



Table des matières

I PRINCIPE	2
1.1) principe	2
1.2 Comportement en fréquence	2
II MONTAGES DE BASE:	3
2.1 Amplificateur à un OTA	3
2.2 Amplificateur à deux OTA	3
2.3 Résistance variable en fonction d'une tension ou d'un courant (VCR , ICR)	4
2.4 Filtre actif du 1er ordre passe bas à 1 OTA	4
2.5 Filtre actif universel du second ordre (passe-bas , coupe bande , passe-haut)	4
III STRUCTURE INTERNE SIMPLIFIEE	6
IV CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DES OTAs	7
V EXEMPLES DE QUELQUES OTAS COMMERCIALISES	7
VI APPLICATIONS	7
6.1 Amplificateur non inverseur	7
6.2 Résistance variable en fonction d'une tension (VCR).....	8
6.3 Modulateur d'amplitude	8
6.5 Générateur de signaux en dents de scie (Sawtooth pulse VCO).....	9
6.6 Pilote de courant haute vitesse (mise en parallèle de 2 OTA)	9
6.7 Driver de courant pour charge inductive (2 OTA en pont)	10
6.8 Amplificateur de signaux, répéteur.	10
6.9 Intégrateur pour impulsion courte.	11
VIII TRAVAUX PRATIQUES	11
IX ANNEXES	12
ANNEXE A	12
ANNEXE B	12
ANNEXE C:	13
ANNEXE D	14
X BIBLIOGRAPHIE.....	14



AMPLIFICATEURS à TRANSCONDUCTANCE

(Operational Transconductance Amplifiers: OTA)

1 PRINCIPLE

1.1) principe

Un OTA (amplificateur à transconductance) fournit un courant de sortie I_o proportionnel à la tension différentielle d'entrée (Eq. 1).

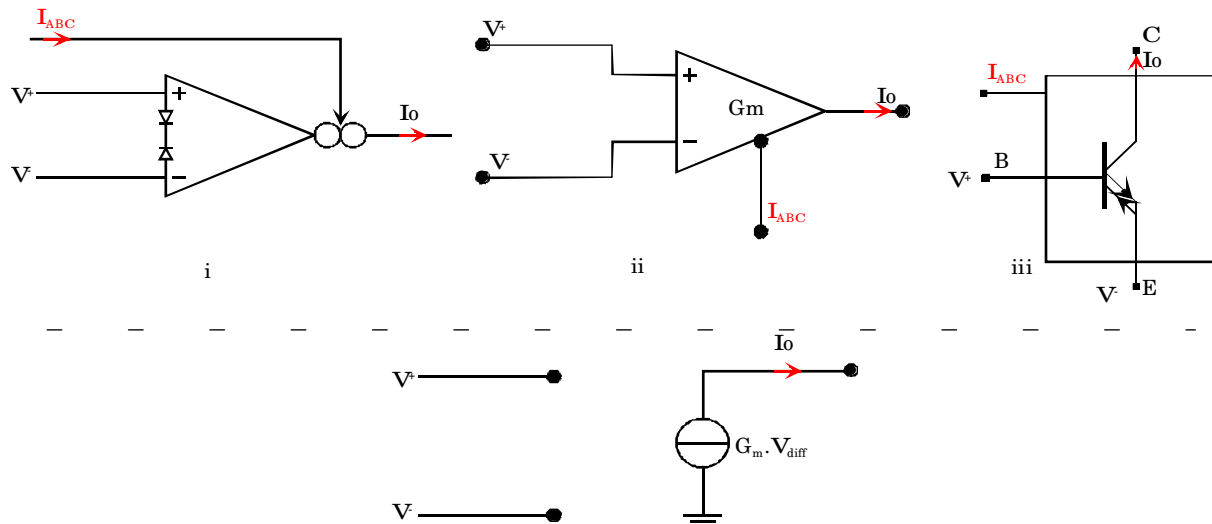


Figure 1.1: Symboles et modèle électrique équivalent d'un OTA

$$I_o = g_m (V^+ - V^-) \quad (\text{Eq. 1})$$

La (trans)conductance g_m s'exprime en mA/V (ou en mSiemens). G_m est proportionnelle au courant de polarisation de l'amplificateur I_{ABC} qui doit être fourni à l'amplificateur suivant la formule:

$$g_m = \frac{I_{ABC}}{2 \cdot V_T} \quad (\text{Eq. 2})$$

voir Eq. 24

I_{ABC} : Amplifier Bias Current.

On est donc également en présence d'un amplificateur de courant. (d'où le symbole n°iii ressemblant à un transistor bipolaire)

La présence dans l'équation 1 de deux grandeurs d'entrée, $V^+ - V^-$ et I_{ABC} dans l'expression du courant de sortie laisse d'emblée envisager la possibilité de réaliser une multiplication à l'aide d'un OTA.

Un *OTA* est essentiellement constitué d'une *paire différentielle* et de *miroirs de courant*.

L'impédance d'entrée Z_i est très grande (comme celle d'un AOP).

La valeur de I_{ABC} peut être très faible $< 1 \mu\text{A}$ et le courant total I_{CC} absorbé par un tel composant est d'environ $3 \cdot I_{ABC}$, ce qui permet de réaliser des applications embarquées consommant très peu d'énergie.

2 différences distinguent l'OTA de l'AOP:

- 1 Puisque l'OTA est une source de courant, son impédance de sortie est élevée (contrairement à celle d'un AOP où $R_s = \text{qqs centaines d}'\Omega$). On cherche souvent en effet pour les amplificateurs à obtenir une résistance de sortie faible, aussi les OTA modernes incorporent-ils un buffer de courant (connectable ou pas).
- 2 Il est possible de concevoir des circuits sans contre-réaction. En d'autres termes, au lieu d'utiliser la CR, dont on sait qu'elle réduit la sensibilité de montages aux paramètres (de l'AOP), avec un OTA il faut simplement considérer la conductance g_m comme un élément de réglage de performances comme le font des composants tels des résistances ou des condensateurs.

1.2 Comportement en fréquence

La plupart des relations entre boucle ouverte, boucle fermée et la réponse en fréquence d'un OTA sont semblables à celles d'un AOP. Pour un circuit employant une contre-réaction et pour lequel la charge est capacitive, une relation importante donne la bande passante BW_{CL} du montage en fonction de l'amplification en boucle fermée A_{cl} et le courant de polarisation I_{ABC} .

$$BW_{cl} = \frac{\left(\frac{I_{ABC}}{2 \cdot V_T} \right)}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot A_{cl}} \quad (\text{Eq. 3})$$



Cette relation intéressante montre que certains réseaux actifs comme les filtres actifs peuvent avoir leurs fréquences critiques réglées par le courant externe I_{ABC} qui peut varier facilement suivant une tension. On peut par exemple créer un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est réglable par I_{ABC} .

II Montages de base: Amplificateurs de tension à OTA.

