

Un amplificateur, à transistors bipolaires, à 3 étages

J'invite le lecteur à consulter le site pour des informations complémentaires.

Page d'accueil du site Internet :

[page d'accueil](#)

d'autres pdf, sur différents sujets :

[liste des PDF](#)

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

(épuisé)

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

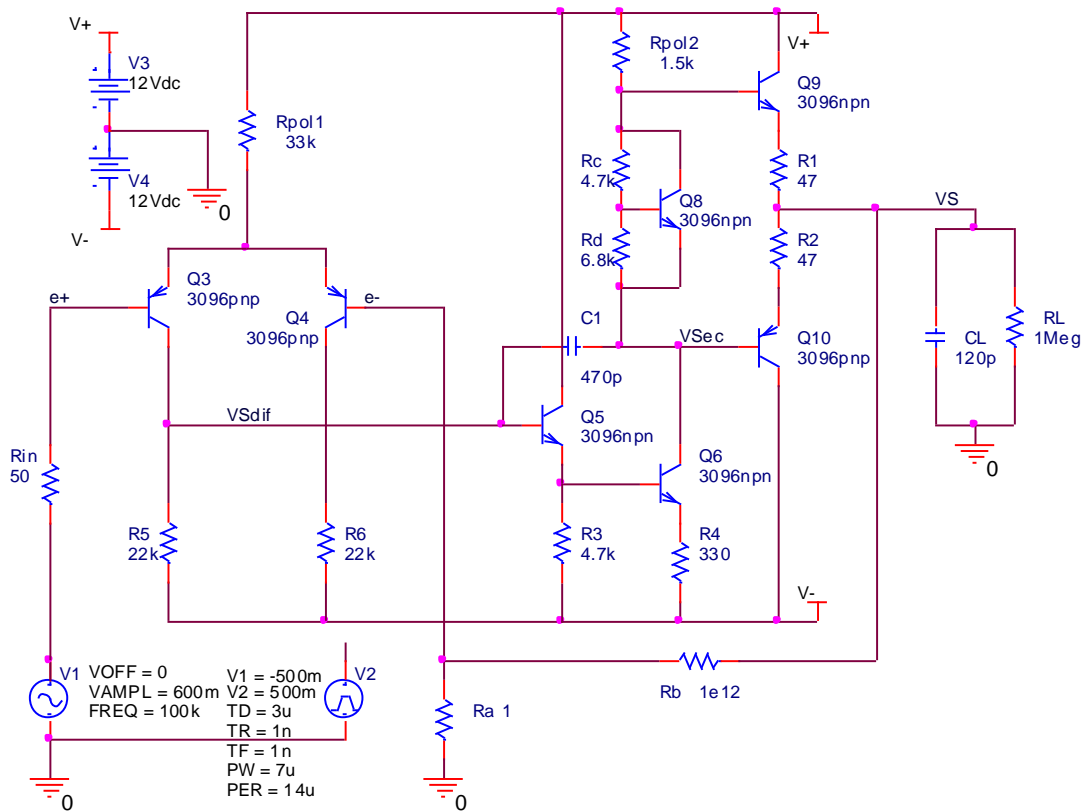


Schéma de l'amplificateur "simple"(7 transistors).

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.

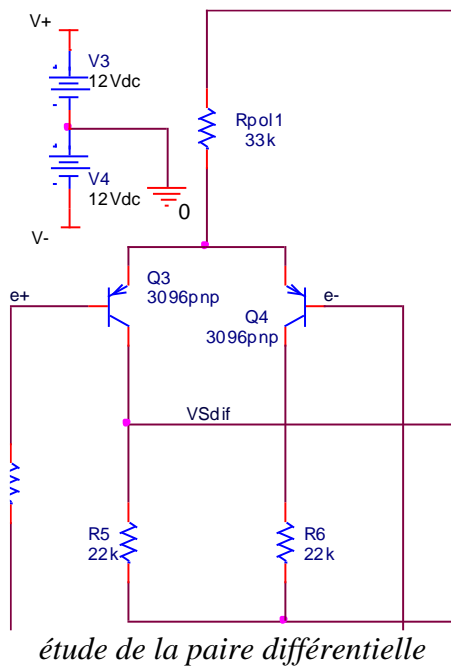
Calculs et prédétermination

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.



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.

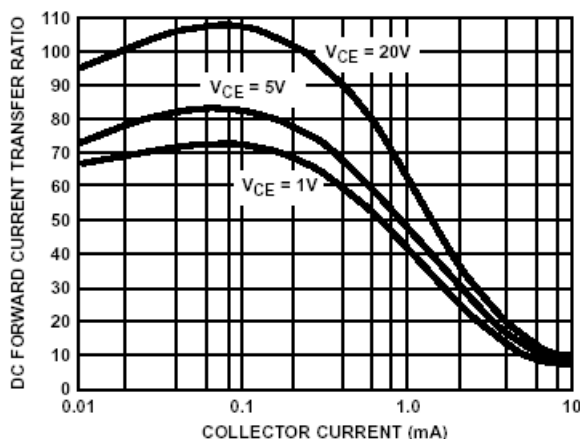


FIGURE 18. TRANSISTOR (PNP) h_{FE} vs COLLECTOR CURRENT

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.

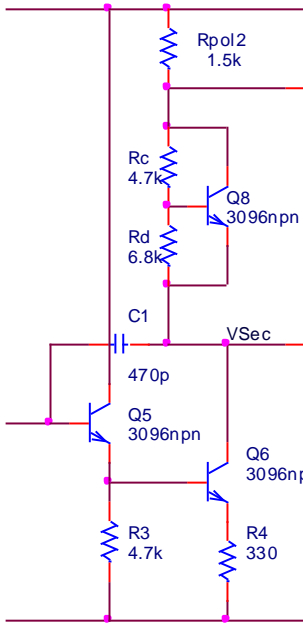
d'après la data sheet du CA3096 :

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

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.



étude du collecteur commun (Q5)

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 .

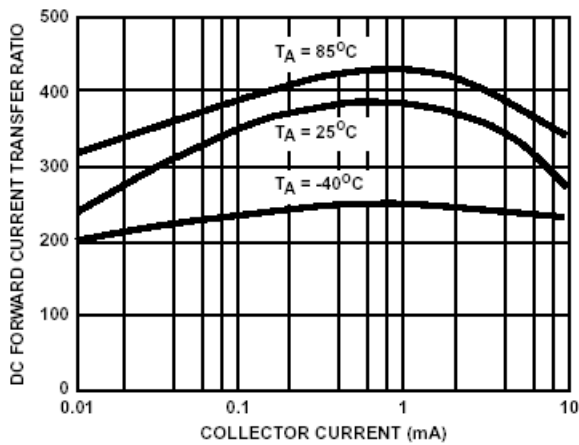
En modélisant Q4 par une source de courant I_{C3} débitant sur R_5 , on a :
 $E_{TH} = R_5 I_{C3} = 22 \text{ k}\Omega \times 172 \mu\text{A} = 3,8 \text{ V}$ $R_{TH} = R_5 = 22 \text{ k}\Omega$.

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

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 .



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 :

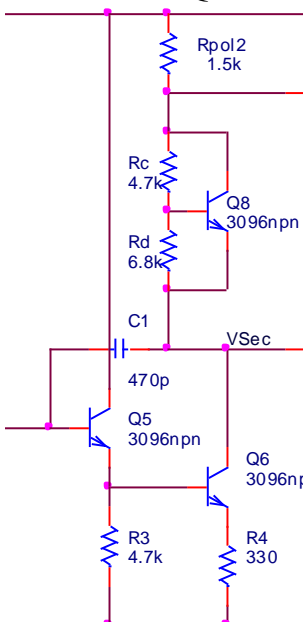
$$I_{C5} = \beta I_{B5} = 380 \times 1,77 \mu\text{A} = 672 \mu\text{A}$$

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.



étude de Q6 et de Q8

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 $I_{C6} = 7,7 \text{ mA}$.

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.

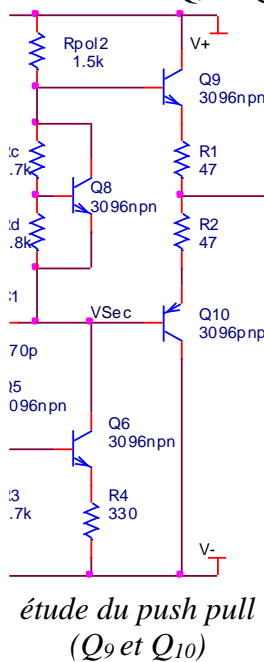
La tension aux bornes de R₄ vaut : R₄ x I_{C6} = 330 Ω x 7,7 mA = 2,54 V.

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** :



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 kΩ. On néglige le rôle de r₀, 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 = - β R_{pol2} / (r_π + β R₄),

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} / R₄ = - 1,5 k / 330 = - 4,5. A_v = - 4,5

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

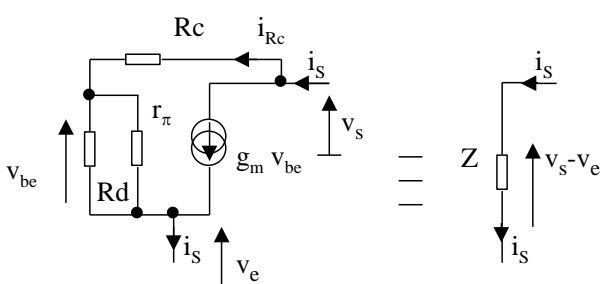
L'impédance d'entrée est : r_π + β R₄, soit 126,7 kΩ. Cela ne perturbe en rien l'étage précédent, le collecteur commun.

L'impédance de sortie est R_{pol2}, soit R_{se} = 1,5 kΩ, 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_π.

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 Ω. 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.

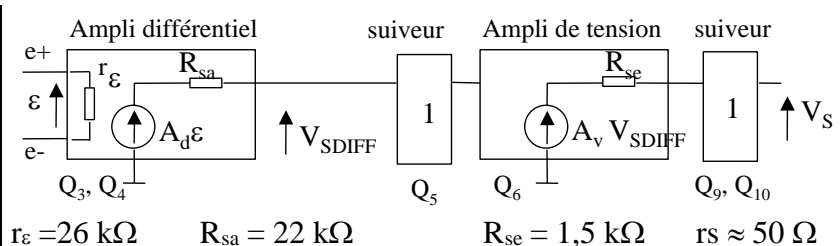


Schéma dynamique petits signaux moyenne fréquence

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

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

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

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 :

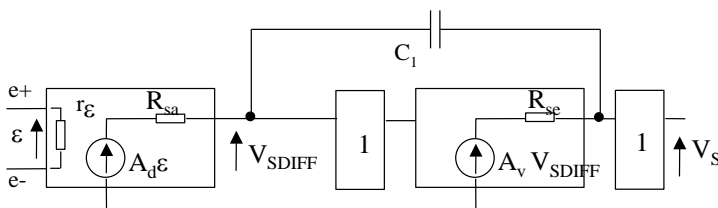


Schéma dynamique petits signaux haute fréquence

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] :

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

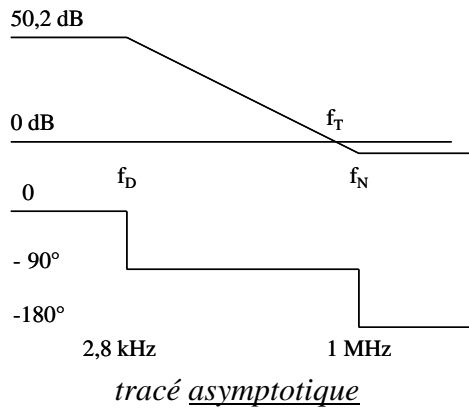
$$\omega_N = - A_v / R_{se} C_1 = 4,5 / (1,5 \text{ k } 470 \text{ p}), \text{ soit, par } \omega = 2 \pi f :$$

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

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

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

On peut donc idéaliser la réponse harmonique de l'amplificateur complet 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
$$\text{FTBF}(p) = A' \left(\frac{1 - \tau'_N p}{1 + \tau'_D p} \right)$$

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 : $\tau = 0,0216 \mu\text{s}$ $\alpha = -7,2$.

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

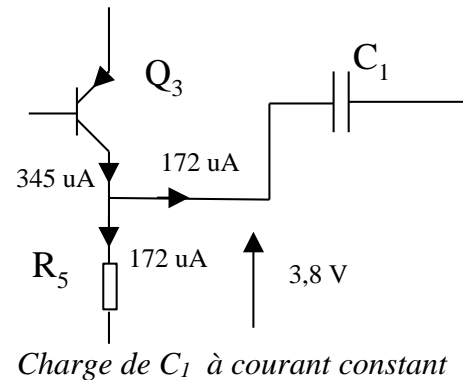
Le slew rate est un phénomène connu [Réf. 7], et est facilement calculable sur un essai en grands signaux.

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 .

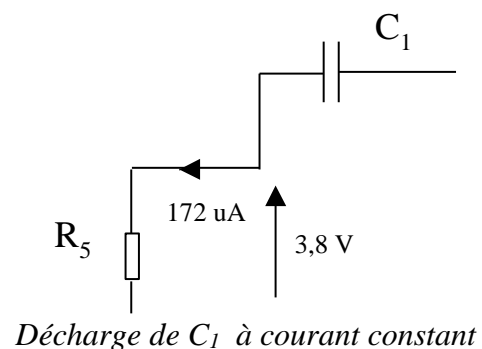
La différence de courant, soit 172 μA , charge le condensateur.



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, suiveur de tension.

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 $0,36 \text{ V} / \mu s$. Cette valeur est le slew rate (S.R.) de cet amplificateur. Nous verrons sur les simulations et essais réels la conséquence pratique.

Simulations du montage simple

Parmi toutes les simulations possibles (et on peut en trouver des nombreuses...), il faut au minimum traiter les fondamentales : polarisation, amplification petits signaux, comportement temporel. Il a été ajouté ici des simulations permettant de conforter les calculs précédents.

A . Polarisation.

On configure le montage sans contre réaction. On teste ainsi l'amplificateur « en boucle ouverte ». Pour ce faire, on positionne $R_a = 1 \Omega$ et $R_b = 1e12 \Omega$. Rappelons que ces valeurs arbitraires permettent de passer boucle ouverte / boucle fermée sans avoir à modifier le schéma sous Orcad.

Une simulation « .DC » a donné les tensions suivantes (extrait du fichier de sortie):

node	voltage	node	voltage
e+	103,5 μV	e-	2,077 μV
Vsdif	-8,2876 V	Vsec (Base Q ₁₀)	30 mV
Vs	0,665 V	Base Q ₉	1,32 V

Ainsi que les courants suivants (positifs dans le sens normal) :

	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₈	Q ₉	Q ₁₀
I _B	2,07 μA	2,08 μA	1,48 μA	21,2 μA	22,9 μA	1,11 μA	6,29 μA
I _C	170 μA	171 μA	673 μA	7,13 mA	6,99 mA	459 μA	453 μA

Interprétation :

- Le courant de polarisation $I_0 = 345 \mu\text{A}$ (obtenu par simple somme des courants d'émetteurs de Q₃ et Q₄, ou par loi d'Ohm aux bornes de R_{POL1}), est de valeur conforme à celle calculée.

Les courants de base de la paire différentielle sont très proches de la valeur attendue (2 μA).

On peut remarquer, dans cet exemple, que cela provoque un potentiel de 100 μV sur l'entrée e⁺ (dû à la chute de tension aux bornes de la résistance d'attaque de 50 Ω) et quasi nulle sur e⁻. Il s'ensuit une tension de décalage d'environ 100 μV à l'entrée de l'amplificateur. (C'est la conséquence du courant I_{BIAS} quand les chutes de tensions rencontrées par les résistances connectées sur les entrées e⁺ et e⁻ ne se compensent pas).

- Le collecteur commun Q₅ est polarisé à 0,67 mA. (calculé : 0,68 mA)

- L'émetteur commun Q₆ est polarisé à 7,13 mA (calculé : 7,7 mA).

- Le push pull de sortie montre un quasi équilibre des courants de collecteur, mais une grande différence des courants de base respectifs : il faut rappeler que le β_{PNP} est très inférieur à β_{NPN} .

- La tension de sortie Vs est à 0,665 V. Idéalement, sur un amplificateur parfait, en plaçant 0 V sur les 2 entrées, on devrait avoir 0 V en sortie. En fait :

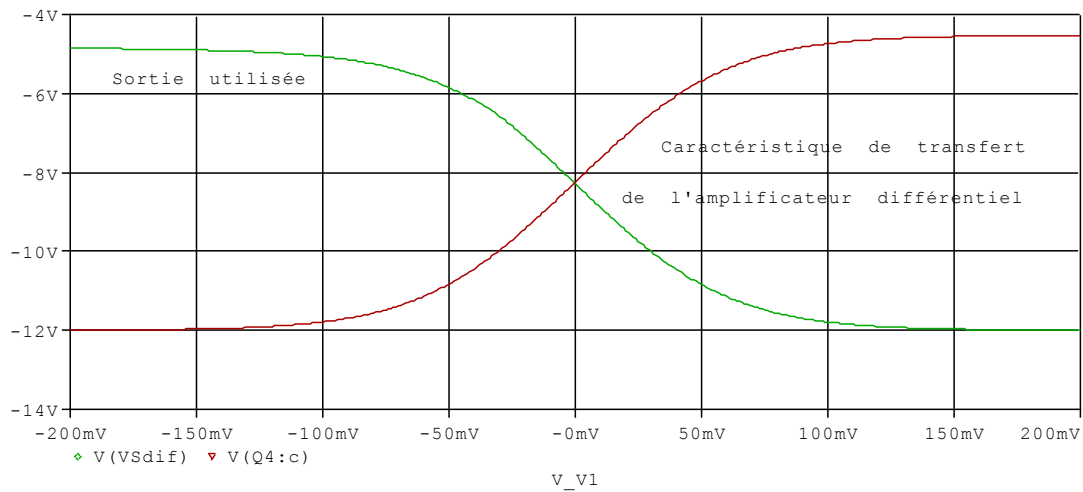
- la tension de décalage de 100 μV (due à I_{BIAS}) à l'entrée est amplifiée,
- la polarisation n'est pas réglée pour avoir exactement 0 V,
- la structure de tout l'amplificateur est dissymétrique (Q₉, Q₁₀ différent).

