



Manuel d'applications C. I. L.

Tome 1

# LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

J.F. GAZIN

Laboratoires d'applications





Manuel d'applications C. I. L.

Tome 1

# LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

J.F. GAZIN

Laboratoires d'applications

# **PREMIÈRE PARTIE**

## **THÉORIE DE**

# **L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL**

# Sommaire

---

## CHAPITRE I

### Généralités

- 1.1. Définition de l'Amplificateur opérationnel
- 1.2. Définition de l'Amplificateur différentiel
- 1.3. Rappels théoriques sur la contre-réaction
- 1.4. Comparaison entre l'Amplificateur opérationnel idéal et l'Amplificateur réel

## CHAPITRE II

### Les erreurs de calcul

- 2.1. Erreur en boucle fermée due au gain  $\mu < \infty$ 
  - 2.1.1. – Calcul de l'erreur
  - 2.1.2. – Exemple
  - 2.1.3. – Evaluation graphique de l'erreur
  - 2.1.4. – Mesure du gain en boucle ouverte
- 2.2. Méthode de raisonnement sur l'influence des autres paramètres
- 2.3. Erreur due à l'impédance d'entrée  $Z_I < \infty$ 
  - 2.3.1. – Calcul de l'erreur
  - 2.3.2. – Exemple
  - 2.3.3. – Mesure de l'impédance d'entrée
- 2.4. Erreur due à l'impédance de sortie  $Z_O > 0$ 
  - 2.4.1. – Calcul de l'erreur
  - 2.4.2. – Exemple
  - 2.4.3. – Mesure de l'impédance de sortie
- 2.5. Erreur due à la valeur finie de la bande passante
  - 2.5.1. – Réponse de 6 dB/octave – Calcul de l'erreur
  - 2.5.2. – Réponse des 2e et 3e ordres

## CHAPITRE III

### Les erreurs statiques

- 3.1. Tension résiduelle d'entrée (tension d'offset)
  - 3.1.1. – Définition
  - 3.1.2. – Influence sur le comportement en boucle fermée
  - 3.1.3. – Méthode de mesure
  - 3.1.4. – Dérive thermique de la tension résiduelle
- 3.2. Courant de polarisation d'entrée
  - 3.2.1. – Définition
  - 3.2.2. – Influence sur la tension de sortie en boucle fermée
  - 3.2.3. – Courant résiduel d'entrée
  - 3.2.4. – Méthode de mesure
  - 3.2.5. – Dérive thermique du courant de polarisation d'entrée

3.2.6.	– Dérive thermique du courant résiduel d'entrée
3.3.	Méthodes de compensation des générateurs d'erreur à l'entrée
3.4.	Performances comparées des amplificateurs opérationnels SESCOSEM (Caractéristiques d'entrée)
3.5.	Taux de réjection en mode commun
3.5.1.	– Définition
3.5.2.	– Influence sur le comportement en boucle fermée
3.5.3.	– Méthode de mesure
3.6.	Taux de réjection dû aux alimentations
3.6.1.	3.6.1. – Définition
3.6.2.	3.6.2. – Influence sur le comportement en boucle fermée
3.6.3.	3.6.3. – Méthode de mesure

## CHAPITRE IV

### Les erreurs dynamiques

4.1.	Réponse en fréquence en boucle fermée
4.1.1.	– Etude de la stabilité avec $\beta$ réel
4.1.1.a)	– Réponse à 12 dB par octave
4.1.1.b)	– Réponse à 6 dB par octave
4.1.2.	– Etude de la stabilité avec $\beta$ complexe
4.2.	Vitesse de montée maximale
4.2.1.	– Origine et définition
4.2.2.	– Types de réponse transitoire
4.2.3.	– Types de réponse sinusoïdale
4.3.	Bruits générés par l'amplificateur opérationnel
4.4.	Choix des composants de compensation en fréquence
4.4.1.	– Cas général
4.4.2.	– Exemples de calcul
4.4.3.	– Réseau de compensation en sortie
4.4.4.	– Précautions de câblage

## CHAPITRE V

### Phénomènes parasites et limitations

5.1.	Phénomène de verrouillage haut
5.2.	Durée de court-circuit maximale
5.3.	Tensions d'entrée maximales

---

## CHAPITRE VI

## Equations des montages fondamentaux

- 6.1. Méthode de raisonnement sur l'amplificateur opérationnel idéal
- 6.2. Conversion tension → courant et courant → tension
- 6.3. Montage inverseur
- 6.4. Montage sommateur
- 6.5. Montage intégrateur
- 6.6. Application des transferts tension → courant de court-circuit
- 6.7. Montage non inverseur
- 6.8. Paramètres en boucle fermée des 3 montages fondamentaux
  - 6.8.1. – Amplificateur opérationnel idéal
  - 6.8.2. – Amplificateur opérationnel réel
- 6.9. Amplificateur différentiel
- 6.10. Montages non linéaires

## ANNEXES

- 1 Réponses en amplitude d'ordres 1 et 2
- 2 Réponses transitoires d'ordres 1 et 2
- 3 Exemples de transfert tension → courant de court-circuit.

## BIBLIOGRAPHIE

## SYMBOLES ET CONVENTIONS

# I - Généralités

Parmi les différents types d'amplificateurs intégrés apparus sur le marché depuis la naissance de la technologie monolithique, les amplificateurs opérationnels ont pris une importance particulière. Ce fait s'explique aisément lorsque l'on considère la liste des applications possibles de ce circuit. En plus des fonctions d'opérateur de calcul analogique auxquelles il était primitivement destiné (addition, soustraction, intégration...), il est maintenant devenu courant de l'utiliser dans des fonctions aussi différentes que : multi-vibrateur, comparateur, amplificateur logarithmique, filtre actif, générateur de courant, oscillateur, etc...

Le but du présent recueil est de développer une théorie simple de l'amplificateur opérationnel (I « Théorie ») puis d'étudier la constitution des circuits SESCOSEM (II « Technologie des circuits »). La troisième partie (III « Schématèque d'applications ») réunit — à côté des montages fondamentaux — un certain nombre de schémas d'application. Mais, avant tout, qu'est-ce qu'un amplificateur opérationnel ?

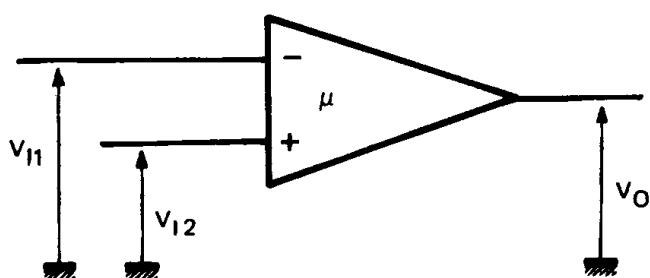
## 11. Définition de l'Amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel est un ensemble électronique qui réunit les propriétés suivantes :

- Un gain en tension négatif et aussi élevé que possible ( $10^4$  est une valeur minimale).
- Une impédance d'entrée aussi grande que possible ( $> 10^4 \Omega$ ).
- Une impédance de sortie très faible ( $< 250 \Omega$ ).
- Un spectre de fréquences transmises sans atténuation, allant du signal continu jusqu'à une fréquence de coupure élevée.
- La possibilité d'appliquer au circuit de forts taux de contre-réaction par résistances extérieures, sans entraîner d'oscillations spontanées, et ce, quel que soit le taux de contre-réaction.

## 12. Définition de l'amplificateur différentiel

L'amplificateur opérationnel le plus classique se présente sous la forme d'un amplificateur à entrées différentielles et à sortie unique dans lequel :



$$V_O = \mu (V_{I2} - V_{I1}) \quad (1)$$

Cette relation définit la capacité du circuit de n'amplifier que la différence des signaux appliqués respectivement sur son entrée « inverseuse », repérée - (rotation de phase de  $\pi$  entrée  $\rightarrow$  sortie) et sur son entrée « non inverseuse », repérée + (aucune rotation de phase entrée  $\rightarrow$  sortie). Par ailleurs, la tension de sortie ne doit pas être fonction d'une tension :

$$V_{CM} = \frac{V_{I1} + V_{I2}}{2}$$

moyenne arithmétique des deux tensions d'entrée et appelée tension de mode commun. Cette faculté de n'amplifier que la différence de deux signaux s'exprime dans le rapport de réjection en mode commun.

Si donc nous voulons définir toutes les propriétés d'un Amplificateur opérationnel à entrées différentielles, aux cinq que nous venons de citer pour l'amplificateur opérationnel à entrée unique, nous devons ajouter :

— Un rapport de réjection en mode commun aussi grand que possible.

L'amplificateur différentiel montre bien le caractère purement arbitraire du potentiel qui sera choisi comme zéro électrique. On choisira cependant la plupart du temps, comme potentiel de référence, celui à partir duquel sont comptées les tensions d'alimentation. C'est en effet par rapport à ce point que l'excursion de tension en sortie du montage sera symétrique.

### 13. Rappels théoriques sur la contre-réaction.

Le cas général de la contre-réaction de tension peut être figuré comme suit :

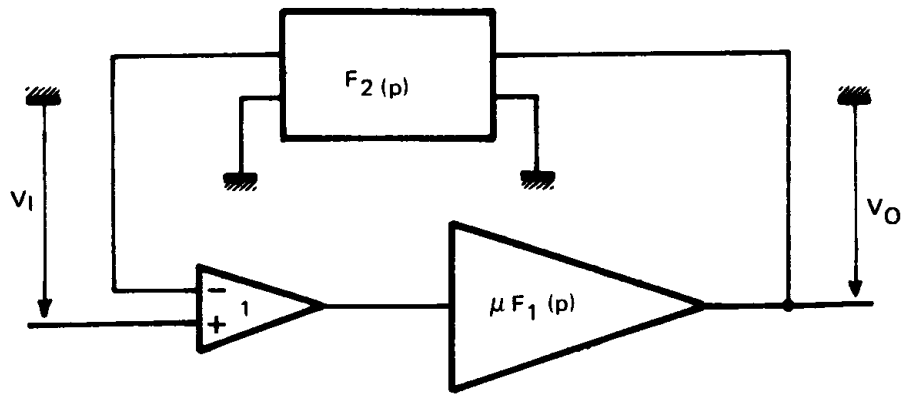


Fig.2

$F_1(p)$  et  $F_2(p)$  sont des fonctions de transfert tension  $\rightarrow$  tension ; dans ce cas

$$\frac{V_O}{V_I}(p) = \frac{\mu F_1(p)}{1 + \mu F_1(p) \cdot F_2(p)} \quad (2)$$

Si le quadripôle  $\mu F_1(p)$  est un amplificateur à entrées différentielles ( $F_1(p) = 1$ ), d'impédance d'entrée  $Z_1 = \infty$  et d'impédance de sortie  $Z_O = 0$  et s'il est, de plus, contre-réactionné par un réseau passif ( $F_2(p) = \beta$ ), il vient :

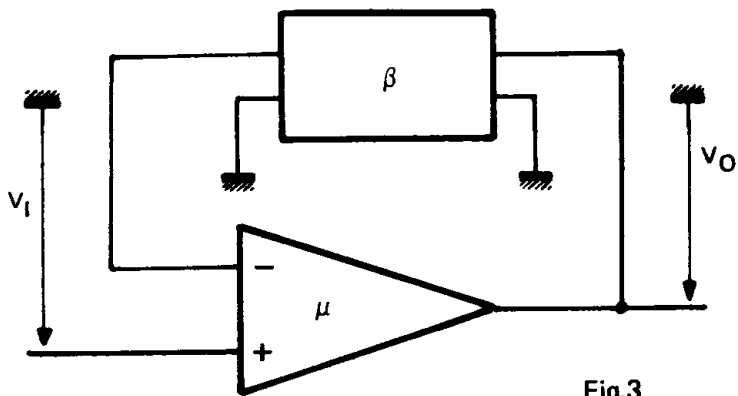


Fig.3

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{\mu}{1 + \mu \beta} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu \beta}} \cdot \frac{1}{\beta} \quad (3)$$



