\right)} = -\frac{g_m v_{gs} R_L}{v_{gs} + g_m v_{gs} \left(\frac{R_0}{2}\right)} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m \left(\frac{R_0}{2}\right)}$$

Remarque:

Si on tient compte de r_o , $i_{d1} = f(v_{gs})$ s'exprimera comme suit:

$$i_{d1} = g_m v_{gs} + \frac{(v_{o1} - v_s)}{r_o} = g_m v_{gs} + \frac{i_{d1} \left(-R_L - \frac{R_0}{2}\right)}{r_o}$$

si $(R_0/2) \gg 1/g_m$, le gain différentiel est déterminé par le rapport des résistances :

$$A_D \equiv -\frac{R_L}{R_0/2}$$

Avec cette dernière condition, le gain différentiel ne dépend plus de g_m mais seulement d'un rapport de résistances. Il est donc mieux contrôlé, moins dépendant de la température et des procédés de fabrication. En outre, l'amplificateur différentiel est linéarisé. En effet, quand le signal de sortie varie le courant drain varie aussi, entraînant une variation de g_m et donc du gain. Cette non-linéarité due à la variation du gain et d'autant

plus importante que le signal de sortie et grand. Il est à noter que la linéarité de l'ampli dépend de la valeur $g_m \cdot (R_0/2)$ et non pas de celle de $R_0/2$ seule.

Applications numériques :

Etant donné que les transistors sont polarisés en courant, on utilise la relation suivante pour le g_m :

$$g_m = \sqrt{2 \cdot k_{pn} \cdot \frac{w}{L} \cdot I_D}$$

On obtient ($I_{D0} = I_q$) :

$$g_m = \sqrt{2 \cdot 100\mu A/V^2 \cdot \frac{80}{2} \cdot 40\mu A} = 565 \mu A/V$$

Cela donne : $g_m \cdot (R_0/2) = 1.4$, la condition $R_0/2 \gg 1/g_m$ n'est donc pas remplie et :

$$A_D = -\frac{g_m R_L}{1+g_m(R_0/2)} = -\frac{33.9}{1+1.4} = -14.12 (\equiv 23 \text{ dB})$$

2/ Calcul des gains mode commun avec gs nul

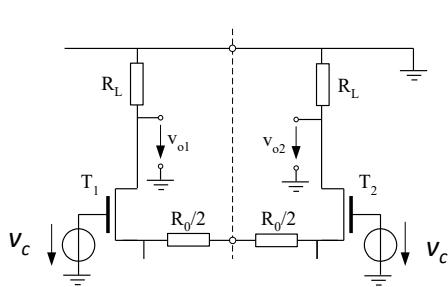


Fig. 2 Circuit équivalent en mode commun.

Ac :

Le gain en mode commun est une mesure des variations de la tension de sortie par rapport à une tension alternative appliquée de manière identique aux entrées de l'ampli-diff. En considérant la fig. 2, si $v_{i1} = v_{i2} = v_c$ augmente lors de l'alternance positive, cela entraînerait une augmentation des deux courants de drain. Mais, avec les sources de courant idéales et la symétrie totale du circuit, ce surplus de courant ne dispose d'aucun chemin pour circuler (courants identiques des deux côtés de R_0 qui s'annulent). La composante alternative du courant de sortie est donc nulle et $A_C = 0$.

En effet, nous avons deux équations : $i_{d1} = g_m v_c = i_{d2}$ et $i_{d1} = -i_{d2}$ qui n'ont comme solution que $i_{d1} = i_{d2} = 0$.

CMRR : Le gain en mode commun étant nul, le taux de réjection en mode commun est infini.

3/ et 4/ calcul des gains avec gs non nul

On reprend la méthode demi-circuit équivalent avec gs non nul.

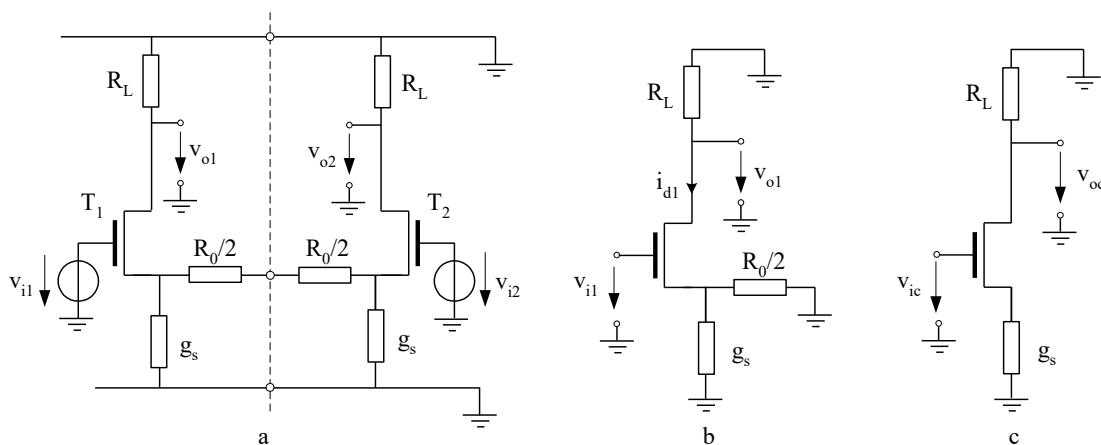


Fig. 3 a) Circuit équivalent AC de la paire diff. b) Demi-circuit équivalent AC pour A_D c) et pour A_C

