

Un amplificateur, à transistors bipolaires, à 3 étages

serge.dusausay@umontpellier.fr

Fidèle à l'esprit des 2 tomes de « Comprendre l'électronique par la simulation », ce document illustre le flot étude / simulation / expérimentation, au travers une application basique dans l'enseignement de l'électronique : une structure simplifiée d'un amplificateur opérationnel monolithique.

Cette application est un classique de chez Classique, mais l'originalité est dans l'aspect « minimaliste » du montage : 10 transistors, soit très exactement le contenu de deux CA3096 (réseau de 5 transistors en circuit Dual in Line 16 broches), et quelques résistances de la série E6, le tout donnant un schéma simulable avec une version d'évaluation de Pspice. C'est dire de l'aspect moindre coût de ce montage. Avis aux faibles budgets...

L'intérêt de la simulation pour vérifier le fonctionnement n'est plus à démontrer, dès lors que l'étude est convenablement faite au préalable. Les simulations sont données ici dans un but pédagogique, pour confirmer certains calculs, et pour aider à la compréhension.

Bien que ce document ait été rédigé pour un public ayant une première culture en électronique, des explications, même élémentaires, sont volontairement fournies.

La lecture est donc ouverte à tous les étudiants (pour une meilleure compréhension de certaines bases de l'électronique analogique) ayant commencé les études dans le domaine E.E.A. Une connaissance de l'outil Pspice est un « plus », mais non indispensable.

J'invite le lecteur à consulter le livre (tome 1) et le site** (tome2) de « Comprendre l'électronique par la simulation » pour des informations complémentaires signalées par [Réf i].*

Tout comme pour les autres articles présentés dans le livre et le site, je réponds volontiers aux questions, remarques, et ce par le biais de la rubrique « courrier des lecteurs ».

N'hésitez pas à m'envoyer un email.

Serge Dusausay

** Comprendre l'électronique par la simulation
Serge Dusausay, Vuibert,
402 pages, n° ISBN 2 7117 8952 7*

*** Site Internet personnel,
<http://serge.dusausay.free.fr/>*

Plan de ce document :

Partie 1

*un schéma de départ d'un amplificateur de performances volontairement réduites.
Cela forme une étape pédagogique : on peut modéliser le montage par un quadripôle et mesurer ses paramètres de façon directe, avec ou sans contre-réaction.*

• Étude :

A : Polarisation,
B : Amplification petits signaux,
C : Mode commun,
D : Réponse harmonique,
E : Stabilité du système bouclé,
F : Réponse à l'échelon en suiveur,
G : Calcul du slew rate

• Simulation :

A : Polarisation,
B : Caractéristiques de transfert statique,
C : Amplification petits signaux,
D : Réponse harmonique,
E : Mode commun,
F : Réponse à des entrées sinusoïdales,
G : Réponse en montage suiveur : échelon, sinusoïde, slew rate

• Résultats expérimentaux :

A : Polarisation,
B : Caractéristique de transfert statique de l'amplificateur différentiel,
C : Essai en régime sinusoïdal de l'amplificateur différentiel,
D : Réponse à l'échelon de l'amplificateur différentiel,
E : Essai en régime sinusoïdal de l'amplificateur en boucle ouverte,
F : Mode commun,
G : Essai de l'amplificateur monté en suiveur : réponse à l'échelon petits signaux, réponse à la sinusoïde, réponse à l'échelon grands signaux,
H : Pour aller plus loin.

Conclusion

Partie 2

*on augmente considérablement le gain par le biais de charges actives.
Dans ce cas, on dispose d'un montage dont certaines performances sont comparables à celles d'un amplificateur opérationnel. D'ailleurs, on est très proche du schéma interne du très connu uA741.
Certaines mesures doivent être envisagées avec le montage contre-réactionné.*

• Étude :

Paire différentielle et son miroir, étage émetteur commun, réponse harmonique, slew rate

• Simulation :

A : Polarisation,
B : Caractéristiques de transfert statique,
C : Réponse harmonique,
D : Réponse en montage suiveur : stabilité, slew rate

• Résultats expérimentaux :

A : Polarisation,
B : Détermination de A_o et de la fréquence de coupure basse,
C : Amplification en boucle ouverte, en moyenne fréquence,
D : Amplificateur de gain 40 dB,
E : Essai de l'amplificateur monté en suiveur : réponse petits signaux, réponse grands signaux,
F : Pour aller plus loin.

