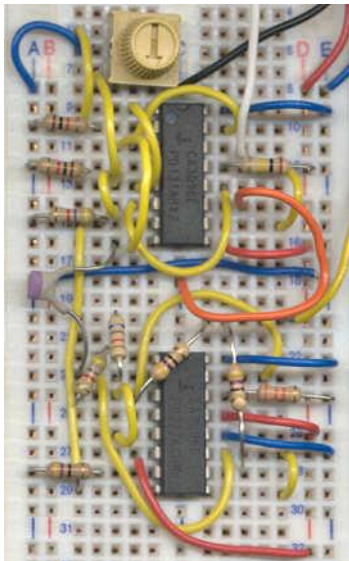


Essais réels

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 $\pm 12\text{ V}$.

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.

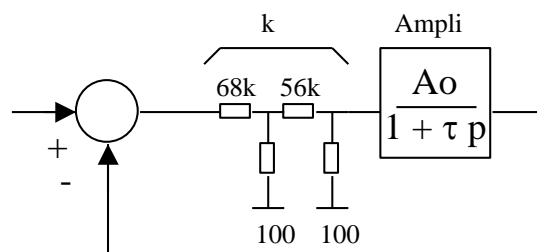
On relève ensuite :
Sortie de l'amplificateur différentiel : $-10,13\text{ V}$.
(simulé : $-10,31\text{ V}$)

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 $30\ \mu\text{V}$..., et de plus, en boucle ouverte, on est gêné par les fluctuations de l'offset (il faut retoucher le réglage pour rester hors saturation).

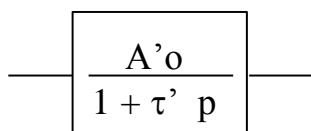
Aussi, il existe un procédé, utilisant un comparateur et un atténuateur, permettant de placer l'amplificateur opérationnel sous test dans un système bouclé :

- 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.



Amplificateur sous test inséré dans un système bouclé

Le montage peut se réduire à :



système bouclé équivalent

On a, après une simple identification :

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

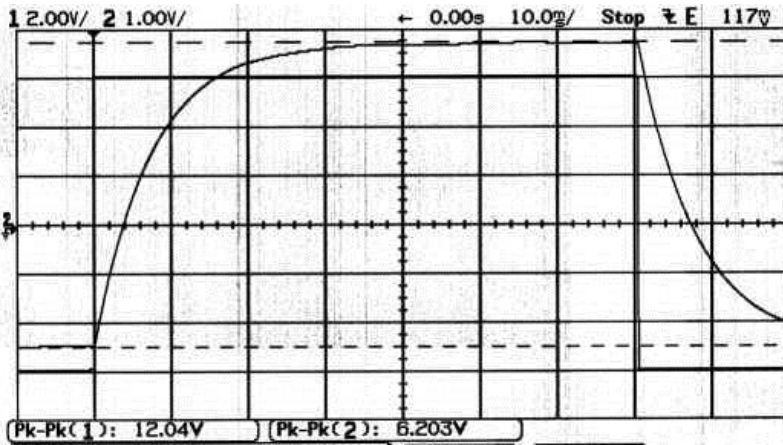
On déduit :

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

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

65,8 kΩ (pour la 68 kΩ) et 54,5 kΩ, (pour la 56 kΩ), et pratiquement 100 Ω pour les 2 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)

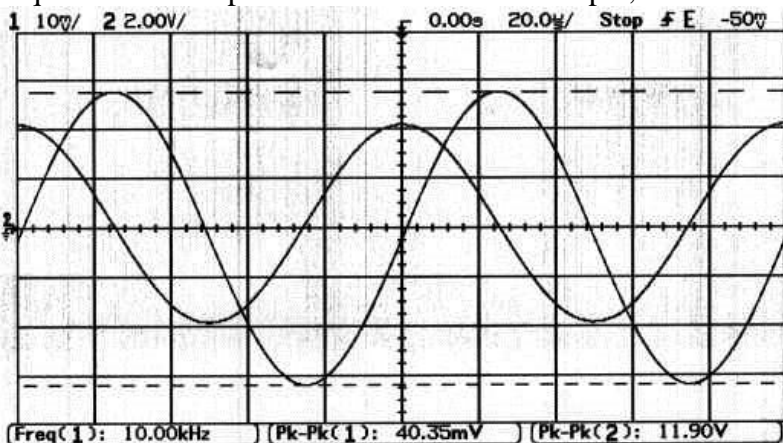
par suite :

$\tau = 7,7 \text{ ms} (1 + 381000 / 358610) = 15,9 \text{ ms}$, 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.

