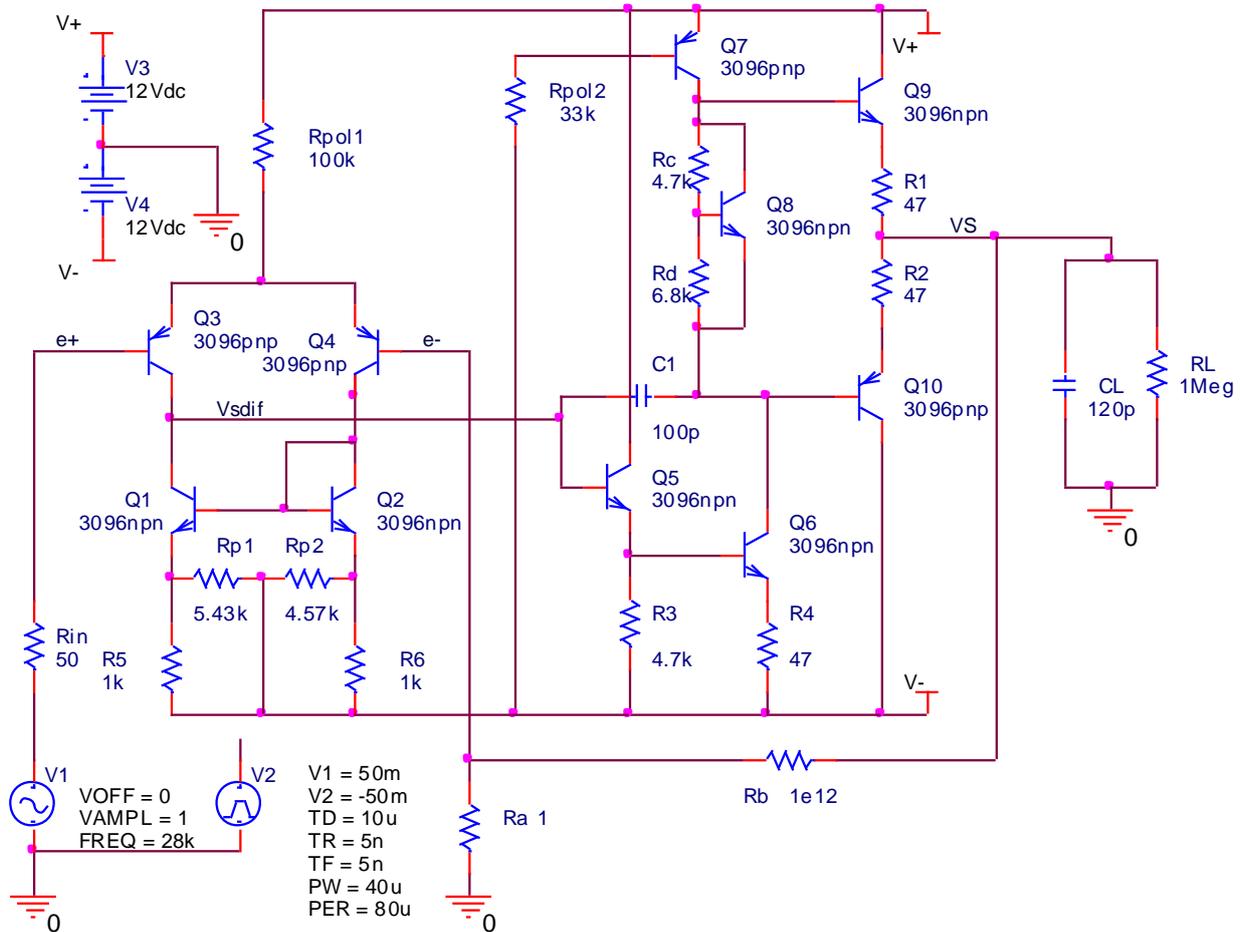


Partie 2 : Évolution vers un montage plus complexe



Explications rapides du schéma

A . Les ajouts effectués

On reprend le schéma précédent, et on l'améliore, dans la mesure des transistors disponibles dans les 2 CA3096. Les évolutions sont :

- des charges actives sur l'amplificateur différentiel : Q₁ et Q₂, et une autre valeur de courant de repos, par une autre valeur de la résistance de polarisation R_{pol1},
- une polarisation par générateur de courant : Q₇, pour l'émetteur commun, et une autre valeur pour R₄ pour disposer d'une amplification maximale.

