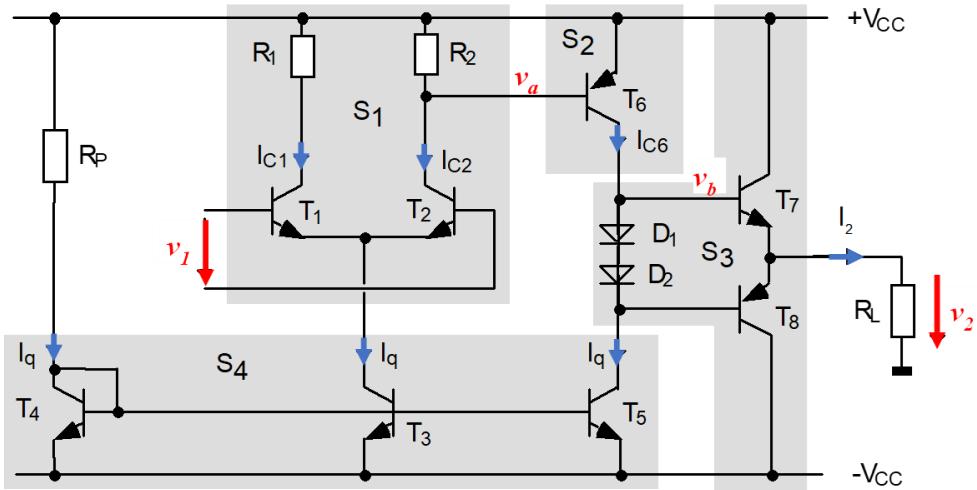


Série N° 5: Amplificateur-Opérationnel



$V_{CC} = 15 \text{ V}$; $R_p = 29.3 \text{ k}\Omega$; $R_1 = R_2 = 1.4 \text{ k}\Omega$; $R_L = 2 \text{ k}\Omega$; Transistors: $\beta = 300$; $V_A = 140 \text{ V}$.

- Quel est le type et la fonction de chacune des structures S_1 à S_4 ?
- Déterminer sur le schéma l'entrée non-inverseuse (+) et inverseuse (-).
- Calculer le courant de polarisation I_q . En déduire les paramètres petits signaux ($g_{m1,2}$; $g_{be1,2}$; $g_{ce1,2}$; g_{m6} ; g_{be6} ; $g_{ce6,5}$).
- Etablir l'expression du gain boucle ouverte de l'AmpliOp, $A_{AO} = \frac{v_2}{v_1}$. Par simplification, on peut supposer que le gain du pushpull est 1, son R_{in} infinie et son R_{out} nulle.
- Ajouter sur le schéma les éléments nécessaires pour contrôler le gain en boucle fermée. Dimensionner ces éléments pour avoir un gain en boucle fermée $|A_V| = 48$.
- Pour un $v_2 = 5 \sin(\omega t)$, calculer:
 - La puissance moyenne $\overline{P_L}$ fournie à la charge
 - Les valeurs moyennes des courants $\overline{I_{e7,8}}$ fournis alternativement à la charge par T_7 et T_8 (courants mono-alternance)
 - La puissance moyenne consommée par chaque étage P_{ci} , en déduire la puissance totale consommée par l'amplificateur P_{cc} (c.à.d. puissances fournies par les deux alimentations V_{CC} et $-V_{CC}$)
 - L'efficacité énergétique η définie comme le rapport entre la puissance fournie à la charge et la puissance totale consommée.

Solution :

a)

S1 : Etage d'entrée formé d'une Paire Différentielle (P-D) avec une charge passive. Cette structure génère un premier gain en tension de faible valeur. Elle présente l'avantage de n'avoir besoin d'aucune tension de polarisation en entrée ($V_{10} = V_{20} = 0$).

S2 : Etage intermédiaire Emetteur Commun (EC) qui génère un grand gain en tension grâce à une charge active (la source de courant T_5).

S3 : Etage de sortie push-pull de grande impédance d'entrée et de faible impédance de sortie (Collecteur Commun) avec un gain en tension unitaire, mais un gain en courant $\beta \gg 1$ capable de fournir du courant à la charge \mathbf{R}_L . Les deux diodes \mathbf{D}_1 et \mathbf{D}_2 introduisent une tension de polarisation entre les deux bases pour supprimer la distorsion de ""cross-over""

S4 : Miroir de courant à sorties multiples. \mathbf{T}_4 monté en diode en est l'entrée, \mathbf{T}_3 et \mathbf{T}_5 en sont les sorties qui se comportent comme des sources de courant constant \mathbf{I}_q . \mathbf{T}_3 polarise la PD. \mathbf{T}_5 est la charge active de l'EC.