2.1 Amplificateur à un OTA

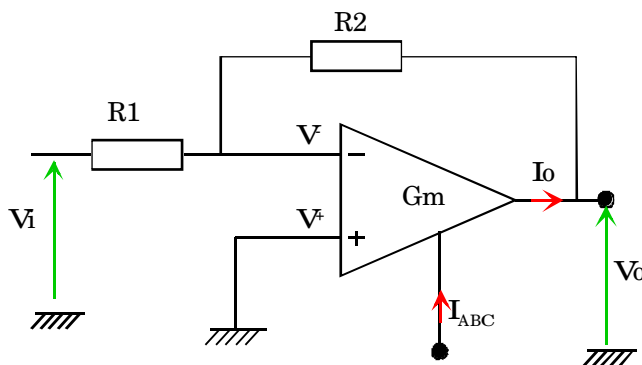


Fig. 2.1 Amplificateur de tension inverseur

Le montage représenté Fig. 2.1 réalise une amplification de tension donnée par:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - g_m R_2}{1 + g_m R_1} \quad (\text{Eq. 4})$$

et l'impédance de sortie par:

$$Z_o = \frac{R_1 + R_2}{1 + g_m R_1} \quad (\text{Eq. 5})$$

exercice: Etablir l'équation 4 (solution voir annexe C)

Les équations 4 et 5 se simplifient si $g_m R_1 \gg 1$, ce qui donne:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Eq. 6})$$

$$Z_o \approx \frac{R_1 + R_2}{g_m R_1} \quad (\text{Eq. 7})$$

Ce résultat, celui d'un système à réaction négative, qui n'est pas pour surprendre, montre que l'amplification n'est dépendante que des éléments du réseau de contre-réaction.

2.2 Amplificateur à deux OTAs

Ce deuxième exemple illustre bien ce que l'on peut attendre d'un OTA.

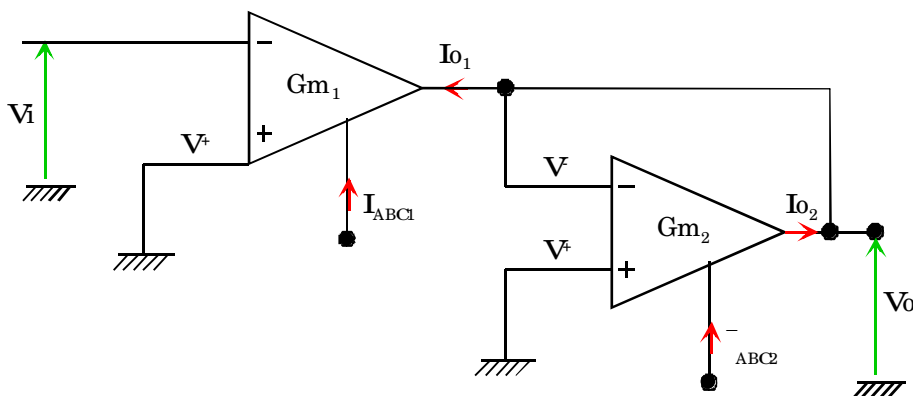


Fig. 2.2 Amplificateur de tension inverseur à 2 OTAs

L'amplification en tension et l'impédance de sortie sont données par les équations 8 et 9:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad (\text{Eq. 8})$$



$$Z_o = \frac{1}{g_{m2}} \quad (\text{Eq. 9}) \text{ voir annexe D}$$

L'amplification et l'impédance de sortie sont complètement réglables par les courants I_{ABC1} et I_{ABC2} sans autres composants passifs externes que ceux requis pour faire varier ces courants.

Remarque : g_{m1} pouvant être plus petite que g_{m2} (ou plus grande) l'amplification peut varier continûment de $0 < A_{\min} < 1 < A_{\max}$.

2.3 Résistance variable en fonction d'une tension ou d'un courant (VCR, ICR).

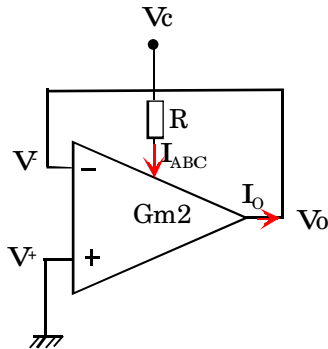


fig. 2.3 Résistance variable en fonction d'une tension ou d'un courant (VCR ou ICR)

$$V_o = V$$

$$I_o = g_m V = g_m V_o$$

$$\text{d'où } Z_o = \frac{I_o}{V_o} = \frac{1}{g_m} \quad (\text{Eq.10})$$

$$Z_o = \frac{1}{I_{ABC} / (2 \cdot V_T)} = \frac{2 \cdot V_T}{I_{ABC}}$$

$$I_{ABC} \approx \frac{V_c}{R} \Rightarrow Z_o \approx \frac{2 \cdot V_T \cdot R}{V_c}$$

La résistance de sortie d'un OTA évolue comme une fonction en 1/x.

2.4 Filtre actif du 1er ordre passe bas à 1 OTA

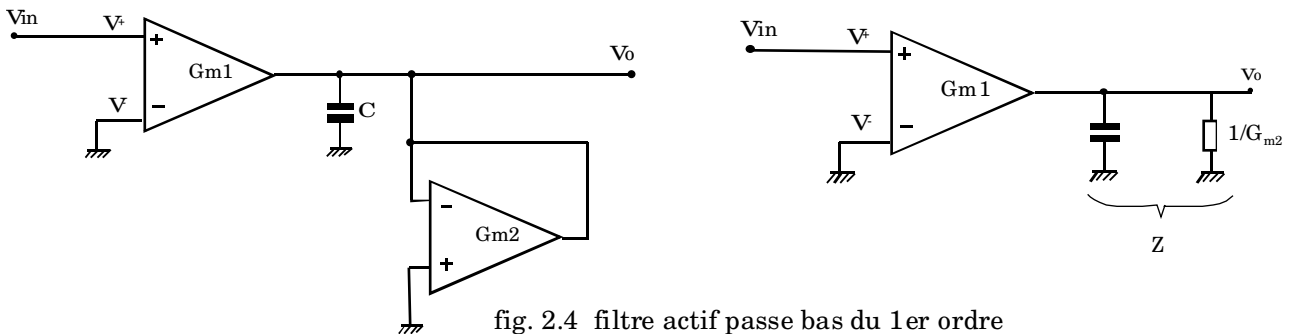


fig. 2.4 filtre actif passe bas du 1er ordre

$$Z(p) = \frac{1}{g_{m2} + Cp}$$

$$I_o = g_{m1} V_{in}$$

$$V_o(p) = Z(p) \cdot I_o$$

$$V_o(p) = \frac{g_{m1} V_{in}}{g_{m2} + Cp}$$

$$\frac{V_o(p)}{V_{in}(p)} = \frac{g_{m1}}{g_{m2} + Cp} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \frac{Cp}{g_{m2}}} \quad (\text{Eq.11})$$

$$\text{avec } \frac{1}{\omega} = \frac{C}{g_{m2}} \text{ et } f_c = \frac{g_{m2}}{2\pi \cdot C} \quad (\text{Eq.12})$$

La fréquence de coupure à 3dB f_c est donc ajustable par g_{m2} et ce, sans modifier les autres paramètres du filtre.

2.5 Filtre actif universel du second ordre (passe-bas, coupe bande, passe-haut, passe bande).

La figure 2.5 montre un tel filtre réalisé à l'aide de 2 OTA et configuré par 3 tensions V_A , V_B et V_C . Ces filtres sont appelés "filtres à fréquence ajustable à Q constant"; en effet, il préserve la valeur du coefficient de qualité Q sur toute la plage de variation de la fréquence critique f_c .