Si on tient compte de la valeur de l'amplification (326 calculée) cela signifie que ce montage « voit » une tension d'offset ramenée à l'entrée de $0,665 / 326 = 2 \text{ mV}$ environ. Cette valeur est très raisonnable.

B. Caractéristiques de transfert statique

La caractéristique de transfert statique montre la relation Sortie/Entrée en continu.

• de l'amplificateur différentiel



L'outil Pspice permet, une analyse DC, associée au balayage d'un paramètre.

Ici, la tension continue d'entrée (ε , ou $V(1)$) varie finement entre -200 mV et $+200$ mV.

On observe les 2 sorties : collecteur de Q_4 , et collecteur de Q_3 .

La sortie exploitée est le collecteur de Q_3 .

On conclut sur ce résultat de simulation :

Si $\varepsilon < -100$ mV environ, le potentiel de sortie est maintenu à -5 V environ

Si $\varepsilon > +100$ mV environ, le potentiel de sortie est maintenu à -12 V.

Entre ces valeurs extrêmes, on observe alors l'évolution des potentiels de collecteur des transistors : on trouve les caractéristiques « en X » bien connues [Réf. 5].

Rappelons que l'équation d'une sortie de la paire différentielle est : $-12 + R_5 I_o / (1 + \exp(\varepsilon / V_T))$

Ici, avec $R_5 = 22$ k Ω $I_o = 345$ μ A, soit $R_5 I_o = 7,6$ V, d'où une dynamique de -12 V à $-4,41$ V.

La légère dissymétrie entre les 2 sorties est la présence du courant de base de Q_5 prélevé dans une branche.

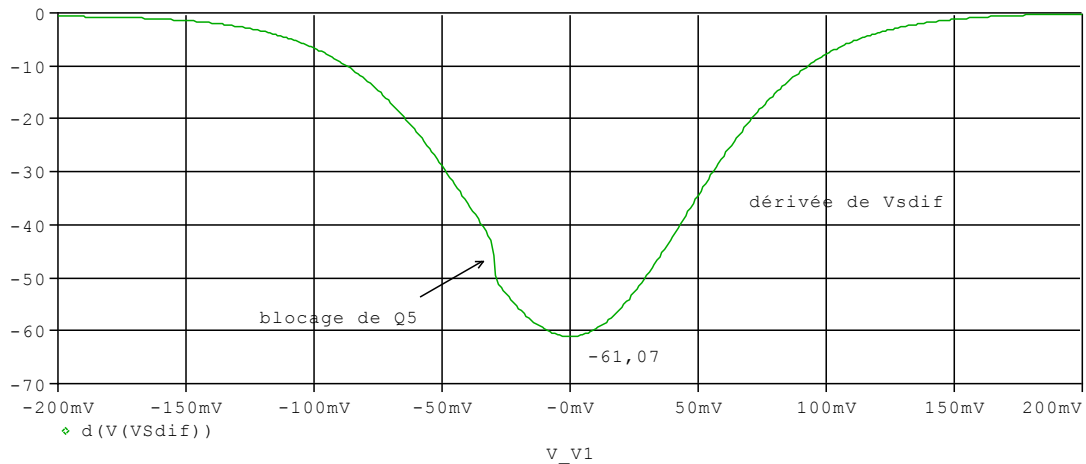
Remarque : en toute rigueur, il eût été plus exact d'obtenir cette caractéristique par une simulation mettant en œuvre **deux** sources de tension, l'une croissante sur l'entrée e^+ (-100 mV à $+100$ mV), l'autre décroissante sur l'entrée e^- ($+100$ mV à -100 mV). Cela revenait au même sur la tension différentielle ε , ($= e^+ - e^-$) mais assurait une somme ($e^+ + e^-$) nulle, en conséquence, aucune tension de mode commun [Réf 6].

Dans notre simulation, $e^+ + e^- = 200$ mV en bout de réglage. Le calcul de A_{mc} ayant donné 0,33, il faut, en toute rigueur, tenir compte d'un potentiel additif de 66 mV sur la sortie, ce qui a été négligé devant les 7,6 V de dynamique.

Amplification très basse fréquence de l'amplificateur différentiel

La caractéristique de transfert statique donne l'amplification statique : une variation $\Delta\varepsilon$ entraîne une variation ΔV_{SDIFF} . Pspice permet de tracer la courbe $\Delta V_{SDIFF}/\Delta\varepsilon$.

En dérivant V_{SDIFF} par rapport à ε , on déduit l'amplification statique $\Delta V_{SDIFF}/\Delta\varepsilon$

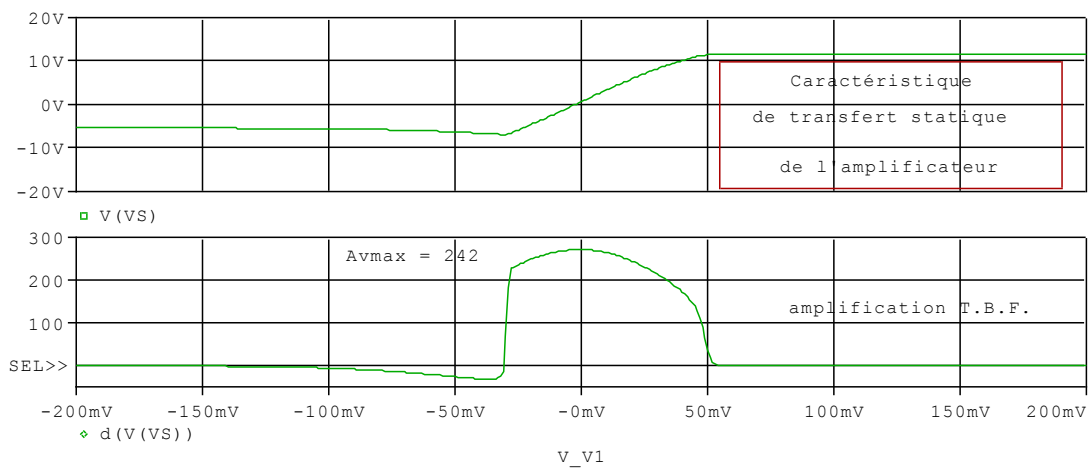


L'extremum est au centre de la caractéristique (au voisinage de $\varepsilon = 0$), et vaut $-61,07$. Cela représente l'amplification maximale en petites variations. Le calcul avait abouti à -72 .

Remarque : le petit défaut placé à -30 mV est dû au blocage du transistor Q_5 : pour $\varepsilon < -30$ mV, le potentiel V_{SDIF} est insuffisant pour polariser l'étage suivant qui nécessite $V_{BE5} + V_{BE6} + U_{R4}$. L'arrêt de ce courant de base modifie légèrement la caractéristique de transfert, mais cette modification se voit plus nettement sur sa dérivée.

• de l'amplificateur complet

La même simulation permet d'avoir le comportement de l'amplificateur complet. On présente les deux courbes sur une même fenêtre :



On retrouve le défaut présent au passage à -30 mV de la tension différentielle ε . (Il apparaît plus nettement à cause de la dérivation.)

L'amplificateur a un fonctionnement optimal au voisinage de $\varepsilon = 0$. D'après ces réponses, la dynamique de fonctionnement reste bornée dans l'intervalle $[-30$ mV ; $+30$ mV]. L'amplification n'est pas constante, mais reste globalement supérieure à 200.

En conclusion, en très basse fréquence, au voisinage de $\varepsilon = 0$, on peut donc s'attendre à un coefficient d'amplification $\Delta V_S/\Delta\varepsilon = 242$ (326 prédéterminé).

L'étage différentiel seul assurant 61, on peut donc déduire une amplification de $242 / 61 = 4$ pour l'association des 2 étages suivants (4,5 prédéterminé pour l'émetteur commun, suivi d'une très faible atténuation par le push pull).

C . Amplification petits signaux, régime linéaire, moyenne fréquence

L'analyse DC peut être accompagnée d'une étude petits signaux : le simulateur détermine l'amplification et la résistance interne sur n'importe quel nœud du circuit, au point de repos considéré. Appliquons cette commande pour connaître l'analyse petits signaux en Vsdif et Vs.

Les résultats de la simulation sont (dans le fichier de sortie) :

- En Vsdif . On déduit : $A_d = -61,07$, avec une résistance interne de $21,4 \text{ k}\Omega$.

(calculée : $A_d = -72$, $R_{sa} = 22 \text{ k}\Omega$)

Le simulateur donne également la résistance apparente à l'entrée e^+ : $25,81 \text{ k}\Omega$. L'entrée e^- étant à la masse (par le pull down $R_a = 1 \text{ }\Omega$) cela représente directement la résistance différentielle.

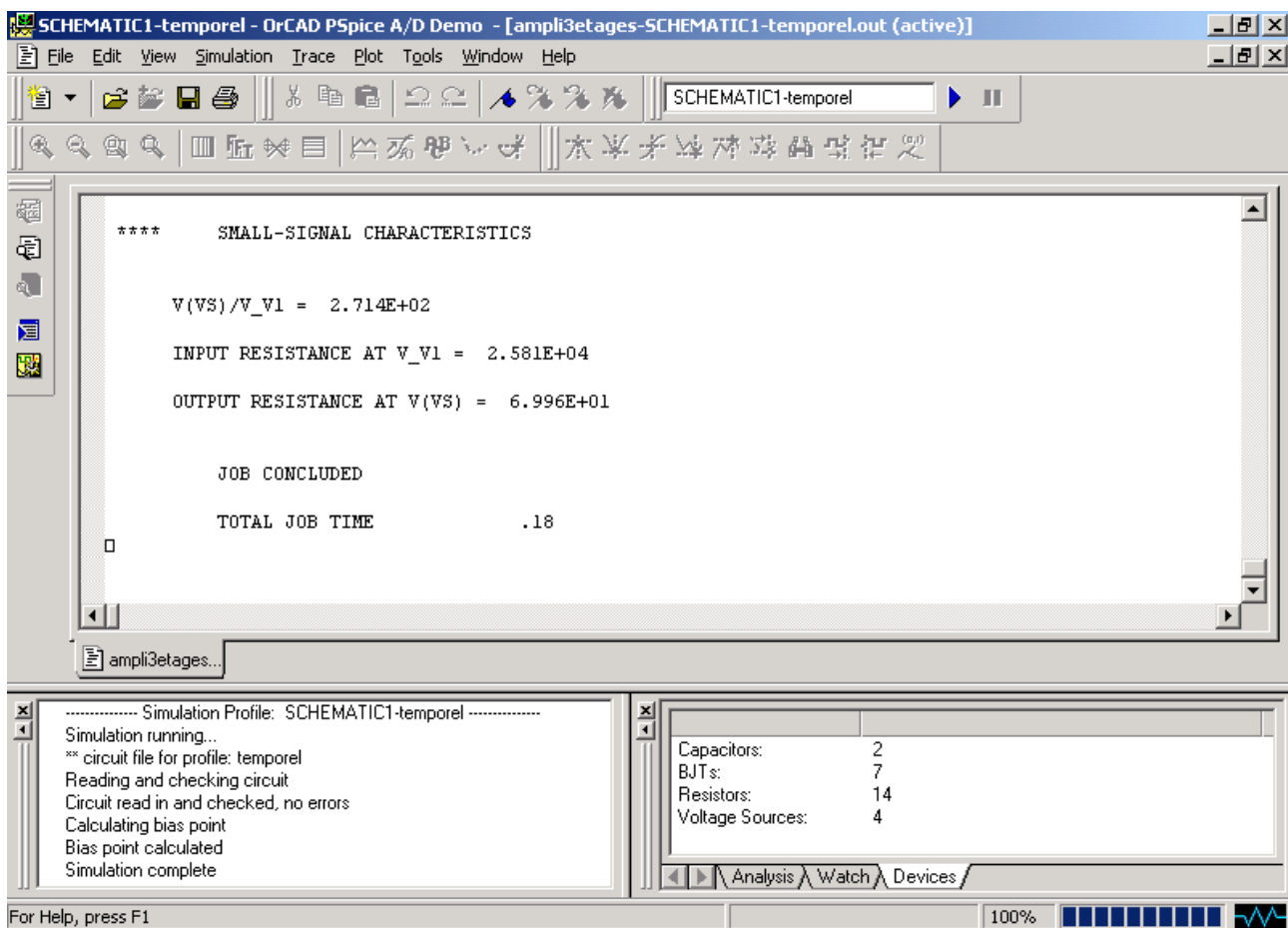
(Le calcul avait aboutit à $26 \text{ k}\Omega$).

Ce résultat, en accord avec le paragraphe précédent, confirme un écart de 15 % par rapport au calcul « à la main » sur l'amplification statique.

En observant le fichier de sortie, on peut lire que g_m de Q_3 est $5,79 \text{ mA/V}$, soit 12 % de moins que calculé. De plus, l'impédance d'entrée de l'étage collecteur commun (Q_5), non infinie, contribue également à la chute de gain de cet étage. Cela explique l'écart théorie/simulation.

- En Vsec, on aboutit à une amplification de $274,1$ avec une résistance interne de $1,522 \text{ k}\Omega$.

En tenant compte de l'amplification du premier étage = $61,07$, il reste une amplification de $4,48$ pour l'étage émetteur commun. (calculée : $A_v = -4,5$, $R_{sa} = 1,5 \text{ k}\Omega$)

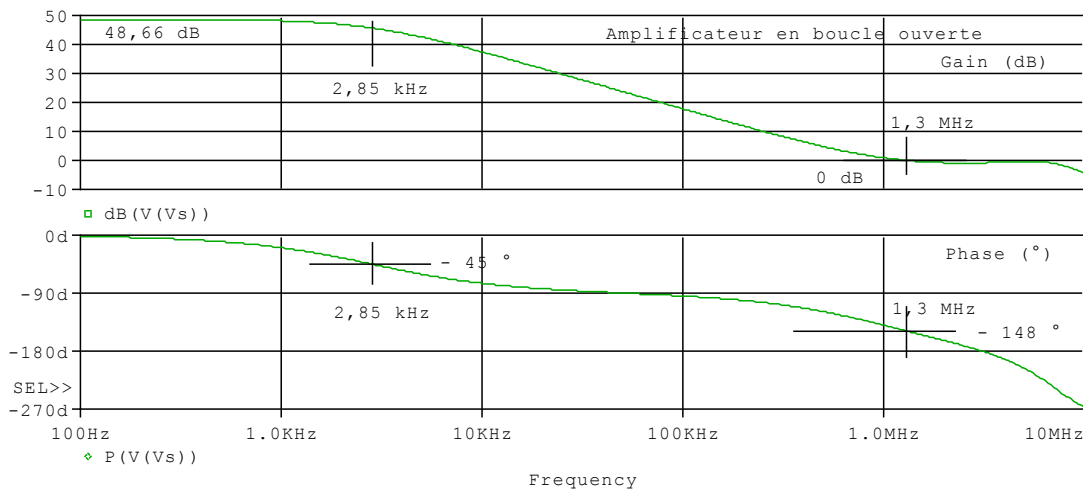


- En Vs, (écran reproduit ci dessus) on aboutit à une amplification de $271,4$ avec une résistance interne de $69,9 \text{ }\Omega$. (calculée : $A_o = 326$, résistance de sortie supérieure à une cinquantaine d'Ohm).

Sur l'amplification totale, on dispose d'une erreur de 15 % par rapport au calcul « fait à la main ».

D . Réponse harmonique

Toujours en boucle ouverte, on réalise une analyse « .AC », c'est à dire un calcul de l'amplification en fonction de la fréquence, le circuit étant linéarisé par le simulateur.



Interprétation :

En très basse fréquence, on dispose d'un gain de 48,66 dB (amplification de 271,4, déjà obtenue lors de la simulation petits signaux de la commande DC) et d'un déphasage nul.

Une fréquence de coupure apparaît à 2,85 kHz : on a perdu 3 dB et la phase a tourné de 45 °.

On est ensuite sur une pente à - 20 dB/décade.

Une cassure apparaît vers 900 kHz, puis la courbe de gain repasse par un plateau (situé vers - 0,9 dB), puis replonge dans les plus hautes fréquences.

La fréquence de transition est située à 1,3 MHz. La phase correspondante est de - 148 °.

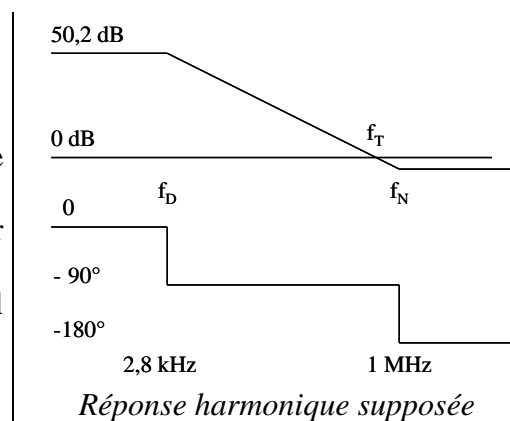
Remarque 1 : un autre run, mais avec une résistance de charge $R_L = 1\text{ k}$ aboutit à des résultats très similaires : $f_T = 1,1\text{ MHz}$, et phase de - 143°.