b) Si l'on applique une tension \mathbf{V}_1 positive (voir schéma), \mathbf{I}_{C1} augmente et \mathbf{I}_{C2} diminue. \mathbf{I}_{C2} diminuant la chute de tension aux bornes de \mathbf{R}_2 , augmenterait $\mathbf{V}_B(\mathbf{T}_6)$ ($= \mathbf{V}_{cc} - \mathbf{R}_2 \mathbf{I}_{C2}$). Or \mathbf{S}_2 est un émetteur commun et donc un inverseur (son gain $= -g_m \mathbf{R}_{out}$ est négatif). Si sa tension d'entrée augmente sa tension de sortie diminue. La tension à la base de \mathbf{T}_7 va donc diminuer. L'étage push-pull étant un suiveur (gain=+1), sa tension de sortie suit sa tension d'entrée. \mathbf{V}_2 va donc diminuer.

Conclusion: si on augmente $\mathbf{V}_B(\mathbf{T}_1)$, \mathbf{V}_{out} diminue \rightarrow la base de \mathbf{T}_1 est l'entrée inverseuse et la base de \mathbf{T}_2 l'entrée non-inverseuse.

c) \mathbf{I}_q est fixé par \mathbf{R}_p et par \mathbf{T}_4 comme suite: $\mathbf{I}_q = \frac{2\mathbf{V}_{cc} - \mathbf{U}_j}{\mathbf{R}_p} = 1 \text{ mA}$

Paramètres petits signaux :

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{m1,2} &= \frac{I_q}{2U_T} = 19.23 \text{ mS} \left(\frac{1}{g_{m1,2}} = 52 \Omega \right); \mathbf{g}_{be1,2} = \frac{g_{m1,2}}{\beta} = 64 \mu\text{S} \left(\frac{1}{g_{be1,2}} = 15.6 \text{ k}\Omega \right); \\ \mathbf{g}_{ce1,2} &= \frac{I_q}{2V_A} = 3.57 \mu\text{S} \left(\frac{1}{g_{ce1,2}} = 280 \text{ k}\Omega \right) \\ \mathbf{g}_{m6} &= \frac{I_q}{U_T} = 38.46 \text{ mS} \left(\frac{1}{g_{m6}} = 26 \Omega \right); \mathbf{g}_{be6} = \frac{g_{m6}}{\beta} = 128 \mu\text{S} \left(\frac{1}{g_{be6}} = 7.8 \text{ k}\Omega \right); \\ \mathbf{g}_{ce5,6} &= \frac{I_q}{V_A} = 7.14 \mu\text{S} \left(\frac{1}{g_{ce5,6}} = 140 \text{ k}\Omega \right) \end{aligned}$$

d) Deux méthodologies peuvent être utilisées pour calculer le gain de l'AmplOp :

Calcule direct, où le gain de chaque étage et calculer en considérant la charge que lui présente l'étage suivant:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{AO} &= \frac{\mathbf{v}_2}{\mathbf{v}_1} = \left. \frac{\mathbf{v}_a}{\mathbf{v}_1} \right|_{R_{2in}} \cdot \left. \frac{\mathbf{v}_b}{\mathbf{v}_a} \right|_{R_{in3}} \cdot \left. \frac{\mathbf{v}_2}{\mathbf{v}_b} \right|_{R_L} \\ &= \underbrace{\left\{ +\frac{1}{2} \mathbf{g}_{m1,2} \left(\frac{1}{g_{ce2}} // R_2 // R_{in2} \right) \right\}}_{\text{AmpDiff} \equiv EC} \cdot \underbrace{\left\{ -\mathbf{g}_{m6} \left(\frac{1}{g_{ce6}} // \frac{1}{g_{ce5}} // R_{in3} \right) \right\}}_{EC} \cdot \underbrace{\left\{ \frac{g_{m7} R_L}{1 + g_{m7} R_L} \right\}}_{\text{Pushpull} \equiv CC} \end{aligned}$$

Avec la résistance d'entrée de l'étage 2: $R_{in2} = \left. \frac{v_a}{i_{b6}} \right|_{R_{in3}} = \left(\frac{1}{g_{be6}} + \beta \widetilde{R_E} \right) = \frac{1}{g_{be6}} = 7.8 \text{ k}\Omega$