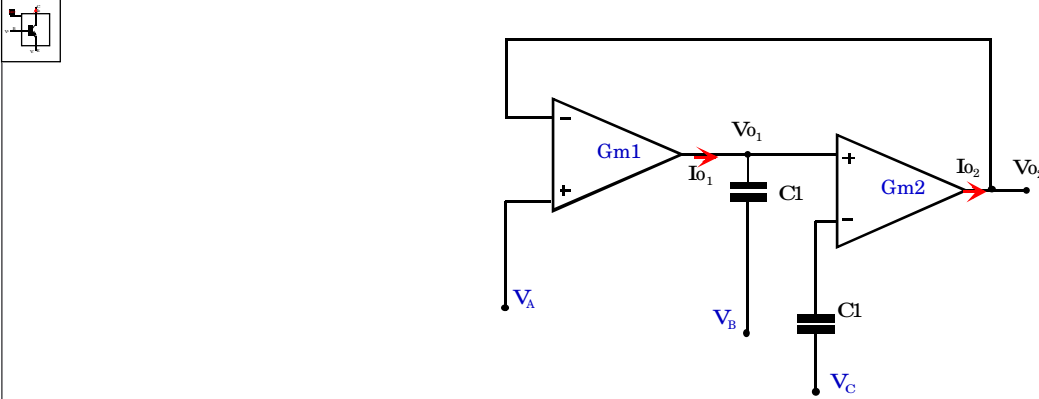


fig. 2.5 Filtre actif du second ordre

$$I_{o1} = g_{m1}(V_1^+ - V_1^-) = g_{m1}(V_A - V_{O1})$$

$$V_{C1} = I_{o1} \cdot X_{C1} + V_B = V_2^+ = \frac{I_{o1}}{C_1 p} + V_B$$

$$I_{o2} = g_{m2}(V_2^+ - V_2^-) = g_{m2} \left(\left(\frac{I_{o1}}{C_1 p} + V_B \right) - V_{O1} \right)$$

$$V_{O1} = \frac{I_{o2}}{C_2 p} + V_C$$

en remplaçant I_{o1} et I_{o2} par leur valeur on obtient:

$$V_{O1} = \frac{g_{m1} g_{m2} (V_A - V_{O1})}{C_1 C_2 p^2} + \frac{g_{m2}}{C_2 p} (V_B - V_{O1}) + V_C$$

et en regroupant les termes en V_{O1}

$$V_{O1} = \frac{g_{m1} g_{m2} V_A + p C_1 g_{m2} V_B + p^2 C_1 C_2 V_C}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (\text{Eq. 13})$$

Dans les expressions précédentes p est la pulsation complexe, $p = j\omega$ et I_{o1} , I_{o2} les courants de sortie des deux OTA. On obtient un filtre particulier en fixant:

$V_{in} = V_A$; V_B et V_C sont reliés à la masse.

$G_{m1} = G_{m2} = G_m$

et en divisant l'expression de V_{o1} , au numérateur et au dénominateur par $C_1 C_2$ pour obtenir une forme quadratique standard:

$$\frac{V_{O1}}{V_A} = \frac{\frac{g_m^2}{C_1 C_2}}{p^2 + \frac{p g_m}{C_2} + \frac{g_m}{C_1 C_2}} \quad (\text{Eq14})$$

Cette expression est de la forme standard:

$$\frac{V_{O1(p)}}{V_A(p)} = \frac{\omega_o^2}{p^2 + p \left(\frac{\omega_o}{Q} \right) + \omega_o^2} \quad (\text{Eq. 15})$$

On obtient alors l'expression d'une fonction de transfert de filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est donnée par:

$$f_o = \frac{g_m}{2\pi \sqrt{C_1 C_2}} \quad \text{et un coefficient de qualité } Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (\text{Eq.16 et 17})$$

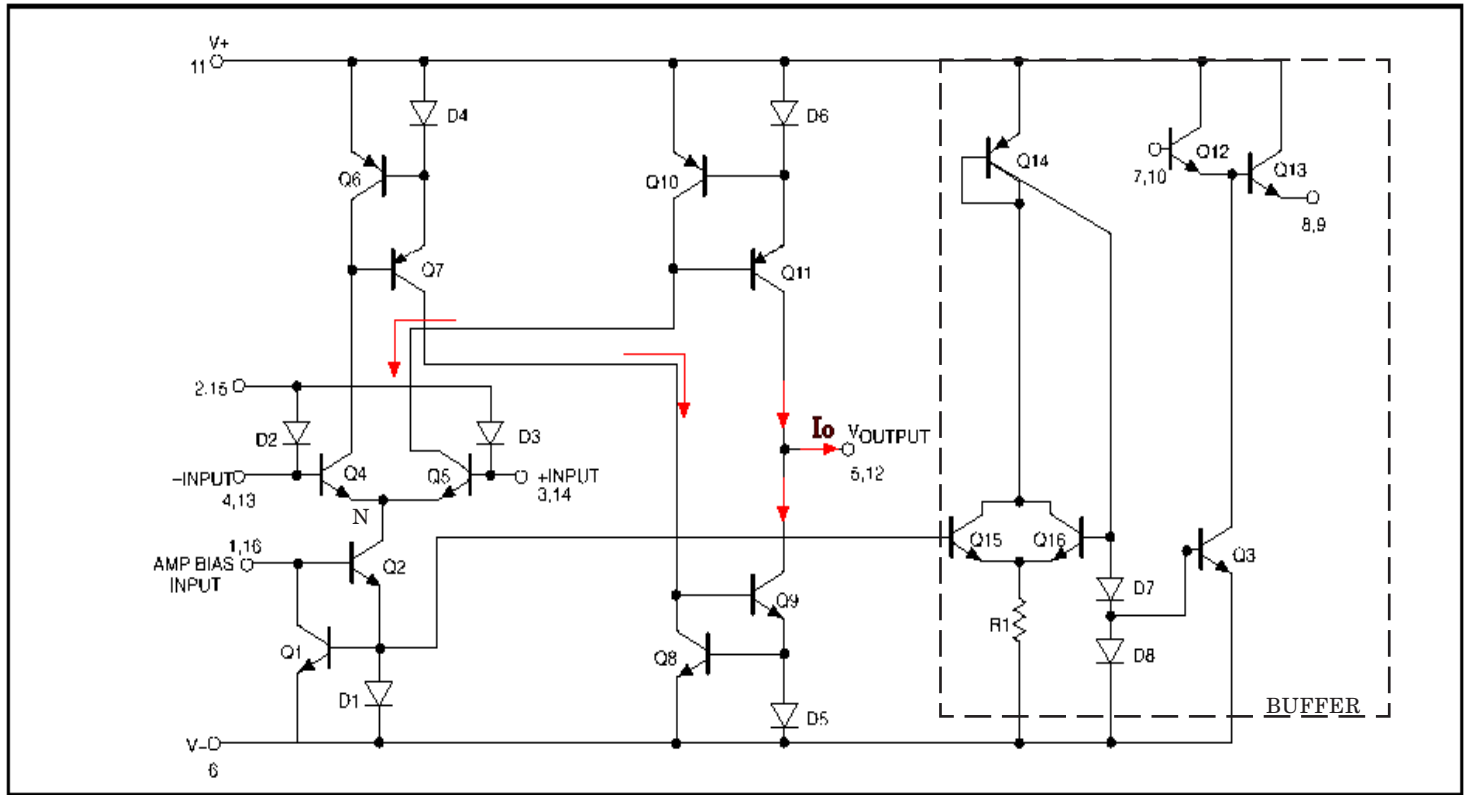


pour obtenir d'autres filtres il convient d'adopter les réglages suivants:

- ✓ $V_{in} = V_B$; V_A et V_C mis à la masse --> filtre passe-bande.
- ✓ $V_{in} = V_C$; V_A et V_B mis à la masse --> filtre passe-haut.
- ✓ $V_{in} = V_A = V_C$; V_B mis à la masse --> filtre coupe-bande.