La compensation en fréquence est aussi à modifier, pour s'adapter à ces nouvelles valeurs de gain. Ici, le condensateur C₁ permet de garder la compensation "1 pôle". La valeur est passée à 100 pF.

B . Réglage optionnel

L'amplification résultante étant très élevée, il est prudent de prévoir un réglage d'offset, si on veut utiliser cet amplificateur en boucle ouverte ou faiblement contre-réactionné (amplificateur à très fort gain statique), donc plus sensible à ce défaut intrinsèque. C'est pourquoi, un jeu de 2 résistances R₅ et R₆ + potentiomètre d'équilibrage sont installés sur la paire différentielle.

Ce potentiomètre peut être simulé par 2 résistances R_{P1} et R_{P2}, dont la somme des valeurs est fixe et égale à 10 kΩ. Le curseur (point commun entre R_{P1} et R_{P2}) est au - 12 V.

Calculs et prédétermination

*On ne reprend pas tous les calculs de l'étude précédente.
On se contente d'évaluer les principaux changements dans ce nouveau schéma.*

A . Paire différentielle, avec son miroir

Le courant de polarisation a changé : $R_{POL1} = 100k$, soumise à 11,4 V donne un courant de polarisation de 114 μA , soit des courants de collecteur $I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = 57 \mu A$.

Les tensions V_{CE} de Q_3 ou Q_4 sont du même ordre de grandeur :

même potentiel des émetteurs (+0,6 V),

et potentiels de collecteur à - 11,4 V et - 10,8 V respectivement (il suffit de comptabiliser les chutes de tension en remontant à partir du -12 V).

Avec $|V_{CE}|$ de l'ordre de la douzaine de volts, et un courant de collecteur de 57 μA , la data sheet du PNP donne $\beta \approx 90$.

Le courant I_{BIAS} attendu est de $57 \mu A / 90 = 633 nA$.

La présence des charges actives modifie l'amplification petits signaux.

L'impédance de sortie de Q_1 (ou Q_2) est $r_0 = V_A/I_C$, en première approximation.

Avec $V_A = 100 V$, (valeur de tension d'Early usuelle), on obtient $r_0 = 100 / 57 \mu = 1,75 M\Omega$.

Le collecteur commun Q_5 présente une impédance d'entrée de $\beta_5 R_3$. On suppose $\beta_5 \approx 300$.

Il résulte $\beta_5 R_3 = 300 \times 4,7 k\Omega = 1,41 M\Omega$. Cette impédance charge la paire différentielle.

La résistance de sortie de la paire différentielle est $R_{sa} = r_{01} // r_{03} // \beta_5 R_3 = 0,54 M\Omega$.

L'amplification de cet étage sera de : $A_d = - g_m R_{sa}$, avec $g_m = I_C/V_T = 57 \mu A / 26 mV = 2,2 mA/V$, d'où $A_d = - 2,2 \cdot 10^{-3} \times 0,54 \cdot 10^6 \approx -1200$.

(Pour mémoire, le schéma à charge passive donnait $A_d = - 72,6$, soit une amélioration d'un coefficient 16).

B . L'émetteur commun, avec résistance d'émetteur R_4 .

On modélise Q_6 par son schéma dynamique petits signaux : source de courant $g_m v_{be}$ avec son impédance interne $r_{06} = V_A/I_{C6}$. Ce transistor est chargé par la source de courant constant, soit en dynamique, remplacée par son impédance interne $r_{07} = V_A/I_{C7}$. Comme $I_{C6} = I_{C7}$, et que les 2 transistors ont la même tension d'Early, on a $r_{06} = r_{07}$.

$I_{B7} = (24-0,6) / 33 k = 0,71 mA$.

Une valeur de $\beta \approx 10$ donne $I_{C7} = 7,1 mA$, valeur de β confirmée par la data sheet du PNP, donné précédemment. D'où $r_{07} = r_{06} = 14 k\Omega$. La base de Q_9 présente une impédance dynamique très élevée (montage collecteur commun), ce qui ne charge pas r_{07} .