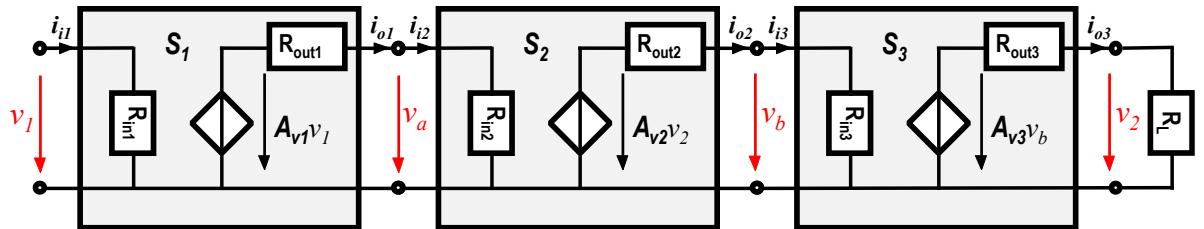
la résistance d'entrée de l'étage 3: $R_{in3} = \left. \frac{v_b}{i_{b7}} \right|_{R_L} = \left(\frac{1}{g_{be7,8}} + \beta R_L \right) = \beta \left(\frac{1}{g_{m7,8}} + R_L \right) \approx \beta R_L = 600 \text{ k}\Omega$ (le pushpull est généralement conçue avec un $\frac{1}{g_{m7,8}} \ll R_L$ pour éviter une atténuation trop forte en sortie).

Remarque : Comme les transistors T₇ et T₈ travaillent alternativement entre blocage et forte conduction, il est difficile de considérer le signal à l'entrée comme une faible variation autour d'un point de fonctionnement. L'utilisation des modèles petits signaux du transistor pour construire le modèle de l'amplificateur push-pull n'est qu'une approximation grossière d'un comportement fortement non-linéaire. Les valeurs estimées pour g_m et R_{in} et R_{out} doivent donc être utilisées avec précaution et le résultat final validé par simulation. Une autre alternative valable serait de considérer le push-pull comme buffer idéal (Gain=1, R_{in}→∞ et R_{out} = 0)

$$A_{AO} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_2}{v_1} \Big|_{R_{2in}} \frac{v_b}{v_a} \Big|_{R_{in3}} \frac{v_a}{v_1} \Big|_{R_L} = (11.4) \cdot (-2414.7) \cdot 1 = -27541 \text{ (88.8 dB)}$$

Calcule indirect, où chaque étage est remplacé par son modèle ac. Le gain de chaque étage est calculer dans ce cas en ignorant la charge que lui présente l'étage suivant. L'effet de la charge est ajouté à la fin en tenant compte des atténuations qu'elle engendre.

Cet amplificateur est constitué de trois étages en cascade dont le premier (paire différentielle) et le second (émetteur commun) réalisent le gain en tension de l'ensemble et le dernier (push-pull) est un suiveur en tension avec une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Le schéma équivalent petits signaux:



- Paramètres petits signaux de l'étage S1 (Ampli différentiel) :

$$R_{in1} = \frac{v_1}{i_{b1}} \Big|_{R_{in2}} = 2 \left(\frac{1}{g_{be1,2}} + \beta \frac{0}{R_E} \right) = \frac{2}{g_{be1,2}} = 32.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{out1} = \frac{v_a}{-i_{o1}} \Big|_{v_1=0} = \frac{1}{g_{ce2}} // R_2 \approx R_2 = 1.4 \text{ k}\Omega$$

$$A_{v1} = \frac{v_a}{v_1} \Big|_{R_{in2} \rightarrow \infty} = +\frac{1}{2} g_{m1,2} \left(\frac{1}{g_{ce2}} // R_2 \right) = 13.45$$

- Paramètres petits signaux de l'étage S2 (EC) :

$$R_{in2} = \frac{v_a}{i_{b6}} \Big|_{R_{in3}} = \left(\frac{1}{g_{be6}} + \beta \frac{0}{R_E} \right) = \frac{1}{g_{be6}} = 7.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{out2} = \frac{v_b}{-i_{o2}} \Big|_{v_a=0} = \frac{1}{g_{ce6}} // \frac{1}{g_{ce5}} = \frac{1}{g_{ce5}+g_{ce6}} = 70 \text{ k}\Omega$$

$$A_{v2} = \frac{v_b}{v_a} \Big|_{R_{in3} \rightarrow \infty} = -g_{m6} \frac{1}{g_{ce5}+g_{ce6}} = -2692$$

(On néglige les résistances dynamiques des diodes D1 et D2).

- Paramètres petits signaux de l'étage S3 (Push-Pull) :

$$R_{in3} = \frac{v_b}{i_{b7}} \Big|_{R_L} = \left(\frac{1}{g_{be7,8}} + \beta R_L \right) = \beta \left(\frac{1}{g_{m7,8}} + R_L \right) \approx \beta R_L = 600 \text{ k}\Omega$$

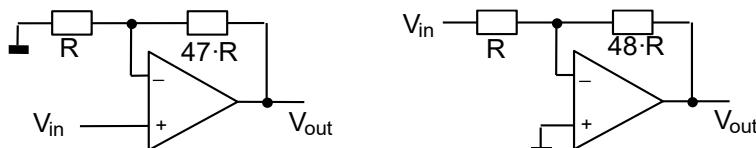
$R_{out3} = \frac{v_2}{-i_{03}} \Big|_{v_b=0} \approx \frac{1}{g_{m7,8}}$ (indéterminée car le courant $I_{c7,8}$ est non-contant et dépend de R_L et du signal de sortie v_2).

