

AMPLIFICATEUR DE TRANSCONDUCTANCE A TRANSISTORS MOS

On étudiera dans ce problème un type particulier d'amplificateur opérationnel pour lequel, le courant I_S fourni à la sortie est proportionnel à la tension V_E appliquée entre les entrées différentielles. En plus, ce type d'amplificateur possède une entrée qui permet de contrôler sa transconductance à l'aide du courant de polarisation I_0 , ce qui est utile pour un grand nombre d'applications...

LES DEUX PARTIES DU PROBLEME SONT INDEPENDANTES

1^{ière} PARTIE : AMPLIFICATEUR DE TRANSCONDUCTANCE (O.T.A.) A TRANSISTORS M.O.S.

L'amplificateur de transconductance est donné en figure 1. On y voit la paire différentielle classique M_1, M_2 polarisés par une source de courant idéale I_0 . Les transistors M_1, M_2, M_7 et M_8 sont à canal N, les autres à canal P.

Les transistors M_6 et M_8 constituent un montage symétrique fonctionnant en classe A.

Les transistors M_3, M_5, M_7 d'une part et M_4 d'autre part servent à attaquer correctement ce couple, en assurant des polarisations de grille convenables.

Tous les transistors sont utilisés dans la zone de saturation de leurs caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ à V_{GS} constante où on écrira sachant que λV_{DS} est négligeable devant 1 :

Pour les MOS canal N :

$$I_D = k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad \text{avec} \quad k_n = \frac{\mu_n C_0}{2} \quad \text{et} \quad V_{GS} \geq V_{TN} \text{ positif}$$

Pour les MOS canal P :

$$I_D = k_P \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TP})^2 \quad \text{avec} \quad k_p = \frac{\mu_p C_0}{2} \quad \text{et} \quad V_{GS} \leq V_{TP} \text{ négatif}$$

- C_0 est la capacité par unité de surface formée par la grille et la surface du semi-conducteur.
- W représente la largeur du canal et L sa longueur en μm .
- V_{TN} et V_{TP} correspondent à la tension de seuil des MOS canal N et canal P.

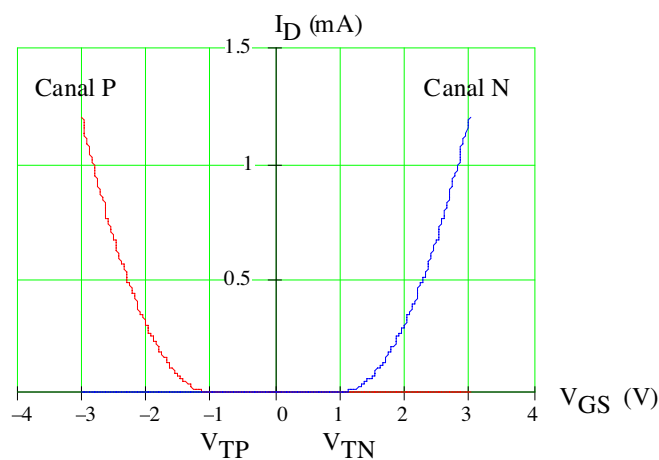
Les paramètres des transistors sont donnés par le tableau suivant :

MOS	$M_1 M_2$	$M_3 M_4 M_5$	M_6	$M_7 M_8$
Largeur W_i (μm)	20	15	45	à déterminer
Longueur L_i (μm)	2	2	2	2
Facteur k	$k_n = 0,3 \text{ mA V}^{-2}$	$k_p = 0,1 \text{ mA V}^{-2}$	$k_p = 0,1 \text{ mA V}^{-2}$	$k_n = 0,3 \text{ mA V}^{-2}$
Tension de seuil	$V_{TN} = +1 \text{ V}$	$V_{TP} = -1 \text{ V}$	$V_{TP} = -1 \text{ V}$	$V_{TN} = +1 \text{ V}$

1) ÉTUDE DE LA POLARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

On relie les grilles G_1 et G_2 à la masse de manière à obtenir une tension V_E nulle.