Ce type de montage ne permet que des gains en boucle fermée tels que :

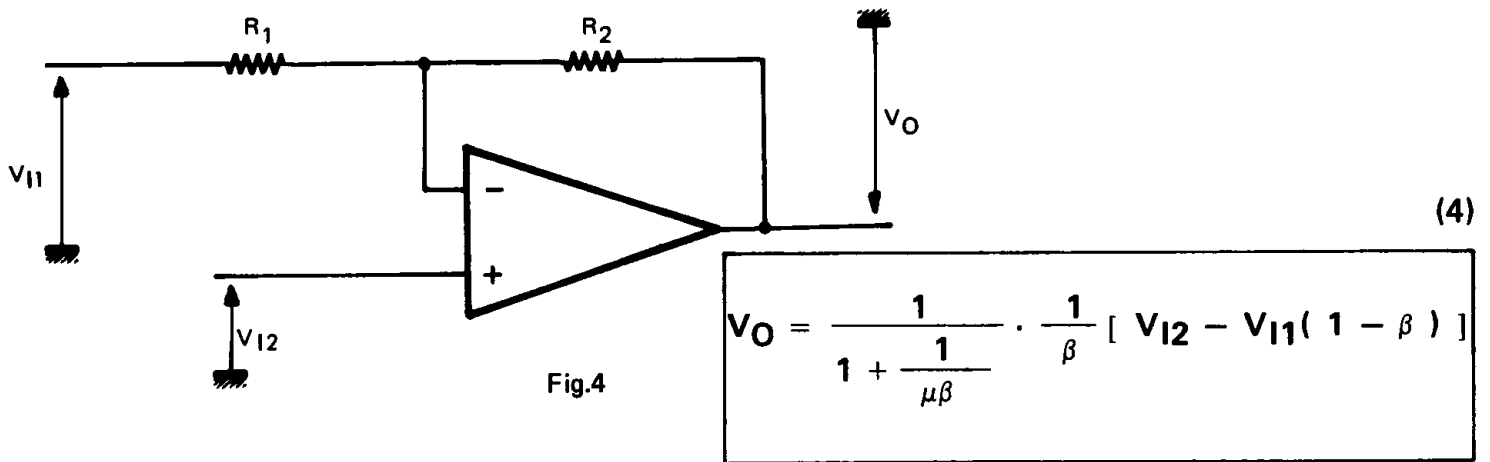
$$\frac{V_O}{V_I} \geq 1$$

puisque  $0 < \beta < 1$ .

C'est pourquoi la contre-réaction d'intensité sera également utilisée pour obtenir des gains  $< 1$ . Dans le montage suivant :

- $V_{I1}$  est contre-réactionné en courant,
- $V_{I2}$  est contre-réactionné en tension.

$$- \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



Comme  $\beta < 1$ ,  $V_O$  variera en opposition de phase avec  $V_{I1}$  et en phase avec  $V_{I2}$ .

Il peut être intéressant de résumer les effets des deux types de contre-réaction sur les paramètres de montage :

Type de contre-réaction \ Paramètre	Impédance d'entrée	Gain	Sortie inversée par rapport à l'entrée
Tension	Grande	$\geq 1$	non
Courant	Faible	$0 < G < \infty$	oui

#### 14. Comparaison entre l'amplificateur opérationnel idéal et l'amplificateur réel.

Lorsque le comportement d'un montage comprenant un amplificateur opérationnel contre-réactionné n'est fonction que du réseau de contre-réaction, l'amplificateur opérationnel peut être considéré comme un élément idéal.

Le montage de la figure 4 sera uniquement défini par son réseau de contre-réaction  $\beta$  quand  $V_0$  ne sera plus fonction de  $\mu$ , c'est-à-dire quand  $\mu$  tendra vers l'infini. En effet :

$$\lim_{(\mu \rightarrow \infty)} \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu \beta}} \cdot \frac{1}{\beta} [V_{I2} - V_{I1} (1 - \beta)] = \frac{1}{\beta} [V_{I2} - V_{I1} (1 - \beta)] = f(\beta) \quad (5)$$

L'amplificateur opérationnel idéal sera donc celui qui, en plus des conditions déjà citées au § 13 (impédance d'entrée infinie, impédance de sortie nulle) aura un gain en boucle ouverte tel que

$$\mu = \infty$$

dans la plus large gamme de fréquences possibles.

Dans la pratique, il est difficile d'obtenir à la fois un gain élevé et une large bande passante, à moins d'accepter une forte dissipation. Or, les boîtiers dans lesquels sont montés les circuits intégrés monolithiques (métallique : TO 99, boîtier plat, boîtier silicone D.I.L.) offrent de faibles possibilités d'évacuation thermique : la limite se situe vers quelques centaines de milliwatts. En pratique, les amplificateurs opérationnels se diviseront donc en deux classes principales :

- Gain relativement faible et bande passante élevée ;
- Gain élevé et bande passante faible.

Les circuits SESCOSEM entrent dans la seconde catégorie. Ces Amplificateurs opérationnels de réalisation courante se différencieront de l'amplificateur opérationnel idéal par trois sortes d'erreurs :

### 1) Les erreurs dites « de calcul »

Ce sont celles qui résultent de la valeur finie des paramètres de l'amplificateur opérationnel réel et qui font que le comportement d'un montage avec contre-réaction sera fonction aussi de l'élément contre-réactionné.

### 2) Les erreurs statiques

Elles sont dues à la présence de générateurs de courants et de tensions parasites qui fausseront la valeur lue en sortie après établissement du régime permanent.

### 3) Les erreurs dynamiques

Ce sont les erreurs de régime transitoire. Elles sont dues à la limitation en fréquence du gain en boucle ouverte, et au courant maximum que peuvent débiter certains étages de l'amplificateur opérationnel (phénomène de slew-rate).

Dans cette sorte d'erreurs on classera également l'influence due aux générateurs de signaux de bruits qui s'ajoutent au signal d'entrée.

## II - Erreurs de calcul

---

### 21. Erreur en boucle fermée due au gain $\mu < \infty$

#### 211. Calcul de l'erreur

La relation (4)

$$V_O = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu\beta}} \cdot \frac{1}{\beta} [V_{I2} - V_{I1} (1 - \beta)]$$

devient, dans le cas de l'Amplificateur opérationnel idéal  $\longrightarrow$  ( $\mu = \infty$ ) :

$$V'_O = \frac{1}{\beta} [V_{I2} - V_{I1} (1 - \beta)]$$

soit une relation :

$$V'_O = \left(1 + \frac{1}{\mu\beta}\right) V_O$$

l'erreur relative de calcul  $\epsilon$  sera, par définition :

$$\epsilon = \frac{V'_O - V_O}{V_O} = \frac{\left[1 + \frac{1}{\mu\beta}\right] V_O - V_O}{V_O} \rightarrow \boxed{\epsilon = \frac{1}{\mu\beta}} \quad (6)$$

D'une manière plus générale, tout réseau de contre-réaction associé à un amplificateur opérationnel obéira à la relation suivante :

$$F_{\text{réel}} = \frac{1}{1 + \epsilon} \cdot F_{\text{th}} \quad (7)$$

dans laquelle :

- $F_{\text{réel}}$  est le transfert en boucle fermée tel qu'il sera observé.
- $\epsilon$  est l'erreur de calcul.
- $F_{\text{th}}$  est le transfert théorique ne tenant pas compte des imperfections de l'amplificateur opérationnel.

On notera que  $\mu\beta = \frac{1}{\epsilon}$  caractérise le « gain de boucle » du montage.

## 212. Exemple

Soit à chiffrer l'erreur due à la seule valeur finie du gain dans le montage suivant :

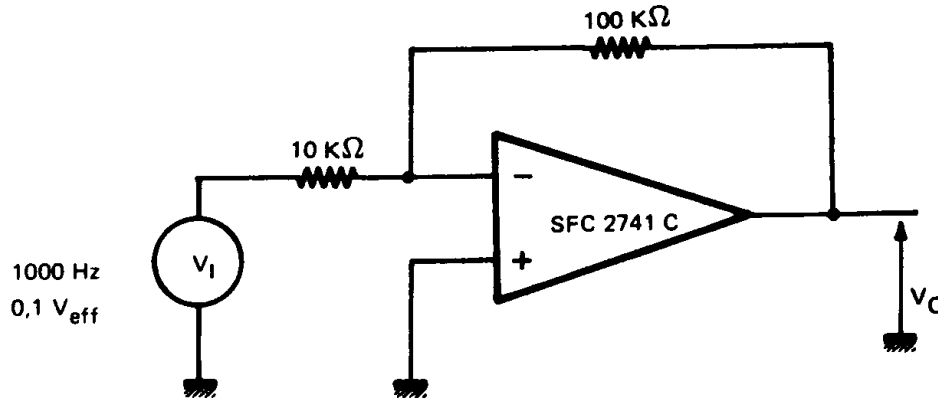


Fig.5

$$-\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{11}$$

$$-\mu (1000 \text{ Hz}) = 60 \text{ dB} = 1000 \text{ (d'après la feuille de spécifications)}$$

$$-\epsilon = \frac{1}{\mu\beta} = \frac{1}{1000 \cdot \frac{1}{11}} = 1,1 \%$$

$$-\text{Le gain du montage au lieu de } A_{Vth} = \frac{1 - \beta}{\beta} = 10$$

$$\text{sera donc } A_{V\text{réel}} = \frac{1}{1 + 0,011} \cdot 10 = 9,89$$

Cette erreur sera, en réalité, plus importante dans la mesure où nous n'avons pas tenu compte de l'impédance d'entrée non infinie et de l'impédance de sortie non nulle.

## 213. Méthode d'évaluation graphique de l'erreur

Si  $A_V$  est le gain en boucle fermée, la relation générale de la contre-réaction (voir figure 3)

$$A_V = \frac{\mu}{1 + \mu\beta}$$

peut se mettre sous la forme

$$A_V \frac{\mu}{1 + \frac{1}{\epsilon}} = \epsilon \mu \text{ si } \epsilon \ll 1$$

$$\text{et } \epsilon = \frac{A_V}{\mu} \rightarrow$$

$$-\epsilon \text{ dB} = \mu \text{ dB} - A_V \text{ dB}$$

(8)

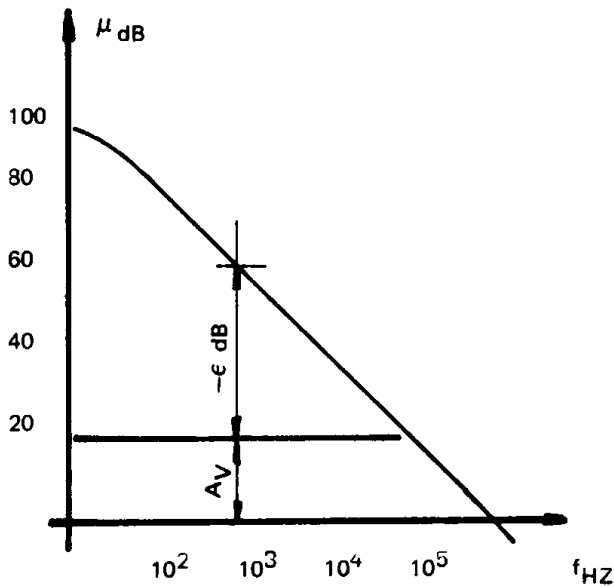


Fig.6

Graphiquement, cette relation peut se traduire d'une manière très simple et est illustrée par le graphe ci-contre. Ce cas s'applique à l'exemple précédent (fig. 5).