Conclusion

Partie 1 : Un premier montage simple

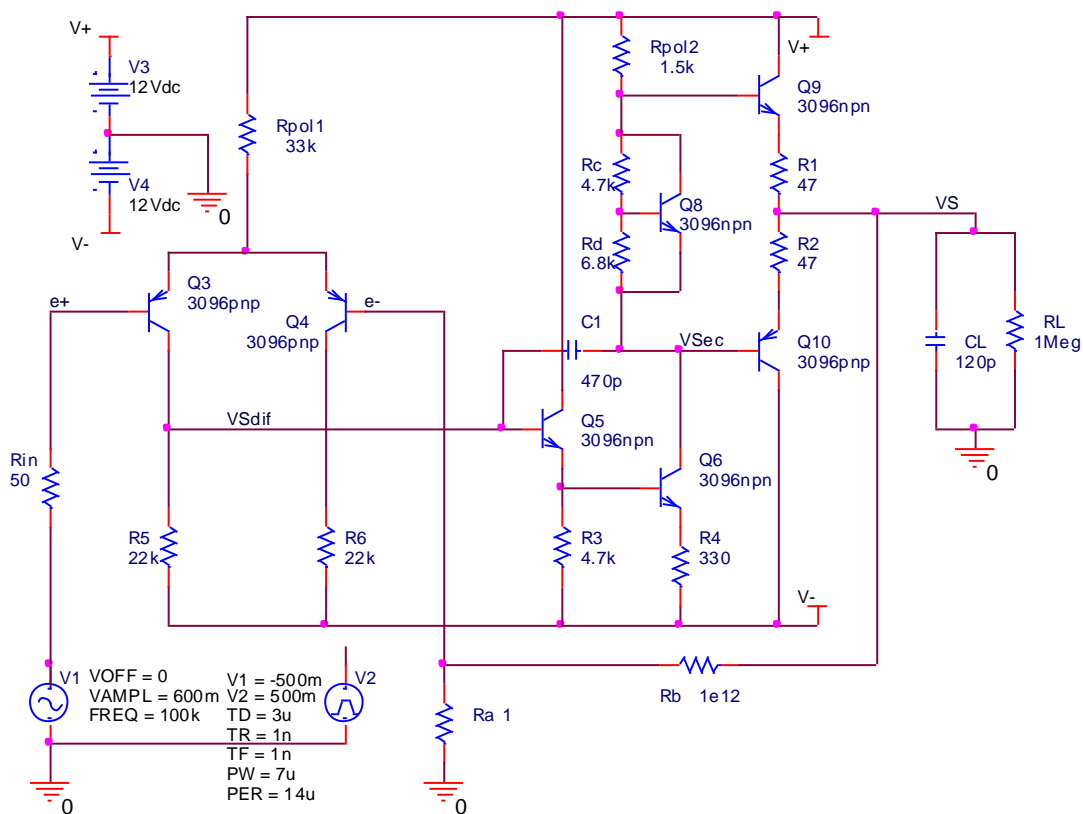


Schéma de l'amplificateur "simple"(7 transistors).

Remarque : ce schéma a été réalisé avec l'outil « Capture », en vue d'une simulation Pspice.

Explications rapides du schéma

A . Le cœur

Il s'agit d'une structure à 3 étages :

Amplificateur différentiel Q₃, Q₄, sur charges résistives, polarisé par une résistance.

Un amplificateur de tension Q₆, précédé d'un suiveur Q₅

Un amplificateur de courant, push pull Q₉, Q₁₀ , équipé de résistances de protection, polarisé par Q₈.

B . Les entrées sorties

- L'entrée + est l'entrée de l'amplificateur : une source, en série avec une résistance interne de 50 ohms, modélise le générateur basse fréquence exploité en pratique. On peut exploiter une source sinusoïdale, ou, par modification minimale du schéma, l'autre source, générant des signaux carrés.

- L'entrée - est utilisée pour faire la contre réaction, par 2 résistances Ra et Rb. Les simulations et essais réels ont été faits en boucle ouverte et en montage suiveur selon :

	Simulations	Essais réels
Boucle ouverte	Ra = 1 Ω (~ rappel à la masse)	fil reliant
	Rb = 1e12 (= infini)	e- à la masse
Suiveur	Ra = 1e12 (= infini)	fil reliant
	Rb = 1 Ω (~ retour unitaire)	e- à vs

Ces changements de valeurs permettent de conserver le schéma entre 2 simulations consécutives : on évite ainsi de le redessiner, même partiellement. Ces essais modélisent ce que l'on fait en pratique pour tester rapidement le circuit. D'autres valeurs de Ra et Rb permettent d'avoir un amplificateur.

- La charge R_L, C_L représente le câble coaxial raccordé à l'oscilloscope. Les simulations et essais montreront que l'on peut placer une charge de faible impédance.

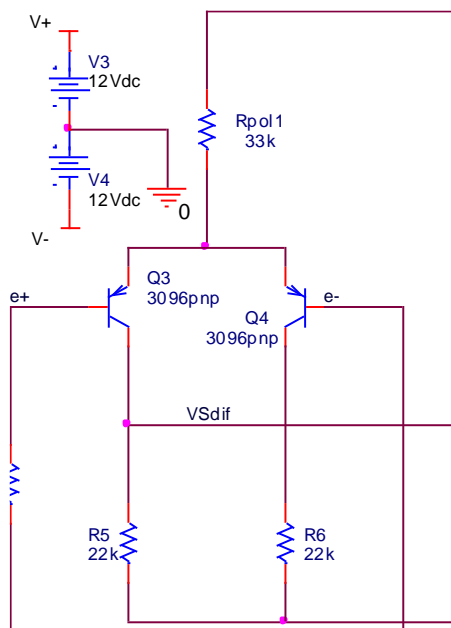
Calculs et prédétermination

A. Polarisation.

Le calcul de polarisation permet de vérifier si les transistors ont leur point de repos au milieu de leurs caractéristiques. Cela permet de s'assurer un fonctionnement dans une grande dynamique. Dans ce calcul, les condensateurs sont vus comme des circuits ouverts (impédance infinie). On positionne l'amplificateur en boucle ouverte.