- 1.1) Déterminer, en justifiant, l'expression du courant de drain I_1 et I_2 des transistors MOS M_1 et M_2 en fonction du courant de polarisation I_0 .
- 1.2) Expliquer pourquoi les courants I_5 et I_1 sont égaux.
- 1.3) Les MOS canal P M_4 et M_6 possèdent une largeur de canal W_4 et W_6 différentes. En déduire la relation simple liant les courants I_6 et I_2 . Faire l'application numérique.
- 1.4) L'analyse du schéma montre que le courant de drain I_5 et I_7 des MOS M_5 et M_7 sont égaux. On désire que ces MOS soient rigoureusement complémentaires comme le montre la figure ci-dessous. Pour qu'il en soit ainsi, quelle doit être la largeur W_7 de T_7 ?



- 1.5) Lorsque la tension d'entrée V_E du montage est nulle, on désire que la tension de sortie aux bornes de la résistance R soit aussi nulle. En déduire la largeur du canal W_8 du MOS T_8 .

2) ÉTUDE AUX PETITES VARIATIONS ET AUX FRÉQUENCES MOYENNES

On excite maintenant le montage par deux tensions sinusoïdales v_{e1} et v_{e2} de même fréquence et telles que l'amplitude de leur différence v_e soit assez faible pour se placer aux petites variations.

La résistance r_{ds} de tous les transistors est supposée suffisamment grande pour être négligeable.

- 2.1) Le transistor M_3 est pris isolément. En utilisant la méthode de l'ohmmètre, déterminer l'expression de sa résistance équivalente. En déduire l'expression de la résistance de simulation des MOS M_4 et M_7 .
- 2.2) Compte tenu des résultats de la question précédente, dessiner le schéma équivalent du montage complet. Pour la clarté de ce schéma, il est souhaitable de conserver les symétries de la figure 1.
- 2.3) Calculer l'expression du courant de sortie i_s qui circule dans la résistance de charge R en fonction de v_{gs1} , v_{gs2} et de la transconductance g_{mi} des transistors.
- 2.4) Déterminer l'expression générale de la transconductance g_{mi} des transistors en fonction de leur facteur k_n ou k_p , de leur dimension et de leur courant de repos I_i .
- 2.5) Simplifier au maximum la relation obtenue à la question 2.3 afin de montrer que le montage est un amplificateur tel que : $i_s = -G_m v_e$

Donner l'expression de la transconductance G_m .

Faire l'application numérique pour un courant de polarisation I_0 de 100 μ A et 1 mA.