- $f = 1000 \text{ Hz}$
- $A_V = 10 = 20 \text{ dB}$

On lit donc sur le graphique

$$- \epsilon = 40 \text{ dB}$$

soit  $\epsilon \cong 1\%$

Cette méthode n'est valable que pour

$$\epsilon \leq 5\%$$

### 214. Mesure du gain en boucle ouverte

Le gain de tension en boucle ouverte,  $\mu$ , est défini comme étant le rapport de la variation de la tension de sortie à la variation de la tension différentielle d'entrée :

$$\mu = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_{ID}}$$

Le gain de la plupart des amplificateurs opérationnels croît avec la tension d'alimentation (environ 1 %/% de variation de la tension d'alimentation) et décroît avec la température. Il est une fonction de l'impédance de charge attaquée par le circuit. Les feuilles de spécifications des circuits SESCOSEM renseignent sur les conditions exactes de mesure des paramètres. Les courbes précisant les variations en fonction des paramètres extérieurs (température, tension d'alimentation...), sont des courbes de caractéristiques typiques.

Le schéma ci-dessous représente un circuit pratique permettant la mesure du gain en boucle ouverte dans une large gamme de fréquence.

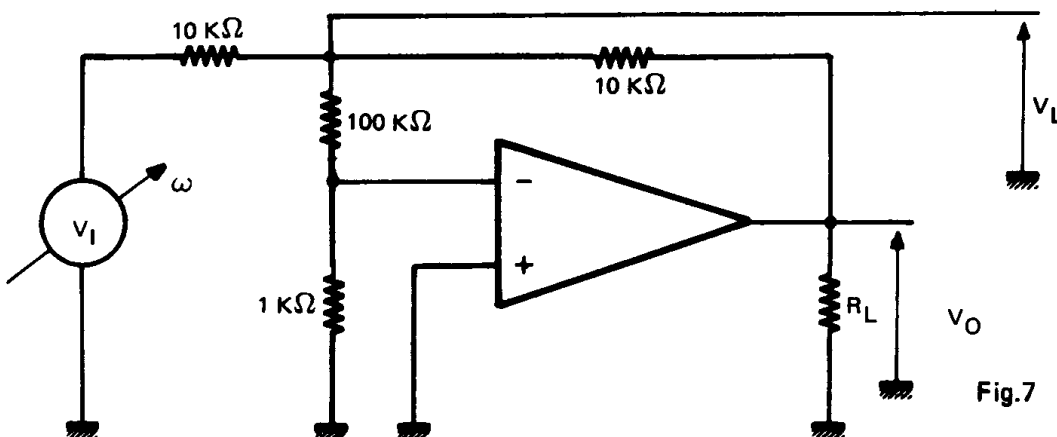


Fig.7

$$\mu = 101 \cdot \frac{\Delta V_O}{\Delta V_L}$$

En basse fréquence, le gain en boucle ouverte reste presque constant, et le gain  $\mu_0$  en continu peut être mesuré à une fréquence d'environ 1 HZ. En haute fréquence ( $> 10$  KHZ) l'amplitude de la tension d'entrée doit être suffisamment réduite pour ne pas provoquer une distorsion qui se traduira le plus souvent par une triangularisation de la sinusoïde de sortie (phénomène de « slew-rate » — voir § 42).

## 22. Méthode de raisonnement sur l'influence des autres paramètres

Toute l'étude effectuée jusqu'à présent sur l'amplificateur opérationnel réel a été faite comme si, seul, le gain en boucle ouverte  $\mu$  était de valeur finie. Les autres paramètres ont été supposés, ou bien de valeur infinie (impédance d'entrée), ou bien de valeur nulle (impédance de sortie), et seule l'influence de  $\mu$  sur le comportement en boucle fermée a été chiffrée.

Mais en fait, la plupart des erreurs de calcul dues aux imperfections des autres paramètres de l'amplificateur opérationnel réel peuvent être ramenées à l'erreur correspondant à une réduction du gain en boucle ouverte. Pour chaque paramètre P on calculera une erreur  $\alpha$  (P) dont l'influence sur le gain en boucle ouverte sera exprimée de la même manière que celle utilisée pour évaluer l'influence du gain non infini sur le comportement en boucle fermée, c'est-à-dire en se reportant à la relation (7).

$$\mu(P) = \frac{1}{1 + \alpha(P)} \mu_i \quad (9)$$

dans laquelle  $\mu_i$  est le gain en boucle ouverte quand le paramètre P est supposé avoir sa valeur idéale (impédance d'entrée infinie, impédance de sortie nulle, par exemple).  $\mu(P)$  est donc alors le gain en boucle ouverte réel.

L'étude de l'influence d'un paramètre quelconque (supposons  $Z_0$ ) sur le comportement en boucle fermée se fera donc en 2 temps :

1) Etude de l'influence de  $Z_0$  sur le gain en boucle ouverte.

— calcul de  $\alpha(Z_0)$

— calcul de  $\mu(Z_0) = \frac{1}{1 + \alpha(Z_0)} \mu_i$

2) Etude de l'influence de  $\mu(Z_0)$  sur le comportement en boucle fermée en appliquant la relation (6)

$$\epsilon = \frac{1}{\mu(Z_0) \beta}$$

Cette manière de procéder permet de ramener toutes les erreurs à la réduction d'un paramètre unique, le gain en boucle ouverte.



23. Erreur due à l'impédance d'entrée  $Z_I < \infty$

231. Calcul de  $\alpha(Z_I)$

Soit le montage suivant :

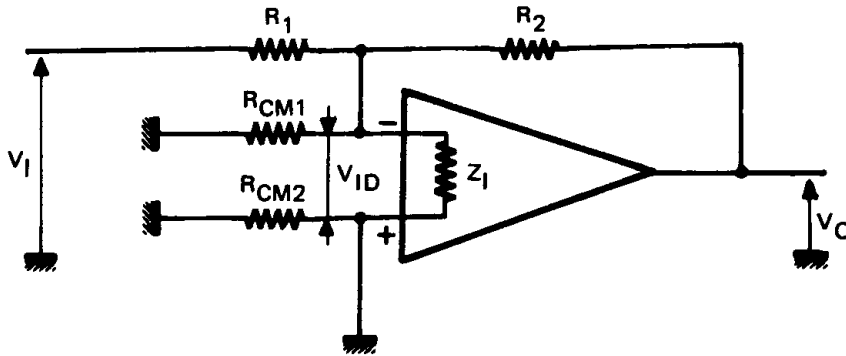


Fig.8

dans lequel  $Z_I$  figure l'impédance d'entrée différentielle du montage,  $R_{CM1}$  et  $R_{CM2}$  les impédances d'entrée en mode commun. En pratique :

$$R_{CM1} \text{ et } R_{CM2} \gg Z_I$$

seront toujours négligées, sauf dans les montages à très haute impédance d'entrée où elles interviennent comme une limitation (étage suiveur de tension).

Si les impédances d'entrée en mode commun sont négligées, un calcul assez simple permet d'arriver à :

$$\frac{V_O}{V_{ID}} = \frac{\mu_i}{1 + \frac{R_1 R_2}{Z_I (R_1 + R_2)}} \quad \rightarrow \quad \mu(Z_I) = \frac{1}{1 + \frac{R_1 // R_2}{Z_I}} \cdot \mu_i$$

soit :

$$\alpha(Z_I) = \frac{R_1 // R_2}{Z_I} \tag{10}$$

## 232. Exemple

Soit le montage inverseur ci-dessous :

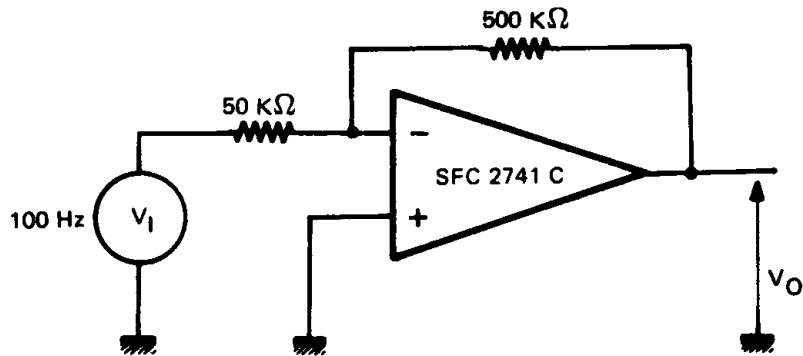


Fig.9

$$- Z_1 \text{ min} = 300 \text{ k}\Omega \quad (\text{voir feuille de spécifications})$$

$$- \alpha(Z_1) = \frac{50/500}{300} = 0,15$$

$$- \mu_j(1000 \text{ Hz}) = 1000 \quad (\text{voir feuille de spécifications})$$

$$- \mu(Z_1) = \frac{1000}{1 + 0,15} = 870$$

$$- \beta = \frac{50}{50 + 500} = \frac{1}{11}$$

l'erreur en boucle fermée sera donc :

$$\epsilon = \frac{1}{\mu(Z_1)\beta} = \frac{1}{870 \cdot \frac{1}{11}} = 1,3 \%$$

On notera que dans les mêmes conditions, un circuit SFC 2101 A eut ramené l'erreur en boucle fermée à moins de 0,12 %.

## 233. Mesure de l'impédance d'entrée

L'impédance différentielle d'entrée  $Z_1$  est l'un des paramètres les plus difficiles à mesurer dans un amplificateur opérationnel, en particulier quand son gain est élevé, ou quand cette impédance est elle-même élevée. En effet, dans tous les calculs sur les amplificateurs opérationnels réels,  $Z_1$  n'intervient toujours que dans un produit :

$$\mu Z_1$$

soit  $750 \text{ M}\Omega$  (minimum) pour le circuit le moins performant de la gamme SESCOSEM, et  $75\,000 \text{ M}\Omega$  (minimum) pour l'un des meilleurs.