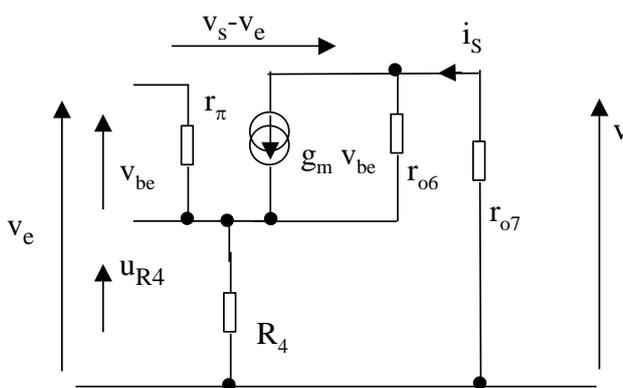


Schéma dynamique petits signaux de l'amplificateur Q_6

D'après le schéma de travail, on a :

$$v_s = - r_{07} i_s \quad (1) \quad i_s = g_m v_{be} + i_6 \quad (2)$$

$$i_6 = u_{r06} / r_{06} \quad (3) \quad u_{r06} = v_s - v_e + v_{be} \quad (4)$$

$$v_e = v_{be} + u_{R4} \quad (5) \quad u_{R4} = R_4 (i_s + v_{be} / r_\pi) \quad (6)$$

A partir de (3) et (4), on écrit i_6 , que l'on injecte dans (2), pour déduire $i_s = f(v_s, v_e, v_{be})$ (234).

On élimine u_{R4} par (5) et (6), pour obtenir l'expression de $v_{be} = g(v_e, i_s)$, que l'on exploite dans (234). Il vient $i_s = h(v_s, v_e)$. Mis dans (1), on aboutit à :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{r_{07} (k + g_m r_{06} + 1)}{k r_{06} + (g_m r_{06} + 1) R_4 + k r_{07}}$$

avec $k = 1 + R_4 / r_\pi$

L'application numérique donne :

$$g_m = I_C / V_T = 7,1 \text{ mA} / 26 \text{ mV} = 0,273 \text{ A/V} ; I_{B6} = 23 \text{ } \mu\text{A}, \text{ d'où } r_\pi = 1 \text{ k}\Omega ; r_{06} = r_{07} = 14 \text{ k}\Omega.$$

L'amplificateur de cet étage est $A_v \approx -257$

(Pour mémoire, le schéma à charge passive donnait $A_v = -4,5$, soit une amélioration d'un coefficient 57).

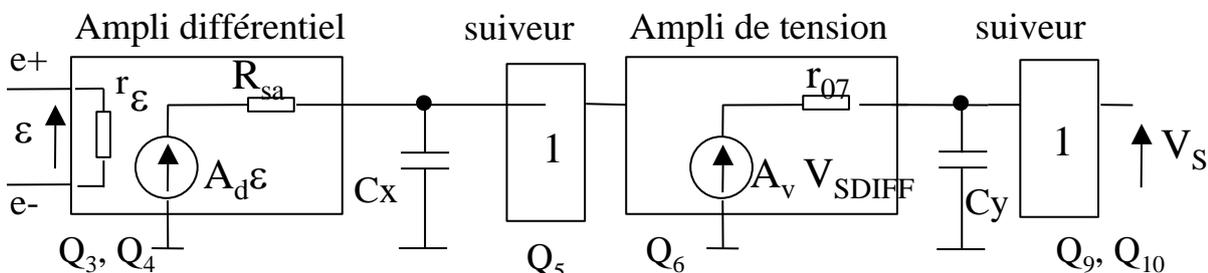
L'amplification petits signaux est, pour tout l'amplificateur en boucle ouverte, en basse fréquence : $A_o = A_d \times A_v = (-1200) \times (-257) = 308400$, (soit un gain statique de 110 dB).

Rappelons que cette valeur est théorique, car liée à une polarisation au strict milieu des caractéristiques, condition quasi impossible à obtenir de façon permanente en pratique en boucle ouverte : le montage part en saturation. De plus, la comparaison avec la pratique devient délicate quand on travaille avec des impédances supérieures à 1 M Ω , à cause d'éventuels courants de fuite dans la plaque Lab-Dec, d'une part, et la perturbation d'un oscilloscope qui présente 1 M Ω de charge (sans sonde x 10). C'est d'ailleurs ce critère qui a orienté le choix des courants de polarisation dans cette étude d'amplificateur à 10 transistors, tout en ne dépassant pas les 10 mA max des 3096.