2^{ème} PARTIE : FILTRE REJECTEUR DE BANDE ACCORDABLE ELECTRIQUEMENT

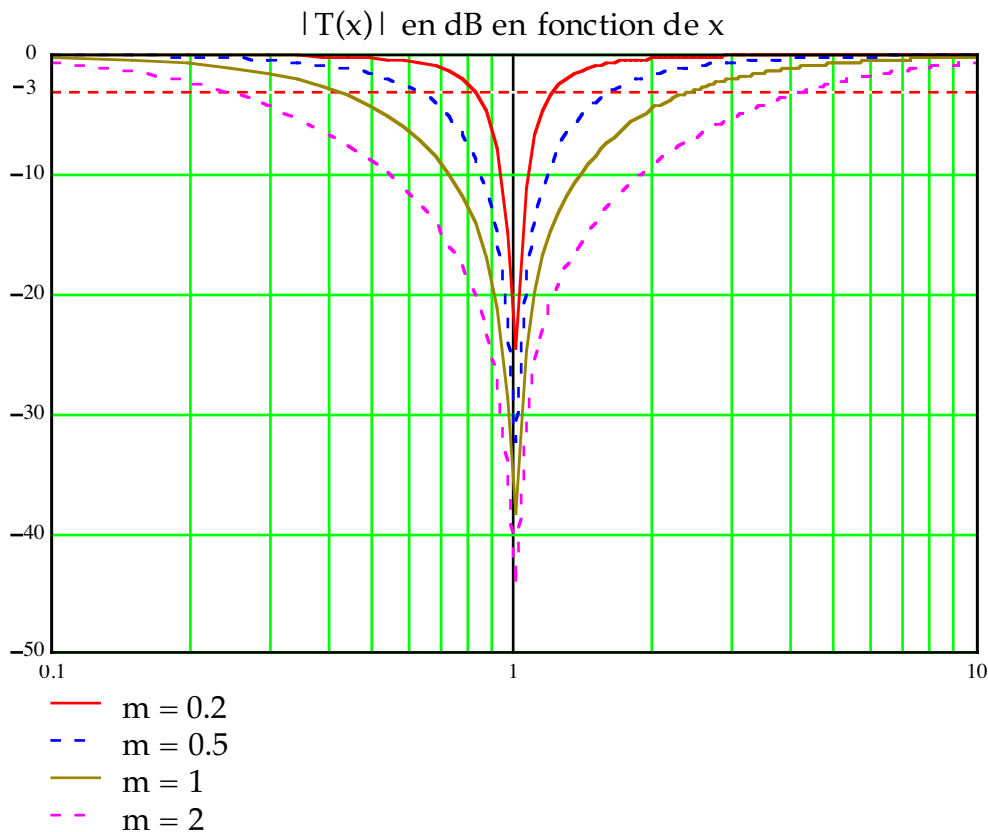
On appelle filtre réjecteur de bande (ou coupe-bande) un montage ayant pour rôle de laisser passer certaines bandes de fréquences et d'empêcher le passage des autres.

La fonction de transfert $T(x)$ d'un tel filtre est telle que :

$$T(x) = \frac{1 - x^2}{1 - x^2 + j 2 m x} = \frac{1}{1 + j \frac{2 m x}{1 - x^2}} \quad \text{où } x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$$

- x : fréquence réduite
- f_0 : fréquence centrale
- m : coefficient d'amortissement

L'évolution de $|T(x)|$ en dB en fonction de la fréquence réduite x est donnée ci-dessous pour quatre valeurs du coefficient m : 0,2 0,5 1 et 2.



3.1) Ce filtre possède une bande passante Δf que l'on nomme : "bande de fréquences éliminées". Cette bande passante est définie de manière habituelle c'est à dire à -3dB par rapport au domaine où la courbe de réponse en fréquence est "plate".

Montrer que : $\Delta f = 2 m f_0$

Selon la figure 2, l'utilisation de deux O.T.A. identiques, chacun étant commandé par un courant I_0 de même valeur, conduit à la conception d'un filtre réjecteur de fréquences ajustable électriquement.

L'O.T.A. étudié dans la première partie est utilisé en mode sinusoïdal petits signaux de telle sorte que :

- $i_s = -G_m v_e$
 - *Sa résistance différentielle d'entrée et de sortie sont infinies.*
- 3.2) Compte tenu des caractéristiques des O.T.A. rappelées ci-dessus, écrire les équations simples liant dans le circuit, les tensions v_i (entrée), v_o (sortie), v_{e1} , v_{e2} et les courants i_{s1} et i_{s2} .
- 3.3) Calculer alors l'expression du gain $A(\omega) = v_o / v_i$ du montage et l'organiser sous une forme rigoureusement semblable à celle de la fonction de transfert $T(x)$ du filtre réjecteur de fréquences.
- 3.4) En identifiant le gain $A(\omega)$ et la fonction de transfert $T(x)$, donner les expressions en fonction de G_m , C_1 et C_2 :
- a) de la fréquence centrale f_0
 - b) du coefficient d'amortissement m
 - c) de la bande rejetée Δf .
- 3.5) Commenter les résultats obtenus en mettant en évidence les propriétés majeures du montage pour des valeurs fixées des capacités C_1 et C_2 .
- 3.6) On désire obtenir un filtre tel que $f_0 = 200$ KHz avec $m = 0,2$. On choisit $I_0 = 500 \mu A$.
Calculer la valeur à donner aux capacités C_1 et C_2 .

