

TD2 : Etude d'un étage amplificateur

Fiche de données technologiques de la technologie BiCMOS 0,8μm d'AMS

NMOS	PMOS
$K_N = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} = 45 \mu A/V^2$	$K_P = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} = 15 \mu A/V^2$
$k_{en} = 0,04 \mu m/V$	$k_{ep} = 0,08 \mu m/V$
$V_{m0} = 0,8V$	$V_{tp0} = -0,8V$

$$L_{\min} = 0,8 \mu m$$

$$l_d = 0,1 \mu m$$

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

$$C_{db} = C_{sb} = 1 \text{fF} \text{ pour } W = 1 \mu m$$

I Première partie

On considère l'étage amplificateur de la figure 1, formé d'un transconducteur P en source commune, chargé par un générateur de courant MOS (N1).

Cahier des charges : $I_0 = I_{ref} = 200 \mu A$, $G = \delta V_s / \delta V_e = 50$, bande passante à 3dB $> 15 \text{ MHz}$.

Dynamique de sortie : $0,5 \text{ V} < V_s < 4,5 \text{ V}$. $I_s = 0$, malgré la présence de C.

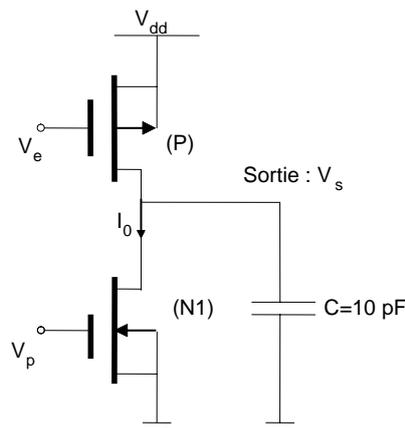


Figure 1

1) Calculer V_e et V_p pour que les deux transistors soient en ZA ou en LZA pour les deux valeurs de la dynamique de V_s .

2) Calculer les W/L des transistors P et N1.

- 3) Trouver une relation entre $L(P)$ et $L(N1)$ afin que les résistances de sortie des deux transistors soient identiques.
- 4) Calculer $L(P)$ pour un gain $G=50$. En déduire $L(N1)$, $W(P)$ et $W(N1)$.
- 5) Calculer la bande-passante de l'amplificateur. Remarquez que la valeur de $C=10$ pF limite la bande passante. C représente la capacité de plôt (on vient récupérer le signal en sortie du circuit intégré par l'intermédiaire d'un plôt).

II Deuxième partie

On veut améliorer la bande passante de l'amplificateur en lui adjoignant un étage suiveur de sortie présentant une impédance de sortie faible (Figure 2). $I_s = 0$ et le courant de grille de N3 est nul également.

On ne négligera pas l'effet substrat pour le suiveur : entre autres, on considérera son gain égal à $0,8$ et son impédance de sortie égale à $0,8/g_m(N3)$ (rappel $r_{ds}(N3)$ et $r_{ds}(N2)$ très grandes et négligées).

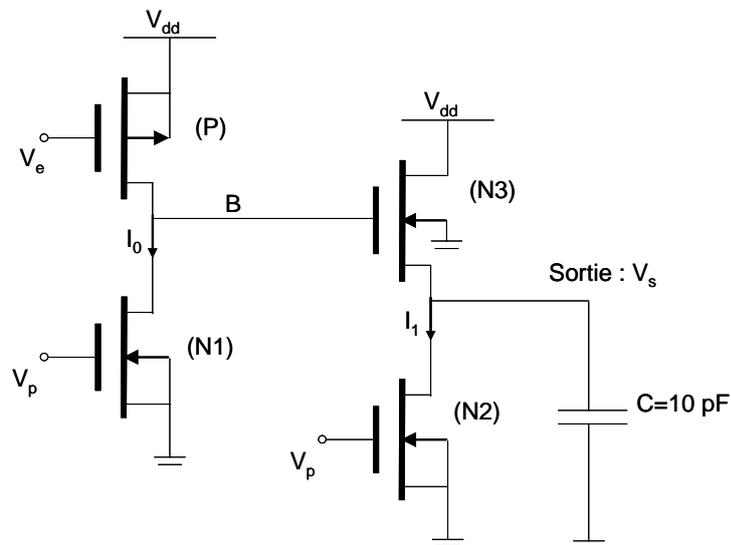


Figure 2

- 1) On prend $L(N2) = L(N1)$. Calculer $W(N2)$. Et $r_{ds}(N2)$.
- 2) Le courant de polarisation est $I_1=200\mu A$. On désire repousser la fréquence de coupure en sortie « loin » après 15 MHz. Pour cela on veut $r_s = 500$ Ohm. En déduire une relation entre $V(B)$ et $V(S)$ en prenant en compte l'effet substrat. Ainsi que la fréquence de coupure en sortie $f_c(S)$.
- 3) On prend $L(N3) = L(N1)$. Calculer $W(N3)$. Et $r_{ds}(N3)$
- 4) Calculer la dynamique de la tension V_s en sortie du suiveur.
- 5) Calculer la capacité totale au nœud B. En déduire la fréquence de coupure et la bande-passante de cet amplificateur.

TD2 correction: Etude d'un étage amplificateur

I Première partie

1) $V_e = 3,7 \text{ V}$ et $V_s = 1,3 \text{ V}$.