III STRUCTURE INTERNE SIMPLIFIEE

CIRCUIT SCHEMATIC



L'amplificateur de transconductance est réalisé par une paire différentielle Q4,Q5 alimentée par le miroir de courant construit autour de Q1,Q2 et D1 . La somme des courants d'émetteurs de Q4 et Q5 est égale à I_{ABC}

$$I_{ABC} = I_{EQ4} + I_{EQ5} \quad (\text{Eq. 18})$$

La charge de collecteur de Q4 est constituée par un miroir de courant (Q6,Q7,D4); de même le collecteur de Q5 est chargé par un autre miroir (Q10,Q11,D6).on a alors:

$$I_{CQ7} = I_{CQ4} \quad \text{et} \quad I_{CQ10} = I_{CQ5} \quad (\text{Eq. 19})$$

La charge de collecteur de Q7 est encore un miroir de courant (Q8,Q9,D5) dont le courant de sortie (Q9) "pompe" une partie du courant de l'autre miroir de sortie (Q11), ce qui donne:

$$I_{CQ9} = I_{CQ8} = I_{CQ4} \quad \text{et} \quad I_{CQ11} = I_{CQ10} = I_{CQ5} \quad (\text{Eq. 20})$$

et enfin $I_o = I_{CQ11} - I_{CQ8}$

$$\text{soit} \quad I_o = I_{CQ5} - I_{CQ4} \quad (\text{Eq. 21})$$

L'équation 21 montre que le courant de sortie (broche 5) est proportionnel à la différence des courants de collecteur de la paire différentielle d'entrée. L'ensemble est alimenté entre deux "rails" d'alimentation V^+ (broche 11) et V^- (broche 6). Les entrées + et - de la paire différentielle sont connectées sur les bases de Q4 et Q5. Ces bases sont également reliées à deux diodes de linéarisation (voir annexe B), dont le point commun des anodes est relié à la broche externe 2.

La seconde partie du circuit (Q15,Q16,Q14,D7,D8,Q3, et Q12,Q13) constituent le buffer de courant et n'est pas étudié ici.

On sait que la tension différentielle $V_{in} = V_+ - V_-$ de Q4,Q5 est proportionnelle au logarithme du rapport des courants de collecteurs (voir annexe A) et est donné par:



$$V_{in} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{Q5}}{I_{Q4}}\right) \quad (\text{Eq. 22})$$

où $\frac{KT}{q} = V_T \approx 26mV$ à température ambiante (300K)

Si la tension V_{in} reste faible ($\ll 3 \cdot V_T$) La fonction \ln peut être approximée (voir annexe C) et donne:

$$V_{in} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{Q5}}{I_{Q4}}\right) \approx \frac{KT}{q} \frac{I_{Q5} - I_{Q4}}{I_{Q4}} \quad (\text{Eq. 23})$$

ce qui donne si les courants I_{Q4} et I_{Q5} ont des valeurs proches et que l'on peut écrire:

$$I_{Q5} \approx I_{Q4} = \frac{I_{ABC}}{2}$$

$$I_{Q5} - I_{Q4} = \frac{I_{ABC} \cdot q}{2 \cdot K \cdot T} V_{in} = I_o \quad (\text{Eq. 24})$$

où $g_m = \frac{I_{ABC} \cdot q}{2 \cdot K \cdot T}$ est la transconductance de l'OTA.

IV CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DES OTAs

Les caractéristiques d'un OTA sont assez semblables à celles d'un OpAmp. On trouve:

1°) Transconductance g_m Forward transconductance. ordre de grandeur $1mA/V \leq g_m \leq 500mA/V$

$$\text{définition: } g_m = \frac{\Delta I_o}{\Delta V_{in}}$$

2°) Tension de décalage V_{os} Input Offset Voltage $100 \mu V \leq V_{os} \leq 30 mV$

3°) Courant de décalage des entrées I_{os} Input offset current $1 nA \leq I_{os} \leq 100 nA$

4°) Courant de polarisation de l'amplificateur I_{ABC} Input Amplifier Bias Current $100 nA \leq I_{ABC} \leq 500 \mu A$

5°) Courant de sortie maximum I_{OMAX} Peak Output Current $I_{os} \leq 400 mA$

6°) Vitesse de montée de la sortie SR Slew Rate $20 V/\mu s \leq SR \leq 8000 V/\mu s$

7°) Impédance d'entrée $Z_{in} (R_{in}, C_{in})$ Input Impedance $R_{in} \geq qqs M\Omega, C_{in} \leq 5 pF$

8°) Impédance de sortie $Z_o (R_o, C_o)$ Output impedance $R_o \geq 10 k\Omega$ (sans buffer), $C_o \leq 10 pF$

9°) Rapport de réjection du mode commun $CMRR$ Common Mode rejection Ratio $70 dB \leq CMRR \leq 120 dB$

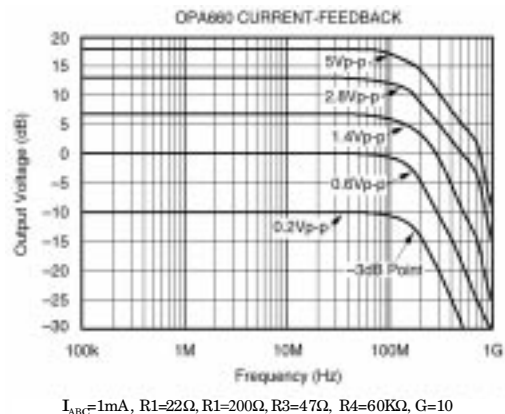
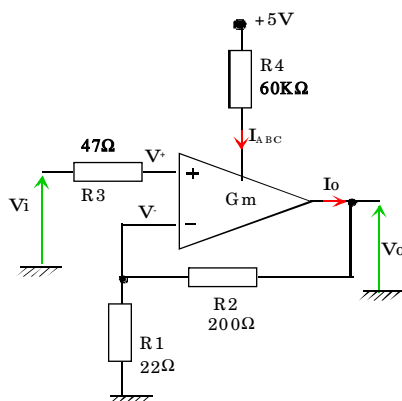
10°) Produit gain bande passante BW $BW \geq qqs MHz$

VI EXEMPLES DE QUELQUES OTAs COMMERCIALISES

- _ LM 13600 National Semiconductor
- _ NE5517 Philips
- _ OPA660 Burr-Brown.

VI APPLICATIONS

6.1 Amplificateur non inverseur





$$I_o = (V^+ - V^-) g_m$$

$$V_o = (R_1 + R_2) I_o \quad \text{d'où} \quad V_o = (R_1 + R_2) (V^+ - V^-) g_m$$

$$\text{or } V^+ = V_{in} \quad \text{et} \quad V^- = \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_o = (R_1 + R_2) \left(V_{in} - \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \right) g_m$$

$$V_o = (V_{in} (R_1 + R_2) - V_o R_1) g_m$$

$$V_o (1 + R_1 g_m) = g_m V_{in} (R_1 + R_2)$$

$$\text{d'où} \quad \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_m (R_1 + R_2)}{1 + R_1 g_m}$$

$$\text{et si } R_1 g_m \gg 1 \quad \text{alors} \quad \frac{V_o}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

La figure précédente montre l'excellent comportement d'un OTA en fréquence (bien meilleur qu'un OpAmp à prix égal). La bande passante avoisine les 200MHz, ce qui en fait de bons candidats pour l'amplification des signaux vidéos.