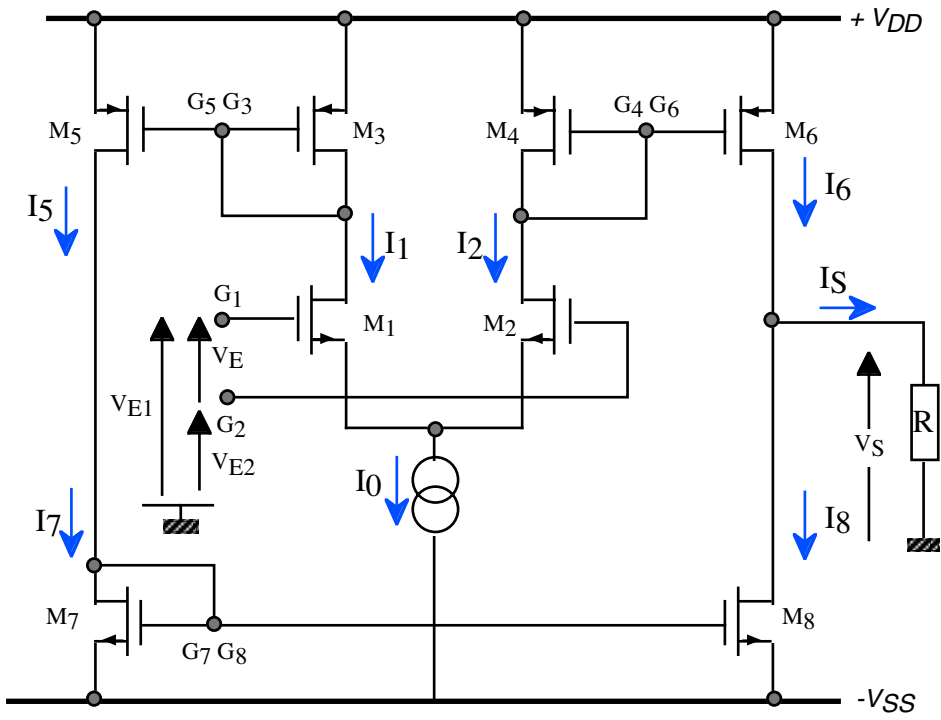


Figure 1

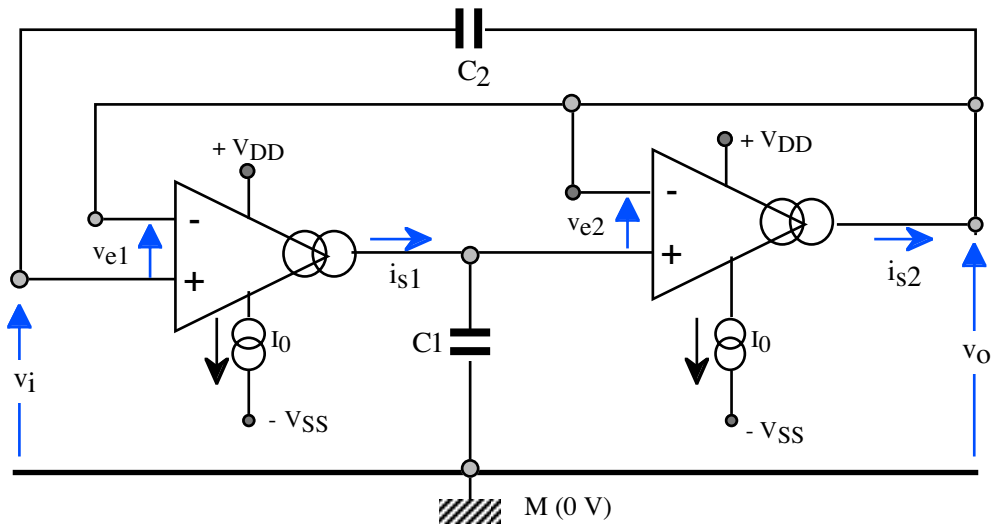


Figure2

CORRIGE

Q11 : $V_E = V_{GS1} - V_{GS2}$. La tension V_E est nulle, on en déduit que $V_{GS1} = V_{GS2}$ et de plus les Mos M_1 et M_2 sont identiques. On en déduit : $I_1 = I_2$ et sur le schéma on a : $I_1 + I_2 = I_0$
 Donc : $I_1 = I_2 = I_0 / 2$.