Remarque 2 : L'hypothèse 4 donnait :

$$H(p) = S(p) / \varepsilon(p) = A (1 - \tau_N p) / (1 + \tau_D p).$$

La réponse harmonique simulée diffère de $H(j\omega)$ obtenue par cette hypothèse 4 :

Le plateau 48,66 dB (au lieu de 50,2 dB) : erreur importante dans l'amplification statique, fréquence de coupure 2,85 kHz, ce qui confirme le calcul (2,8 kHz), puis une pente de -20 dB/décade.



En hautes fréquences, (après 1 MHz) on trouve d'autres différences : cela vient d'éléments non pris en compte dans l'étude simplifiée, mais que l'analyse Pspice exploite, comme le comportement en hautes fréquences des transistors.

- Il est peut être plus fiable de représenter $H(p)$ par une autre fonction, comme :

$$H(p) = A \frac{1 - \tau_N p}{(1 - \tau_D p)(1 - \tau p)}$$

telle que $1/2 \pi \tau = 4 \text{ MHz}$, soit $\tau = 40 \text{ ns}$, pour représenter la chute de gain vers cette fréquence. La conséquence est une TBF du montage suiveur :

$$H(p) / [1 + H(p)] = A' \frac{1 - \tau_N p}{p^2/\omega_0 + 2z p/\omega_0 + 1}$$

$$\begin{aligned} \text{Avec :} \quad A' &= A/(1+A) && = 1 \\ \tau'_N &= \tau_N && = 0,156 \mu\text{s} \\ \omega_0^2 &= 1+A/(\tau_D \tau) && \Rightarrow \omega_0 = 11,9 \text{ Mrad/s, ou } f_0 = 1,9 \text{ MHz} \\ 2z/\omega_0 &= (\tau_D + \tau - A\tau_N)/(1+A) && \Rightarrow z = 0,13 \end{aligned}$$

Avec une telle T.B.F., la réponse à l'échelon conserve la particularité de s'orienter vers le sens inverse de la consigne, mais sans une discontinuité à $t = 0$, puis de revenir vers la valeur finale avec un régime oscillatoire amorti.

- Si on choisit de modéliser $H(p)$ par $H(p) = A \frac{1 - \tau_N p}{(1 - \tau_D p)[D]}$ où $[D]$ fonction du deuxième ordre,

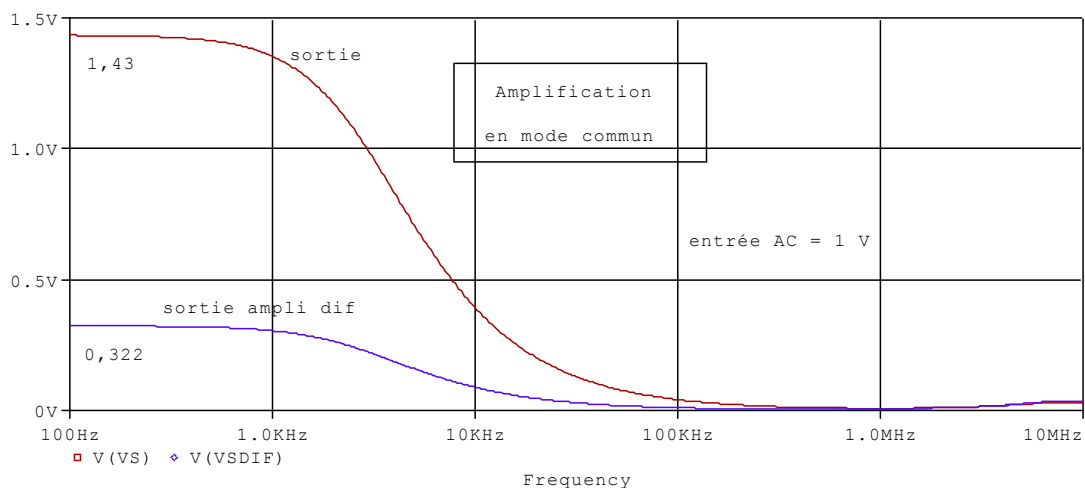
on montre que la F.T.B.F s'écrit : $A \frac{1 - \tau_N p}{[T]}$ où $[T]$ fonction du troisième ordre.

Dans ce cas, la réponse temporelle est plus complexe, mais conserve une dominante de départ dans le sens opposé à la consigne (influence du zéro du numérateur) et un retour vers la valeur finale avec un régime oscillatoire amorti [hyp. 5]. C'est ce que nous observerons plus tard.

Quoiqu'il en soit, un amplificateur de ce type doit être utilisé contre réactionné, et la principale propriété de la contre réaction est de rendre le système bouclé moins sensible aux paramètres intrinsèques de la T.B.O.

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

Toujours en boucle ouverte et en analyse « .AC », on relie les entrées e^+ et e^- ensemble.



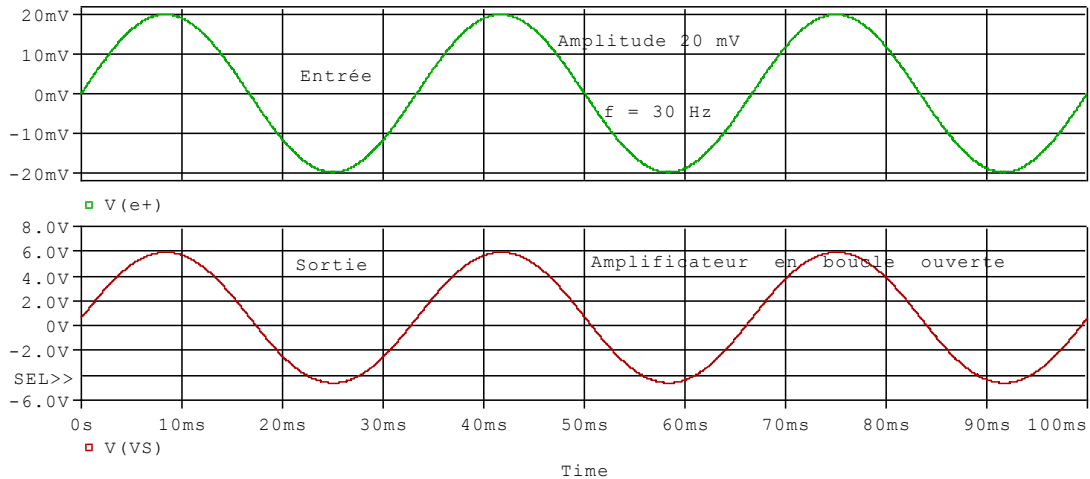
L'amplificateur différentiel délivre 0,322 V, soit une amplification de 0,322, car les entrées reçoivent 1 V (cette valeur, par défaut dans Pspice, est arbitraire). Le calcul approché avait donné 0,33.

L'étage qui suit apporte son amplification de 4,45, ce qui justifie la valeur 1,43 en sortie de l'amplificateur complet.

F . Réponse à des entrées sinusoïdales, boucle ouverte

• Très basse fréquence

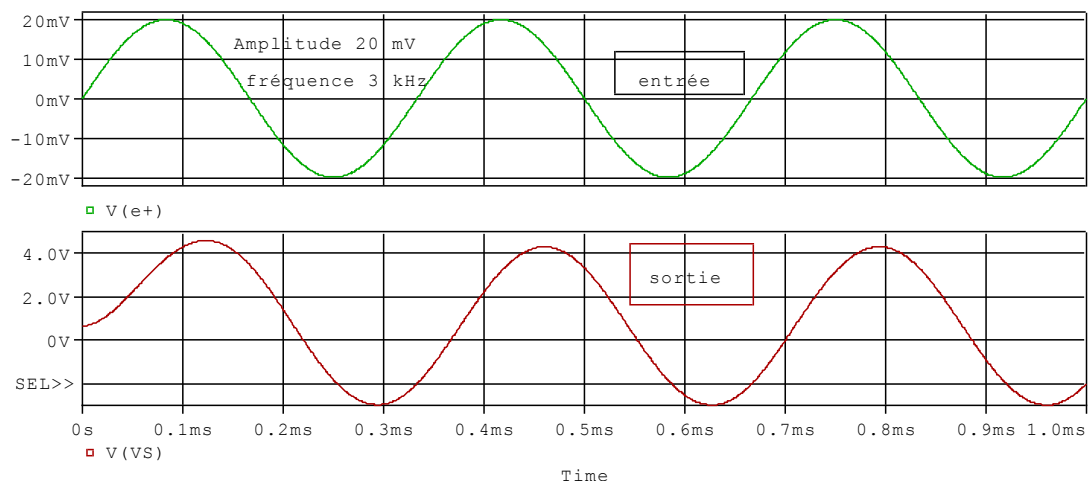
Le choix d'une faible amplitude d'entrée (20 mV) nous permet de rester dans le domaine petits signaux. On choisit une fréquence de 30 Hz, dans la bande passante, dont la simulation AC a donné à 2,85 kHz.



Le signal de sortie reproduit une sinusoïde évoluant entre $-4,59$ V et $5,89$ V, c'est à dire $5,24$ V d'amplitude, portée par une composante continue de $0,65$ V. Cette tension d'offset avait déjà été mesurée. L'amplification très basse fréquence est donc $5,24 / 0,02 = 262$, soit un gain de $48,4$ dB. Cette valeur à la fréquence 30 Hz, est voisine de celle simulée en analyse AC ($48,66$ dB). Rappelons qu'ici, en analyse temporelle, le simulateur ne linéarise pas autour d'un point de fonctionnement, mais tient compte de tous les paramètres des transistors.

• Moyenne fréquence

On reste dans le domaine petits signaux. On choisit une fréquence vers la fréquence de coupure, pour confirmer un autre point de l'analyse AC.

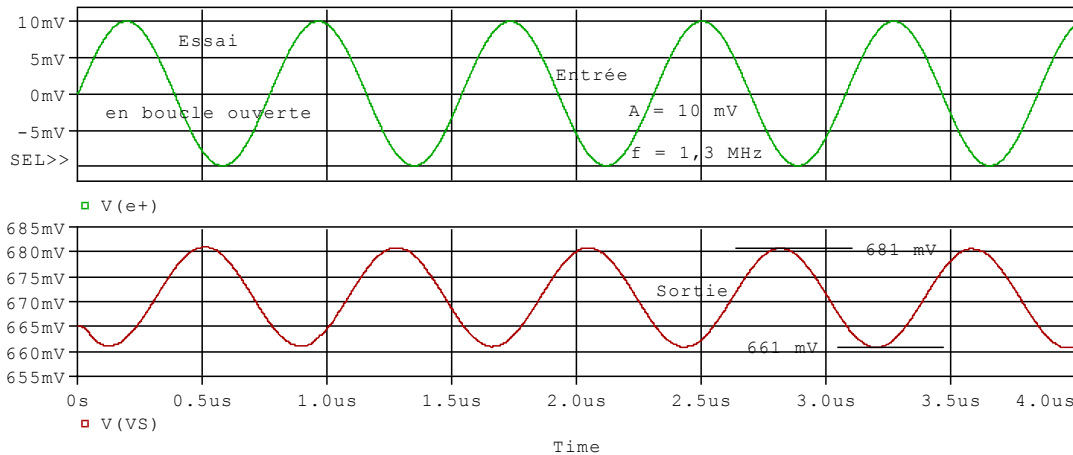


En régime établi, le signal de sortie est une sinusoïde évoluant entre $-2,9$ V et $4,2$ V, c'est à dire $3,55$ V d'amplitude, toujours portée par une composante continue de $0,65$ V. L'amplification à cette fréquence est donc $3,55 / 0,02 = 177,5$, soit un gain de 45 dB.

A 3 kHz, on a perdu quasiment $3,4$ dB, ce qui signifie qu'on a dépassé la fréquence de coupure, dont la simulation AC avait donné $2,85$ kHz, et le calcul approché, $2,8$ kHz. Le déphasage est environ de -45° . Ceci est donc parfaitement cohérent.

• Haute fréquence

On reste dans le domaine petits signaux. On choisit la fréquence de transition, pour confirmer un autre point de l'analyse AC d'une part, et caractériser l'amplificateur d'autre part.

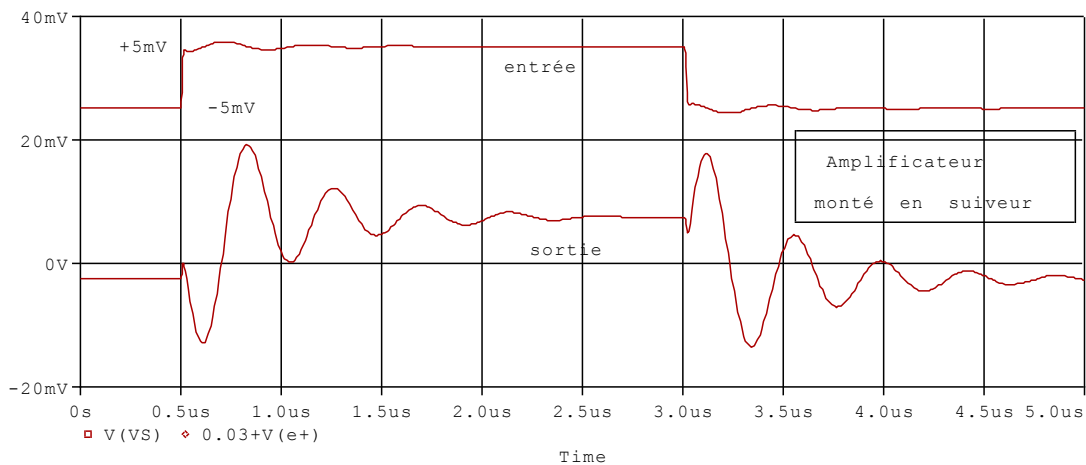


à 1,3 MHz, le signal de sortie présente la même amplitude que celui d'entrée : l'amplification est unitaire. A cette échelle, on mesure finement la tension d'offset : 670 mV.

G . Réponse en montage suiveur

• Vérification de la stabilité.

Pour rester dans le domaine petits signaux, on réalise l'essai avec un échelon d'amplitude 10 mV. Le signal d'entrée varie instantanément entre -5 mV ; $+5$ mV. Il est judicieux de prendre des valeurs qui puissent être reproduit en pratique, sans trop de difficulté de mesure.



Pour une meilleure lisibilité, la trace représentant l'entrée est décalée.

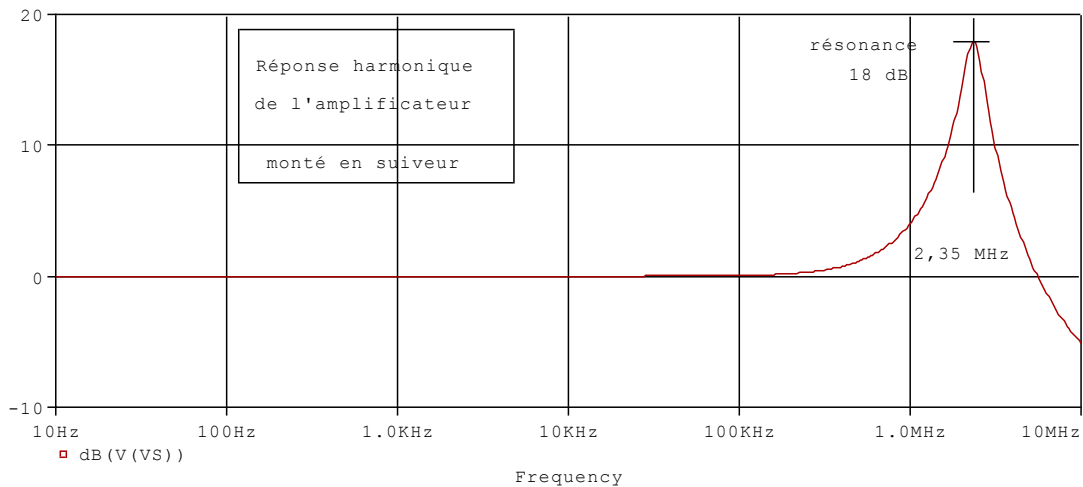
La sortie recopie ce signal en délivrant en sortie, mais translaté de 2,5 mV environ : les niveaux statiques sont $-2,55$ mV et $7,41$ mV . Cet offset en boucle fermée est celui ramené à l'entrée.

On reconnaît également un régime transitoire, (mis en valeur ici, par l'échelle choisie) : un départ à l'opposé à la variation de l'entrée, puis une stabilisation après un régime oscillatoire amorti. La stabilisation à $\pm 5\%$ nécessite $1,7$ μ s.

Cette réponse transitoire s'explique par l'expression de la fonction de transfert formulée en [hyp. 5]. On remarque également que le signal d'entrée est perturbé par l'amplificateur. La présence de R_{in} non nul ($= 50 \Omega$) permet de voir ce phénomène. Cela montre également que le modèle d'un quadripôle simplifié à simple résistance d'entrée de 26 k Ω est insuffisant pour représenter le fonctionnement fin du système bouclé.