6.2 Résistance variable en fonction d'une tension (VCR).

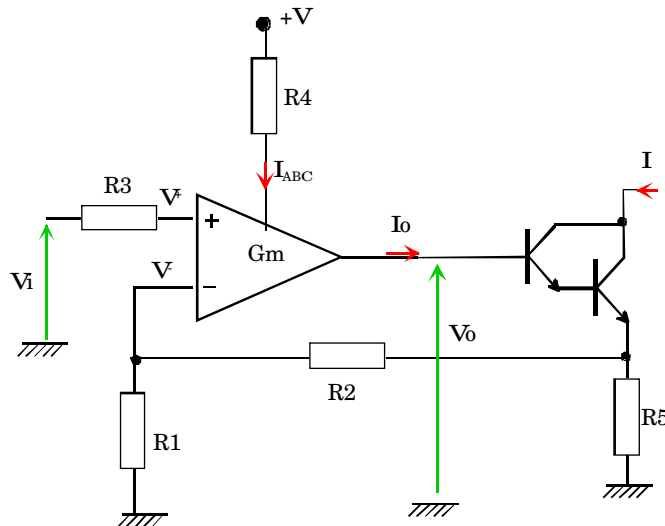


fig 6.2 Résistance variable en fonction d'une tension ou d'un courant VCR ou I

Exercice : montrer que Zo est de la forme $Z_o \approx R_3 \left(1 - \frac{R_1 g_m r_{be}}{R_2} \right)$ avec R_{be} = résistance d'entrée du darlington

6.3 Modulateur d'amplitude

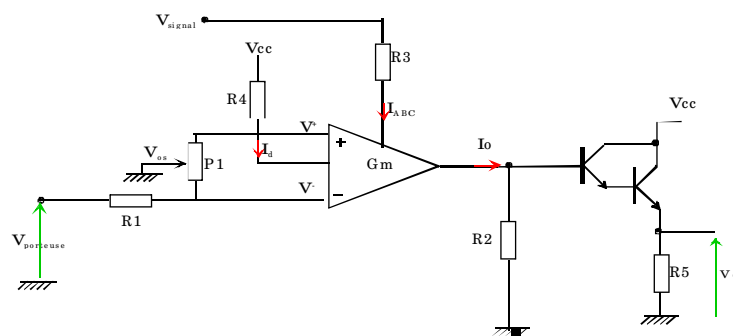


Fig 6.3 Modulateur d'amplitude

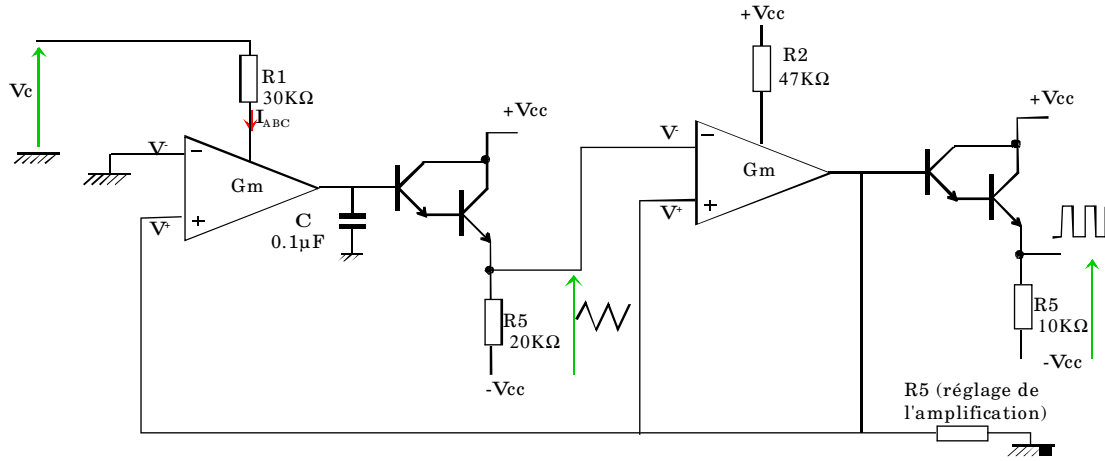


Fig 6.4 Générateur de signaux triangulaires (VCO)

exercice: Montrer que la fréquence des signaux produits est une fonction linéaire de V_c et montrer l'influence de R_5 sur le montage.

6.5 Générateur de signaux en dents de scie (Sawtooth pulse VCO)

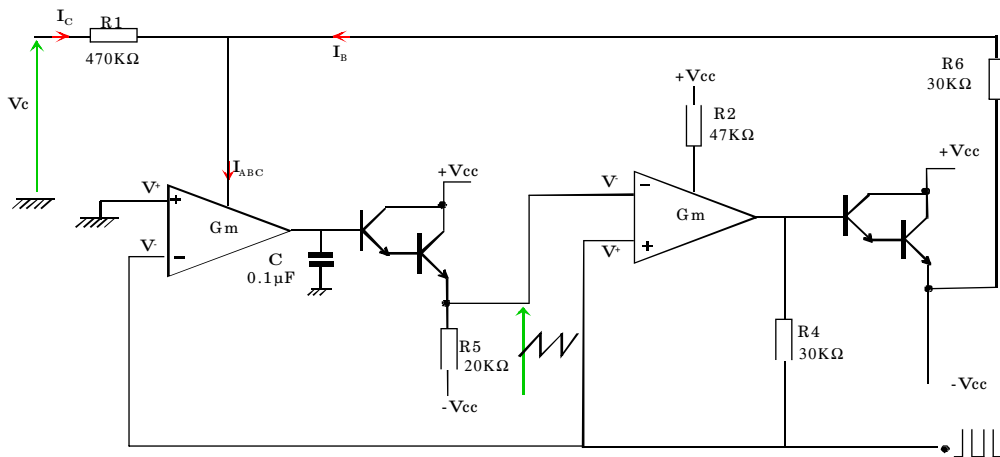


Fig 6.5 Générateur de dents de scie (VCO)

6.6 Pilote de courant haute vitesse (mise en parallèle de 2 OTA)

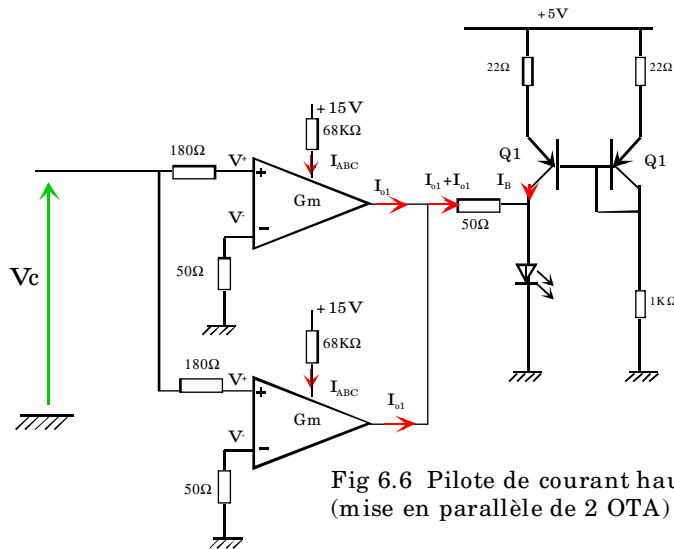


Fig 6.6 Pilote de courant haute vitesse (mise en parallèle de 2 OTA)