Un montage pratique de mesure peut être constitué comme suit :

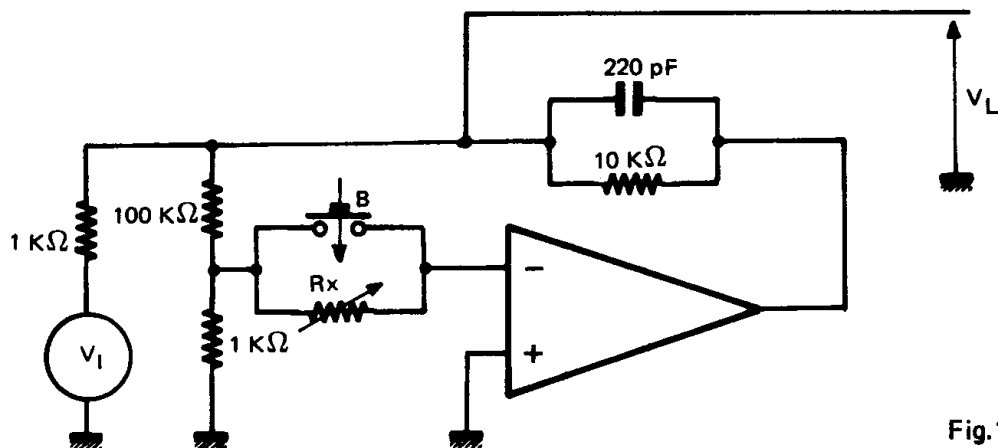


Fig.10

$V_1$  sera ajustée pour travailler vers 1 HZ. On mesurera  $V_L$  dans un premier temps – B en position « enfoncé » – Dans un deuxième temps, après avoir libéré B, on ajustera  $R_X$  jusqu'à une valeur  $V'_L$  telle que :

$$V'_L = 2 V_L$$

et dans ce cas,

$$R_X = Z_I$$

## 24. Erreur due à l'impédance de Sortie $Z_O > 0$

### 241. Calcul de l'erreur $\propto (Z_O)$

Dans le montage inverseur suivant :

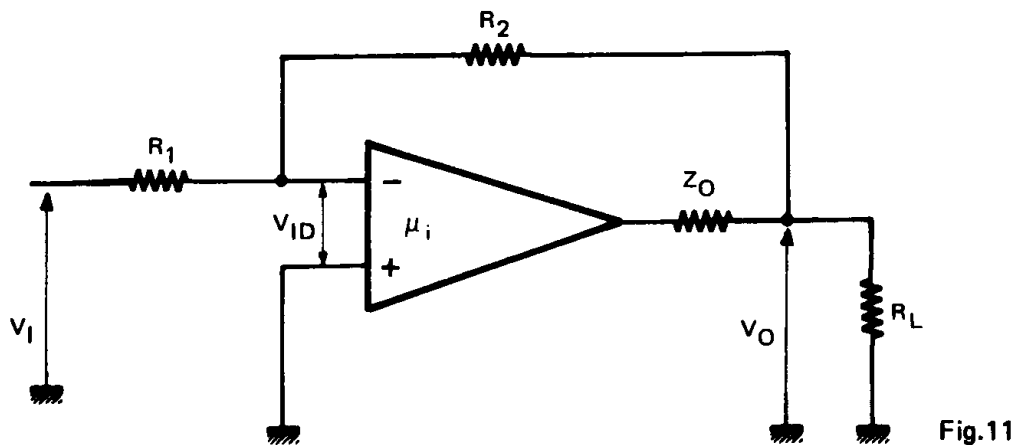


Fig.11

la relation  $V_O$  en fonction de  $V_{ID}$  est définie comme suit :

$$\frac{V_O}{V_{ID}} = \frac{\mu_i}{1 + Z_O \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_L} \right)} \rightarrow \mu(Z_O) = \frac{\mu_i}{1 + \frac{Z_O}{R_2 // R_L}}$$

soit :

$$\alpha(Z_O) = \frac{Z_O}{R_2 // R_L}$$

(11)

### 242. Exemple de calcul

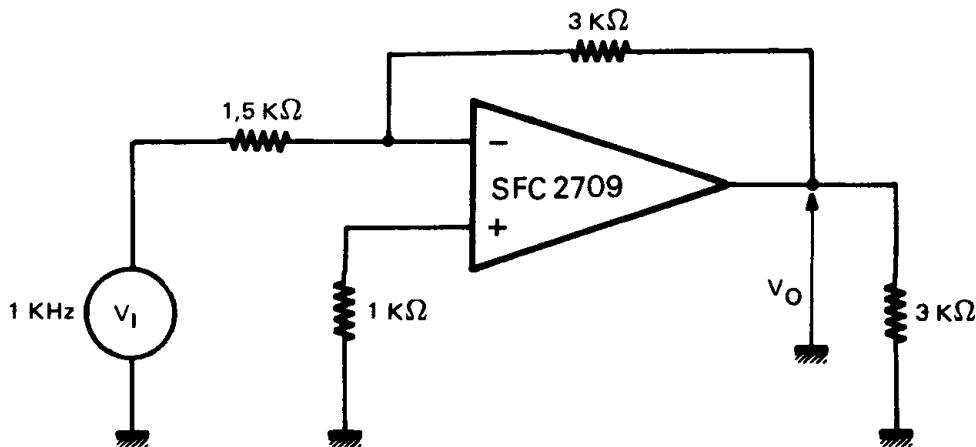


Fig.12

–  $Z_O = 150 \Omega$  (voir feuille de spécifications)

–  $\alpha(Z_O) = \frac{150 \Omega}{3 \text{ K}\Omega // 3 \text{ K}\Omega} = 0,1$

–  $\mu_i(1000 \text{ Hz}) = 1000$

–  $\mu(Z_O) = \frac{1000}{1 + 0,1}$

–  $\beta = \frac{1,5}{1,5 + 3} = \frac{1}{3}$

soit une erreur en boucle fermée :

$$\epsilon = \frac{1}{910 \cdot \frac{1}{3}} = 0,3 \%$$

dans la plupart des cas, nous aurons cependant

$$\epsilon(Z_O) \ll \epsilon(Z_I)$$

### 243. Mesure de l'impédance de sortie

L'erreur de calcul apportée par ce paramètre est, ainsi que nous venons de le voir, suffisamment réduite pour que la valeur de  $Z_O$  ne figure pas obligatoirement dans les feuilles de spécifications. La SESCOSEM ne précise cette valeur que pour les circuits de la série SFC 2709 ( $Z_O$  typique =  $150 \Omega$ ).

La méthode de mesure la plus simple consiste à relever la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte en l'absence de résistance de charge (ce sera  $V_O$ ), puis à charger l'amplificateur par une résistance  $R_L$  et à noter la variation  $\Delta V_O$  du potentiel de sortie autour de la valeur initiale  $V_O$ .

Dans ce cas :

$$Z_O = R_L \frac{\Delta V_O}{V_O}$$

La fréquence et l'amplitude du signal d'entrée ainsi que la valeur de  $R_L$  seront choisies de manière à ne pas dépasser les limites de spécifications du circuit.

### 25. Erreur due à la valeur finie de la bande passante

#### 251. Réponse à 6 dB/octave

Cette réponse, dite à stabilité inconditionnelle, et qui est celle des amplificateurs opérationnels SESCOSEM à compensation intégrée (SFC 2741, SFC 2107, 2207 et 2307) peut être décrite par une relation

$$\mu(\omega) = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

$\mu_0$  étant le gain maximum en boucle ouverte et  $\omega_0$  la pulsation de coupure à  $-3$  dB, donc :

$$\alpha(\omega) = j \frac{\omega}{\omega_0} \quad (12)$$

Le montage de la figure 7 pourra être utilisé pour la mesure de la fréquence de coupure à  $-3$  dB. Elle sera le plus souvent comprise entre 2 et 10 HZ.

L'influence de  $\mu(\omega)$  sur le comportement en boucle fermée sera déterminée en appliquant la relation :

$$\epsilon(\omega) = \frac{1}{\mu(\omega) \cdot \beta}$$

#### 252. Réponses de 2° et 3° ordre

Il sera plus simple, dans ces cas, de se référer aux courbes de réponse fournies par le constructeur et qui donnent directement :

$$\mu(\omega)$$

Le montage figure 9 pourra également être utilisé.

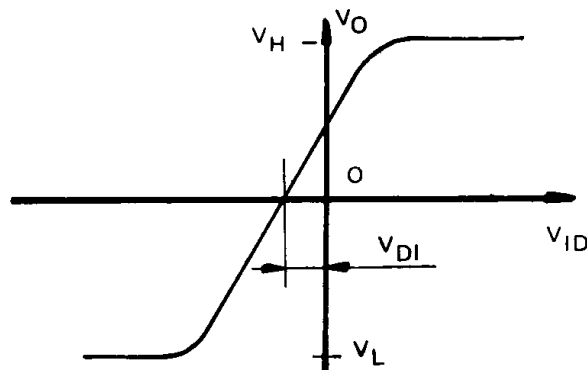
# III - Erreurs statiques

## 31. Tension résiduelle d'entrée (Tension d'offset)

### 311. Définition

La tension résiduelle d'entrée  $V_{DI}$  est la tension continue que doit fournir un générateur de tension de résistance interne nulle pour que la tension de sortie  $V_O$  soit nulle quand les 2 entrées de l'amplificateur opérationnel sont directement connectées à ce générateur.

Elle se retrouve sur le transfert entrée → sortie



Cette tension résiduelle est liée à la dissymétrie de l'amplificateur et englobe toutes les causes de déséquilibre (dissymétrie des gains, des  $V_{BE}$ , des résistances de charge, etc...) et notamment l'appariement en  $V_{BE}$  des transistors d'entrée.

### 312. Influence sur le comportement en boucle fermée

La tension résiduelle d'entrée peut être figurée comme un générateur de tension d'erreur en série avec l'une des entrées de l'amplificateur opérationnel. Cette représentation permet de calculer son influence sur le comportement du circuit en boucle fermée.

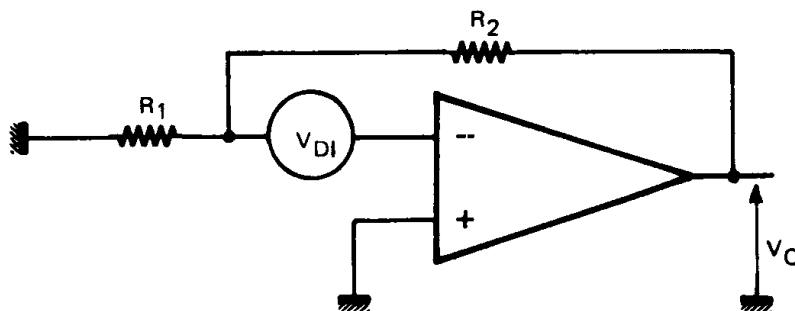


Fig. 13

On montre que, dans ce montage

$$V_O = V_{DI} \cdot \frac{1}{\beta} \quad \text{avec } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Ce résultat est valable que le générateur équivalent à  $V_{DI}$  soit placé devant l'entrée inverseuse ou devant l'entrée non inverseuse.



### 313. Méthode de mesure

Le montage suivant – dans lequel les tensions d'alimentation  $V_{CC}^-$  et  $V_{CC}^+$  sont spécifiées – permet une mesure de la tension résiduelle d'entrée.

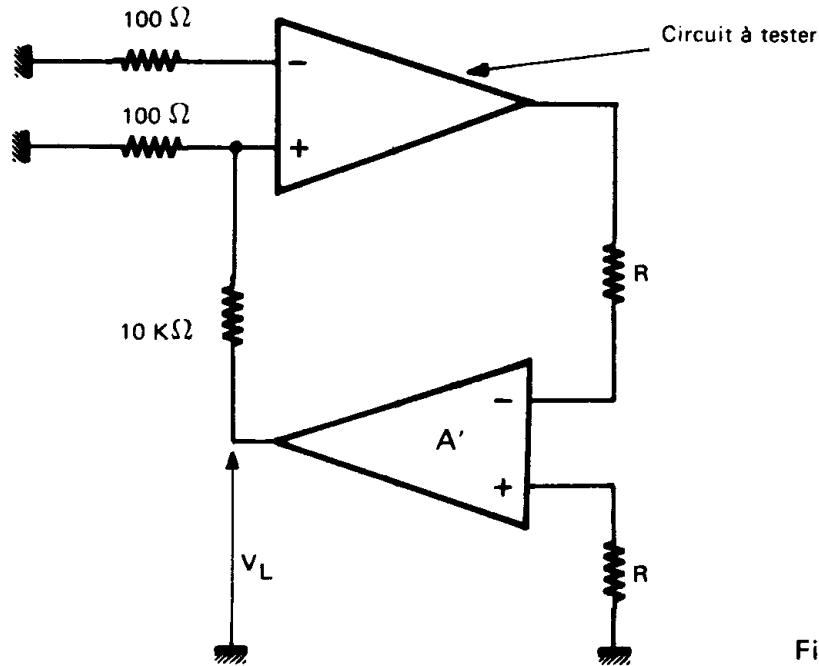


Fig.14

Dans ce cas :

$$V_{DI} = \frac{V_L}{101}$$

L'amplificateur de boucle A' devra avoir des performances au moins aussi bonnes que celles du circuit à tester.