• Paire différentielle.

Plaçons-nous à la condition de repos : les 2 entrées sont à 0 V.



étude de la paire différentielle

Hypothèse [hyp. 1] : Q₃ et Q₄ sont en polarisation normale (jonction B-E en direct, B-C en inverse).

On pose alors $V_{EB} = 0,6$ V pour ces transistors PNP.

La résistance R_{POL1} est soumise à une tension :

$$V^+ - V_{EB} = 12 - 0,6 = 11,4 \text{ V.}$$

Posons I_0 le courant traversant $R_{POL1} = 33 \text{ k}\Omega$.

$$\text{Par loi d'Ohm : } I_0 = 11,4 \text{ V} / 33 \text{ k}\Omega = 345 \mu\text{A}$$

$$\text{On déduit alors } I_{C3} = I_{C4} = I_0/2 = 172 \mu\text{A}$$

Hypothèse [hyp. 2] : $I_{B5} \ll I_{C3}$

La tension aux bornes de R₅ (ou de R₆) vaut alors :

$$22 \text{ k}\Omega \times 172 \mu\text{A} = 3,8 \text{ V.}$$

La sortie de l'amplificateur différentiel, c'est à dire le potentiel du collecteur de Q₃, est donc :

$$-12 + 3,8 = -8,2 \text{ V}$$

On peut vérifier, a posteriori, l'hypothèse [hyp. 1] de polarisation en mode normal de Q₃ et Q₄ :

$$V_{EC3} = V_{EC4} = V_E - V_C = 0,6 - (-8,2) = 8,8 \text{ V.}$$

$$V_{BC} = V_B - V_C = 0 - (-8,2) = 8,2 \text{ V.}$$

Les transistors Q₃ et Q₄ sont bien polarisés en mode normal.

d'après la data sheet du CA3096 :

$$\text{à } I_C = 172 \mu\text{A}, V_{EC} = 8,8 \text{ V}, \beta = 86.$$

Le courant de polarisation de base de Q₃ ou Q₄ sera de :

$$I_B = 172 / 86 = 2 \mu\text{A environ.}$$

Cela forme le I_{BIAS} de l'amplificateur opérationnel.

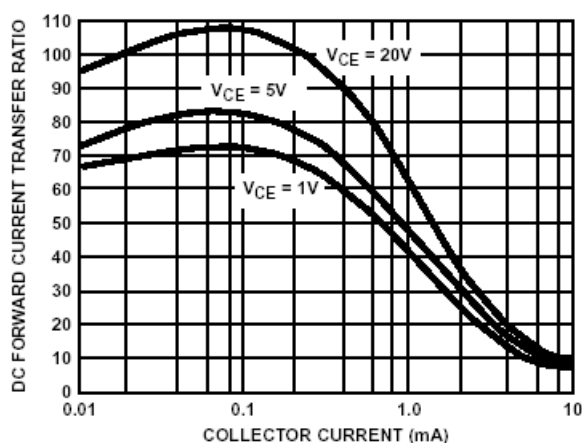


FIGURE 18. TRANSISTOR (PNP) h_{FE} vs COLLECTOR CURRENT

courbe $\beta = f(I_C)$ à V_{CE} constant (source : Intersil)

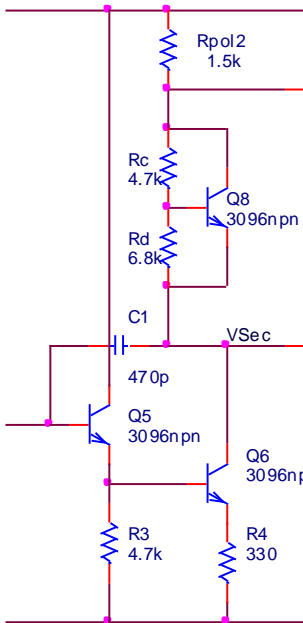
Excursion maximale des potentiels, en statique :

Pour une tension $V(e^+) - V(e^-)$ excessive ($> 0,1$ V environ), Q₃ est bloqué. La sortie de l'amplificateur différentiel, c'est à dire le potentiel du collecteur de Q₃, ou de la base de Q₅, est donc au -12 V. Le courant I_0 passe dans Q₄ et R₆. La tension aux bornes de R₆ vaut alors :

$$22 \text{ k}\Omega \times 345 \mu\text{A} = 7,6 \text{ V. Le potentiel du collecteur de Q}_4 \text{ vaut : } -12 + 7,6 = -4,4 \text{ V.}$$

Cette situation est inversée si $V(e^+) - V(e^-) < -0,1$ V environ.

- Le transistor Q₅ est monté en **collecteur commun**, ou émetteur suiveur.



Hypothèse [hyp. 3] : $I_{B6} \ll I_{C5}$.

La charge sur Q₅ n'est alors formée que de $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$. Ramenée à l'entrée (base de Q₅ monté en collecteur commun), elle apparaît comme βR_3 . Ceci est vrai en statique comme en dynamique.

Le calcul du courant de base peut se faire simplement, à partir de la source de Thévenin équivalente, placée sur la sortie de l'amplificateur différentiel, montrant I_{C3} circulant dans R_5 .