$$A_{v3} = \frac{v_2}{v_b} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} \approx 1 \text{ (car push-pull)}$$

Remarque : Comme les transistors T_7 et T_8 travaillent alternativement entre blocage et forte conduction, il est difficile de considérer que le signal utile consiste en une faible variation autour d'un point de fonctionnement. L'utilisation des modèles petits signaux du transistor pour construire le modèle de l'amplificateur push-pull n'est qu'une approximation approximative d'un comportement fortement non-linéaire. Les valeurs estimées pour g_m et R_{in} et R_{out} doivent donc être utilisées avec précaution et le résultat final validé par simulation.

$$\begin{aligned} A_{AO} &= \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_2}{v_b} \cdot \frac{v_b}{v_a} \cdot \frac{v_a}{v_1} \\ &= \frac{v_2}{v_b} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} \frac{R_L}{R_L + R_{out3}} \cdot \frac{v_b}{v_a} \Big|_{R_{in3} \rightarrow \infty} \frac{R_{in3}}{R_{in3} + R_{out2}} \cdot \frac{v_a}{v_1} \Big|_{R_{in2} \rightarrow \infty} \frac{R_{in2}}{R_{in2} + R_{out1}} \\ &= 1 \cdot \underbrace{\frac{g_{m7,8} R_L}{1 + g_{m7,8} R_L}}_{\sim 1} \cdot (-2692) \cdot \underbrace{\frac{608 \cdot 10^3}{608 \cdot 10^3 + 70 \cdot 10^3}}_{0.897} \cdot 13.45 \cdot \underbrace{\frac{7.8 \cdot 10^3}{7.8 \cdot 10^3 + 1.4 \cdot 10^3}}_{0.848} \\ &= -27541 \ (\equiv 88.8 \text{ dB}) \end{aligned}$$

- e) Le gain de l'AmpliOp est très grand et peut donc être considéré comme infinie par rapport au gain désiré ($27391 \gg 48$). Les courants i_+ et i_- correspondent aux courant de base i_b ($T_{1,2}$). Ils sont très faibles en régime petits signaux ($i_b(T_{1,2}) = i_c(T_{1,2})/\beta$). On peut donc utiliser un montage à réaction négative non-inverseur : $A_V = 48$, ou inverseur: $A_V = -48$, comme suite:



Le choix de R , théoriquement libre, obéit à des considérations pratiques. En particulier R ne doit pas être trop grande pour que $I(R)$ et $I(47R)$ restent $\ll i_{\pm} = i_b(T_{1,2})$. R ne doit pas être trop petite non plus pour ne pas trop baisser le gain du pushpull. En effet la contre réaction baisse la charge du pushpull qui devient $[R_L // (R+47R)]$.

- f) Bilan énergétique pour $v_2 = 5 \sin(\omega t)$ sur un R_L de $2 \text{ k}\Omega$

- i. La puissance moyenne $\overline{P_L}$ fournie à la charge

$$\overline{P_L} = \frac{v_{2,p}^2}{2R_L} = \frac{5^2}{2 \cdot 2 \cdot 10^3} = 6.25 \text{ mW}$$

- ii. Les valeurs moyennes des courants $\overline{i_{e7,8}}$ fournis alternativement à la charge par T_7 et T_8 (courants mono-alternance)

$$\overline{i_{e7}} = -\overline{i_{e8}} = \frac{v_{2,p}}{\pi R_L} = \frac{5}{\pi \cdot 2 \cdot 10^3} = 0.8 \text{ mA}$$

- iii. La puissance moyenne consommée par chaque étage P_{cci} , en déduire la puissance totale consommée par l'amplificateur P_{cc} (c.à.d. puissances fournies par les deux alimentations V_{cc} et $-V_{cc}$)

$$P_{cc1} = P_{cc2} = P_{cc}(\text{branche } R_p + T_4) = 2V_{cc}I_q = 30 \cdot 10^{-3} = 30 \text{ mW}$$

$$P_{cc3} = 2 \frac{v_{2,p}}{\pi R_L} V_{cc} = 2 \frac{5}{\pi \cdot 2 \cdot 10^3} \cdot 15 \approx 24 \text{ mW}$$

$$P_{cc} = P_{cc1} + P_{cc2} + P_{cc3} + P_{cc}(\text{branche } R_p + T_4) = 114 \text{ mW}$$

- iv. L'efficacité énergétique η définie comme le rapport entre la puissance fournie à la charge et la puissance totale consommée.

$$\eta = \frac{\overline{P_L}}{P_{cc}} = \frac{6.25}{114} = 5.48 \%$$