### 314. Dérive thermique de la tension résiduelle

C'est le rapport de la variation de la tension résiduelle d'entrée à la variation correspondante de température  $\Delta \theta$  qui lui a donné naissance.

$$DV_{DI} = \frac{\Delta V_{DI}}{\Delta \theta}$$

Cette dérive conditionne en bonne partie la stabilité de la tension de sortie en fonction de la température. Elle est due à la variation relative de la fonction  $V_{BE} = f(\theta \text{ } ^\circ\text{C})$  entre les deux transistors de l'étage différentiel d'entrée.

## 32. Courant de polarisation d'entrée

### 321. Définition

C'est la valeur moyenne des 2 courants d'entrée, une tension  $V_1$  étant appliquée sur l'une des entrées, l'autre reliée au zéro électrique,  $V_1$  étant réglé de façon à annuler la tension de sortie.

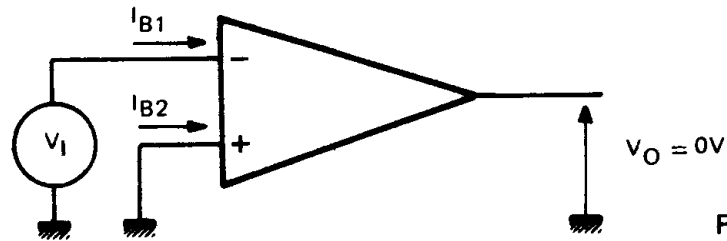


Fig.15

Alors :

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

$I_{B1}$  et  $I_{B2}$  sont conditionnés par la valeur du gain des transistors d'entrée.

### 322. Influence sur la tension de sortie en boucle fermée

Les courants de polarisation d'entrée peuvent être schématisés comme deux générateurs de courant d'erreur placés respectivement dans chaque connexion d'entrée de l'amplificateur opérationnel.

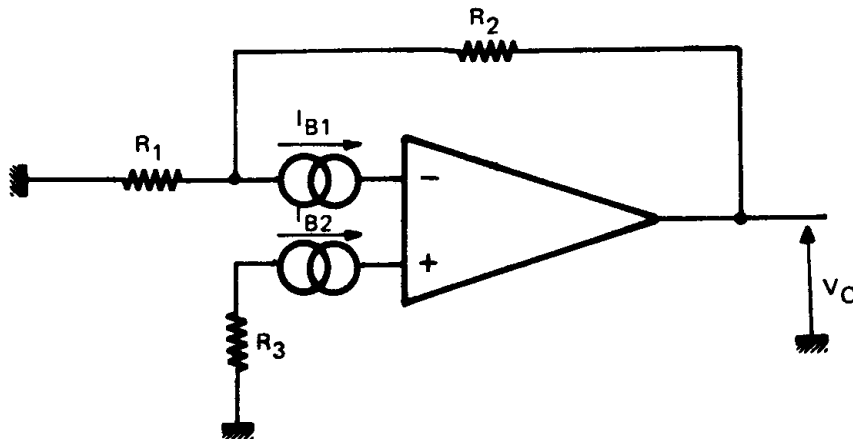


Fig.16

La tension de sortie prend alors la forme :

$$V_O = - R_2 I_{B1} + R_3 \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) I_{B2}$$

On peut déjà remarquer, de cette équation, que si

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$V_O$  se ramène à :

$$V_O = R_2 (I_{B2} - I_{B1})$$

qui constitue la valeur minimale de  $V_O$  en fonction de  $R_2$ , de  $I_{B1}$  et de  $I_{B2}$  donc,

|| pour réduire au maximum l'influence des courants de polarisation d'entrée, chaque entrée devra « voir » la même résistance.

Plus les valeurs de résistance seront élevées, plus cette nécessité sera impérative.

Exemple : filtre réjecteur de fréquence

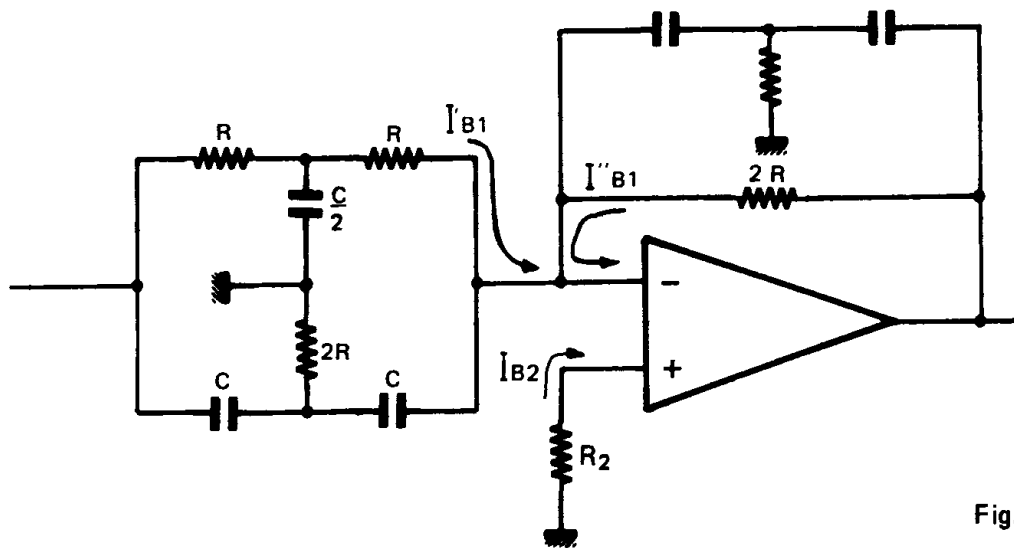


Fig.17

Pour minimiser l'influence des courants de polarisation sur la composante continue du signal de sortie, la valeur de la résistance  $R_2$  sera telle que  $R_2 = 2R // (R + R)$  soit :

$$R_2 = R$$

### 323. Courant résiduel d'entrée (Courant d'offset)

C'est la différence  $I_{DI}$  entre les deux courants de polarisation

$$I_{DI} = (I_{B1} - I_{B2})$$

Le courant résiduel d'entrée est lié principalement à l'appariement en gain des deux transistors du premier étage de l'amplificateur opérationnel.

$$V_O = R I_{DI}$$

### 324. Mesure des courants d'entrée

Le montage de mesure peut être le suivant :

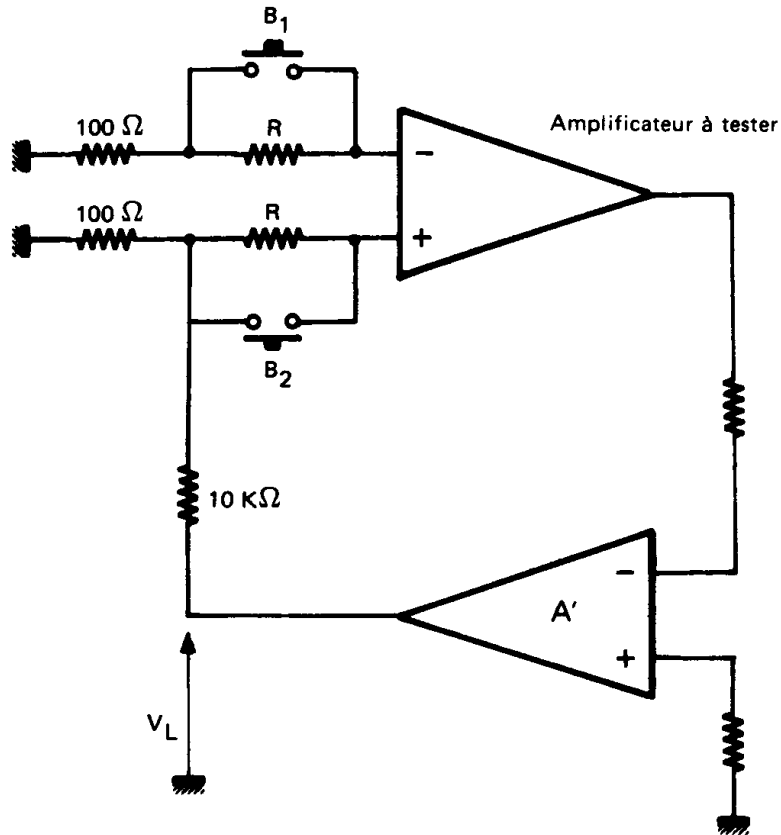


Fig.18

4 valeurs de  $V_L$  seront relevées pour différentes combinaisons des poussoirs  $B_1$  et  $B_2$  (0 = ouvert, f = fermé).

$B_1$	$B_2$	$V_L$
0	f	$V_{L1}$
f	0	$V_{L2}$
f	f	$V_{L3}$
0	0	$V_{L4}$

Le courant de polarisation d'entrée sera alors exprimé par :

$$I_B = \frac{V_{L2} - V_{L1}}{2 R} \cdot \frac{1}{101}$$

Le courant résiduel d'entrée obéit à la relation :

$$I_{DI} = \frac{V_{L4} - V_{L3}}{R} \cdot \frac{1}{101}$$

On remarque que  $V_{L3}$  n'est autre que la tension résiduelle d'entrée du montage, à une constante près (101)

### 325. Dérive thermique du courant de polarisation d'entrée

C'est le rapport de la variation du courant de polarisation d'entrée  $\Delta I_B$  à la variation de température  $\Delta \theta$  qui lui a donné naissance

$$D_{IB} = \frac{\Delta I_B}{\Delta \theta}$$

Ce coefficient de température conditionne la stabilité de la tension de sortie en fonction de la température lorsque les résistances d'attaque sont de valeurs inégales.