A partir des conditions de limite de zone active.

2) $(W/L)(P) = 53$ et $(W/L)(N1) = 18$.

confer formule du courant de polarisation en fonction de la tension grille-source et de V_{tp} ou V_{tn} . On néglige l'effet Early.

3) $L(N1) = (k_{en}/k_{ep}) L(P) = L(P) / 2$.

Egalié des résistances dynamiques de sortie

4) $G = -g_m(P) \cdot [r_{ds}(P) // r_{ds}(N1)] \Rightarrow L(P) = 2 \mu\text{m}$.

Pour les autres ... facile.

5) $f_c = 1/2\pi r_s C_s = 250 \text{ kHz}$ ($< 5 \text{ MHz}$)

$r_s = r_{ds}(P) / 2$

$C_s = 10 \text{ pF}$ car les capacités parasites des transistors, en sortie, sont négligeables devant $C = 10 \text{ pF}$.

II Deuxième partie

1) N2 identique à N1 car $I_1 = I_0$ et même polarisation.

D'où $W(N2) = 18 \mu\text{m}$ et $r_{ds}(N2) = 125 \text{ k}\Omega$.

2) $g_m(N3) = 1,6 \text{ mS}$. $V(B) = 1,2 V(S) + 1,05$. $f_c(S) = 32 \text{ MHz}$.

Remarque, le suiveur est toujours en zone active (sauf si $V_{gs} < V_{tn}$ où il est bloqué) et on peut bien négliger $r_{ds}(N2)$ devant $1/g_m(N3)$.

3) $W(N3) = 111$. Et $r_{ds}(N3) = 125 \text{ k}\Omega$, négligeable devant $1/g_m(N3)$.

4) La LZA de N2 donne $V_{smin} = 0,5 \text{ V}$. La condition $V(B) = 1,2 V(S) + 1,05$ donne $V_{smax} = 2,88 \text{ V}$ pour $V_{Bmax} = 4,5 \text{ V}$. On a donc énormément réduit la dynamique.

5) Calcul le plus délicat. On va calculer $f_c(B)$ et montrer par la même occasion que $f_c(B) < f_c(S)$. Ce sera donc le nœud B qui fixera la fréquence de coupure en sortie de l'étage amplificateur.

$f_c(B) = 1/2\pi r_B C_B$.

$r_{B1} = r_{sortie} \text{ du } 1^{er} \text{ étage} = r_{ds}(P) // r_{ds}(N1) = 125 \text{ k}\Omega / 2 = 62,5 \text{ k}\Omega$.

$C_{B1} = C_{sortie} \text{ du } 1^{er} \text{ étage}$.

$C_{B1} = C_{db}(P) + C_{db}(N1) +) + C_{gd}(N1) + C_{gd}(P)$ ramené par effet Miller en sortie.

$C_{B1} = C_{db}(P) + C_{db}(N1) + (1-1/G_{\text{éstage 1}}) C_{gd}(P) + C_{gd}(N1)$

$C_{B1} = C_{db}(P) + C_{db}(N1) + C_{gd}(P) + C_{gd}(N1)$

$r_{B2} = r_{\text{entrée}} \text{ du } 2^{\text{nd}} \text{ étage} = \infty.$

$C_{B2} = C_{\text{entrée}} \text{ du } 2^{\text{nd}} \text{ étage} = C_{gd}(N3) + C_{gs}(N3)$ ramenée par effet Miller en entrée.

$C_{B2} = C_{gd}(N3) + (1-G_{\text{suiveur}}) C_{gs}(N3) = C_{gd}(N3) + 0,2 C_{gs}(N3).$

remarque : $r_B = r_{B2} // r_{B1} = 62,5 \text{ kOhm}$

remarque : $C_B = C_{B2} + C_{B1} = 141,5 \text{ fF}$

$C_{db}(P) = 53 \text{ fF} ;$

$C_{db}(N1) = 18 \text{ fF} ;$

$C_{gd}(P) = 10,6 \text{ fF} ;$

$C_{gd}(N1) = 3,6 \text{ fF} ;$

$C_{gd}(N3) = 22,2 \text{ fF} ;$

$C_{gs}(N3) = 170,2 ;$

$f_c(B) = 18 \text{ MHz} < f_c(S) = 32 \text{ MHz}.$

III Conclusion

Grâce au suiveur nous sommes parvenu à repousser la fréquence de coupure au-delà de la zone de travail désirée.

Toutefois, la dynamique de sortie a été largement rabaissée du fait d'utiliser un suiveur qui agit comme un translateur de la tension de polarisation ($V(S)$ suit $V(B)$ de façon linéaire). Le suiveur MOS n'est pas le candidat idéal en pratique à cause de son gain égal à 0,8 et non 1.

De plus, l'effet substrat induit une forte translation de tension (d'où un dynamique très fortement rabaissée). Le mieux est d'utiliser un transistor bipolaire NPN dont le gain intrinsèque est égal à 1 et qui ne translate la tension que de 0,8 V (V_{ce}). Par contre le bipolaire présente une impédance d'entrée non infinie. Par ce biais on voit en entrée du bipolaire l'influence de la capacité de plôt de sortie ce qui induit un $f_c(B)$ plus faible. Tout est question de compromis.