En modélisant Q₄ par une source de courant I_{C3} débitant sur R_5 , on a :
 $E_{TH} = R_5 I_{C3} = 22 \text{ k}\Omega \times 172 \mu\text{A} = 3,8 \text{ V}$ $R_{TH} = R_5 = 22 \text{ k}\Omega$.

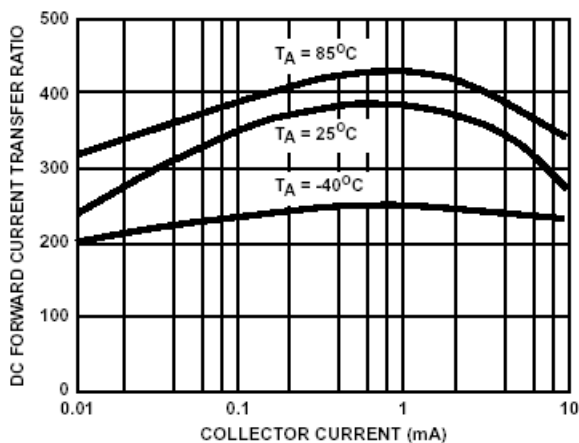
$$I_{B5} = (E_{TH} - V_{BE}) / (R_5 + \beta R_3)$$

A.N. : On prend V_{BE} de Q₅ = 0,6 V.

$V_{CE5} = 24 - V_{BE6} - U_{R4}$ est estimé à 21 V environ.

Le calcul précis (qui ne peut se faire qu'en connaissance de I_{C6}) n'est pas primordiale pour la recherche de β_5 .

étude du collecteur commun (Q₅)



D'après la data sheet du CA3096, on peut supposer dans un premier temps $\beta = 380$ environ. D'où :

$$I_{B5} = (3,8 - 0,6) / (22 \text{ k}\Omega + 380 \times 4,7 \text{ k}\Omega) = 1,77 \mu\text{A}$$

Cela confirme [hyp.2] : $I_{B5} \ll I_{C3}$:

$$1,77 \mu\text{A} \ll 172 \mu\text{A}$$

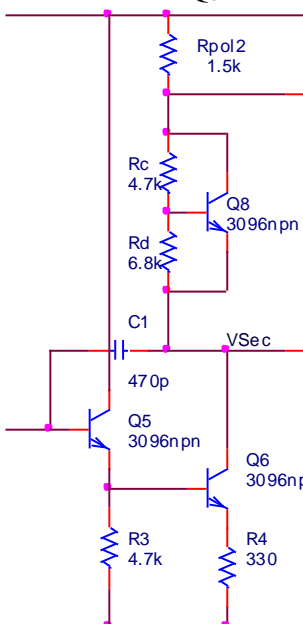
Et par suite :

$$I_{C5} = \beta I_{B5} = 380 \times 1,77 \mu\text{A} = 672 \mu\text{A}$$

Remarque : il est inutile d'itérer ce calcul, connaissant I_{C5} , donc une valeur plus précise de β . En effet, l'ordre de grandeur des courants reste exact.

$\beta = f(I_C)$ à T constante (source : Intersil)

- Le transistor Q₆ est monté en **émetteur commun**, avec résistance d'émetteur.



C'est un étage amplificateur de tension. Le calcul du courant de base peut également se faire par application du théorème de Thévenin :

$$E_{TH} = R_3 I_{C5} = 4,7 \text{ k}\Omega \times 0,67 \text{ mA} = 3,15 \text{ V}$$

On exploite que l'impédance de sortie de l'étage collecteur commun est très faible : $R_{TH} \approx 0$.

On tient compte que la résistance R_4 est vue, à l'entrée de l'émetteur commun, comme βR_4 .

$$I_{B6} = (E_{TH} - V_{BE}) / \beta R_4$$

$$\text{Et, par suite : } I_{C6} = \beta I_{B6} = (E_{TH} - V_{BE}) / R_4$$

A.N. : En prenant V_{BE} de Q₆ = 0,6 V, :

$$I_{C6} = (3,15 - 0,6) / 330 = 7,7 \text{ mA}$$

- Le transistor Q₈ forme un **translateur de tension**.

Par loi des nœuds : $I_{C6} = I_{Rd} + I_{C8} + I_{B10}$ (fléchés dans le sens normal).

On suppose 0,6 V en V_{BE8} . Cela donne un courant circulant dans R_d : $0,6 \text{ V} / 6,8 \text{ k}\Omega = 88 \mu\text{A}$.

I_{B10} est inconnu, mais est le courant d'entrée d'un collecteur commun, en limite de conduction. On peut raisonnablement penser que I_{B10} est négligeable, surtout devant $I_{C6} = 7,7 \text{ mA}$.

étude de Q₆ et de Q₈

Le courant de collecteur de Q₈ (= I_{C6} - I_{Rd} - I_{B10}) devrait être de l'ordre de 7,5 mA, ce qui permet d'évaluer β à 300 environ. Le courant de base de Q₈ est 7,5 / 300 = 25 μA. Par simple loi des nœuds, on déduit le courant circulant dans R_c : 88 μA + 25 μA = 113 μA. Et, par conséquence, une tension à ces bornes de 4,7 k x 113 μ = 0,53 V.