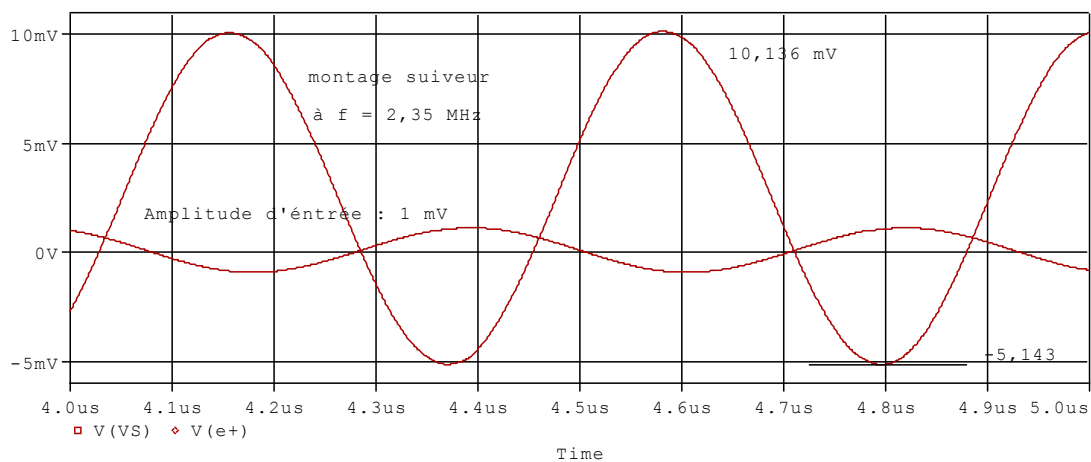
• Phénomène de résonance

Le régime très oscillant du montage suiveur est synonyme d'une forte résonance lors de la réponse harmonique en T.B.F. Pour prévoir le comportement de l'amplificateur en boucle fermée en régime sinusoïdal, réalisons la réponse harmonique de la T.B.F.



La fonction de transfert en boucle fermée présente un plateau à 0 dB (suiveur) puis laisse apparaître un phénomène de résonance, situé à $f = 2,35$ MHz.

Vérifions cette particularité par une simulation transitoire, du montage suiveur :

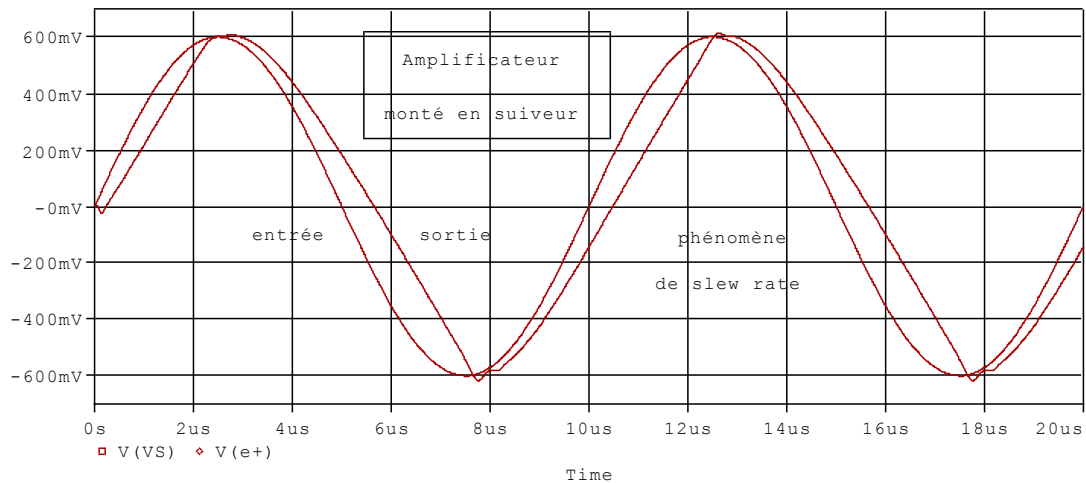


à 2,35 MHz, alors que l'amplitude de l'entrée a été choisie à 1 mV, le signal de sortie, sinusoïdal, présente $10,136 - (-5,143) = 15,28$ mV crête à crête, soit une amplitude de 7,64 mV. On retrouve les 18 dB de résonance ($20 \log 7,64$).

Nous remarquons une nouvelle fois que la sortie est portée par un offset de 2,5 mV.

• Phénomène de slew rate

Le slew rate est facilement visualisable en régime sinusoïdal quand on monte en fréquence et/ou en amplitude. Ce défaut de l'amplificateur est reconnaissable par une triangularisation du signal de sortie. On reproduit ici en simulation la manipulation facilement réalisable en Travaux Pratiques.



Dans cet essai, l'amplitude de l'entrée est de 600 mV. A 100 kHz (période de 10 µs), le signal de sortie « ne suit plus », et délivre des tronçons de droites. Une mesure de la pente donne 0,3 V /µs. Le calcul avait donné 0,36 V /µs. Le calcul avait supposé que le courant traversant le condensateur C_1 était constant, ce qui n'est pas entièrement exact.

Rappelons la relation qui assure le régime sans déformation [Réf 8]:

S.R. > $2 \pi f A$, avec f et A fréquence et amplitude de la sinusoïde en sortie.

Cela justifie, les valeurs des amplitudes choisies dans les essais précédents :

fréquence de transition : en sortie 1,3 MHz, 10 mV

$2 \pi \times 1,3 \times 10^6 \times 10 \times 10^{-3} = 0,08 \times 10^{-6}$. La relation S.R. > $2 \pi f A$ est vérifiée : $0,3 \times 10^{-6} > 0,08 \times 10^{-6}$

fréquence de résonance, en sortie 2,35 MHz, 7,64 mV

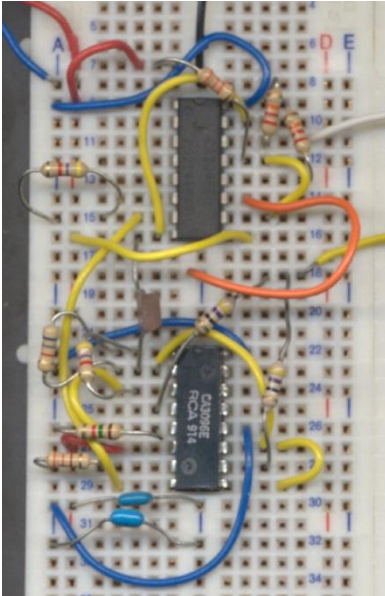
$2 \pi \times 2,35 \times 10^6 \times 7,64 \times 10^{-3} = 0,11 \times 10^{-6}$. La relation S.R. > $2 \pi f A$ est vérifiée : $0,3 \times 10^{-6} > 0,11 \times 10^{-6}$.

Essais réels

Les essais présentés ci-dessous ont 2 objectifs :

- 1) corroborer les calculs et simulations,
- 2) caractériser l'amplificateur réalisé.

Les essais ont été faits en salle de T.P. électronique, avec du matériel basique, avec néanmoins un oscilloscope numérique (avec recopie d'écran sur imprimante) équipé de la fonction « average », permettant d'extraire le signal du bruit dans les mesures très faible niveau (de l'ordre du mV).



Le montage "simple"

On place, sur une plaque d'essais Lab-dec, les 2 circuits intégrés CA3096 et les composants passifs autour.

A ne pas oublier : les broches 16 des CA3096 (substrat) doivent être reliées au -12 V .

Quelques petits fils plus tard, on peut alimenter en $\pm 12\text{ V}$.

A. Polarisation.

On applique les 2 entrées à la masse. Sans contre réaction.

On relève :

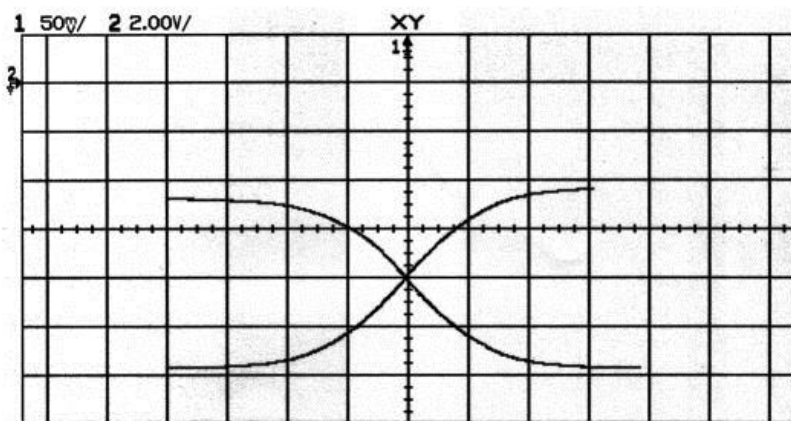
Sortie de l'amplificateur différentiel :

$-8,12\text{ V}$ (calculé : $-8,2\text{ V}$, simulé : $-8,28\text{ V}$)

Sortie de l'amplificateur :

$+0,48\text{ V}$ (simulé : $+0,665\text{ V}$)

B. Caractéristique de transfert statique de l'amplificateur différentiel



Caractéristiques de transfert continu
Horizontal : 50 mV/c Vertical : 2 V/c

On applique une tension lentement variable (30 Hz) sur l'entrée non inverseuse, l'autre entrée restant collée à la masse.

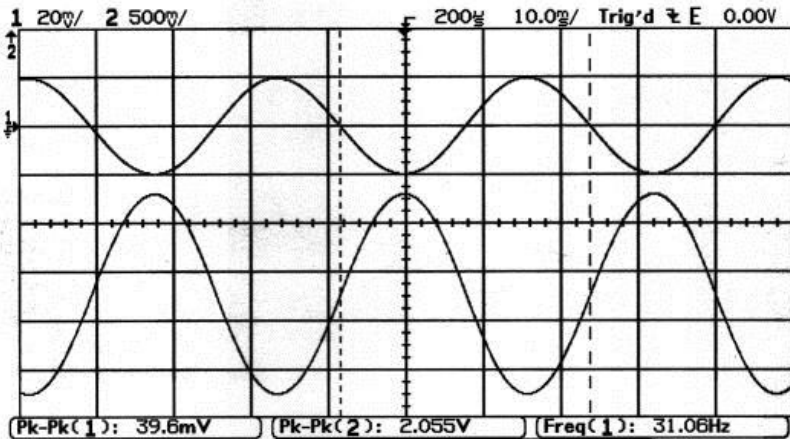
On place l'oscilloscope numérique en XY, mode « store ».

En 2 mesures cumulatives, on relève les sorties complémentaires de l'amplificateur différentiel (le reste du montage est connecté).

On reconnaît les caractéristiques « en X » comme indiqué en simulation.

Le signal d'entrée parcourt $\pm 200\text{ mV}$ pour s'assurer l'excursion de toute la dynamique : de -5 V à -12 V environ (calculée : $-4,4\text{ V}$ à -12 V ; simulée : de -5 V à -12 V),

C . Essai en régime sinusoïdal de l'amplificateur différentiel



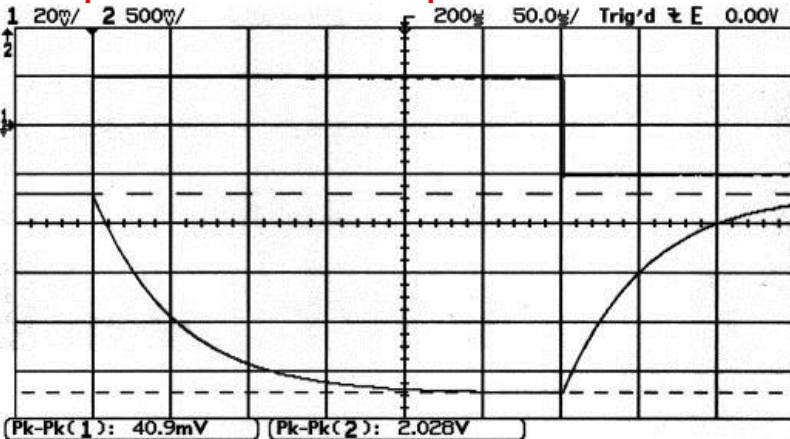
fonctionnement de l'amplificateur différentiel,
 en petits signaux, basse fréquence
 entrée : voie 1, 20 mV/c sortie : voie 2, 500 mV/c

On travaille en petits signaux (20 mV d'amplitude), et basse fréquence (30 Hz) pour être en linéaire et dans la bande passante.

Une mesure de la tension de sortie permet d'avoir l'amplification : $A_d = 2,05 / 0,04 \approx 51$, affectée d'un signe -, car les 2 signaux sont en opposition de phase. (calculé : -72, simulé - 61).

Rappel : le potentiel DC de sortie est à - 8,12 V

D . Réponse à l'échelon de l'amplificateur différentiel



Réponse à l'échelon de l'amplificateur différentiel
 entrée : voie 1, 20 mV/c sortie : voie 2, 500 mV/c

Cet essai très simple (il suffit de commuter le GBF en carré) permet d'accéder à la constante de temps de la paire différentielle.

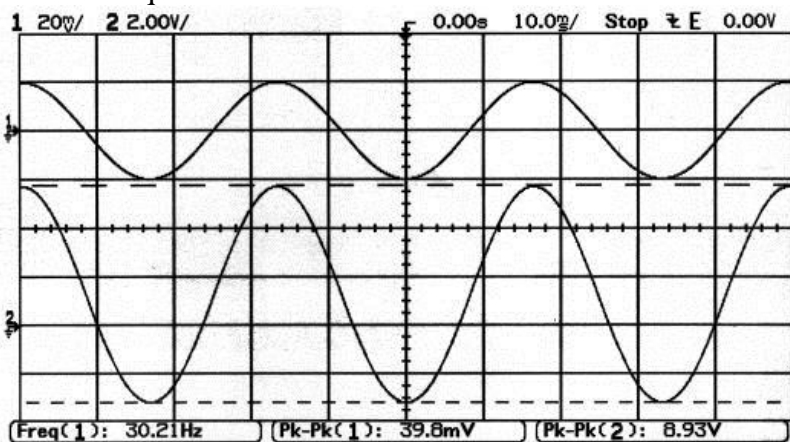
Un zoom permet de lire une constante de temps de 50 µs. Cela donne une valeur à la fréquence de coupure de cet étage :

$1 / 2\pi\tau = 3,18 \text{ kHz}$.
 (calculé : 2,8 kHz, simulé : 2,85 kHz)

On confirme l'amplification statique : $A_d = - 2,03 / 0,04 \approx -51$

E . Régime sinusoïdal de l'amplificateur complet en boucle ouverte

- Basse fréquence



fonctionnement de l'amplificateur complet,
 en petits signaux, basse fréquence
 entrée : voie 1, 20 mV/c sortie : voie 2, 2 V/c

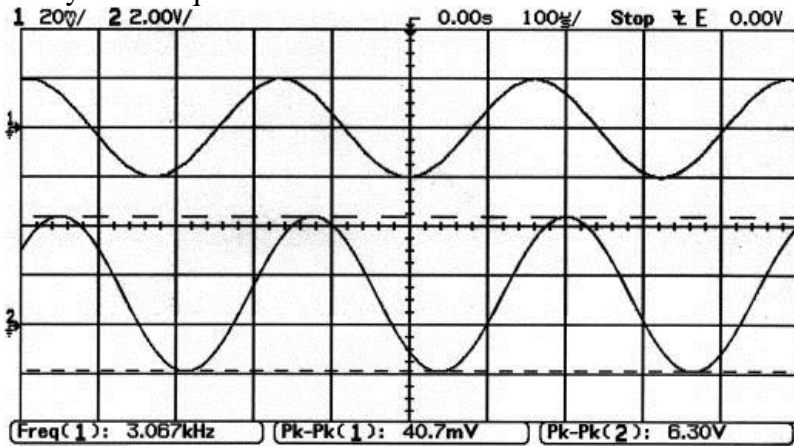
Toujours sans contre réaction, en petits signaux et très basse fréquence, on mesure l'amplification de tout le circuit :

$A_o = 8,93 / 0,04 = 223$, qui est la valeur de l'**amplification statique**. (calculé 326, simulé 271).

On déduit une amplification de l'étage émetteur commun (associé au push pull) : $223 / 51 = 4,37$ (calculé 4,5, simulé 4,48).

C'est donc l'amplification de la paire différentielle (chargée) qui présente un écart par rapport au duo théorie / simulation

• Moyenne fréquence



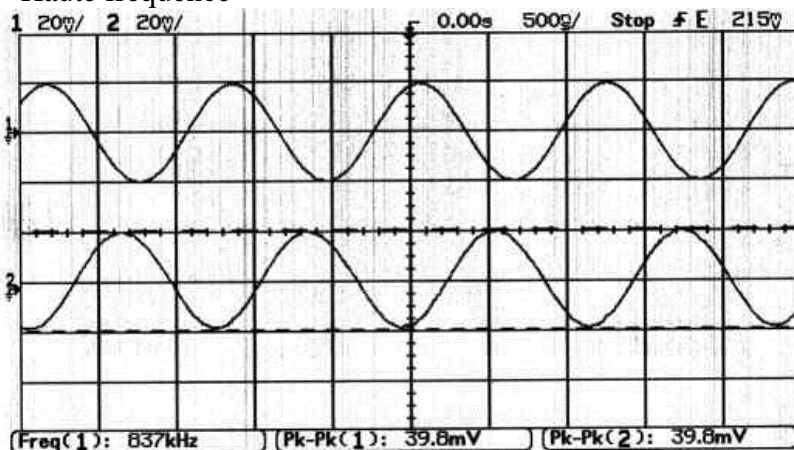
fonctionnement de l'amplificateur complet :
 autre point de la réponse harmonique
 entrée : voie 1, 20 mV/c sortie : voie 2, 2 V/c

Le même essai, mais à 3,1 kHz :
 Une amplification de $6,3 / 0,04 = 157$. On quitte la bande passante.
 Cette fréquence est particulière : on est à 0,707 A_0 , ce qui est la **fréquence de coupure**.