Q12 : On a encore : $V_{GS3} = V_{GS5}$ et de plus les Mos M_5 et M_3 sont identiques : : $I_1 = I_5 = I_3$

Q13 : $V_{GS4} = V_{GS6}$ et de plus le courant de drain I_2 est identique à I_4 courant de drain de M_4 .

$$\frac{I_6}{I_4} = \frac{W_6}{W_4} \quad \frac{I_6}{I_2} = \frac{W_6}{W_4} \quad I_6 = 3 \cdot I_2$$

Q14 : On a la relation suivante : $\frac{I_5}{I_7} = \frac{k_p \cdot W_5 (V_{gs5} - V_{TP})^2}{k_n \cdot W_7 (V_{gs7} - V_{TN})^2} = 1$

Pour obtenir le même courant la figure montre que l'on doit avoir $V_{gs5} - V_{TP} = V_{gs7} - V_{TN}$

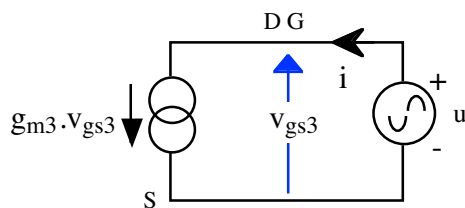
$$W_7 = \frac{k_p}{k_n} W_5 = 5 \mu m$$

Q15 : Pour avoir $V_S = 0$ V il faut que les courants I_6 et I_8 soient égaux.

Les MOS M_7 et M_8 ont la même tension V_{GS} et forment un miroir de courant.

$$I_2 = I_8 / 3 \quad \text{soit : } I_7 = I_8 / 3 \quad \frac{I_8}{I_7} = \frac{W_8}{W_7} = 3 \quad W_8 = 15 \mu m$$

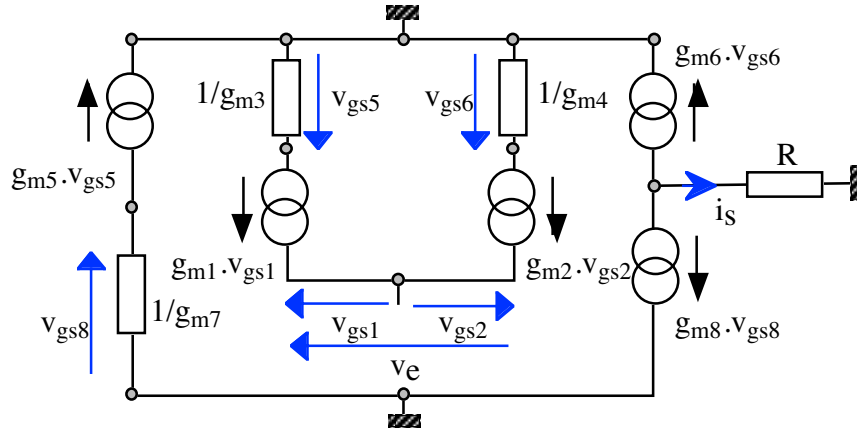
Q21 : Méthode de l'ohmmètre :



$$r_3 = \frac{u}{i} = \frac{v_{gs3}}{g_{m3} \cdot v_{gs3}} = \frac{1}{g_{m3}}$$

Il en est de même pour les autres miroirs de courant.