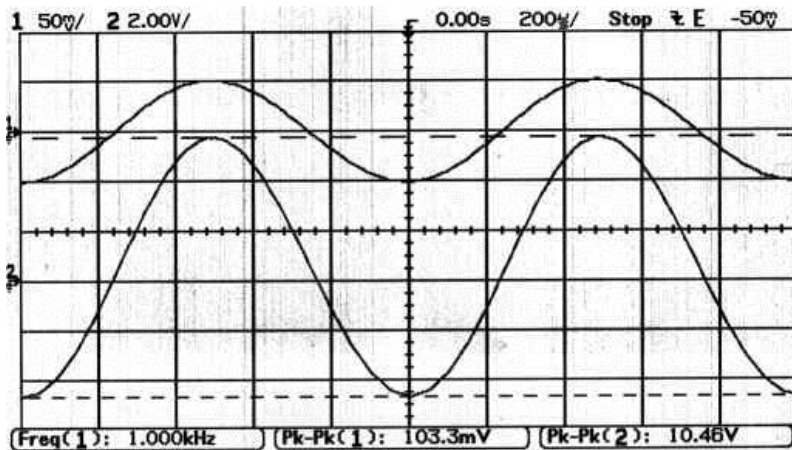
Remarquons également que les mesures en hautes fréquences, notamment pour la recherche de la fréquence de transition, sont délicates (toujours en boucle ouverte), les fluctuations d'offset perturbant les mesures, même en AC.

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.

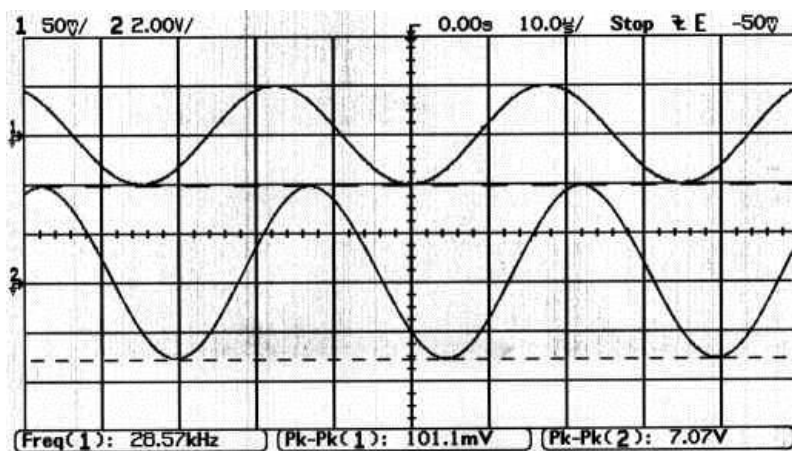
L'essai en basse fréquence est sans surprise :



Cet oscillogramme montre qu'à la fréquence 1 kHz, l'amplification est de :
 $10,46 / 0,1033 = 101,25$

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

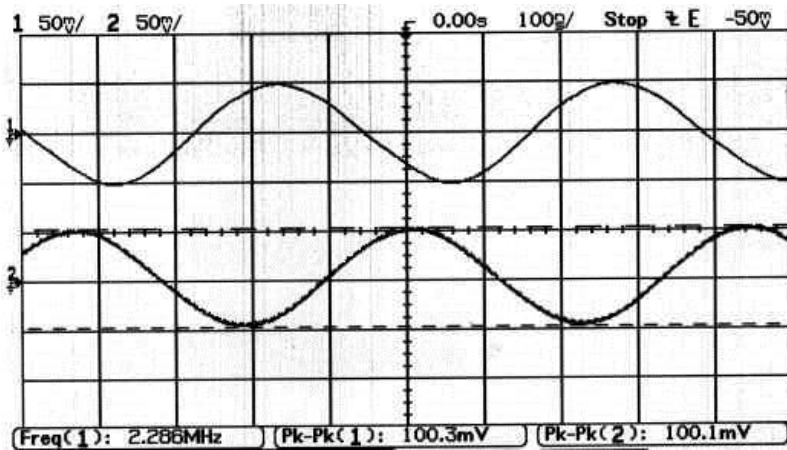
On augmente la fréquence du signal d'entrée. En passant, on relève la fréquence de coupure à -3 dB de cet amplificateur bouclé :