L'essai à l'échelon avait aboutit à 3,18 kHz.
 Rappelons que le calcul (réponse harmonique) avait donné 2,8 kHz, la simulation AC 2,85 kHz.

Remarque : le choix de la fréquence (30 Hz) de l'essai précédent est justifié pour mesurer A_0 .

• Haute fréquence



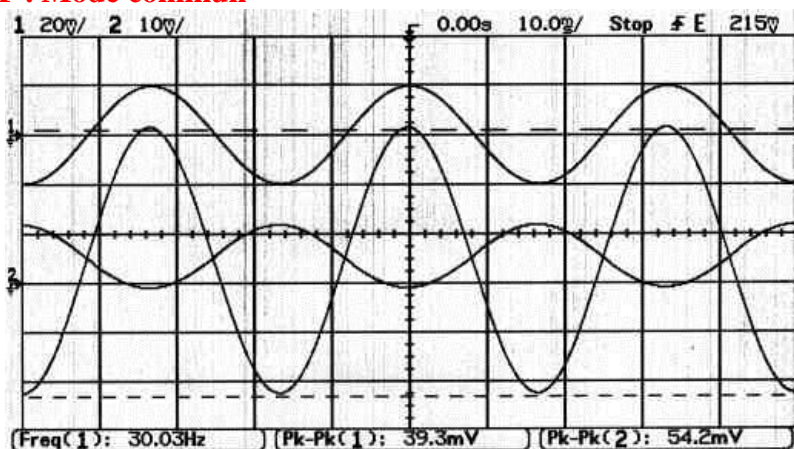
fonctionnement de l'amplificateur opérationnel :
 autre point de la réponse harmonique
 entrée : voie 1, 20 mV/c sortie : voie 2, 20mV/c

A cette fréquence, l'amplitude de sortie est égale à celle d'entrée : nous sommes à la **fréquence de transition**.

Expérimentalement, celle-ci se situe à 837 kHz.

La simulation a donné 1,3 MHz.
 Un calcul approché de la réponse harmonique avait situé f_T , d'après la réponse asymptotique, à 900 kHz.

F. Mode commun



mode commun
 entrée : voie 1, 20 mV/c
 sortie de l'amplificateur différentiel : voie 2, 10mV/c AC
 sortie de l'amplificateur complet : voie 2, 10mV/c AC

On connecte les 2 entrées ensemble, et on injecte un signal sinusoïdal. La fréquence (30 Hz) est choisie pour être dans la bande passante. l'amplitude est 20 mV, soit 40 mV p.t.p.

La sortie de l'amplificateur différentiel délivre une sinusoïde en opposition de phase, 13 mV p.t.p.

La sortie de l'amplificateur complet donne 54,2 mV p.t.p.

Sur l'étage différentiel :
 $A_{mc} = 13 \text{ mV} / 40 \text{ mV} = 0,325$
 (calculé 0,33, simulé 0,322).

Comme l'amplification différentielle mesurée est $A_d = 51$, on a donc le CMRR de la paire différentielle = $20 \log (51/0,325) = 43,9 \text{ dB}$ (calculé 46,7 dB : l'écart s'explique par l'amplification différentielle : 51 au lieu de 72,6, ce qui fait chuter le CMRR de $20 \log 72,6/51 = -3 \text{ dB}$).

Quant à l'amplificateur complet :

$A_{mc} = 54,2 \text{ mV} / 40 \text{ mV} = 1,355$ (simulé 1,43)

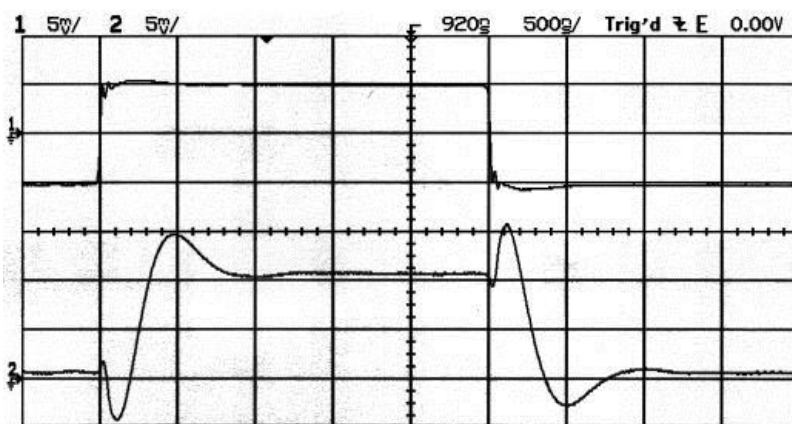
Connaissant l'amplification en mode différentiel (223 mesuré précédemment), on peut également donner le CMRR de notre amplificateur : $20 \log (223/1,355) = 20 \log (164,5) = 44,3 \text{ dB}$

G . Essai en suiveur

On contre réactionne par un fil entre la sortie et l'entrée e-. On reste en petits signaux.

- réponse à l'échelon petits signaux

On injecte, sur l'entrée non inverseuse, un signal carré, d'amplitude 5 mV.



*Amplificateur monté en suiveur : vérification de la stabilité
entrée : voie 1, 5 mV/c sortie : voie 2, 5 mV/c*

Cet essai montre :

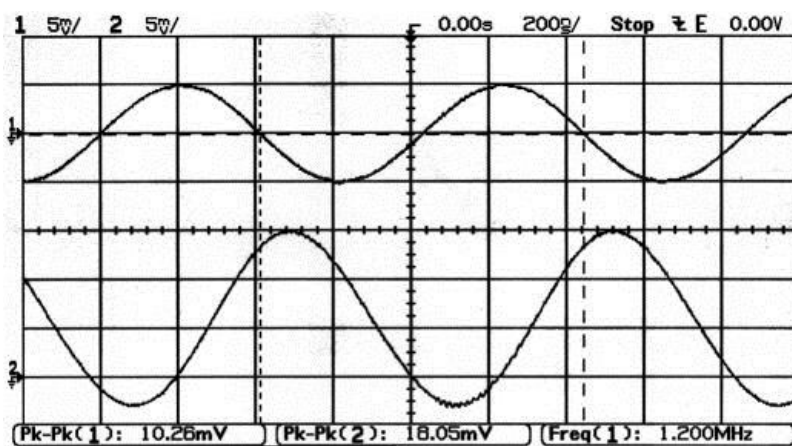
- que le système est stable,
- que la fonction suiveuse est réalisée,
- que la sortie est entachée d'une tension d'offset (environ 6 mV),
- que le régime transitoire démarre dans le sens opposé à la variation, puis se stabilise (en environ 1,2 μs) après un régime oscillatoire amorti.

La prédétermination de cette réponse a été longuement donnée dans ce document : elle présageait ce type de réponse.

Indiquons que le signal était fortement bruité, et que cette trace a été obtenue grâce au mode « averaging » de l'oscilloscope numérique.

- Régime sinusoïdal petits signaux

On injecte, sur l'entrée non inverseuse, un signal sinusoïdal, d'amplitude 5 mV.

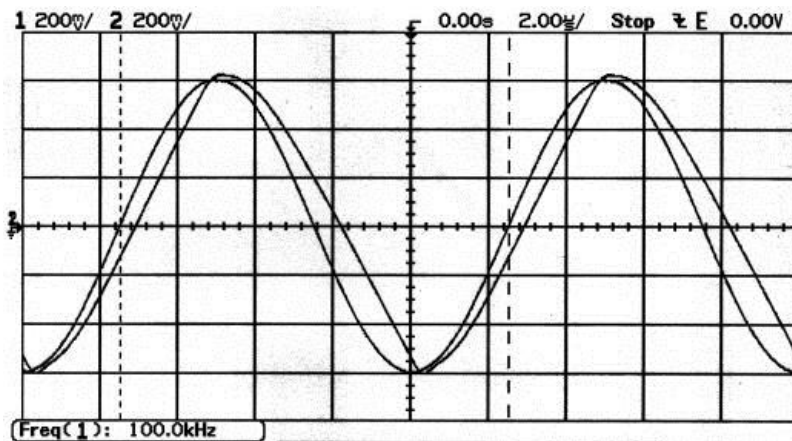


*Amplificateur monté en suiveur : phénomène de résonance
entrée : voie 1, 5 mV/c sortie : voie 2, 5 mV/c*

Le suiveur est attaqué régime sinusoïdal. On balaie en fréquence jusqu'à observer un phénomène de résonance, situé à 1,2 MHz (simulé : 2,35 MHz), et donnant un coefficient d'amplification de 1,8.

C'est moins que prévu par la simulation (7,6), ce qui montre que le système réel présente des meilleures conditions de stabilité.

- Régime sinusoïdal grands signaux



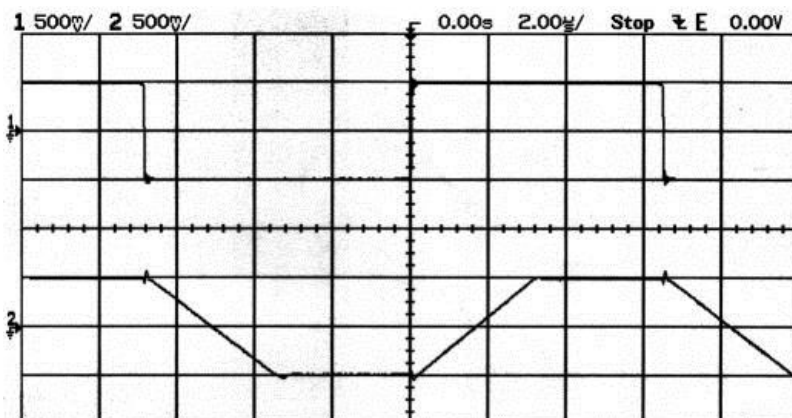
Amplificateur monté en suiveur : phénomène de slew rate
 entrée : voie 1, 200 mV/c sortie : voie 2, 200 mV/c

Le phénomène de slew rate est observé si on monte en fréquence et/ou en amplitude.

à 100 kHz, 600 mV d'amplitude, le phénomène de triangulation est visible.

La réponse réelle coïncide parfaitement avec celle simulée.

- réponse à l'échelon grands signaux



Amplificateur monté en suiveur : phénomène de slew rate
 entrée : voie 1, 500 mV/c sortie : voie 2, 500 mV/c

Un signal d'entrée carré permet de chiffrer confortablement le slew rate : le signal de sortie évolue de façon linéaire sur une longue durée.

La pente (mesurée par un zoom) donne 0,33 V/μs.

La simulation avait donné 0,3 V/μs, le calcul 0,36 V/μs.

H. Pour aller plus loin

Résistance d'entrée de l'amplificateur.

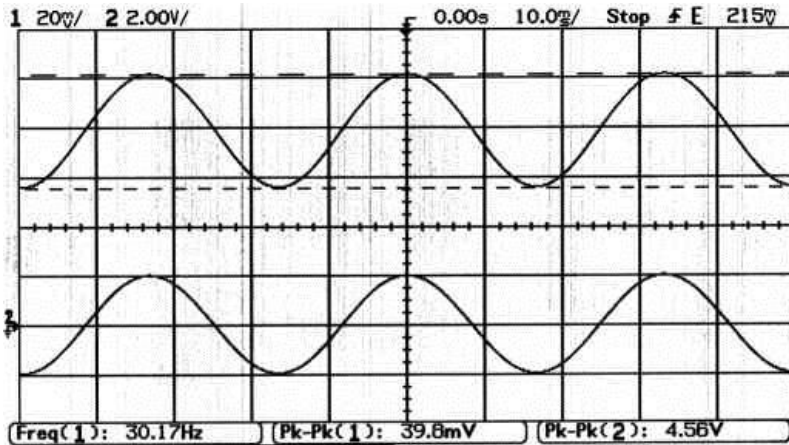
- En boucle ouverte, le **calcul** a donné 26 kΩ.

- En **simulation**, (menu analyse DC, small signal DC point -directive TF-) on lit directement INPUT RESISTANCE AT V_V1 = 2.581E+04, soit 26 kΩ.

En s'inspirant de la méthode de demi-tension utilisée en pratique, une valeur de 26 kΩ pour Rin donne, dans l'essai de simulation sinusoïde à 3 kHz, un signal de sortie qui évolue entre 6,07 V et 9,5 V, soit 1,725 V d'amplitude, c'est à dire moitié moins que celle obtenue avec Rin = 50 Ω. On confirme ainsi la valeur de la résistance d'entrée.

Notons quand même que, dans cet essai, la présence de I_{BIAS} (= 2 μA), dans Rin = 26 kΩ, modifie la tension d'offset, et par la même, le point de fonctionnement, donc la valeur théorique de la résistance d'entrée.

- En **pratique**, on reprend l'essai basse fréquence, petits signaux, sur lequel on insère une résistance en série avec le G.B.F. de 27 k Ω .



méthode de la demi-tension : R additive de 27 k Ω sur l'entrée
 entrée : voie 1, 20 mV/c sortie : voie 2, 2 V/c

La tension de sortie est de 4,56 V p.t.p. au lieu de 8,93, soit quasiment la moitié.

On confirme donc la valeur de la résistance d'entrée différentielle.

Résistance de sortie de l'amplificateur

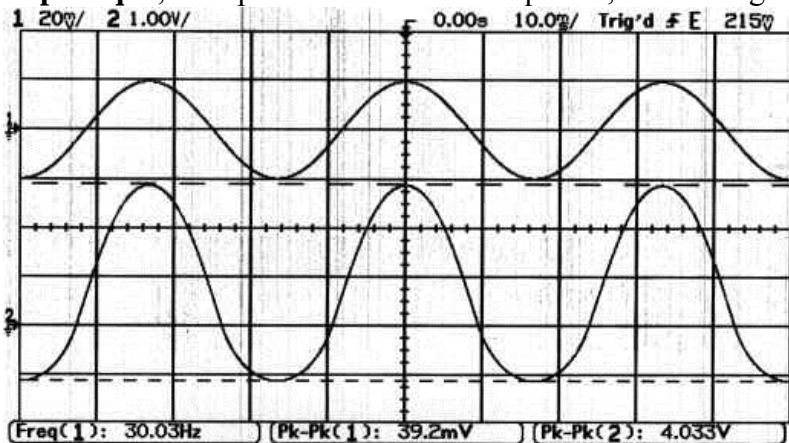
Le **calcul** montre que la résistance de 47 Ω forme la part principale de l'impédance de sortie.

En **simulation**, on lit directement, dans le fichier de sortie (.OUT) :

OUTPUT RESISTANCE AT V(VS) = 6.996E+01, soit 70 Ω .

En s'inspirant de la méthode de demi-tension, une valeur de 70 Ω pour R_L donne, dans la réponse harmonique, une amplification de 147 au lieu de 271.

En **pratique**, on reprend l'essai basse fréquence, et on charge l'amplificateur par $R_L = 82 \Omega$.



méthode de la demi-tension : charge de 82 Ω sur la sortie
 entrée : voie 1, 20 mV/c sortie : voie 2, 1 V/c

La tension de sortie est de 4,03 V p.t.p. au lieu de 8,93.

L'impédance de sortie est donc voisine de celle attendue. Une mesure fine nécessiterait une boîte à décades.

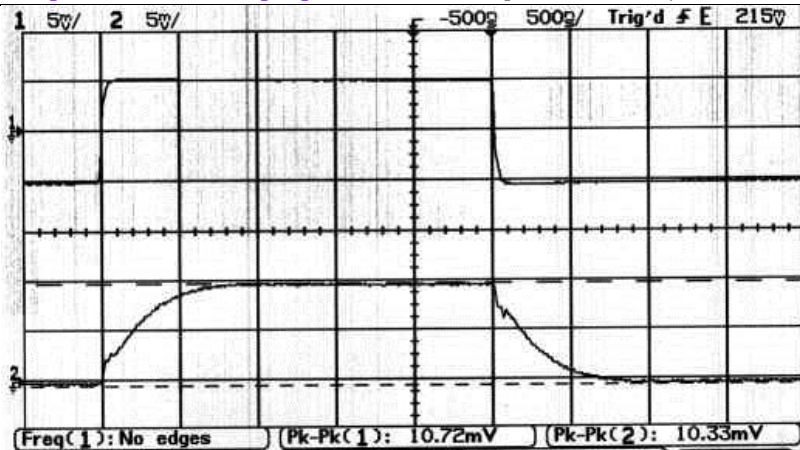
Remarquons la très nette distorsion sur le signal de sortie. En toute rigueur, il est erroné de parler de fonctionnement linéaire...

Dans cet essai, la charge 82 Ω , ramenée à l'entrée du push-pull, perturbe l'étage émetteur commun.

Amélioration de la stabilité :

Parmi les différentes possibilités pour améliorer la stabilité, il est proposé ici de modifier la branche de compensation : en place en série avec $C_1 = 470$ pF une résistance de 470 Ω .