6.7 Driver de courant pour charge inductive (2 OTA en pont)

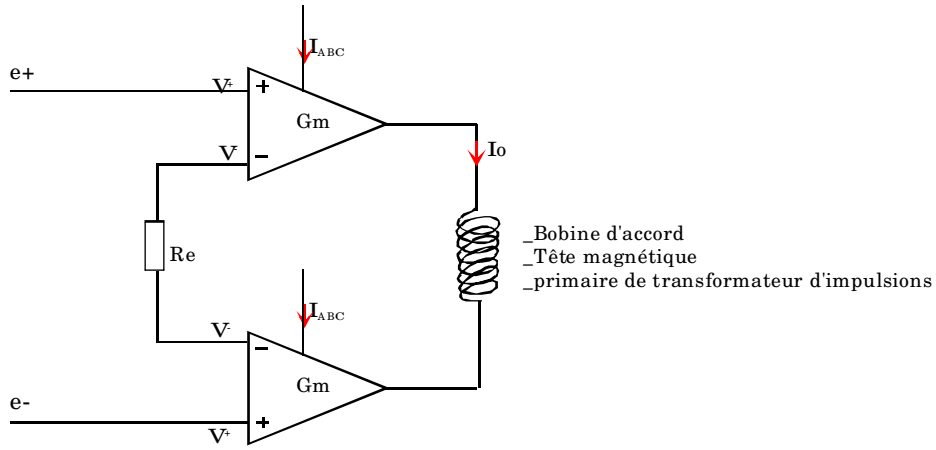


fig 6.7 Pilote de courant haute vitesse: 2 OTA en pont.

6.8 Amplificateur de signaux, répéteur.

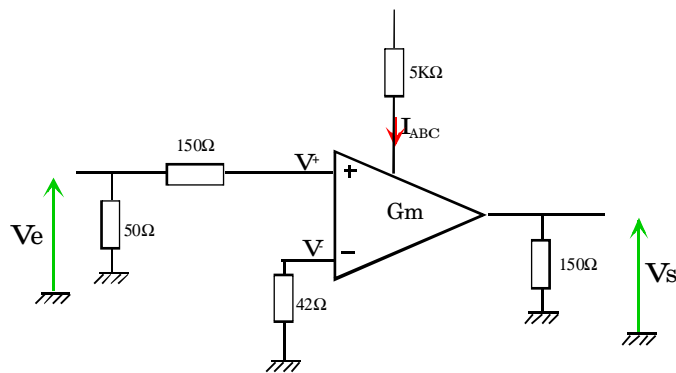


fig 6.8 amplificateur de signaux, répéteur

6.9 Intégrateur pour impulsion courte.

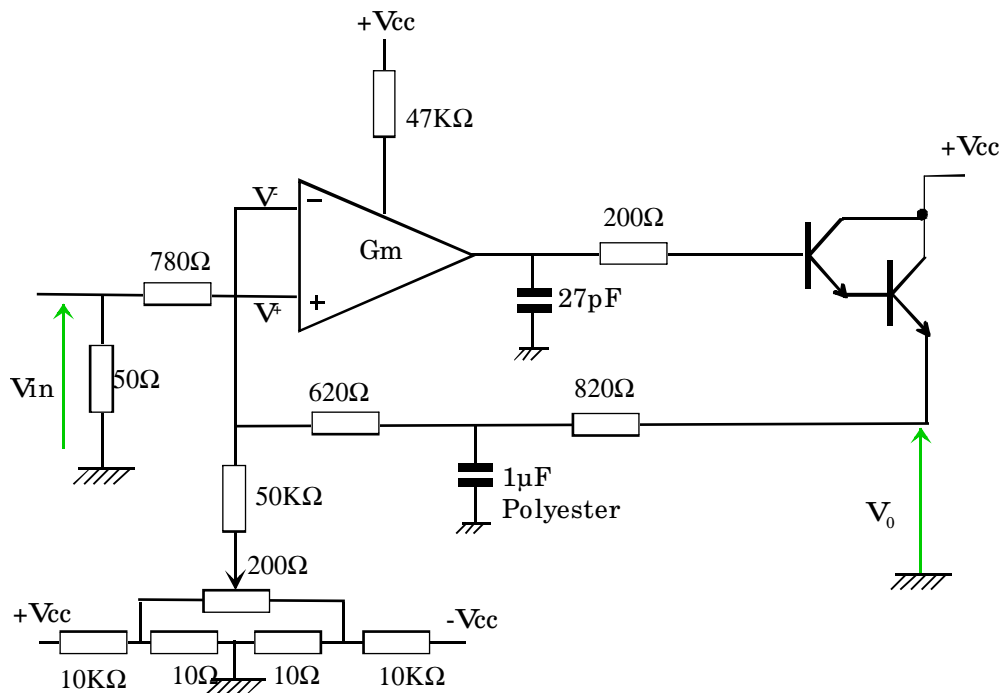


fig 6.9 Intégrateur pour impulsions courtes(ns)



VIII TRAVAUX PRATIQUES

On souhaite dans ce TP évaluer les performances d'un OTA simple (le NE5517 sans buffer) dans lequel les transistors PNP et NPN sont rigoureusement identiques. Les simulations se feront à 27°C

A) *SIMULATION: En boucle ouverte, à l'aide de la figure 8.1 et 8.2, avec SPICE:*

- 1) Vérifier le fonctionnement global de votre ampli à 1KHz sinus, $V_{in} = 2mV$.
- 2) Relever l'ordre de grandeur des courants, tension et puissance moyennes dissipées par les composants.
- 3) La valeur moyenne de la tension de sortie V_o n'est pas égale à 0. Alors que, tous les transistors (PNP et NPN) ayant des caractéristiques identiques, on pouvait s'attendre, le montage étant "parfaitement" équilibré, à ce que la tension d'offset soit nulle, il n'en est rien! Expliquer d'où vient le déséquilibre. Compléter le schéma pour résoudre ce problème.
- 4) Pour $R_1=68K\Omega$, déterminer la valeur du courant I_{ABC} et relever la valeur de g_m .
- 5) Toujours à 1 KHz, déterminer expérimentalement les limites du courant I_{ABC} et tracer l'évolution correspondante de g_m .
- 6) La tension d'offset évolue en fonction de la valeur de I_{ABC} . Proposer un réglage de cette tension d'offset pour pouvoir la réduire.
- 7) Pour $R_1=68K\Omega$, tracer la courbe de réponse en fréquence de cet amplificateur. On surveillera en permanence l'évolution du taux de distorsion du signal de sortie.
- 8) Quelle est la valeur maximale admissible pour V_{in} ?

B) *SIMULATION: Amplificateur de tension .En boucle fermée, selon le schéma de la figure 8.3:*

- 1) Relever l'amplification A_o de votre montage à 1KHz; on considérera que cette valeur correspond à l'amplification en basse fréquence.
- 2) Tracer l'évolution de l'erreur de gain entre la valeur réelle du gain mesurée et la valeur approximée (voir eq xxxx p.8), en fonction du rapport R_2/R_3 .
- 3) Tracer la courbe de réponse en fréquence en amplitude et en phase de l'amplificateur figure 8.3. Relever toutes les caractéristiques de ce filtre.
- 4) Comment évolue cette courbe de réponse en fréquence en fonction de I_{ABC} ? L'amplificateur est-il toujours stable?

C) *SIMULATION: Remplacer tous les transistors PNP par des Q2N2907:*

- 1) Reprendre l'ensemble des mesures en indiquant les divergences ou les convergences de fonctionnement.