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

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

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

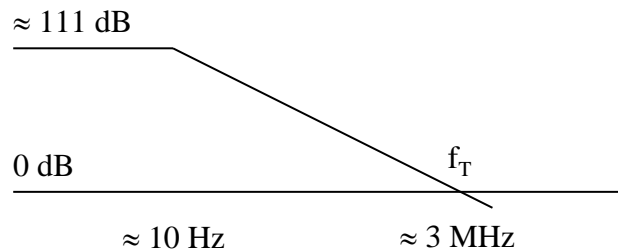
L'amplitude du signal de sortie est égale à celle d'entrée, à $f = 2,28 \text{ MHz}$.

Le calcul avait abouti 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.

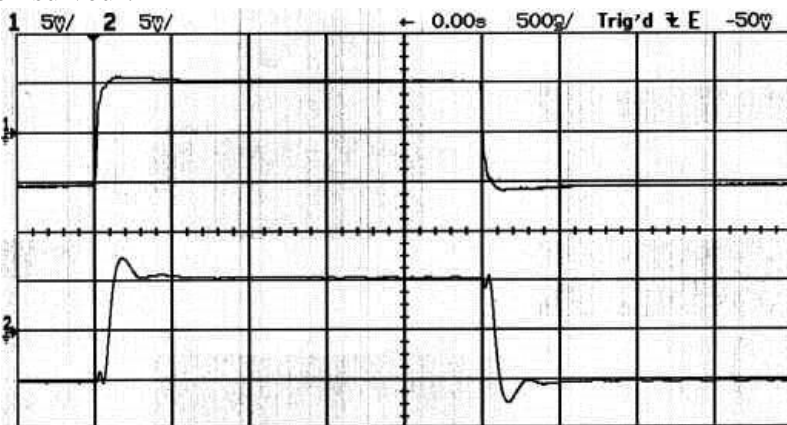


réponse harmonique de l'amplificateur réel
 Les valeurs sont approchées, à cause d'une certaine dispersion dans les mesures.

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

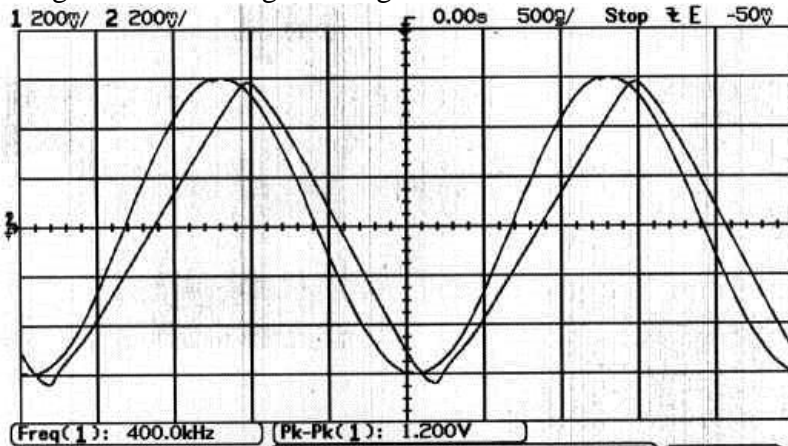
La vérification de la réponse à l'échelon en petits signaux est surtout pédagogique : on est très voisin de la réponse simulée.

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



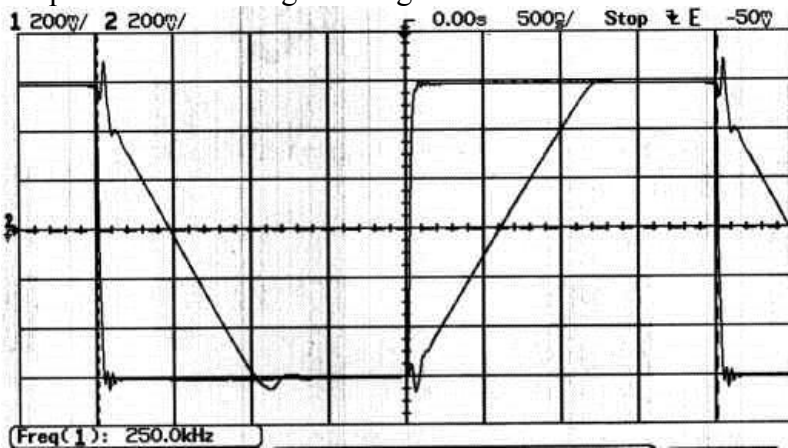
Amplificateur monté en suiveur : phénomène de slew rate
 entrée : voie 1, 200 mV/c sortie : voie 2, 200 mV/c

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.