La conséquence directe est l'amélioration de la réponse transitoire, montrée ici en régime petits signaux, montage suiveur :



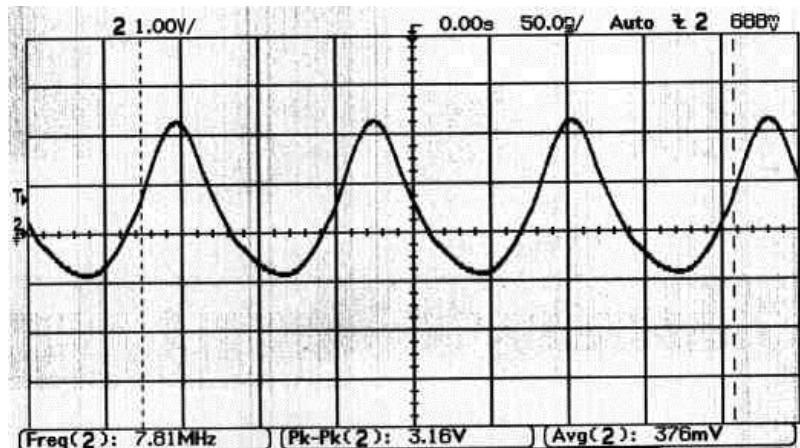
Amplificateur monté en suiveur : amélioration de la stabilité
 entrée : voie 1, 5 mV/c sortie : voie 2, 5 mV/c

Le signal de sortie part vers la bonne direction, et se stabilise en moins de 1 μ s (à comparer avec les 1,2 μ s sans la résistance additive), sans régime oscillatoire.

Rôle de C_1 .

Pour être convaincu de l'utilité du condensateur C_1 : dans l'essai en suiveur, débranchons C_1 .

Il est évident que le système bouclé est instable, et oscille, ce qui s'observe très bien en forçant l'entrée e^+ à 0 V.



Suiveur, sans condensateur de compensation : système oscille !
 sortie : voie 2, 1 V/c

L'oscillation en sortie n'est pas sinusoïdale, et est liée –entre autres- à la charge connectée :

Si on visualise au travers d'une sonde $\times 10$ [Réf 9], le signal est ci-contre. La fréquence d'oscillation est de 7,81 MHz.

En mesurant à l'aide d'un câble coaxial : la fréquence d'oscillation est de 5 MHz.

Conclusion

Les mesures permettent de caractériser l'amplificateur : Amplification statique 223, Bande passante 3,1 kHz, fréquence de transition 837 kHz, Résistance différentielle d'entrée 27 k Ω , Résistance de sortie 80 Ω , Slew rate 0,33 V/ μ s, CMRR 44,3 dB.

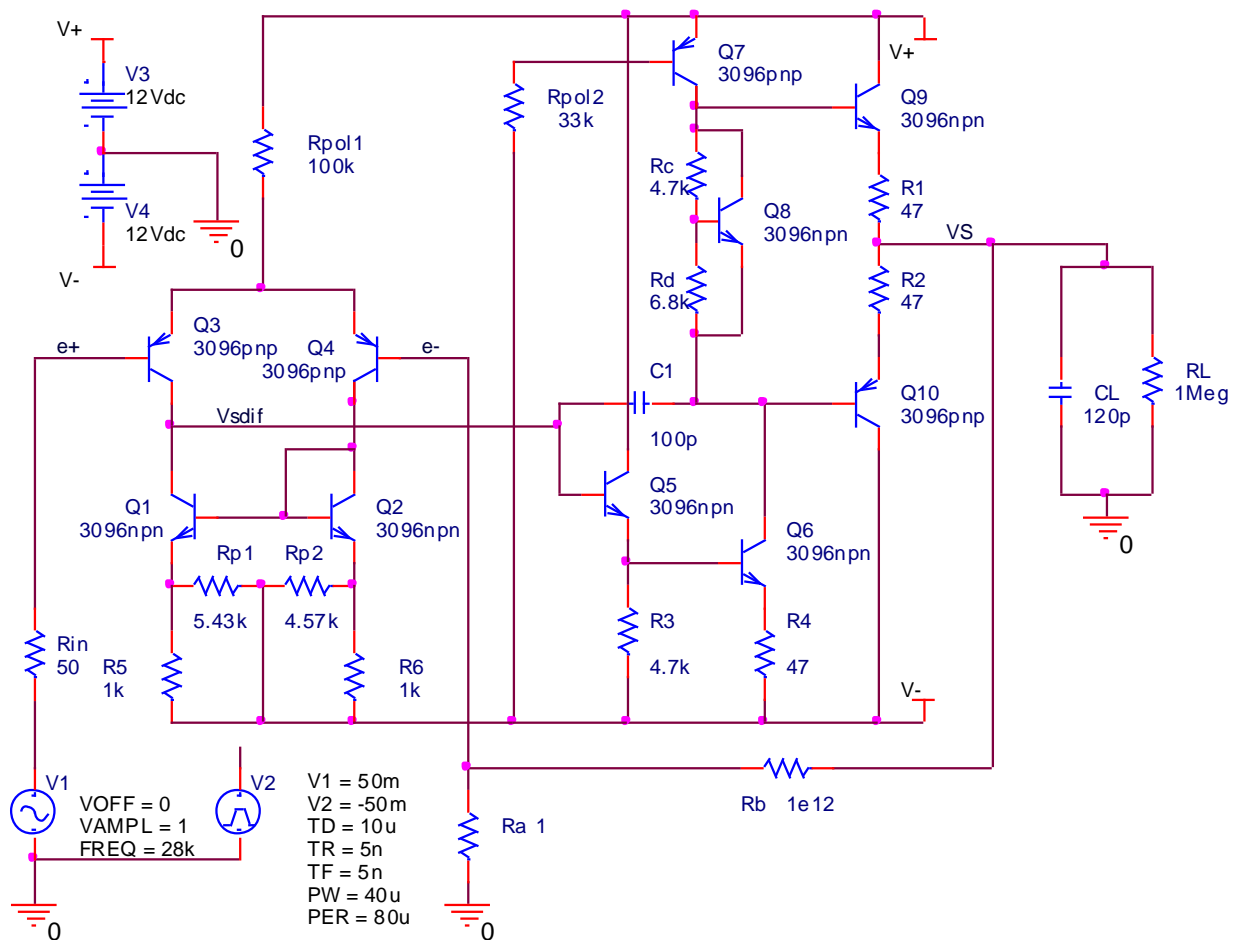
Ces valeurs expérimentales confortent les calculs de prédétermination. Ces calculs exploitent les connaissances de base de l'électronique analogique, sur les transistors bipolaires, en accord avec les enseignements dispensés en départ de cursus orientés E.E.A. C'est donc un sujet « d'école ».

Les simulations étaient orientées "pédagogie" : vérification des calculs, accès à des caractéristiques illustrant le bon fonctionnement du circuit... Volontairement, il n'a pas été réalisé des analyses plus "industrielles" : étude de dispersion des paramètres des transistors, influence de la température...

Rappelons que l'objectif est orienté travaux pratiques d'étudiant.

Pour conclure, ce montage est un schéma type montrant une bonne adéquation campagnes de mesures / étude / simulation. Ce montage est suffisamment robuste pour être à l'abri de mauvaises surprises. C'est pour cela que ce schéma à 7 transistors forme une bonne étape pédagogique.

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 $R_{sa} = r_{o1} // r_{o3} // \beta_5 R_3 = 0,54 M\Omega$.

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 $r_{o6} = V_A/I_{C6}$. Ce transistor est chargé par la source de courant constant, soit en dynamique, remplacée par son impédance interne $r_{o7} = V_A/I_{C7}$. Comme $I_{C6} = I_{C7}$, et que les 2 transistors ont la même tension d'Early, on a $r_{o6} = r_{o7}$.

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

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 $r_{o7} = r_{o6} = 14 k\Omega$. La base de Q_9 présente une impédance dynamique très élevée (montage collecteur commun), ce qui ne change pas r_{o7} .

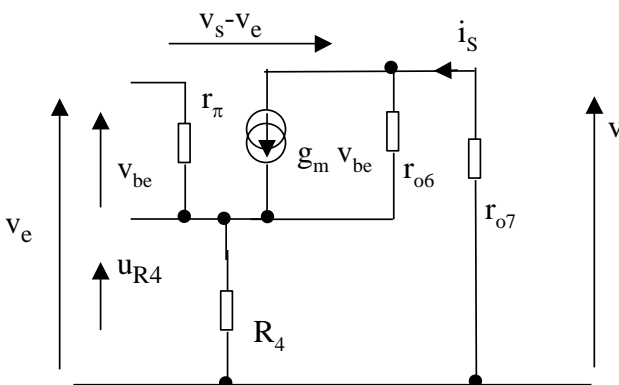


Schéma dynamique petits signaux de l'amplificateur Q_6

D'après le schéma de travail, on a :

$$v_s = - r_{o7} i_s \quad (1) \quad i_s = g_m v_{be} + i_6 \quad (2)$$

$$i_6 = u_{r_{o6}} / r_{o6} \quad (3) \quad u_{r_{o6}} = v_s - v_e + v_{be} \quad (4)$$

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

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 :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{r_{o7} (k + g_m r_{o6} + 1)}{k r_{o6} + (g_m r_{o6} + 1) R_4 + k r_{o7}}$$

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 :

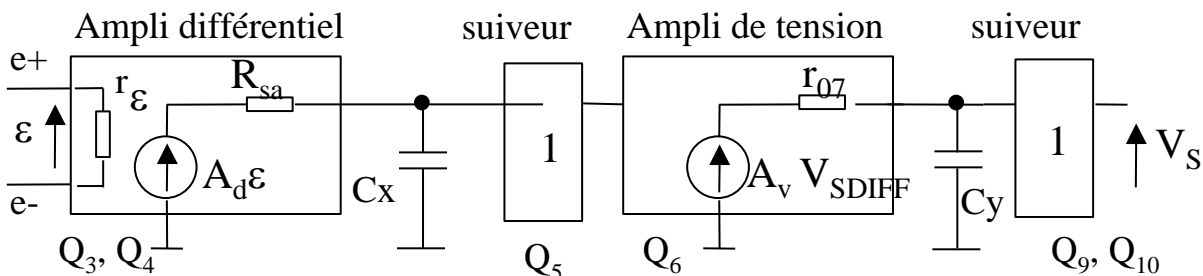
$$A_o = A_d \times A_v = (-1200) \times (-257) = 308400, \text{ (soit un gain statique de 110 dB).}$$

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 MΩ, à cause d'éventuels courants de fuite dans la plaque Lab-Dec, d'une part, et la perturbation d'un oscilloscope qui présente 1 MΩ 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 :

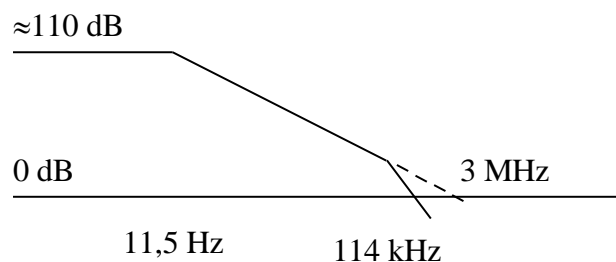
$$f_c = 1 / (2 \pi \times 0,54 \times 10^6 \times 25,7 \times 10^{-9}) \approx 11,5 \text{ Hz}.$$

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

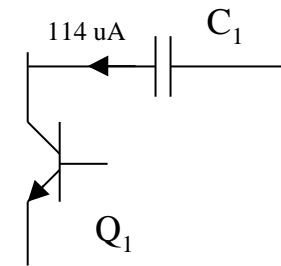
D . Calcul du slew rate

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 :

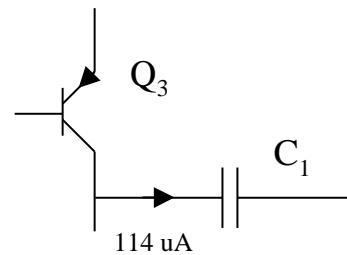
$I_{C3} = 0$, $I_{C4} = I_0 = 114 \mu\text{A}$. Le miroir assurant $I_{C2} = I_{C1}$, soit $I_{C4} = I_{C1}$, on a $I_0 = I_{C1}$.

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

Simulations du montage complet

*On ne refait pas toutes les simulations du schéma précédent, bien que cela soit facile.
On se contente de montrer les plus pertinentes.*

A . Polarisation.

On place $R_a = 1 \Omega$ et $R_b = 1e12 \Omega$. On teste ainsi l'amplificateur « en boucle ouverte ».
On réalise plusieurs runs afin de régler le potentiomètre $R_{P1} + R_{P2}$ pour obtenir une tension quasi nulle en sortie.

Remarquons que la recherche précise du couple $[R_{P1} ; R_{P2}]$ qui donne très exactement 0 V en sortie n'est pas justifiée : en pratique, la dispersion des composants fait que le réglage sera tout autre.
L'ajustement a donné $R_{P1} = 5,43 \text{ k}\Omega$ et $R_{P2} = 4,57 \text{ k}\Omega$.

Avec ce réglage, la simulation « .DC » a donné les tensions suivantes (extrait du fichier de sortie):

node	voltage	node	voltage
e+	644 nV	e-	32,2 μ V
Vsdif	-10,313 V	Vsec (Base Q ₁₀)	-1,1408
Vs	-0,4714 V	Base Q ₉	0,189 V

Ainsi que les courants suivants (positifs dans le sens normal) :

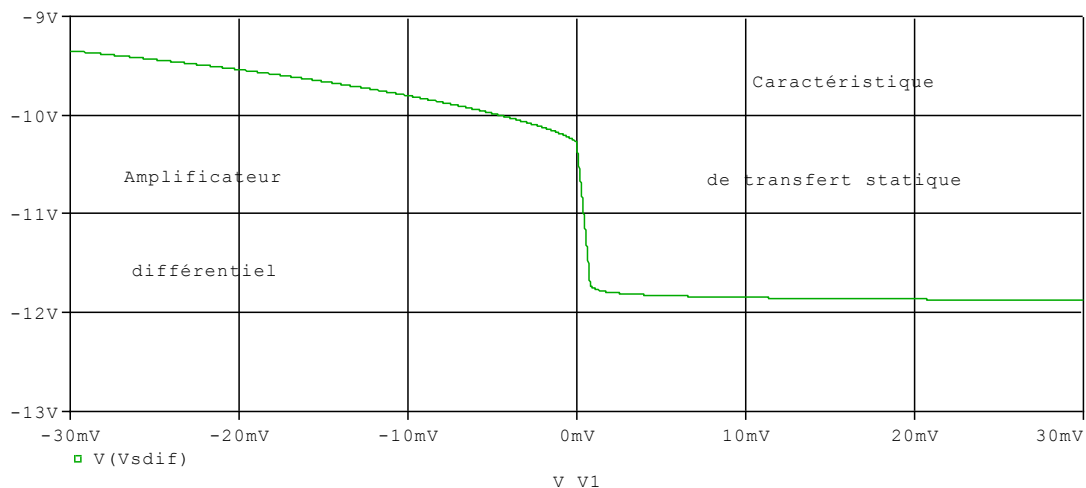
	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇	Q ₈	Q ₉	Q ₁₀
I _B	174 n	178 n	644 n	644 n	569 n	22,8 μ	704 μ	24,9 μ	1,23 μ	7,45 μ
I _C	55,6 μ	56,4 μ	56,2 μ	56,8 μ	250 μ	7,59 m	7,59 m	7,46 m	517 μ	511 μ

Interprétation :

- Les courants de polarisation du miroir sont conformes aux valeurs calculés (4 fois 57 μ A)
- Les courants de base de Q₃ et Q₄ sont très proches de la valeur attendue (633 nA).
- L'émetteur commun Q₆ est polarisé à 7,59 mA (calculé : 7,1 mA).
- La tension de sortie Vs est à -0,4714 V. Le réglage de l'offset en boucle ouverte aurait pu être ajusté, mais il aurait fallu plus de 3 chiffres significatifs à Rpol1 et Rpol2.

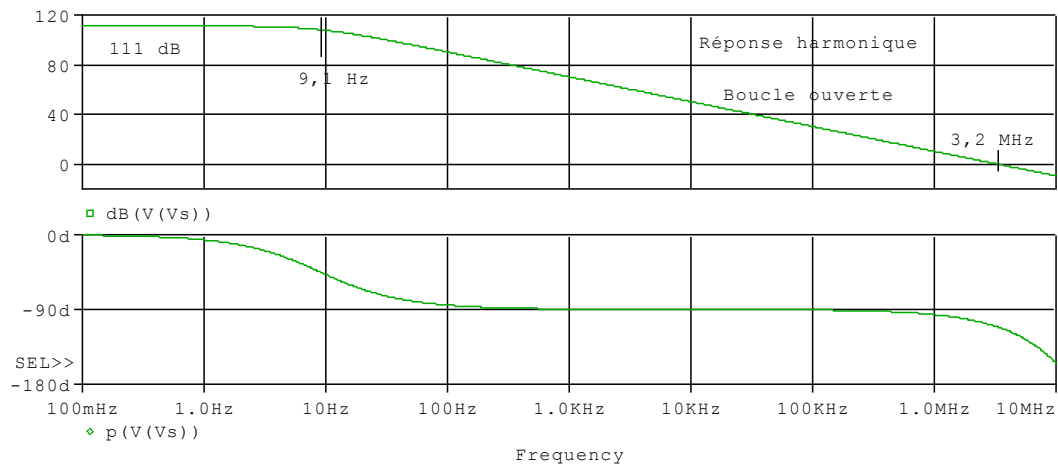
B . Caractéristique de transfert statique

L'amplification étant plus élevée, un balayage entre - 30mV et + 30 mV est suffisant pour apprécier le comportement de l'amplificateur différentiel.



La caractéristique n'est pas symétrique, et présente une zone centrale à très fort gain.

C. Réponse harmonique



Le plateau est à 111 dB. (calcul : 110 dB)

Par honnêteté scientifique, avouons qu'il s'agit là d'une coïncidence heureuse, car la simulation de l'amplificateur différentiel a donné une valeur de A_d plus faible que celle calculée, et la simulation de l'émetteur commun, une valeur de A_v plus élevée. Rappelons que le calcul théorique a supposé que la paire différentielle travaillait au milieu des caractéristiques, là où le gain est maximum, alors que la simulation a été réalisée avec le léger décalage créé par le potentiomètre de rattrapage d'offset. Cela explique ces dispersions locales.