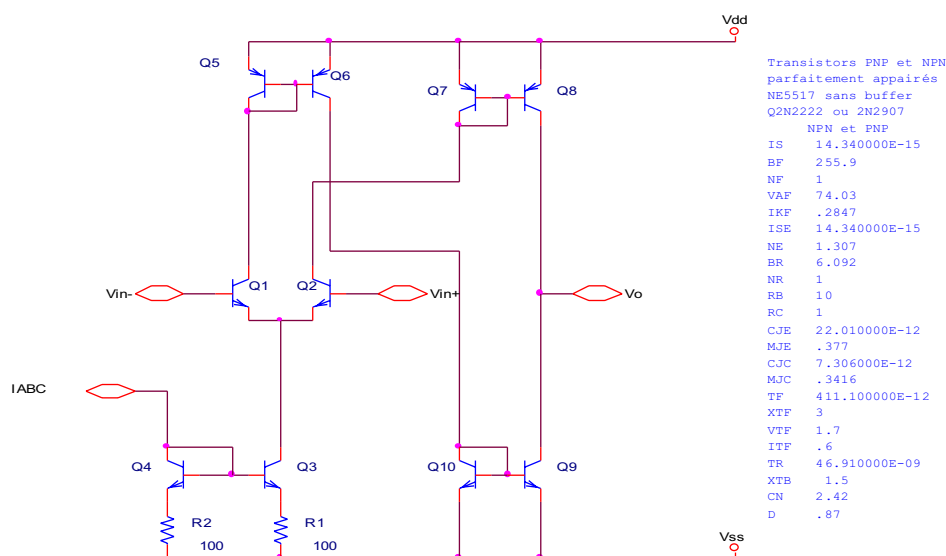


figure 8.1

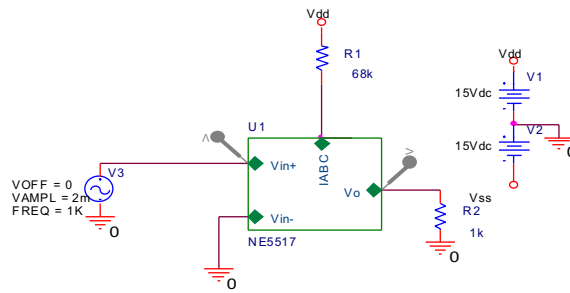


figure 8.2

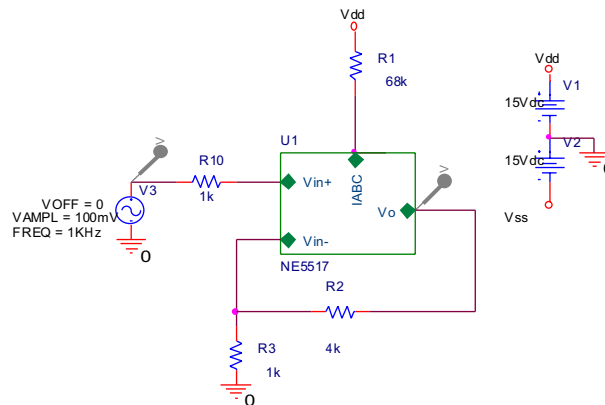


fig 8.3

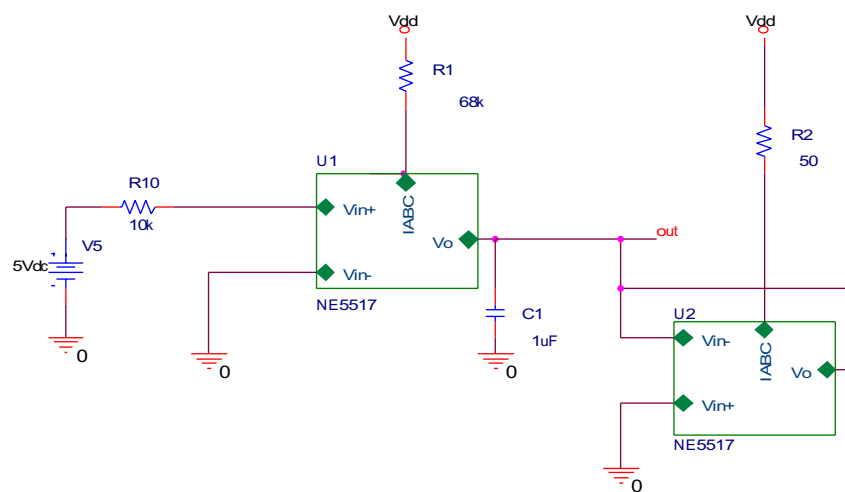


fig 8.4

D) **MANIPULATION:** Câbler un OTA NE 5517 en amplificateur tel celui de la figure 8.2). (Utiliser la maquette fournie). Vous remarquerez le soin avec lequel les alimentations de l'OTA ont été découplées au plus près des broches du circuit et les plans de masse réalisant des blindages pour les pistes "sensibles" (lire "longues et de hautes impédances").

1) Relever les caractéristiques de votre OTA pour pouvoir les comparer à la simulation de votre structure.

E) **MANIPULATION :** Câbler un OTA NE 5517 en amplificateur de tension non inverseur (tel celui de la figure 8.3)

1) Relever les caractéristiques du montage et comparer.

F) **MANIPULATION:** Réaliser le filtre passe-bas du 1er ordre avec la maquette tel celui de la figure 8.4

1) Relever les caractéristiques du montage et comparer.

G) **MANIPULATION:** Réaliser un filtre réjecteur de 50Hz à l'aide de la maquette.

1) Vérifier ses performances. Q, fréquence propre, bande passante etc...

H) **MANIPULATION:** on souhaite réaliser un analyseur de spectre basse fréquence pour surveiller les harmoniques du secteur jusqu'à 10.fo;

1) Proposer une solution.

2) La mettre en oeuvre

IX ANNEXES
ANNEXE A

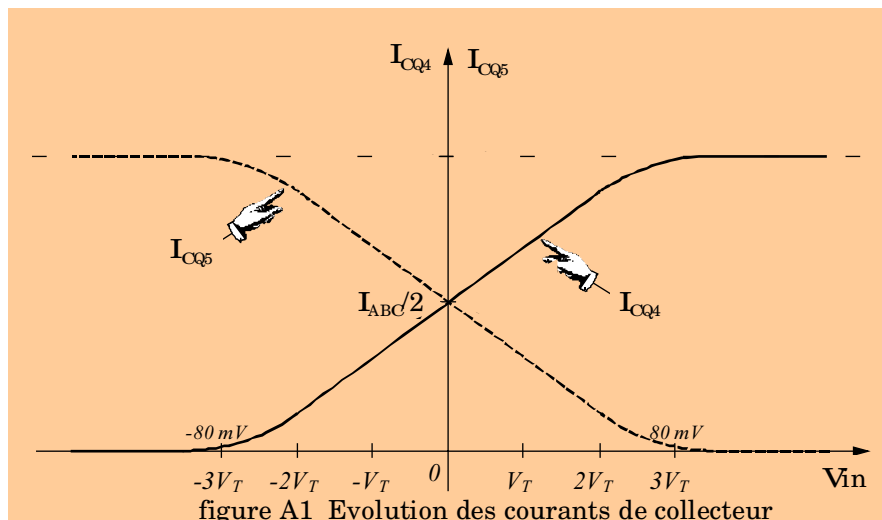


figure A1 Evolution des courants de collecteur

On sait que le courant de collecteur d'un transistor bipolaire est donné par:

$$I_{CQ4} = I_s \left(e^{\frac{V_{BEQ4}}{V_T}} - 1 \right) \approx I_s e^{\frac{V_{BEQ4}}{V_T}}$$

$$I_{CQ5} = I_s e^{\frac{V_{BEQ5}}{V_T}}$$

L'évolution de ces courants de collecteurs est montré ci-dessus figure A1 on obtient en faisant le rapport des courants:

$$\frac{I_{CQ4}}{I_{CQ5}} \approx e^{\frac{V_{BEQ4} - V_{BEQ5}}{V_T}} = e^{\frac{V^+ - V_N - V^- + V_N}{V_T}} = e^{\frac{V_{in}}{V_T}}$$

et en prenant le logarithme des deux membres

$$\frac{V_{in}}{V_T} = \ln \left(\frac{I_{CQ5}}{I_{CQ4}} \right) \text{ d'où l'expression 14}$$