Ad :

D'après le schéma équivalent de la fig. 2.b, on a :

$$A_D = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{-i_{d1}R_L}{v_{i1}} = -\frac{i_{d1}R_L}{v_{gs} + i_{d1}\left(\frac{R_0}{2} // \frac{1}{g_s}\right)} = -\frac{g_m v_{gs} R_L}{v_{gs} + g_m v_{gs} \left(\frac{R_0}{2} // \frac{1}{g_s}\right)} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m \left(\frac{R_0}{2} // \frac{1}{g_s}\right)}$$

Ac :

En mode commun le schéma équivalent est représenté sur la fig. 3.c. Là aussi la symétrie totale du circuit fait que les courants envoyés par les deux demis circuits dans R_0 s'annulent. R_0 se comporte alors comme une résistance infinie ce qui explique sans absence dans la la fig. 3.c. Nous avons donc :

$$A_C = -\frac{R_L}{1/g_m + 1/g_s}$$

Applications numériques :

On a

$$g_m = \sqrt{2 \cdot 100 \mu A/V^2 \cdot \frac{80}{2} \cdot 40 \mu A} = 565 \mu A/V$$

En plus on a : $1/g_s \gg R_0/2$. On peut donc écrire :

$$A_D \cong -\frac{R_L}{1/g_m + R_0/2} = -\frac{60 k\Omega}{1.76 k\Omega + 2.5 k\Omega} \cong -14$$

On vérifie également que : $1/g_s = 1M\Omega \gg 1/g_m = 1.6k\Omega$, et donc :

$$A_C \cong -g_s \cdot R_L = -0,06 (\equiv -24.4 \text{ dB})$$

et finalement :

$$\text{CMRR} \cong \left| \frac{A_D}{A_C} \right| \cong \frac{14}{0.06} \cong 233.33 (\cong 47.4 \text{ dB})$$

Remarque : En générale pour un même courant de polarisation, le gain en mode différentiel (et le taux de réjection en mode commun) en MOS est plus faible que celui en bipolaire (**se référer à l'ex 1 Série N4 Bipolaire**). En effet, les transistors MOS ont un g_m plus faible que celui des bipolaires. D'un point de vue intuitif, cela est dû au fait que la loi quadratique $I_{DS}=f(V_{GS})$ est moins 'raide' que celle en exponentielle $I_C=f(V_{BE})$ (le g_m est la pente de la tangente au point de fonctionnement).

3/ Schéma de la source de courant

Les courants de polarisation sont en général créés à partir d'une seule source de courant. On peut donc utiliser des simples miroirs de courant comme suite :

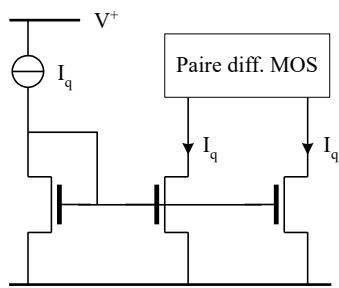


Fig. 4 Réalisation des sources de courant miroir classique en MOS

La condition imposée sur la conductance de sortie des sources de courant ($r_o = 1/g_{DS} \geq 1 \text{ M}\Omega$). Pour les transistors MOS, la valeur de r_o est contrôlée par la longueur du canal L comme suit:

$$r_o = \frac{1}{g_{DS}} = \frac{U_A L}{I_q} \geq 10^6 \Omega \rightarrow L \geq \frac{I_D r_{o,min}}{U_A} = \frac{40 \mu A \cdot 10^6 \Omega}{10 V \mu m^{-1}} = 4 \mu m$$

Il suffit donc de prendre $L = 4 \mu m$ (4 fois valeur minimale autorisée par cette technologie).