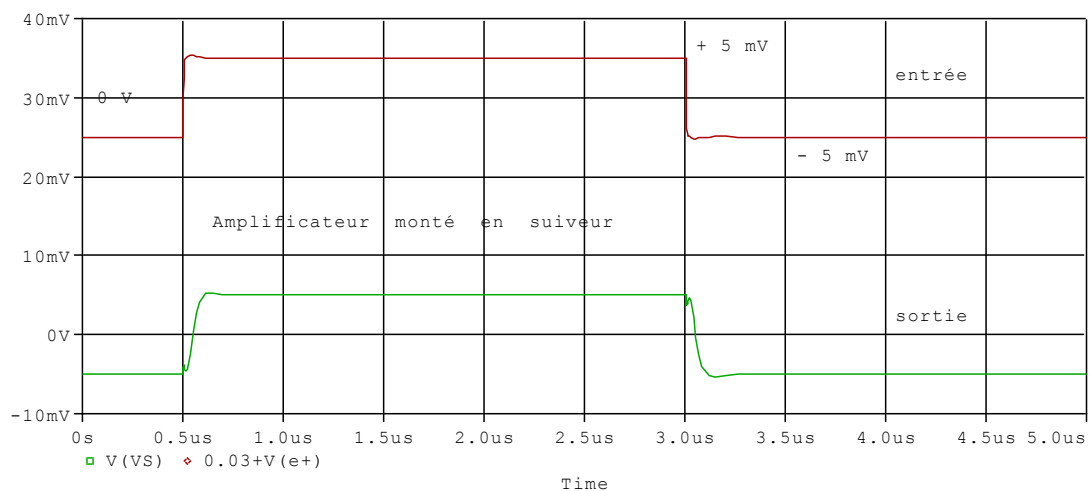
La fréquence de coupure est vers 10 Hz, (calcul : 11,5 Hz)

La fréquence de transition est 3,2 MHz (calcul par extrapolation : 3 MHz)

D. Réponse du montage en suiveur

• Vérification de la stabilité

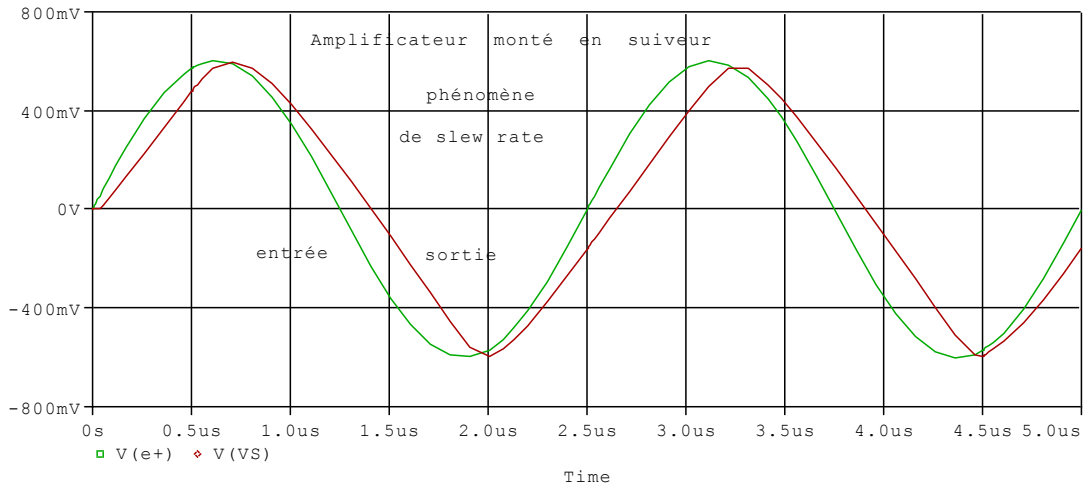
Le système est placé en suiveur. On injecte à l'entrée un signal de type échelon.



La sortie recopie cet échelon, sans régime oscillatoire. Le système est stable.

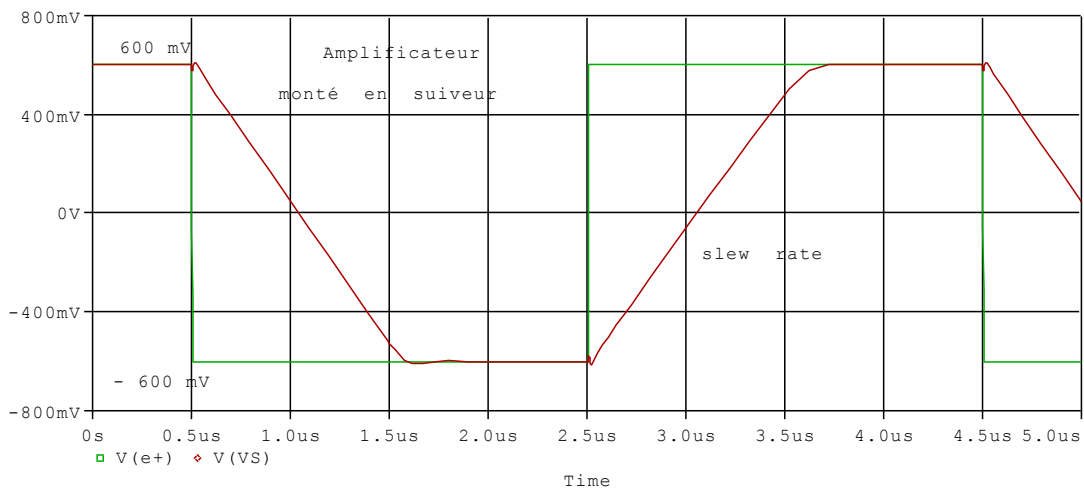
• Phénomène de slew rate

On place maintenant une sinusoïde de forte amplitude.



Dans cet essai, l'amplitude de l'entrée est de 600 mV. A 400 kHz, le signal de sortie « ne suit plus », et délivre des tronçons de droites. Le slew rate est mesurable sur la partie linéaire de la tension de sortie.

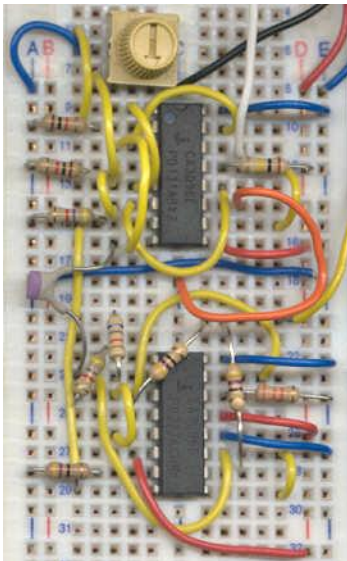
Nous avons vu qu'il était facile, expérimentalement, de mesurer le slew rate par un essai grands signaux en carré. Reproduisons cet essai par la simulation :



Une mesure de la pente donne 1,04 V / μs.

Essais réels

Ces essais sont dans la continuité de ceux présentés dans la version "simple".
Notons que l'on présente un procédé indirect pour mesurer A_o et la fréquence de coupure.



Le montage fini. On remarque le potentiomètre de réglage d'offset.

On câble les transistors en attente, on modifie quelques composants, on place le potentiomètre, quelques petits fils plus tard, on peut alimenter en ± 12 V.

A. Polarisation.

On applique les 2 entrées à la masse. Sans contre réaction. Opération délicate : on règle le potentiomètre pour obtenir 0 V en sortie de l'amplificateur complet.

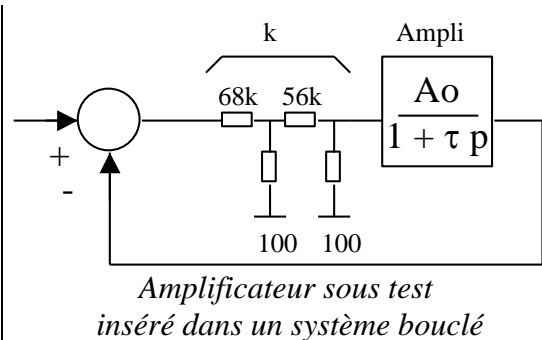
On relève ensuite :
Sortie de l'amplificateur différentiel : -10,13 V.
(simulé : - 10,31 V)

B. Détermination de A_o et de la fréquence de coupure basse de l'Amplificateur seul

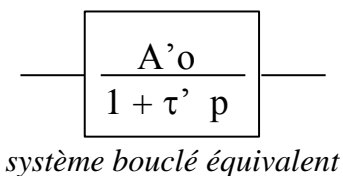
Il est impossible d'accéder à l'amplification statique par une mesure directe : avant la fréquence de coupure (environ 10 Hz), on attend une amplification de 355000 (111 dB obtenu par la simulation), et il faudrait donc une entrée de l'ordre de 30 μ V..., et de plus, en boucle ouverte, on est gêné par les fluctuations de l'offset (il faut retoucher le réglage pour rester hors saturation).

Aussi, il existe un procédé, utilisant un comparateur et un atténuateur, permettant de placer l'amplificateur opérationnel sous test dans un système bouclé :

- Le soustracteur peut être réalisé par un amplificateur et 4 résistances identiques, ou, comme cela a été le cas ici, par un AMP03.
- Les impédances des ponts diviseurs sont telles que l'on peut considérer ceux-ci comme indépendants. On pose k le coefficient du pont diviseur résultant.
- L'amplificateur à tester est idéalisé par $A_o/(1+\tau p)$. Étant inséré dans la boucle, il est moins sensible aux fluctuations d'offset.



Le montage peut se réduire à :



On a, après une simple identification :

$$A'o = \frac{kA_o}{1+kA_o} \quad \text{et} \quad \tau' = \frac{\tau}{1+kA_o}$$

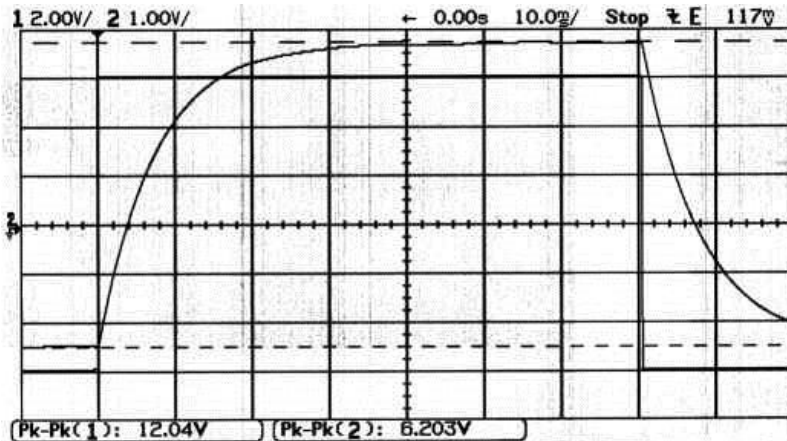
On déduit :

$$A_o = \frac{A'o}{k(1-kA'o)} \quad \text{et} \quad \tau = \tau'(1+kA_o)$$

Une mesure à l'ohmmètre a donné des résistances de :

65,8 k Ω (pour la 68 k Ω) et 54,5 k Ω , (pour la 56 k Ω), et pratiquement 100 Ω pour les deux autres, soit un pont diviseur apportant $k^{-1} = 358610$.

L'intérêt de choisir kA_o de l'ordre de l'unité, est d'avoir un signal de sortie deux fois plus petit que celui de l'entrée. On travaille donc avec des mesures grands signaux, ce qui est expérimentalement confortable, comme le montre le chronogramme suivant :



On relève :

$$A'o = 6,203 / 12,04 = 0,515.$$

ainsi que :

$$\tau' = 7,7 \text{ ms (mesuré par un zoom)}$$

Amplificateur installé dans un système bouclé
entrée : voie 1, 2 V/c sortie : voie 2, 1 V/c

On déduit :

$A_o = 0,515 \times 358610 / (1-0,515) \approx \boxed{381\ 000}$, soit 111,6 dB, (calcul : 110 dB ; simulé : 111 dB)

par suite :

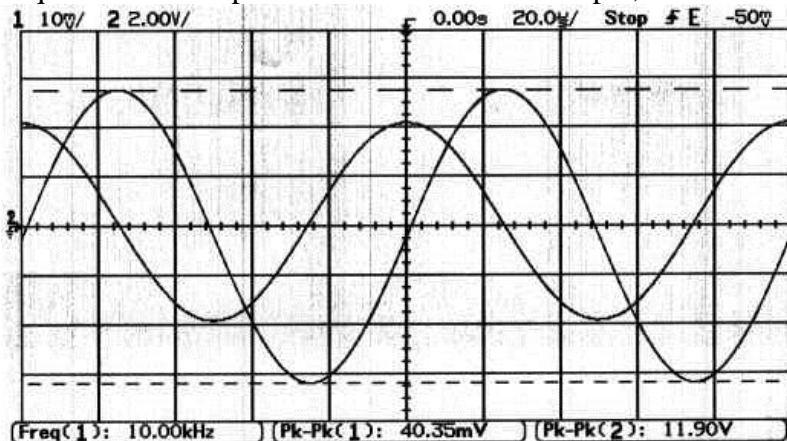
$\tau = 7,7 \text{ ms} (1 + 381000 / 358610) = 15,9 \text{ ms}$, soit $1 / 2\pi\tau = \boxed{10 \text{ Hz}}$. (valeur conforme aux

prédéterminations). Cette valeur est la **bande passante** de l'amplificateur sans contre réaction.

On confirme donc les calculs et simulations précédentes.

C. Amplification en boucle ouverte, en moyenne fréquence

En boucle ouverte, sans le procédé décrit ci-dessus, on peut mesurer l'amplification à des fréquences bien supérieures à 10 Hz. Par exemple, à 10 kHz :



A cette fréquence (10 kHz), on dispose encore d'un coefficient d'amplification de :

$$11,9 / 0,04035 = 295,$$

soit 49,4 dB

Amplificateur seul, en boucle ouverte
entrée : voie 1, 10 mV/c sortie : voie 2, 2 V/c

Ce relevé reste cohérent avec la réponse harmonique prédéterminée précédemment :

à 10 kHz, on attend exactement 60 dB d'atténuation par rapport à 111,6 dB, soit 51,6 dB

Une parfaite coïncidence entre la réponse harmonique issue de l'essai indiciel du système bouclé et celle issue des mesures directes en boucle ouverte est difficile à obtenir, notamment à cause du réglage d'offset qui modifie légèrement le gain.

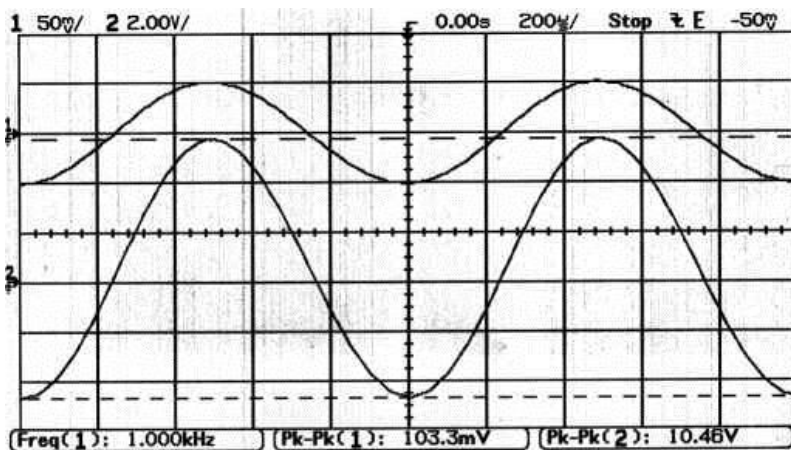
Remarquons également que les mesures en hautes fréquences, notamment pour la recherche de la fréquence de transition, sont délicates (toujours en boucle ouverte), les fluctuations d'offset perturbant les mesures, même en AC.

Pour continuer l'identification de la réponse harmonique, il est préférable de reboucler le système, en réalisant par exemple, un amplificateur de gain 40 dB.

D. Amplificateur de gain 40 dB.

Il suffit de faire un pont diviseur $R_b = 100 \text{ k}\Omega$, $R_a = 1 \text{ k}\Omega$ sur la branche de retour. En toute rigueur, le coefficient d'amplification vaut 101.