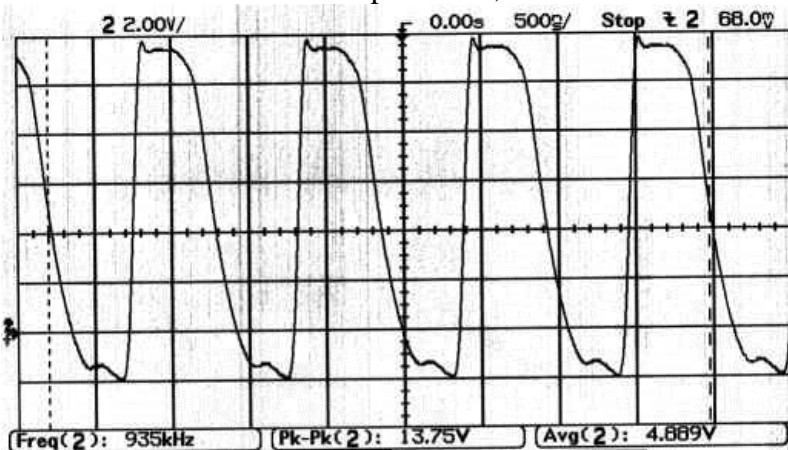
L'allure globale est conforme à la simulation Pspice.

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

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 2 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. serge.dusausay@umontpellier.fr

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** sous : <http://serge.dusausay.free.fr/>

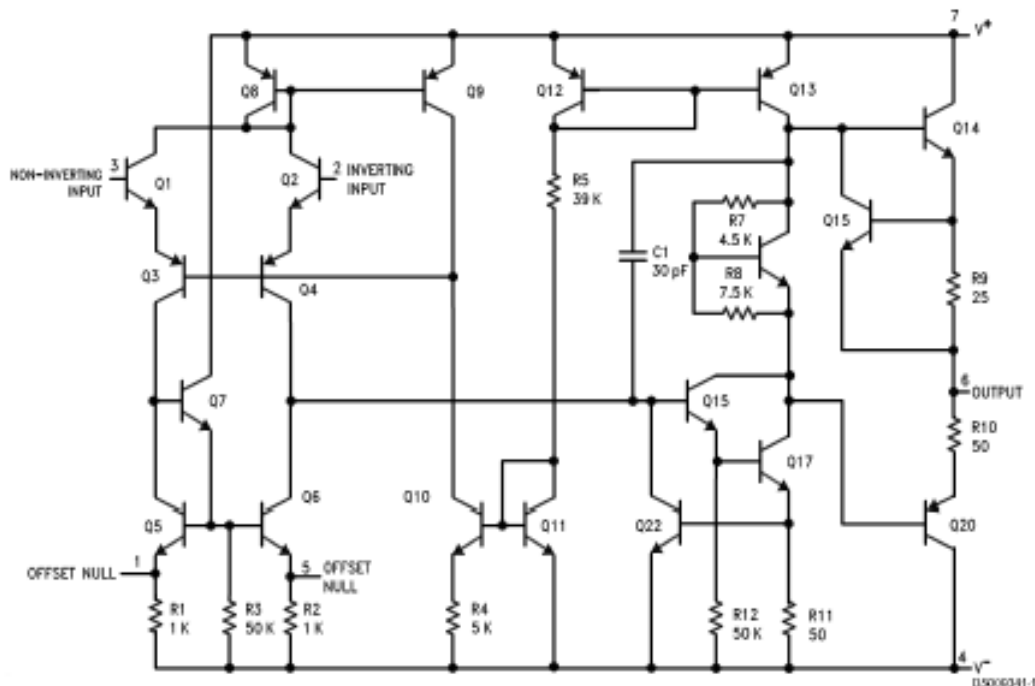


schéma interne du LM741

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

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

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