ANNEXE B

Comme le montre la figure A1 de l'annexe A pour des tension plus grande que quelques dizaines de mV

(environ $|V_{in}| \geq 3 \cdot V_T$), l'évolution des courants de collecteurs n'est plus linéaire, l'équation 16 n'est plus valable et la transconductance gm évolue de façon non linéaire. La figure A2b modélise le comportement des diodes de linéarisation dont le rôle est d'étendre la dynamique de la tension d'entrée Vin de l'OTA (notamment lorsqu'il n'y a pas le contre-réaction).

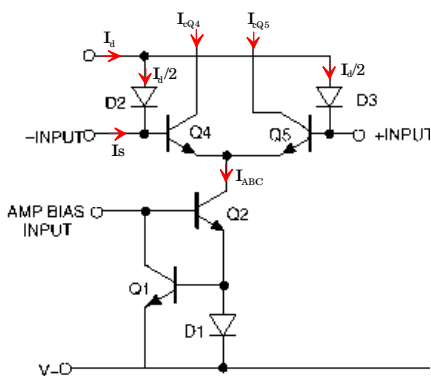


fig A2a: schéma structurel partiel des entrées

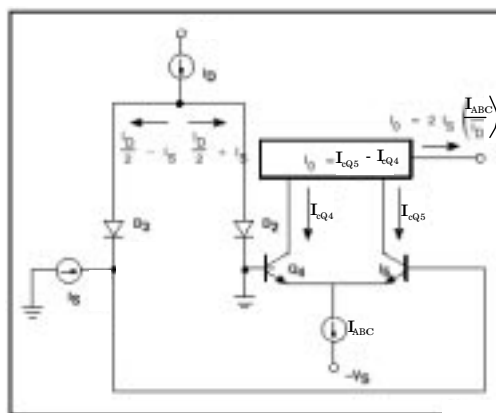


fig A2b: modélisation des entrées

Puisque $I_{ABC} = I_{EQ4} + I_{EQ5}$ et que $I_o = I_{CQ5} - I_{CQ4}$ on obtient facilement:



$$I_{CQ4} = I_{ABC} - I_0 \text{ et}$$

$$I_{CQ5} = I_{ABC} + I_0$$

Pour des diodes et des transistors d'entrées de même géométrie et soumis à la même température (donc β identiques entre autres) la relation suivante est vraie:

$$V_{in} = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{\frac{I_d}{2} + I_s}{\frac{I_d}{2} - I_s} \right) = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{\frac{1}{2}(I_{ABC} + I_0)}{\frac{1}{2}(I_{ABC} - I_0)} \right) \text{ ce qui donne}$$

$$\frac{\frac{I_d}{2} + I_s}{2} = \frac{1}{2}(I_{ABC} + I_0)$$

$$\frac{\frac{I_d}{2} - I_s}{2} = \frac{1}{2}(I_{ABC} - I_0)$$

$$(I_d + 2I_s)(I_{ABC} - I_0) = (I_d - 2I_s)(I_{ABC} + I_0)$$

$$I_d I_{ABC} + 2I_s I_{ABC} - 2I_s I_0 - I_d I_0 = I_d I_{ABC} - 2I_s I_{ABC} - 2I_s I_0 + I_d I_0$$

$$I_d I_{ABC} + 2I_s I_{ABC} - I_d I_{ABC} + 2I_s I_{ABC} = -2I_s I_0 + I_d I_0 + 2I_s I_0 + I_d I_0$$

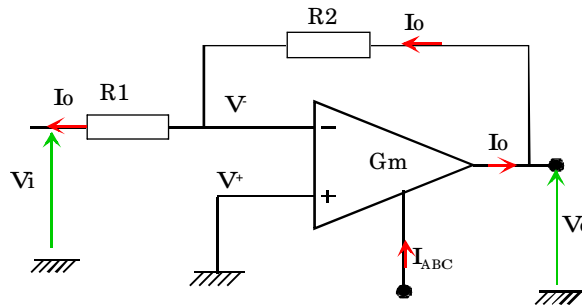
$$4I_s I_{ABC} = 2I_d I_0$$

soit:

$$I_0 = I_s \frac{2I_{ABC}}{I_d} \text{ si } |I_s| < \frac{I_d}{2}$$

la seule limitation est que le courant du signal d'entrée n'exécède pas le courant I_d

ANNEXE C:



il est facile d'exprimer le comportement du montage en écrivant les 2 mailles :

$$V_{in} + R_1 I_0 = V^- - V^+ \quad (1) \quad \text{or } V^+ = 0 \text{ et } I_0 = g_m (V^+ - V^-)$$

$$V_{in} - R_1 g_m V^- = V^-$$

$$V_{in} = V^- (1 + R_1 g_m) \Rightarrow V^- = \frac{V_{in}}{1 + R_1 g_m}$$



$$V_0 - R_2 I_o = V^- \quad (2)$$

$$V_0 + R_2 g_m V^- = V^-$$

$$V_0 + R_2 g_m \frac{V_{in}}{1 + R_1 g_m} = \frac{V_{in}}{1 + R_1 g_m}$$

$$V_0 (1 + R_1 g_m) + V_{in} R_2 g_m = V_{in}$$

$$V_0 = \frac{V_{in} (1 - R_2 g_m)}{(1 + R_1 g_m)}$$

$$\text{d'où } \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{(1 - R_2 g_m)}{(1 + R_1 g_m)}$$

Annexe D

En ne s'intéressant qu'au deuxième OTA on obtient: $I_{o2} = g_{m2} V^- = g_{m2} V_{o2}$

$$Z_o = \frac{V_{o2}}{I_{o2}} = \frac{1}{g_{m2}}$$

X BIBLIOGRAPHIE

- Transconductance Amplifiers: A Tutorial**, « IEEE Circuits and Devices Magazine, Vol. 1, Number 2, pp. 20-32, March, 1985.
- Harris Semiconductor, Application Notes 1174 (1996) and 6668 (1996), AN1174, AN6668.
- Philips Semiconductor, Product Specification for NE 5517/5517A, «Dual operational transconductance amplifier», 8/31/94.
- National Semiconductor, Application Note, «LM13600 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers», February, 1995.
- Lenk, John D., *Handbook of Practical Electronic Circuits*, Chapter 10. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1982.
- Sedra, A.S., and Smith, K.C., *Microelectronic Circuits*, 3rd Ed., Chapter 6. Saunders College Publishing, N.Y., 1991.
- Soclof, Sidney, *Design and Applications of Analog Integrated Circuits*, Chapter 9.3. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1991.
- Jerald Greame, *Optimizing Op Amp Performance*, Gain Technology, Mac Graw Hill.
- Jerald Greame, *Photodiodes Amplifiers OP Amp Solutions* Gain Technology, Mac Graw Hill.
- Williams & Taylor, *Electronic filter handbook*, Mac Graw Hill.