La tension collecteur émetteur de Q₈ est 0,6 + 0,53 = 1,13 V, soit très proche de 1,2 V. Cet étage a pour but d'imposer deux fois 0,6 V pour la polarisation du push pull.

La tension aux bornes de R_{POL2} vaut : R_{POL2} x I_{C6} = 1,5 kΩ x 7,7 mA = 11,55 V.

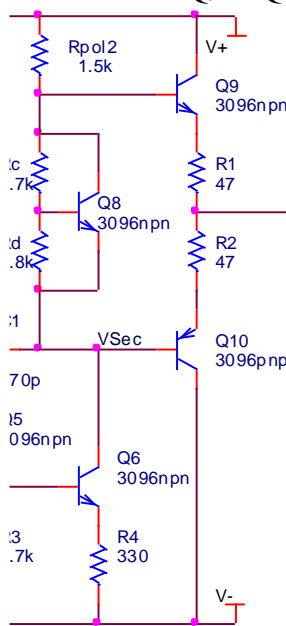
La tension aux bornes de R₄ vaut : R₄ x I_{C6} = 330 Ω x 7,7 mA = 2,54 V.

On déduit V_{CE} de Q₆ : V_{CE6} = (V⁺ - V⁻) - U_{RPOL2} - V_{CE8} - U_{R4} = 24 - 11,55 - 1,13 - 2,54 = 8,8 V.

En reprenant β = 380 pour Q₆, on a : I_{B6} = I_{C6} / β = 7,7 / 380 = 20 μA.

On peut vérifier l'hypothèse [hyp. 2] : I_{B6} << I_{C5}, soit 20 μA << 680 μA.

- Les transistors Q₉ et Q₁₀ forment une structure Push-Pull. Ils sont montés en **collecteur commun** :



étude du push pull
(Q₉ et Q₁₀)

Les courants de base sont négligeables devant I_{C6}, circulant dans la branche de polarisation.

On suppose dans cette configuration que Q₉ et Q₁₀ sont en limite de conduction.

Si on applique un signal à l'entrée de cet étage, un seul transistor conduit :

si cette tension est positive, c'est Q₉ qui est conducteur (Q₁₀ est bloqué),

si cette tension est négative, c'est Q₁₀ qui est conducteur (Q₉ est bloqué).

Les résistances R₁, R₂ agissent en protection (un court-circuit de la sortie sur la masse) et en stabilisation thermique.

B . Amplification petits signaux, régime linéaire, moyenne fréquence

Le régime petits signaux est le cas de figure où l'amplitude des tensions, des courants est très faible, afin de rester au voisinage du point de polarisation. Sous cette condition, on peut faire l'approximation que l'on travaille en régime linéaire. Le domaine moyenne fréquence est le cas où les condensateurs de découplage, les alimentations de tension, sont vus comme des courts-circuits. Les condensateurs de faible valeur, comme C₁ = 470 pF, sont encore vus comme des circuits ouverts. Par exemple à f = 100 Hz, C₁ présente 3,4 MΩ. On conserve le montage « boucle ouverte ».

• Paire différentielle, à PNP

C'est la structure de base. L'étage qui suit (collecteur commun) ne perturbe pas la paire différentielle. En petites variations autour du point de repos : A_d = g_m R₅ / 2. [Réf 1]

g_m = I_C / V_T = I_C q / k T = 172 μA / 26 mV = 6,6 mA/V, d'où A_d = 6,6 x 22 / 2 = 72,6.

C'est la sortie inverseuse qui est connectée sur l'étage suivant. On a donc : $A_d = -72,6$

L'impédance présente entre les entrées e⁺ et e⁻ vaut 2 r_π avec r_π = V_T / I_B. (r_π est également notée h_{11e}, dans certaines littératures qui exploitent le modèle quadripôle hybride du transistor).

Soit, par r_π = 26 mV / 2 μA, on obtient 2 r_π = 26 kΩ.

L'impédance de sortie est R₅ soit $R_{sa} = 22 \text{ k}\Omega$. On néglige le rôle de r_o, résistance de sortie des transistors.

• **Collecteur commun**, ou émetteur suiveur.

Q₅ est un suiveur de tension, d'impédance d'entrée très élevée, et d'impédance de sortie très faible.

• Le transistor Q₆ est monté en **émetteur commun**, avec résistance d'émetteur R₄.

Hypothèse : en régime dynamique, l'étage translateur de tension à base de Q₈ ne présente quasiment pas d'impédance interne (ceci est montré au paragraphe suivant).

La base de Q₉ présente une impédance dynamique très élevée (montage collecteur commun).

On en conclut que la charge dynamique sur le collecteur de Q₆ est R_{pol2} = 1,5 kΩ.

L'amplificateur de cet étage est $A_v = -\beta R_{pol2} / (r_\pi + \beta R_4)$,

où r_π (appelée aussi h_{11e}) est, en première approximation, V_T / I_{B6}, soit 26 mV / 20 μA = 1,3 kΩ.

On a : β R₄ = 380 x 330 = 125,4 kΩ.