Q22 : Schéma équivalent du montage complet :



Q23 : Calculer l'expression du courant de sortie i_s .

$$i_s = -g_{m6} \cdot v_{gs6} - g_{m8} \cdot v_{gs8}$$

$$v_{gs6} = -\frac{g_{m2}}{g_{m4}} v_{gs2} \quad v_{gs5} = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} v_{gs1} \quad v_{gs8} = -\frac{g_{m5}}{g_{m7}} v_{gs1}$$

$$v_{gs8} = -\frac{g_{m1} \cdot g_{m5}}{g_{m3} \cdot g_{m7}} v_{gs1}$$

$$i_s = \frac{g_{m2} \cdot g_{m6}}{g_{m4}} v_{gs2} - \frac{g_{m1} \cdot g_{m5} \cdot g_{m8}}{g_{m3} \cdot g_{m7}} v_{gs1}$$

Q24 : Détermination des transconductances :

$$\text{Mos canal N : } (g_{mi})_N = 2 \sqrt{k_n \frac{W_i}{L} I_{repos}}$$

$$\text{Mos canal P : } (g_{mi})_P = 2 \sqrt{k_p \frac{W_i}{L} I_{repos}}$$

Q25 : les Mos M_1 et M_2 ont la même transconductance : $g_{m1} = g_{m2} = g_m$

$$\frac{g_{m6}}{g_{m4}} = \sqrt{\frac{W_6}{W_4} \frac{I_6}{I_2}} = 3 \quad \frac{g_{m8}}{g_{m7}} = \sqrt{\frac{W_8}{W_7} \frac{I_8}{I_7}} = 3 \quad \frac{g_{m5}}{g_{m7}} = \sqrt{\frac{k_p}{k_n} \frac{W_5}{W_7} \frac{I_5}{I_7}} = 1$$

$$i_s = -3g_m (v_{gs1} - v_{gs2}) = -3g_m v_e$$

$$\text{Avec : } G_m = 3 \cdot g_m = 3 \sqrt{k_n \frac{W_1}{L} I_0}$$

$$I_0 = 100 \mu\text{A} : G_m = 821 \mu\text{S}$$

$$I_0 = 1 \text{ mA} : G_m = 2,59 \text{ mS}$$

La transconductance du montage complet dépend du courant de polarisation I_0 .

Q31 : Méthode : prendre le module de la fonction de transfert :

$$|T(x)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4m^2 x^2}{(1-x^2)^2}}}$$

La bande passante à -3 dB est obtenue pour : $\frac{4m^2 x^2}{(1-x^2)^2} = 1$

Poser par exemple : $y = x^2$ et résoudre l'équation du second degré : $y^2 - 2y(2m^2 + 1) + 1 = 0$
Chercher les deux valeurs positives de la variable $x = f / f_0$.

Q32 : Equations simples liant dans le circuit, les tensions v_i (entrée), v_o (sortie), v_{e1} , v_{e2} et les courants i_{s1} et i_{s2} .

$$i_{s1} = -G_m \cdot v_{e1} \qquad i_{s2} = -G_m \cdot v_{e2}$$

$$v_o = v_i + \frac{i_{s2}}{j\omega C_2}$$

$$v_{e1} = v_o - v_i$$

Q33 : Calcul du gain du montage.

$$v_o = v_i + \frac{i_{s2}}{j\omega C_2} \rightarrow v_o = v_i - \frac{G_m}{j\omega C_2} v_{e2}$$

$$v_{e2} = v_o - \frac{i_{s1}}{j\omega C_1} \rightarrow v_{e2} = v_o + \frac{G_m}{j\omega C_1} v_{e1} \qquad \text{avec : } v_{e1} = v_o - v_i$$

On obtient finalement après mise en forme :

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1 - \frac{\omega^2 C_1 C_2}{G_m^2}}{1 - \frac{\omega^2 C_1 C_2}{G_m^2} + j\omega \frac{C_1}{G_m}}$$

Q34 a,b,c : Par analogie avec la fonction de transfert du filtre, on obtient :

$$\omega_0^2 = \frac{G_m^2}{C_1 C_2} \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{G_m}{C_1 C_2} \qquad 2mx = \omega \frac{C_1}{G_m} \qquad m = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{G_m}{C_2}$$

Q35 : On a donc la possibilité de rendre ajustable la fréquence f_0 , car la transconductance G_m dépend du courant continu de polarisation I_0 .

On remarquera de plus, que le coefficient d'amortissement m (ou le coefficient de qualité $Q=1/2m$) reste constant.

Q36 : Application numérique : $C_1 = 584$ pF et $C_2 = 3,65$ nF