L'essai en basse fréquence est sans surprise :

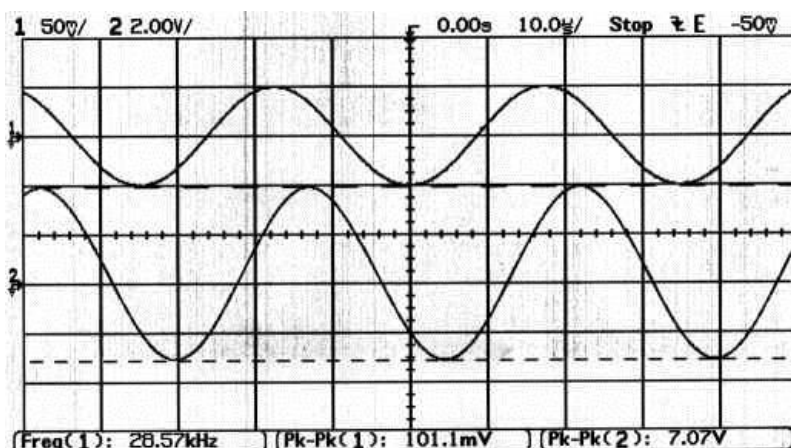


Amplificateur 40 dB, dans la bande passante
entrée : voie 1, 50 mV/c sortie : voie 2, 2 V/c

Cet oscillogramme montre qu'à la fréquence 1 kHz, l'amplification est de :

$$10,46 / 0,1033 = 101,25$$

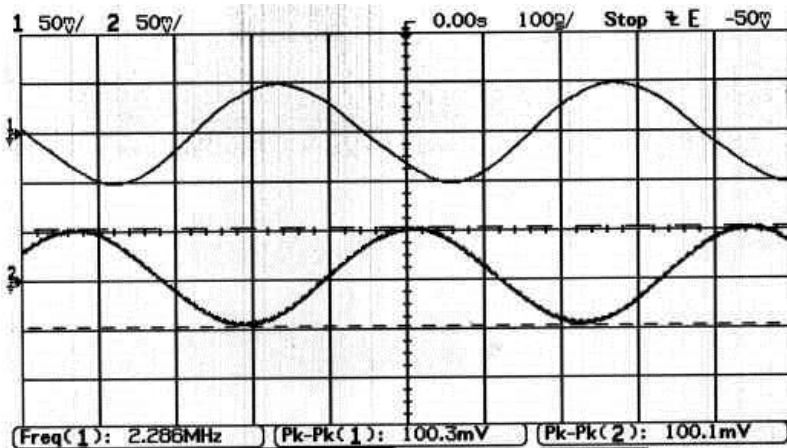
On augmente la fréquence du signal d'entrée. En passant, on relève la fréquence de coupure à -3 dB de cet amplificateur bouclé :



Amplificateur de 40 dB : fréquence de coupure
entrée : voie 1, 50 mV/c sortie : voie 2, 2 V/c

La fréquence de coupure obtenue expérimentalement est 28,6 kHz : on est à 0,707 fois l'amplification statique.

En continuant de monter en fréquence, on obtient la **fréquence de transition** :



Amplificateur à la fréquence de transition
 entrée : voie 1, 50 mV/c sortie : voie 2, 50 mV/c

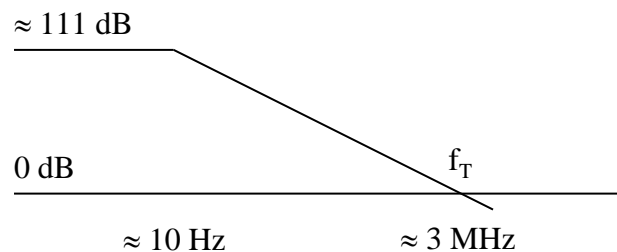
L'amplitude du signal de sortie est égale à celle d'entrée, à $f = 2,28$ MHz.

Le calcul avait aboutit à 3 MHz, la simulation 3,2 MHz.

Les mesures précédentes ont été :

- mesure indirecte du système bouclé pour obtenir A_o et la fréquence de coupure,
- mesure directe en boucle ouverte en moyenne fréquence,
- mesure directe du système bouclé pour obtenir la réponse harmonique en hautes fréquence.

La fusion des résultats permet de caractériser l'amplificateur en régime harmonique par la réponse présentée ci-contre.

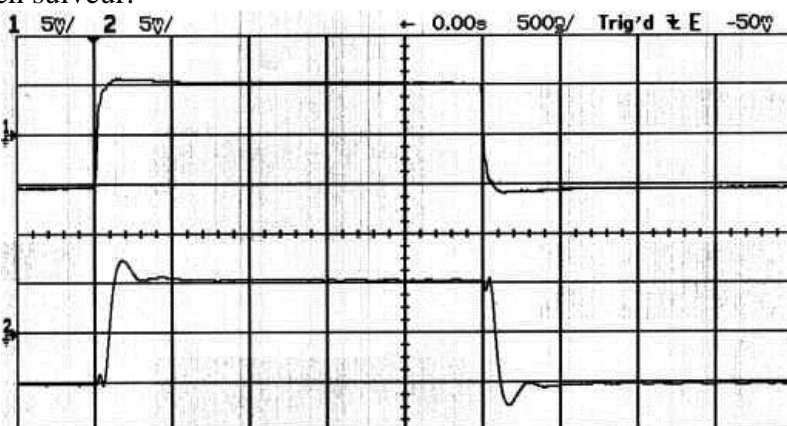


réponse harmonique de l'amplificateur réel
 Les valeurs sont approchées, à cause d'une certaine dispersion dans les mesures.

E. Montage suiveur

- vérification de la stabilité, par un essai à l'échelon

La réponse harmonique, du premier ordre, ne laisse pas présager un système bouclé instable, même en suiveur.



Amplificateur monté en suiveur : le système est stable
 entrée : voie 1, 5 mV/c sortie : voie 2, 5 mV/c

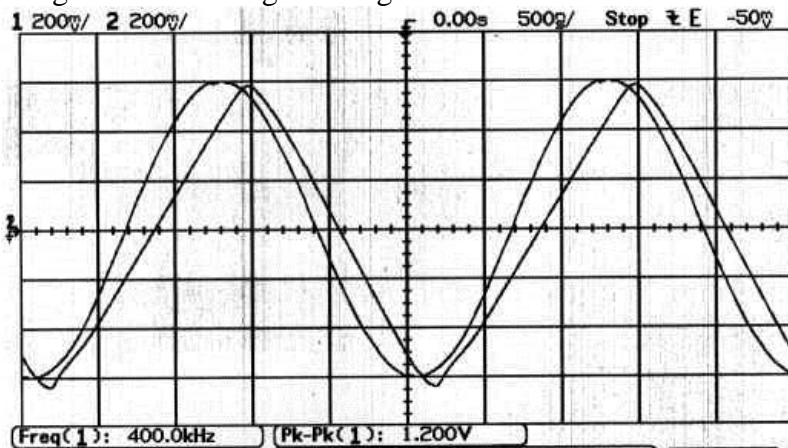
La vérification de la réponse à l'échelon en petits signaux est surtout pédagogique : on est très voisin de la réponse simulée.

Dans cet essai, la sortie ne présente pas d'oscillation, le dépassement est relativement faible : le système est stable, et très rapide.

Le choix de la valeur de C_1 explique cette conclusion.

La présence du dépassement montre que le modèle d'ordre 1 est mis en défaut. En fait, comme dans les amplificateurs opérationnels industriels, la réponse harmonique (module **et** phase) est plus complexe que celle d'un premier ordre aux alentours de la fréquence de transition.

• Régime sinusoïdal grands signaux



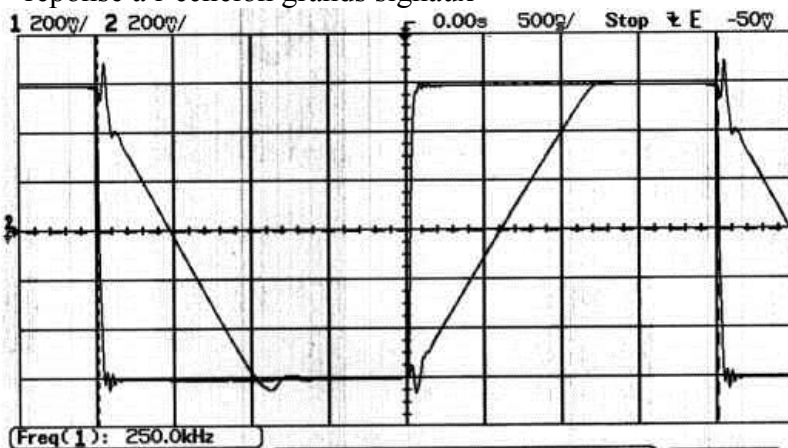
Amplificateur monté en suiveur : phénomène de slew rate
 entrée : voie 1, 200 mV/c sortie : voie 2, 200 mV/c

Le phénomène de slew rate est observé si on monte en fréquence et/ou en amplitude.

Ici, on a choisi 400 kHz, 600 mV d'amplitude. Le circuit ne peut suivre.

Ce relevé est parfaitement conforme à celui simulé.

• réponse à l'échelon grands signaux



Amplificateur monté en suiveur : phénomène de slew rate
 entrée : voie 1, 200 mV/c sortie : voie 2, 200 mV/c

Un signal d'entrée carré permet de chiffrer confortablement le slew rate : le signal de sortie évolue de façon linéaire sur une longue durée.

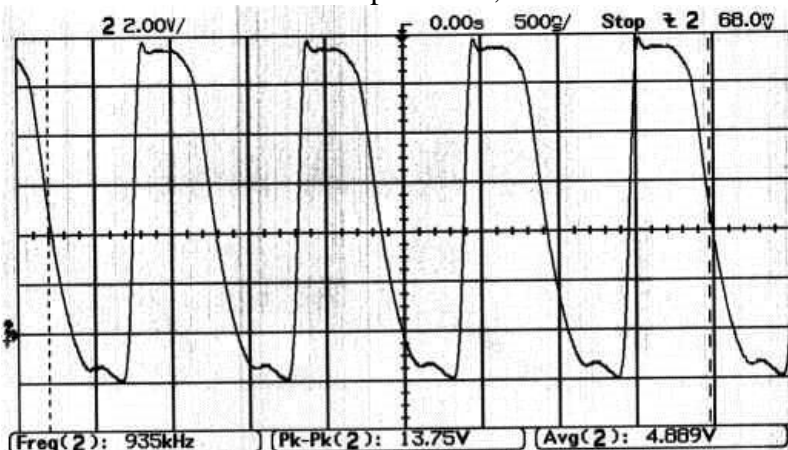
L'allure globale est conforme à la simulation Pspice.

La pente (mesurée finement par un zoom) donne 1 V/ μ s.

F. Pour aller plus loin :

Les idées ne manquent pas, puisqu'on est face à un grand classique des composants électroniques : l'amplificateur opérationnel. Alors, libre à chacun...

Il est proposé ci dessous la même expérience qu'avec l'amplificateur réduit : en montage suiveur, on retire le condensateur de compensation, et on maintient l'entrée e⁺ à 0 V.



Suiveur, sans condensateur de compensation : système oscille !
 sortie : voie 2, 2 V/c

Sans condensateur de compensation en fréquence, le système bouclé est instable.

L'oscillation en sortie n'est pas sinusoïdale, et est liée - entre autres - à la charge connectée.

Ici, on visualise au travers un câble coaxial (soit 120 pF de charge) : la fréquence d'oscillation est de 935 kHz.

Conclusion

Ce montage à 10 transistors est un peu plus complexe que le précédent, et, par le fait que l'amplification soit beaucoup plus élevée, oblige une approche des mesures différente.

Ces dernières ont permis de caractériser l'amplificateur : Amplification statique 381000 (soit 111,6 dB), Bande passante 10 Hz, Slew rate 1 V/ μ s, fréquence de transition 2,28 MHz.

On trouve de très nombreuses cohérences et concordances dans le trio étude / simulation / expérimentation.

On peut également faire d'autres manipulations (mesure des impédances d'entrée, de sortie, des courants, réaliser une application comme un filtre actif...). Mais il faut savoir s'arrêter. L'objectif global est de faire environ 2 séances de travaux pratiques, soit 2 fois 4 heures... Avec les deux montages, il y a de quoi.

J'espère que ce long document profitera à de nombreuses personnes. Et peut-être que certaines d'entre elles me solliciteront pour le faire évoluer : je garde le prototype dans mon placard encore quelques temps.

Rappelons que le simulateur utilisé est le Pspice d'évaluation, 9.1, limité à 10 transistors : encore un merci au passage à la société Cadence, qui continue la philosophie lancée par MicroSim, puis reprise par Orcad, de proposer le CD ROM, ou le téléchargement Internet, de cette version d'évaluation du simulateur, par le biais de l'importateur ALS Design.

Les références font appel au livre « **Comprendre l'électronique par la simulation** »,

[Réf 1] page 362

[Réf 2] page 362

[Réf 3] page 107

[Réf 4] page 68

[Réf 5] page 360

[Réf 6] page 214

[Réf 7] page 294

[Réf 8] page 294

[Réf 9] page 63

dont le **tome 2 est en ligne**

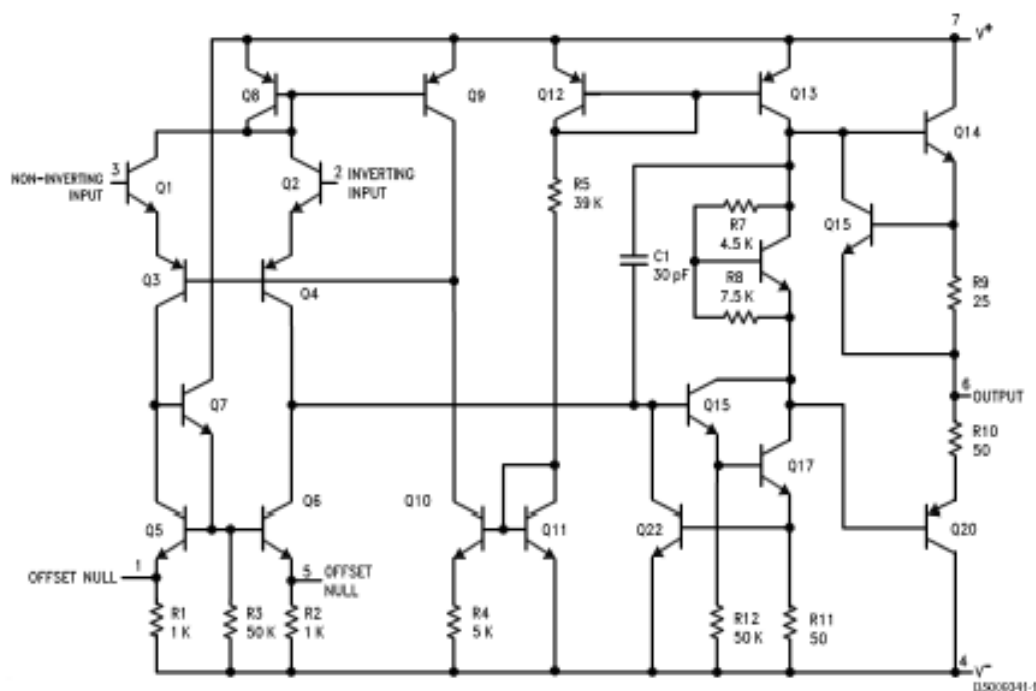


schéma interne du LM741

(source National Semi-conductor <http://cache.national.com/ds/LM/LM741.pdf>)

On reconnaît de nombreux points communs avec le schéma à 10 transistors.

articles 1 à 43 : sur le livre

Tableau récapitulatif des articles PDF disponibles sur ce site

n°	titre	lien présentation	lien direct article
	Guide d'installation et d'emploi simplifié	présentation	document PDF
44	Exemples basiques et des exercices...	présentation	document PDF
45	Un exemple de circuit passif	présentation	document PDF
46	Un oscillateur Colpitts	présentation	document PDF
47	Compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels	présentation	document PDF
48	Un amplificateur à transistors bipolaires	présentation	document PDF
49	Une bascule D Flip Flop CMOS	présentation	document PDF
50	Une porte XOR à transistors MOS	présentation	document PDF
51	Un VCO à 12 transistors MOS	présentation	document PDF
52	Une PLL à moins de 20 transistors MOS	présentation	document PDF
53	Un oscillateur à résistance négative	présentation	document PDF
54	Une charge électronique	présentation	document PDF
55	Un amplificateur en classe C	présentation	document PDF
56	Le monostable 74 123	présentation	document PDF
57	Un amplificateur en classe D	présentation	document PDF
58	Le transformateur en linéaire	présentation	document PDF
59	La loi d'ohm thermique	présentation	document PDF
60	Le transformateur en non linéaire	présentation	document PDF
61	Robustesse d'un oscillateur en anneau	présentation	document PDF
62	Une alimentation stabilisée	présentation	document PDF
63	Modélisation d'un haut-parleur	présentation	document PDF
64	Un synthétiseur de fréquence	présentation	document PDF
65	Un ampli audio de Sparkfun	présentation	document PDF
66	Simulation logique et analogique	présentation	document PDF
67	Un oscillateur à relaxation	présentation	document PDF
68	Lecteur de TAG RFID 125 kHz	présentation	document PDF
69	Diagramme de l'œil avec Pspice	présentation	document PDF
70	Un amplificateur hautes fréquences	présentation	document PDF
71	Une bizarrerie enfin expliquée...	présentation	document PDF
72	Comprendre le paramétrage de la FFT	présentation	document PDF
73	La relation de Bennett	présentation	document PDF
74	Simuler un circuit à plus de 20 transistors avec PSpice Eval	présentation	document PDF
75	Une horloge biphase sans recouvrement	présentation	document PDF
76	Quelques simulations sur la diode	présentation	document PDF
77	Un ampli classe A, avec transformateur de sortie	présentation	document PDF
78	Des stimuli pour PSpice	présentation	document PDF
79	Simuler le TL431 : zener ajustable	présentation	document PDF
80	Un ADC flash	présentation	document PDF
81	Une chaîne d'acquisition : S&H, ADC, DAC	présentation	document PDF
82	Un amplificateur 50 MHz	présentation	document PDF
83	Un dérivateur non inverseur	présentation	document PDF
84	Un amplificateur bipolaire avec push pull CMOS	présentation	document PDF
85	Rôle des répéteurs logiques dans un circuit intégré	présentation	document PDF
86	Un driver logique CMOS pour charge 50 ohms	présentation	document PDF
87	Des triggers de Schmitt et des applications	présentation	document PDF
88	Un filtre gaussien analogique	présentation	document PDF
89	Un générateur de bruit rose	présentation	document PDF