Nous sommes dans le cas où r_π << β R₄ d'où : $A_v = - R_{pol2} / R_4 = - 1,5 \text{ k} / 330 = - 4,5$. $A_v = - 4,5$

(Remarque : cette valeur est volontairement faible, et sera plus grande dans la version améliorée).

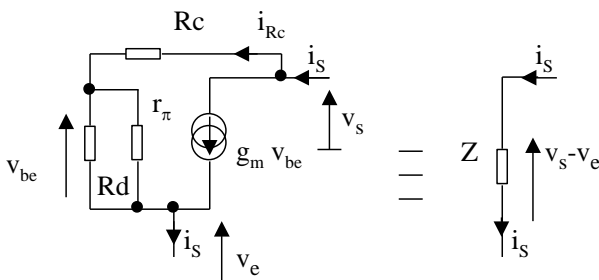
L'impédance d'entrée est : r_π + β R₄, soit 126,7 kΩ. Cela ne perturbe en rien l'étage précédent, le collecteur commun.

L'impédance de sortie est R_{pol2}, soit $R_{se} = 1,5 \text{ k}\Omega$, en négligeant le rôle de r₀₆.

• Translateur à base du transistor Q₈.

Représentons le schéma petits signaux, et déterminons l'impédance interne Z, vue entre v_s et v_e.

Le transistor Q₈ est modélisé par r_π, g_m v_{be}.



Le nœud de sortie donne :

$$i_s = i_{RC} + g_m v_{be}$$

On pose $r = R_d // r_\pi$.

Il vient, par pont diviseur : $v_{be} = (v_s - v_e) \frac{r}{r + R_c}$

et, par loi d'Ohm : $i_{rc} = \frac{v_{be}}{r}$

schéma dynamique petits signaux du translateur

D'où : $i_s = \frac{v_{be}}{r} + g_m v_{be} = v_{be} (g_m + \frac{1}{r})$ soit : $i_s = (v_s - v_e) (\frac{r}{r + R_c}) (g_m + \frac{1}{r})$

Il vient : $\frac{(v_s - v_e)}{i_s} = Z = \frac{(r + R_c)}{1 + r g_m}$

Application numérique :

I_C = 7 mA, d'où g_m = 0,28 I_B = 23 μA, d'où r_π = 1 kΩ r = 6,8 kΩ // 1kΩ = 871 Ω

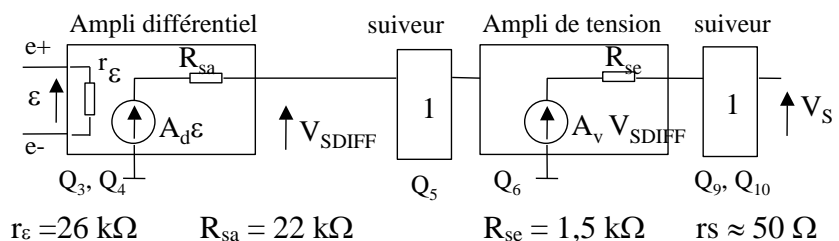
On déduit $Z = 23 \Omega$. Le translateur de tension présente donc une impédance dynamique très faible devant R_{pol1} = 1,5 kΩ et ne modifie donc pas l'amplification de l'émetteur commun.

• Q₉ et Q₁₀ sont montés en **collecteur commun** :

Amplification en tension = 1, impédance d'entrée = β R_L. Même si R_L ne fait que 1 kΩ, l'impédance d'entrée demeure très élevée (plusieurs centaines de kΩ). La résistance R₁ (ou R₂) est négligeable devant R_L. L'impédance de sortie est r_π / β, qui s'ajoute à R₁ = 47 Ω. L'ordre de grandeur attendu est donc de quelques dizaines d'Ohm.

• Schéma récapitulatif :

L'amplification résultante est : A_d A_v = (- 72,6) x (- 4,5) = 326, que l'on pose à A_o.



Remarque : A_o est positif.

r_e = 26 kΩ R_{sa} = 22 kΩ R_{se} = 1,5 kΩ r_s ≈ 50 Ω

Schéma dynamique petits signaux moyenne fréquence

C . Amplification en mode commun (petits signaux, régime linéaire, moyenne fréquence)

En superposition du signal de sortie lié à la différence des potentiels d'entrée, un amplificateur différentiel délivre également un signal lié à la somme des potentiels d'entrée. Ce terme supplémentaire est, en relatif, faible, mais n'est pas à négliger dans une étude.

Il a été montré que la tension de sortie de l'amplificateur différentiel s'écrit : [Réf 2]

$$V_{SDIFF} = A_d (e^+ - e^-) + A_{mc} (e^+ + e^-) / 2$$

où $A_d = - R_5 g_m / 2 = 22 \text{ k} \times 6,6/2 \text{ mA/V} = - 72,6$, amplification en mode dissymétrique calculée précédemment,

et $A_{mc} = R_5 / 2 R_{pol1} \approx 22 \text{ k} / (2 \times 33 \text{ k}) = 0,33$, amplification en mode commun.

Le taux de réjection en mode commun (ou CMRR, "common mode rejection ratio"), est défini par :

$$20 \log \left| \frac{A_d}{A_{mc}} \right| \approx 20 \log (g_m R_{pol1}) = 20 \log (6,6 \times 33), \text{ soit } 46,7 \text{ dB.}$$

Le reste du montage ne modifie pas le CMRR.