De même, une comparaison avec la simulation peut montrer que les multiples approximations faites introduisent des erreurs cumulatives.

C . Réponse harmonique

La réponse harmonique démarre par un plateau à 110 dB. La fréquence de coupure basse peut être calculée aisément en appliquant le théorème de Miller sur l'émetteur commun. Le schéma est équivalent à :



Avec $C_x \approx A_v C_1 = 257 \times 100 \text{ pF} = 25,7 \text{ nF}$,

et $C_y \approx C_1 = 100 \text{ pF}$.

Le condensateur ramené à l'entrée ($C_x \approx 25,7 \text{ nF}$), associé à la résistance de sortie de l'amplificateur différentiel ($R_{sa} = 0,54 \text{ M}\Omega$), forme une fréquence de coupure basse :

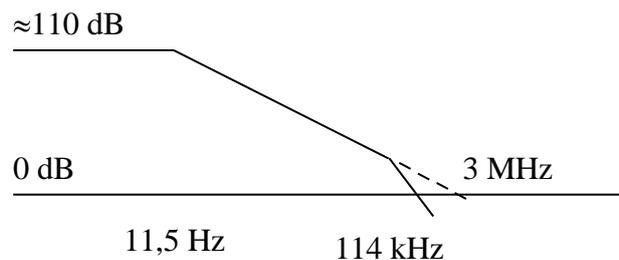
$$f_c = 1 / (2 \pi \times 0,54 \times 10^6 \times 25,7 \times 10^{-9}) \approx 11,5 \text{ Hz}.$$

Puis la pente est de 20 dB/décade.

Rappelons que la fréquence de cassure placée à $1 / (2 \pi r_{07} C_y) = 1 / (2 \pi \times 14 \text{ k} \times 100 \times 10^{-12}) = 114 \text{ kHz}$, donnée par ce schéma transformé n'est pas à prendre en compte, et qu'il est plus précis d'extrapoler la pente à -20 dB/décade pour accéder à la fréquence de transition. [Réf 3]

Dans cette hypothèse, la fréquence de transition est tout simplement :

$$257 \text{ } 000 \times 11,5 \approx 3 \text{ MHz}.$$



réponse harmonique idéalisée du schéma équivalent obtenu par le théorème de Miller

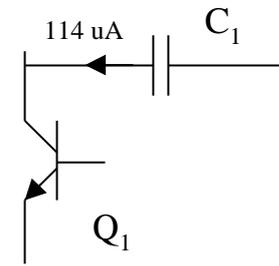
D . Calcul du slew rate

Reprenons la démarche de l'étude sur le schéma simplifié :

si l'entrée ε croît instantanément à une valeur élevée suffisante pour bloquer Q_3 , alors on a :

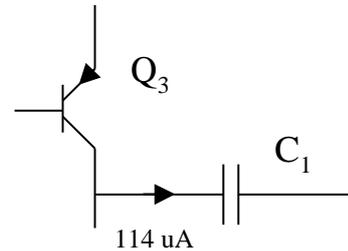
$I_{C3} = 0$, $I_{C4} = I_0 = 114 \mu\text{A}$. Le miroir assurant $I_{C2} = I_{C1}$, soit $I_{C4} = I_{C1}$, on a $I_0 = I_{C1}$.

Le condensateur se charge par le courant constant $I_0 = 114 \mu\text{A}$ (fléché de droite à gauche sur le schéma). La tension U_{C1} croît linéairement. Cette rampe de tension est reportée en sortie.



Charge de C_1 à courant constant

Si la configuration inverse se présente : Q_4 bloqué, alors $I_{C1} = 0$ par le miroir. Le courant I_0 est dévié vers le condensateur $114 \mu\text{A}$ (fléché de gauche à droite). La tension décroît linéairement.



Décharge de C_1 à courant constant

Le coefficient directeur est : $I/C_1 = 114 \mu / 100\text{p} = 1,1 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Pour accéder à la totalité de l'article (40 pages) : [plan et suite](#)