### 326. Dérive thermique du courant résiduel d'entrée

C'est le rapport de la variation du courant résiduel d'entrée ( $\Delta I_{DI}$ ) à la variation correspondante de température  $\Delta \theta$  qui lui a donné naissance

$$D_{DI} = \frac{\Delta I_{DI}}{\Delta \theta}$$

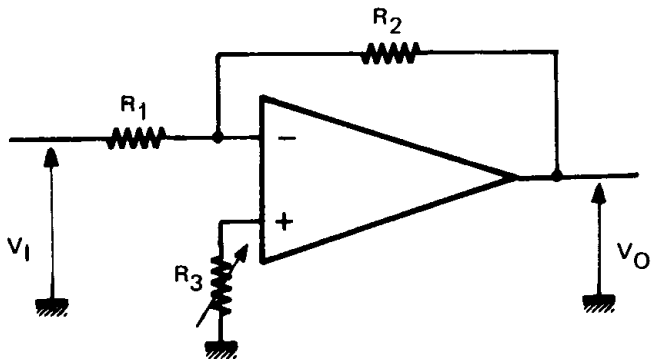
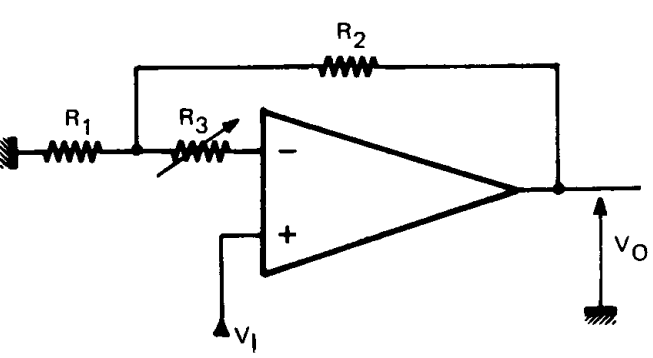
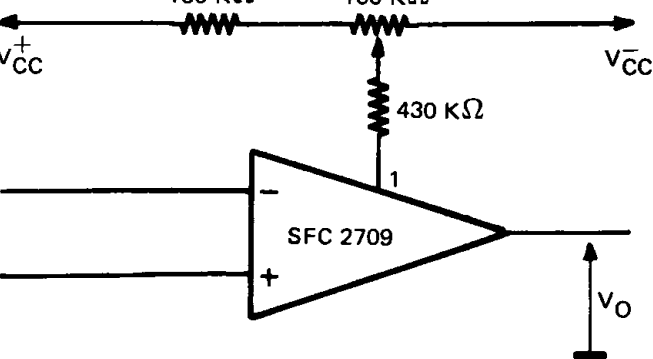
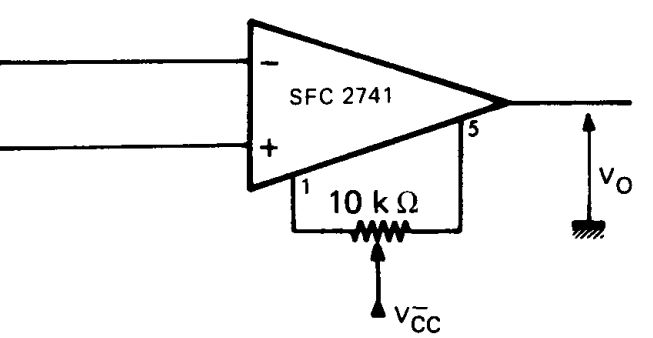
Ce coefficient de température conditionne la stabilité de la tension de sortie en fonction des variations de température lorsque les résistances d'attaque ont des valeurs élevées.

### 33. Méthodes de compensation des générateurs d'erreur à l'entrée

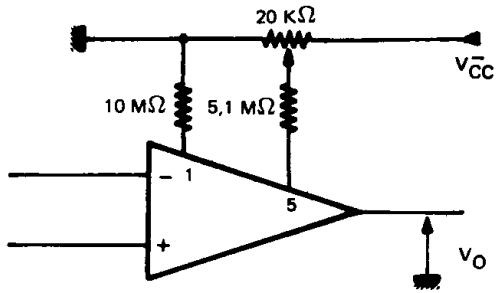
Cette compensation peut s'effectuer selon deux principes différents :

- Introduction d'un déséquilibre, ajustable depuis l'extérieur du circuit, dans les étages différentiels d'entrée (série SFC 2741 par exemple) ;
- Mise en place d'un générateur de courant ou de tension extérieur, dont l'effet contrebalancera celui des générateurs d'erreur.

De ces deux principes, il existe plusieurs possibilités de réalisation. Cependant, dans tous les montages on se rappellera (cf § 22) que pour réduire l'erreur statique apportée par les générateurs parasites d'entrée, chaque entrée doit « voir » la même résistance.

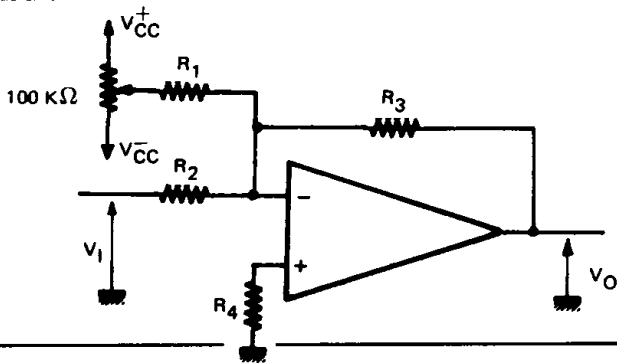
Montage	Observations
 <p>A schematic diagram of an inverting amplifier. The input terminal is connected to a resistor R1, which is connected to an input voltage source v1. The other end of R1 is connected to the inverting input (-) of the operational amplifier. A feedback network is connected between the output and the inverting input, consisting of a resistor R2 in parallel with a resistor R3. The non-inverting input (+) is connected to ground. The output voltage is labeled v0.</p>	<p>Montage valable uniquement pour des résistances fixes dans le réseau de contre-réaction</p> $R_3 \approx \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$
 <p>A schematic diagram of an inverting amplifier. The input terminal is connected to a resistor R1, which is connected to a voltage source v1. The other end of R1 is connected to the inverting input (-) of the operational amplifier. A feedback network is connected between the output and the inverting input, consisting of a resistor R2 in parallel with a resistor R3. The non-inverting input (+) is connected to ground. The output voltage is labeled v0.</p>	<p>Montage pour attaque par un générateur à haute impédance R<sub>S</sub></p> $R_3 \approx R_S$
 <p>A schematic diagram of an SFC 2709 operational amplifier. The input terminal is connected to a resistor of 160 kΩ, which is connected to a voltage source v1. The other end of this resistor is connected to the inverting input (-) of the operational amplifier. A feedback network is connected between the output and the inverting input, consisting of a resistor of 100 kΩ in parallel with a resistor of 430 kΩ. The non-inverting input (+) is connected to ground. The output voltage is labeled v0. The supply rails are labeled v<sub>CC</sub><sup>+</sup> and v<sub>CC</sub><sup>-</sup>.</p>	<p>Uniquement avec SFC 2709 Inconvénient : réduit le gain en boucle ouverte dans un rapport 2</p>
 <p>A schematic diagram of an SFC 2741 operational amplifier. The input terminal is connected to the inverting input (-) of the operational amplifier. A feedback network is connected between the output and the inverting input, consisting of a resistor of 10 kΩ. The non-inverting input (+) is connected to ground. The output voltage is labeled v0. The supply rail is labeled v<sub>CC</sub><sup>-</sup>.</p>	<p>Uniquement valable pour SFC 2741</p>





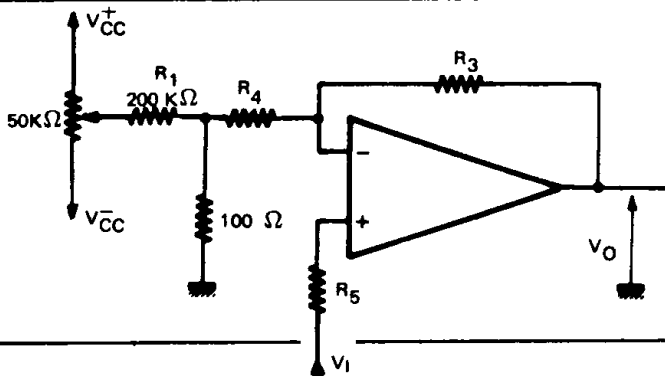
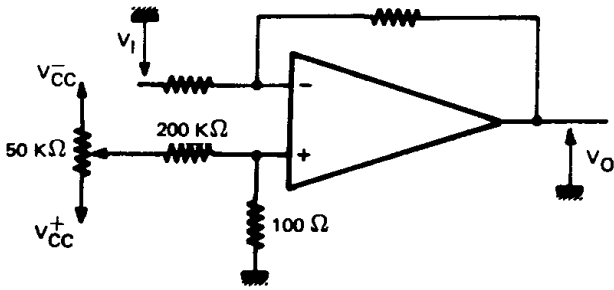
Uniquement sur SFC 2101 A  
2201 A  
2301 A

montage à dérive thermique réduite

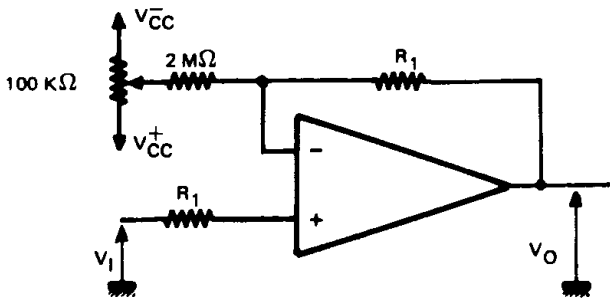


$$R_4 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$$

$$R_1 = 2\,000 R_4$$



$$R_5 = R_3 // (R_2 + R_4)$$



Compensation d'un étage suiveur

– Les montages précédemment décrits ne permettent de compensation que pour une température donnée. On notera cependant que le fait que les deux entrées du circuit soient attaquées par la même impédance de source, permet d'éliminer l'influence de la dérive des courants de polarisation. Seules subsistent les dérives dues aux variations de la tension et du courant résiduel d'entrée.

– Certains montages de haute précision (amplificateurs continus grand gain, calcul analogique de précision etc...) exigent néanmoins une réduction importante de l'influence de ces variations sur le signal de sortie.

Le montage suivant permet d'éliminer pratiquement toute la dérive en sortie due aux fluctuations de la tension résiduelle d'entrée de l'amplificateur. Cette annulation se fait en déséquilibrant les courants collecteurs de l'amplificateur différentiel d'entrée\*. Il ne restera donc plus que la variation due à la dérive du courant résiduel d'entrée du transistor double. Ce courant est extrêmement réduit et son influence peut encore être minimisée en attaquant le montage par des sources à basse impédance.

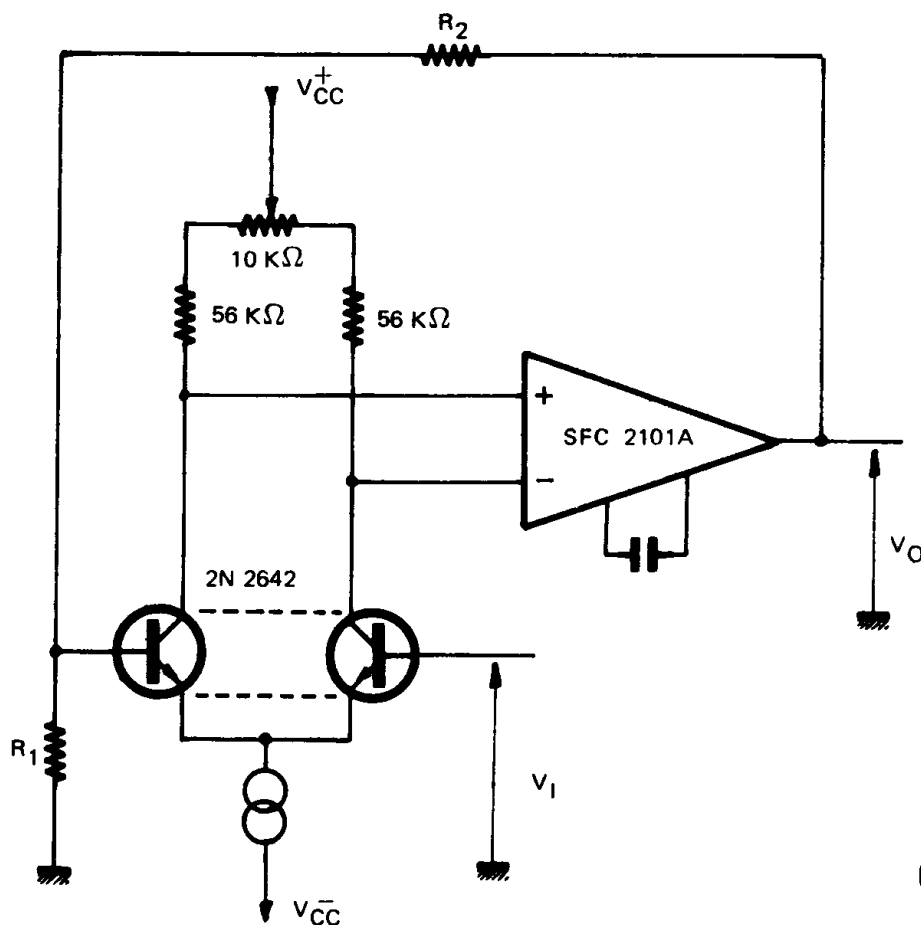


Fig.19

$$V_O = V_I \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

\* Voir seconde partie, relation (10)

Si la tension en mode commun est inférieure à  $V_{CC}/20$ , le générateur de courant sera constitué d'une simple résistance de valeur élevée.