D . Amplification petits signaux, régime linéaire, haute fréquence. Réponse harmonique

Le domaine haute fréquence est le cas où les condensateurs de très faible valeur ne peuvent plus être vus comme des circuits ouverts. Par exemple, à $f = 1 \text{ MHz}$, $C_1 = 470 \text{ pF}$ présente une réactance de 340Ω . De plus, les transistors présentent un comportement qu'un modèle simplifié ne peut décrire. Il faut au moins introduire le rôle des condensateurs de jonction (de l'ordre du pF) présents en Base-Emetteur et Base-Collecteur. L'étude, encore simple dans le cas d'un montage à un ou deux transistors, devient ici beaucoup plus complexe. Nous nous bornerons à analyser le rôle de C_1 dans la réponse harmonique, ce qui est néanmoins le premier phénomène qui intervient quand on monte en fréquence. On conserve le montage « boucle ouverte ».

Plaçons C_1 sur le schéma petits signaux linéarisé :

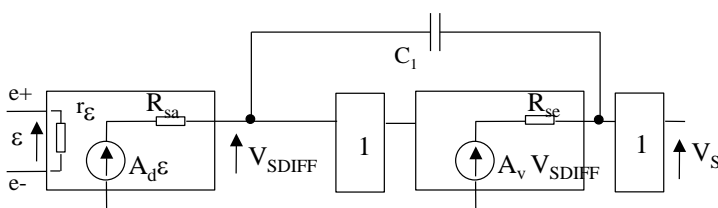


Schéma dynamique petits signaux haute fréquence

Ce schéma montre un condensateur placé entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur de tension.

Usuellement, on applique le théorème de Miller. Ce dernier, qui est une transformation de schéma, permet, grâce à une approximation, de faire un raccourci de calcul pour accéder rapidement à la réponse en fréquence du montage. Dans notre application numérique (faible gain), il est plus rigoureux de ne pas faire l'approximation de Miller.

Il est facile de montrer que la fonction de transfert exacte de toute la chaîne est [Réf 3] :

$$\frac{V_S}{\varepsilon} = A_d A_v \left(\frac{1 - j\omega/\omega_N}{1 + j\omega/\omega_D} \right) \text{ où } A_d \text{ et } A_v \text{ sont tous deux négatifs. On rappelle : } A_d A_v = 326.$$

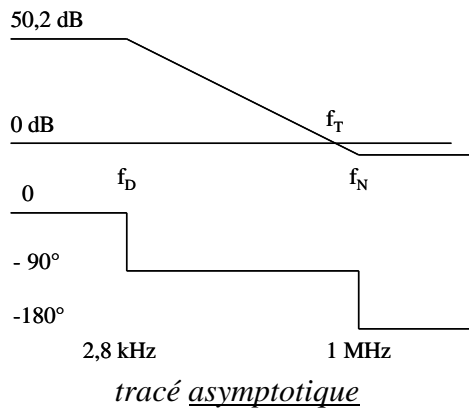
$$\omega_N = - A_v / (R_{se} C_1) = 4,5 / (1,5 \text{ k} \cdot 470 \text{ p}), \text{ soit, par } \omega = 2 \pi f :$$

$$\omega_D = 1 / (R_{sa} + R_{se} - A_v R_{sa}) C_1 = 1 / (22 \text{ k} + 1,5 \text{ k} + 4,5 \cdot 22 \text{ k}) \cdot 470 \text{ p}, \text{ soit}$$

$$f_N = 1,016 \text{ MHz}$$

$$f_D = 2764 \text{ Hz.}$$

On peut donc idéaliser la réponse harmonique par :



Module :

Pour des fréquences très faibles, un plateau à $20 \log 326$, soit 50,2 dB. Puis une fréquence de coupure à $f_D \cong 2,8 \text{ kHz}$. La décroissance du gain suit alors une pente de -20 dB / décade . Et à la fréquence $f_N \cong 1 \text{ MHz}$, la courbe de module revient sur un plateau, par action du numérateur.

Phase :

commence à 0, puis effectue une rotation de -90° au passage à 2,8 kHz, puis, par action du numérateur, une nouvelle rotation de -90° au passage à 1 MHz.

La décroissance de gain entre les fréquences f_N et f_D est $20 \log (f_N / f_D) = 51,3 \text{ dB}$. Le deuxième plateau est donc situé à : $50,2 - 51,3 = -1,1 \text{ dB}$.

Le passage à 0 dB s'effectue à une fréquence f_T telle que : $f_T = 326 f_d = \boxed{900 \text{ kHz}}$. Ce calcul est approché, car la courbe exacte quitte l'asymptote dans cette zone.

En fait, il faut s'attendre qu'aux alentours du MHz, d'autres phénomènes interviennent, et que ce calcul ne soit plus exact. Néanmoins, une fréquence de transition de l'ordre du MHz est probable.

E . Stabilité du système bouclé

L'amplificateur peut être utilisé avec une contre réaction. Mais comme tout système bouclé, il faut vérifier au préalable les conditions de stabilité. L'étude doit être faite dans le pire cas, c'est à dire le montage suiveur, où le retour est unitaire. La F.T.B.O. du montage est donc confondue avec la chaîne directe.