Exercice N2: Ampli Diff avec différents types de charge:

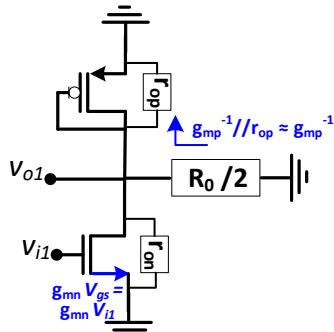
Dans les quatre montages, les transconductances et les conductances de sortie sont exprimées en fonction des paramètres du circuit comme suit:

$$g_{mn,p} = \sqrt{2k_{pn,p} \left(\frac{W}{L}\right)_{n,p} \frac{I_{ref}}{2}} \text{ et } r_{on,p} = \frac{2U_{GS,p}L_{n,p}}{I_{ref}}$$

L'indices n et p sont relatifs respectivement aux nMOS et pMOS.

a-

Gain différentiel :



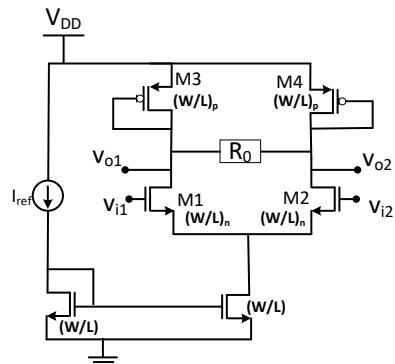
$$\begin{aligned} A_D &= \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{-g_{mn}v_{gs}(r_{on}/\frac{R_0}{2})/(g_{mp}^{-1}/r_{op})}{v_{gs}} \\ &= -g_{mn}(r_{on}/\frac{R_0}{2})/(g_{mp}^{-1}/r_{op}) \approx -g_{mn}(\frac{R_0}{2})/(g_{mp}^{-1}) \end{aligned}$$

Demi-circuit équivalent de (a)

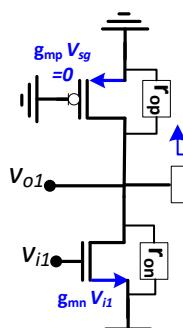
Dynamique de sortie :

$$V_{o,max} \approx V_{DD} - V_{Tp}$$

$$\begin{aligned} V_{o1,min} - V_s &= V_{Dsat} = V_{GS} - V_T = V_G - V_S - V_T \\ &= \frac{V_{DD}}{2} - V_S - V_{Tn} \rightarrow V_{o,min} = \frac{V_{DD}}{2} - V_{Tn} \end{aligned}$$



b-



Gain différentiel :

$$A_D = -g_{mn}(r_{on}/\frac{R_0}{2})/r_{op} \approx -g_{mn} \frac{R_0}{2}$$

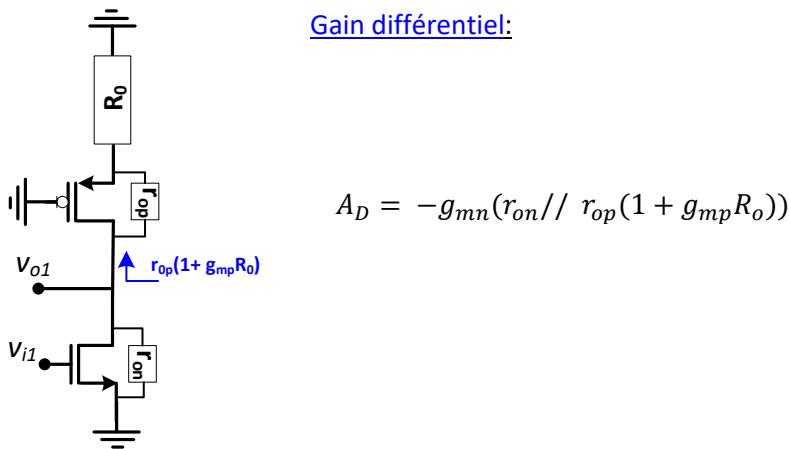
Dynamique de sortie :

$$V_{o,max} \approx V_{DD} - V_{D,satp} \approx V_{DD} - V_{SGp} + V_{Tp}$$

$$V_{o1,min} - V_s = V_{Dsat} = V_{GS} - V_T = V_G - V_S - V_T = \frac{V_{DD}}{2} - V_S - V_{Tn}$$

$$\rightarrow V_{o,min} = \frac{V_{DD}}{2} - V_{Tn}$$

Demi-circuit équivalent de (b)



Demi-circuit équivalent de (c)

Dynamique de sortie:

Pour simplifier le calcul de $V_{o,\max}$, nous allons considérer que le signal ac sur la source du pMOS est négligeable par rapport au signal ac sur son drain c-à-d. $v_{sp} \ll v_{o1}$. Cette hypothèse est valide car $R_0 \ll r_{op}(1 + g_{mp}R_o)$. Autrement dit, la tension sur la source du pMOS est pratiquement constante et égale à $V_{DD} - R_0 I_{ref}/2$. Nous aurons donc :

$$V_{o,max} \approx V_{DD} - \frac{I_{ref}}{2} R_0 - V_{D,satp} \approx V_{DD} - \frac{I_{ref}}{2} R_0 - V_{SGp} + V_{Tp}$$

$$V_{o,min} \approx \frac{V_{DD}}{2} - V_{Tn}$$

Adil Koukab