La dérive ramenée à l'entrée du montage sera inférieure à  $1 \mu V/^{\circ}C$  dans une gamme de température de  $-55^{\circ}C + 125^{\circ}C$ , ce qui permet de comparer ses performances à celles des meilleurs amplificateurs à chopper.

### 34. Performances comparées des amplificateurs opérationnels SESCOSEM

Les valeurs figurant dans le tableau ci-dessous sont des valeurs maximales et garanties à la température ambiante.

Gamme	Circuit	V offset	Dérive V offset	I offset	Dérive I offset
MILITAIRE	SFC 2101 A	3 mV	15 $\mu V/^{\circ}C$	20 nA	0,2 nA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2107 M	3 mV	15 $\mu V/^{\circ}C$	20 nA	0,2 nA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2108 A	1 mV	5 $\mu V/^{\circ}C$	0,4 nA	2,5 pA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2108 M	3 mV	15 $\mu V/^{\circ}C$	0,4 nA	2,5 pA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2110 M	6 mV			
	" SFC 2709 A	3 mV	25 $\mu V/^{\circ}C$	250 nA	2,8 nA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2709 M	6 mV		500 nA	
	" SFC 2741 M	6 mV		500 nA	
	" SFC 2748 M	6 mV		500 nA	
PROFESSION.	SFC 2201 A	2 mV		20 nA	
	" SFC 2207	2 mV	20 $\mu V/^{\circ}C$	20 nA	100 pA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2208	2 mV	15 $\mu V/^{\circ}C$	0,4 nA	2,5 pA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2208 A	0,5 mV	5 $\mu V/^{\circ}C$	0,4 nA	2,5 pA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2210	4 mV		3 nA	
	" SFC 2709 T	5 mV		300 nA	
INDUSTRIELLE	SFC 2301 A	7,5 mV	30 $\mu V/^{\circ}C$	50 nA	0,6 nA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2307	7,5 mV	30 $\mu V/^{\circ}C$	50 nA	0,6 nA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2308	7,5 mV	30 $\mu V/^{\circ}C$	1 nA	10 pA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2308 A	0,5 mV	5 $\mu V/^{\circ}C$		10 pA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2310	7,5 mV		7 nA	
	" SFC 2709 AE	3,5 mV	10 $\mu V/^{\circ}C$	200 nA	1 nA/ $^{\circ}C$
	" SFC 2709 C	7,5 mV		500 nA	
	" SFC 2741 C	6 mV		500 nA	
	" SFC 2748 C	6 mV		200 nA	

### 35. Taux de réjection en mode commun

#### 351. Définition

La tension de sortie d'un amplificateur différentiel réel suit une loi :

$$V_O = \mu (V_{I1} - V_{I2}) + g \frac{V_{I1} + V_{I2}}{2} \quad (15)$$

dans laquelle  $g$  figure la sensibilité du circuit à la moyenne arithmétique de la valeur des potentiels d'entrée (appelée tension en mode commun  $V_{CM}$ ).  $g$  est dit gain en mode commun.

Si le dispositif est un amplificateur opérationnel.

$$V_{I1} - V_{I2} = V_{ID} \quad \text{et} \quad V_{I1} \cong V_{I2} = V_{CM}$$

La relation peut donc se mettre sous la forme :

$$\boxed{V_O = \mu (V_{ID} + \frac{g}{\mu} V_{CM})} \quad (16)$$

Le rapport  $\frac{g}{\mu}$  est appelé rapport de réjection en mode commun, CMR

$$\text{CMR} = \frac{g}{\mu}$$

Le rapport de réjection en mode commun est conditionné par la valeur de l'impédance de sortie des générateurs de courant polarisant l'étage d'entrée.

On remarquera que, dans tous les montages à contre-réaction de courant où l'entrée non inverseuse est reliée directement à la masse, le rapport de réjection en mode commun n'intervient pas puisqu'alors on a :

$$V_{CM} = 0$$

Le rapport de réjection en mode commun n'est donc significatif que dans les montages à contre-réaction de tension (amplificateur différentiel, amplificateur non inverseur et suiveur) dans lesquels il conditionne en bonne partie la linéarité de la fonction de transfert en boucle fermée. Le rapport de réjection en mode commun est en effet lui-même une fonction non linéaire de la tension de mode commun et de la température (et singulièrement dans les amplificateurs opérationnels utilisant des transistors à effet de champ à l'entrée). C'est pourquoi il est extrêmement délicat de spécifier avec précision une valeur du rapport de réjection en mode commun ; la température et la tension en mode commun devront toujours être précisées avec chaque spécification.

### 352. Méthode de mesure

Le montage de mesure peut être constitué comme suit :

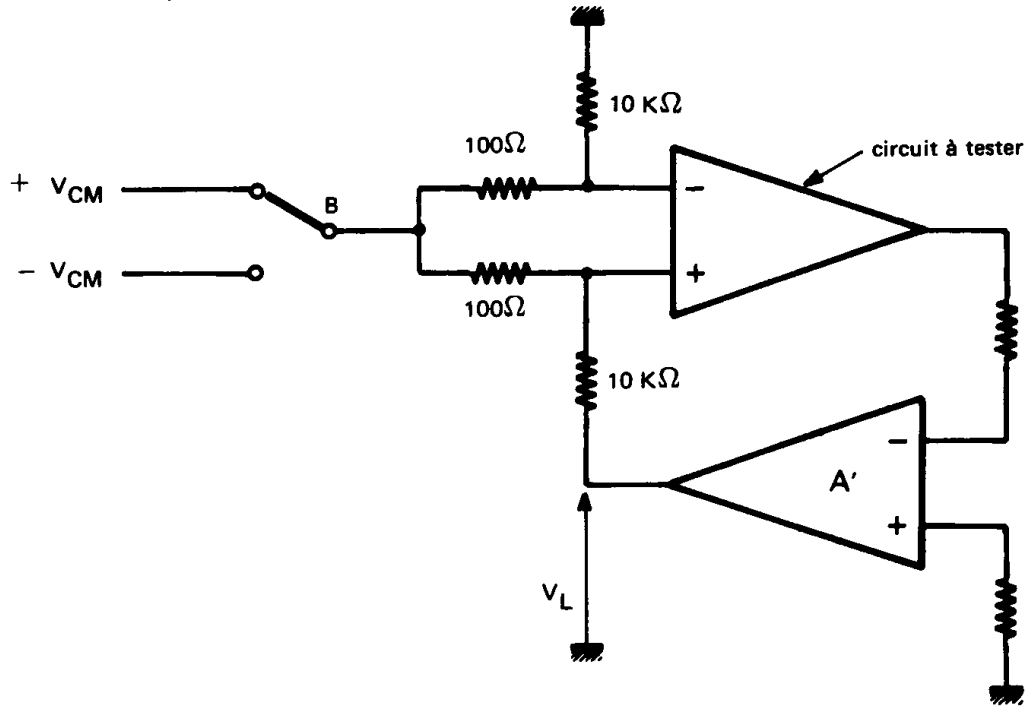


Fig.20

Lorsque le commutateur B passe de  $+ V_{CM}$  à  $- V_{CM}$ , la tension  $V_L$  varie de  $\Delta V_L$ .

On montre que dans ce cas :

$$\text{CMR} = 200 \frac{V_{CM}}{\Delta V_L}$$

Cette relation suppose un taux de réjection en mode commun constant en fonction de  $V_{CM}$ . En fait, si l'on relève le rapport de réjection en mode commun pour différentes valeurs de  $V_{CM}$ , la fonction à laquelle on arrivera aura le plus souvent l'allure suivante :

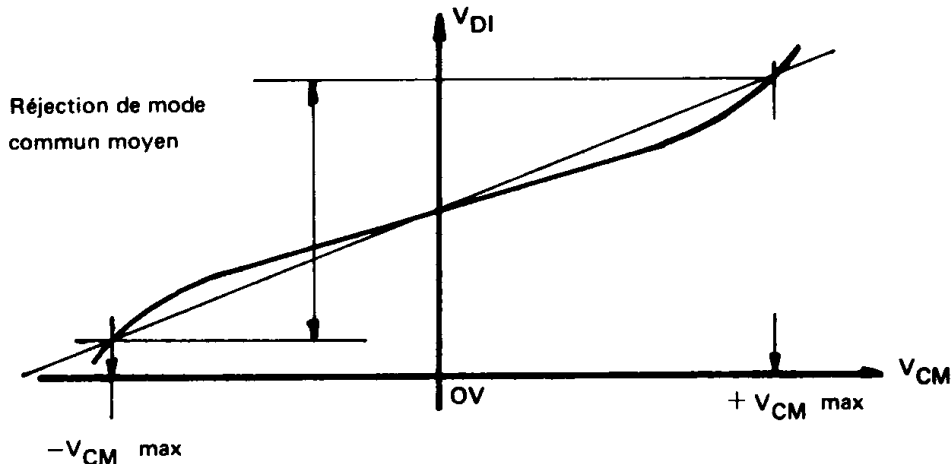


Fig.21

Les amplificateurs opérationnels SESCOSEM sont spécifiés en taux de réjection en mode commun pour la tension en mode commun maximale  $V_{CM}$  max.

### 353. Influence sur le comportement en boucle fermée

Dans le montage non inverseur réalisé ci-dessous :

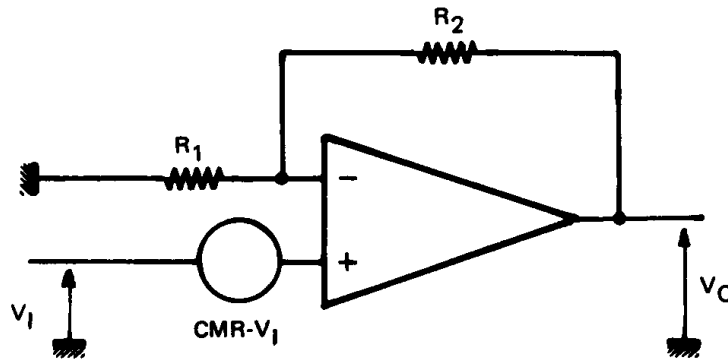


Fig.22

L'influence du taux de réjection en mode commun peut se ramener à celle d'un générateur de tension d'erreur dont la valeur est égale à :

$$CMR \cdot V_1$$

et qui est en série avec le signal d'entrée. On chiffre l'influence de ce taux de réjection en mode commun dans le transfert entrée  $\rightarrow$  sortie par :

$$\frac{V_O}{V_1} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \left( 1 + \frac{1}{CMR} \right) \quad (17)$$

Cette relation montre que si le taux de réjection en mode commun était une constante, il pourrait se ramener à une erreur de calcul (cf. § II) et en conséquence, être compensé comme telle par une modification de la valeur des composants du réseau de contre-réaction.