Posons $H(p)$, la transmittance de la chaîne directe : $H(p) = S(p) / \varepsilon(p)$.

L'étude harmonique précédente nous permet de prendre comme hypothèse [hyp. 4] :

$$H(p) = A \left(\frac{1 - \tau_N p}{1 + \tau_D p} \right) \quad \text{Avec } A = A_d A_v = 326 \quad \tau_N = 1/\omega_N = 0,156 \mu\text{s} \quad \tau_D = 1/\omega_D = 57,575 \mu\text{s}$$

Le retour étant unitaire (montage suiveur) la FTBF a pour transmittance : $H(p) / [1 + H(p)]$.

Ce qui donne une
$$FTBF(p) = A' \left(\frac{1 - \tau'_N p}{1 + \tau'_D p} \right)$$

Avec :

$$\begin{aligned} A' &= A / (1 + A) &&= 1 \\ \tau'_N &= \tau_N &&= 0,156 \mu\text{s} \\ \tau'_D &= (\tau_D - A\tau_N) / (1 + A) &&= 0,0216 \mu\text{s} \end{aligned}$$

Le calcul des pôles de la T.B.F. donne un seul pôle situé à $-1 / \tau'_D$.

On aboutit à un pôle à partie réelle négative. Le système bouclé est donc stable.

F . Prédétermination de la réponse à l'échelon petits signaux du suiveur.

On remarque que la FTBF(p) peut se mettre sous la forme : $(1 + \alpha \tau p) / (1 + \tau p)$, fonction dont la réponse indicielle est connue [Réf 4].

L'application numérique donne : $\tau = 0,0216 \mu\text{s} \quad \alpha = -7,2$.

Le comportement à l'échelon d'amplitude E_0 est le suivant :

À $t = 0+$, $s(t) = \alpha E_0$, donc négatif.

À $t \rightarrow \infty$, $s(t) \rightarrow E_0$

Cette réponse commence par un échelon dans le sens inverse de la tension de commande, puis, évolue vers la valeur finale qui est la recopie de E_o , par une loi du premier ordre de constante de temps $\tau = 21,6$ ns. On peut donc dire, en première conclusion, que la tension de sortie sera stabilisée après 3τ , soit 65 ns environ.

Il est important de rappeler que ce calcul est exact si la réponse harmonique de la T.B.O. est :

$$V_S / \varepsilon = A_d A_v (1 - j\omega / \omega_N) / (1 + j\omega / \omega_D)$$

Deux remarques s'imposent :

- Une exploitation du théorème de Miller aurait abouti à une tout autre réponse indicielle (un deuxième ordre à $z \gg 1$),
- Si la T.B.O. a un autre comportement en haute fréquence (notamment après f_T), on aboutit à une réponse indicielle différente.

G. Calcul du slew rate

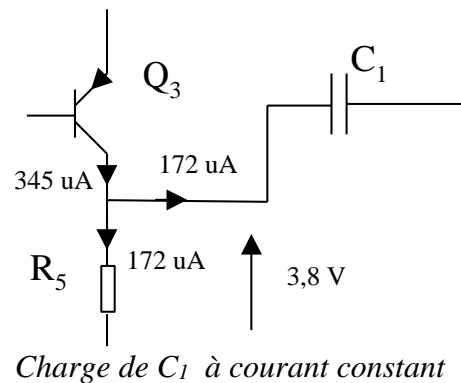
Le slew rate est un phénomène connu [Réf. 7], et est facilement calculable sur un essai en grands signaux.

Si l'entrée ε passe instantanément à une valeur négative, suffisante pour bloquer Q_4 , alors $I_{C3} = I_o = 345 \mu A$.

La tension aux bornes de R_5 reste imposée par la maille Q_5, Q_6 et vaut 3,8 V.

Le courant circulant dans R_5 reste alors constant et égal à 172 μA .

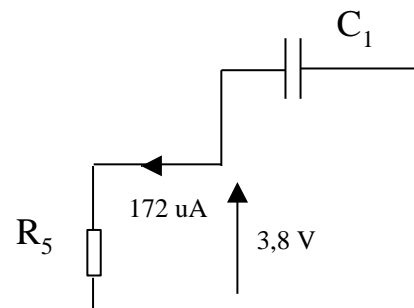
La différence de courant, soit 172 μA charge le condensateur.



Si l'entrée ε passe instantanément à une valeur élevée suffisante pour bloquer Q_3 , alors on a : $I_{C3} = 0$.

La tension aux bornes de R_5 qui reste imposée par la maille Q_5, Q_6 et qui vaut 3,8 V, maintient le courant circulant constant et égal à 172 μA .

Le condensateur C_1 se décharge par ce courant constant.



La tension aux bornes de C_1 évolue selon une loi $I t / C_1$, et cette rampe est reportée sur la tension de sortie, après le push-pull. Il en résulte une droite dont le coefficient directeur est :

$$I/C_1 = 172\mu / 470p = 0,36 \text{ V}/\mu s.$$

Cela signifie que cet amplificateur ne pourra délivrer en sortie une variation de tension plus rapide que 0,36 V / μs . Cette valeur est le slew rate (S.R.) de cet amplificateur. Nous verrons sur les simulations et essais réels la conséquence pratique.