En fait, le taux de réjection en mode commun varie avec  $V_{CM}$  et son inconvénient majeur réside davantage dans sa non linéarité que dans sa valeur elle-même comme le montre les courbes ci-contre

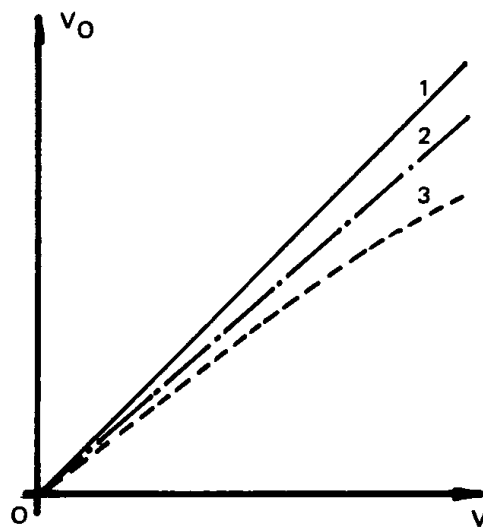


Fig.23

- 1 Amplificateur idéal
- 2 CMR constant
- 3 Amplificateur réel

### 36. Taux de réjection des tensions d'alimentation

#### 361. Définition

Le rapport de réjection des tensions d'alimentation SVR est le rapport de la variation de la tension du générateur de tension résiduelle d'entrée à la variation de tension d'alimentation qui donnerait la même variation de tension de sortie.

$$\text{SVR} = \frac{\Delta V_{DI}}{\Delta V_{CC}} \quad (V_O = \text{constante}) \quad (18)$$

#### 362. Influence sur le comportement en boucle fermée

Elle peut être déduite de ce qui a été précédemment établi ( § 312)

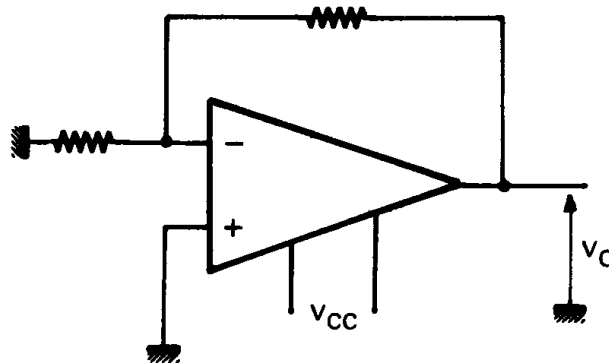


Fig.24

$$\Delta V_{DI} = \text{SVR} \cdot \Delta V_{CC}$$

$$\Delta V_O = \frac{\text{SVR}}{\beta} \Delta V_{CC} \quad (19)$$

#### 363. Méthode de mesure

Le montage de la figure 14 dans lequel les tensions d'alimentation varient, permet une mesure du rapport de réjection des tensions d'alimentation. Dans ce cas en effet :

$$\text{SVR} = \frac{\Delta V_{DI}}{\Delta V_{CC}} \quad (V_O = \text{constante})$$

# IV - Erreurs dynamiques

## 41. Réponse en fréquence en boucle fermée

### 411. Etude de la stabilité avec $\beta$ réel

Cette étude portera sur deux types de réponses :

- réponses à 12 dB/octave
- réponses à 6 dB/octave

#### 411 - a) Réponse à 12 dB/octave

La réponse en boucle ouverte à 12 dB/octave de pente asymptotique est celle de la plupart des amplificateurs opérationnels à deux étages d'amplification tels qu'ont été étudiés les circuits les plus récents (séries SFC 2101A, 2108, 2748 etc...) et tels qu'ils le seront encore au moins pour plusieurs années.

Cette réponse peut être décrite par la relation classique d'une fonction de transfert passe-bas, d'ordre 2.

$$\mu(p) = \mu_0 \frac{1}{1 + 2\xi \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (20)$$

dans laquelle

- $\mu_0$  est le gain en boucle ouverte pour  $\omega \ll \omega_0$
- $\xi$  est le coefficient d'amortissement en boucle ouverte (en pratique  $> 30$ )
- $\omega_0$  est la pulsation caractéristique de second ordre ( $\omega_0 > \omega_{3\text{ dB}}$  puisque  $\xi$  est élevé).

Le transfert en boucle fermée sera calculé en reportant cette valeur  $\mu(p)$  dans la relation générale de la contre-réaction (équation 4 que nous reprenons).

$$V_O = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu(p)\beta}} \cdot \frac{1}{\beta} [ V_{I2} - V_{I1} (1 - \beta) ]$$

Il vient alors :

$$V_{O(p)} = \frac{1}{\beta} [ V_{I2} - V_{I1} (1 - \beta) ] \frac{1}{1 + 2\xi' \frac{p}{\omega'_0} + \frac{p^2}{\omega'^0_2}}$$

$$\text{si } \mu_0 \beta \gg 1 \quad (21)$$



soit un nouveau transfert du second ordre, dans lequel :

$$(22) \quad \xi' = \frac{\xi}{\sqrt{\mu_0 \beta}}$$

$$(23) \quad \omega'_0 = \omega_0 \sqrt{\mu_0 \beta}$$

On peut tout de suite dégager deux observations :

1) L'amortissement en boucle fermée correspond à celui en boucle ouverte  $\xi$ , divisé par la racine carrée de  $\mu_0 \beta$ , gain de boucle initial (cf § 211).

Nous avons donc :

$$\xi' \lll \xi$$

Or, les abaques des fonctions du second ordre montrent que, dès que :

$$\xi < \frac{\sqrt{2}}{2}$$

deux phénomènes apparaissent :

- une remontée dans la réponse en fréquence (voir Annexe 1)
- une suroscillation dans la réponse impulsionnelle (voir Annexe 2)

L'une et l'autre augmenteront considérablement l'erreur dynamique du montage.

2) La pulsation caractéristique en boucle fermée  $\omega'_0$  est égale à la pulsation caractéristique en boucle ouverte  $\omega_0$  multipliée par la racine carrée du produit  $\mu_0 \beta$ , gain de boucle initial, donc beaucoup plus élevée que  $\omega_0$ .

$$\omega'_0 \gg \omega_0$$

Plus  $\xi'$  sera réduit et plus le circuit aura tendance à entrer en oscillation sur une fréquence

$$\omega_0 \sqrt{\mu_0 \beta}$$

Toute la stabilité et toute l'erreur dynamique du système contre-réactionné seront donc définies par la seule valeur de  $\xi'$ .

Dans le montage en boucle fermée, l'interprétation graphique de la relation (21) peut être la suivante :

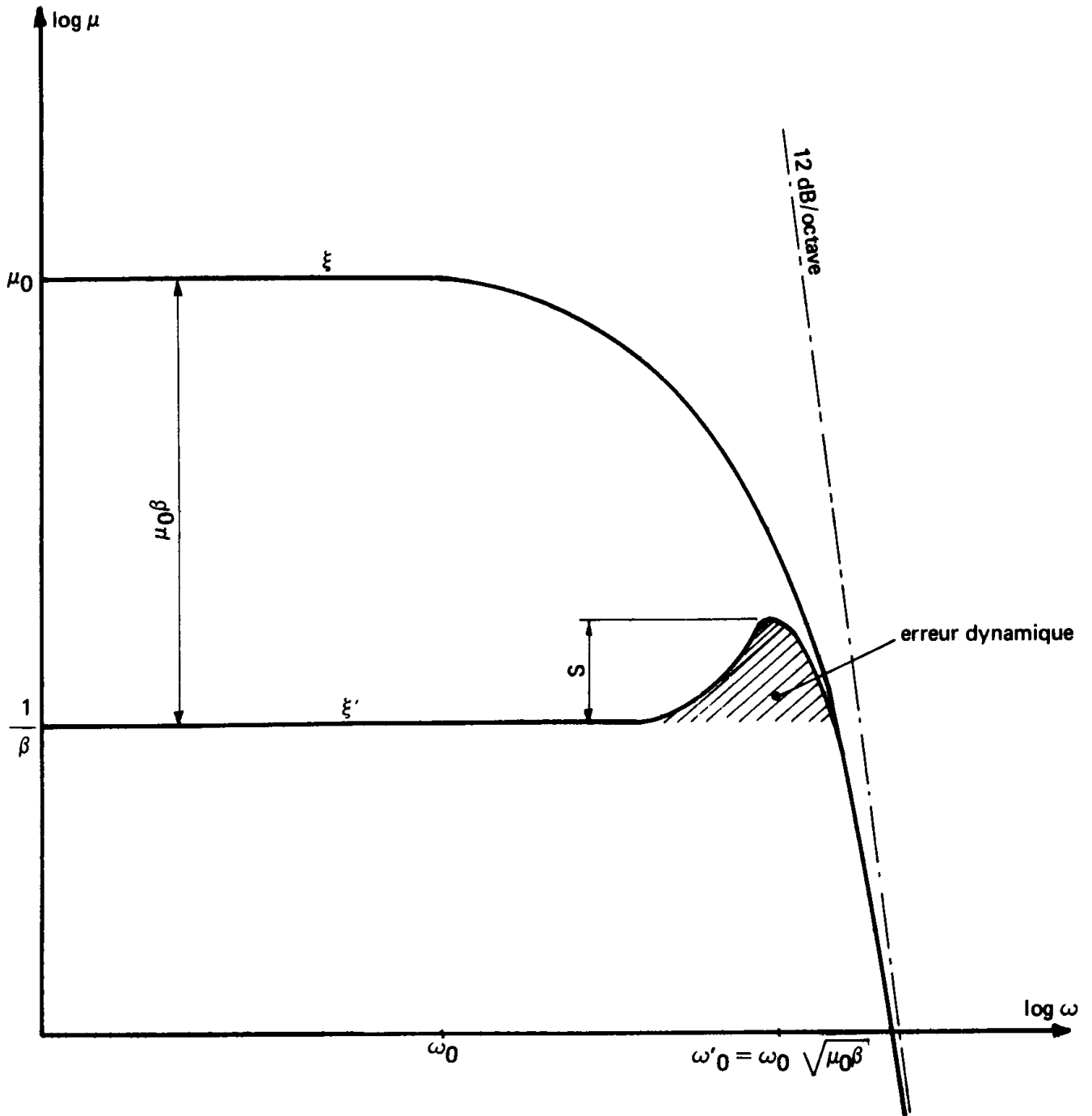


Fig.25

Le paramètre  $\xi'$  est, en fait, difficilement mesurable.

$$\xi' = \frac{\xi}{\sqrt{\mu_0 \beta}}$$

En effet,  $\xi$  n'est pas spécifié. Or l'examen de la relation (20) montre que dans la mesure où  $\omega \gg \omega_0$  la pente de décroissance tendra d'autant plus vite vers 12 dB/octave :

$$\mu(\omega) = \mu_0 \left[ \frac{\omega_0}{\omega} \right]^2 \quad (24)$$

que  $\xi$  initial est faible. On peut donc, pour une fréquence donnée, bien supérieure à  $\omega_0$ , relier la pente de décroissance au coefficient  $\xi$ , donc à  $\xi'$ .

Cette relation peut être tracée approximativement comme suit :

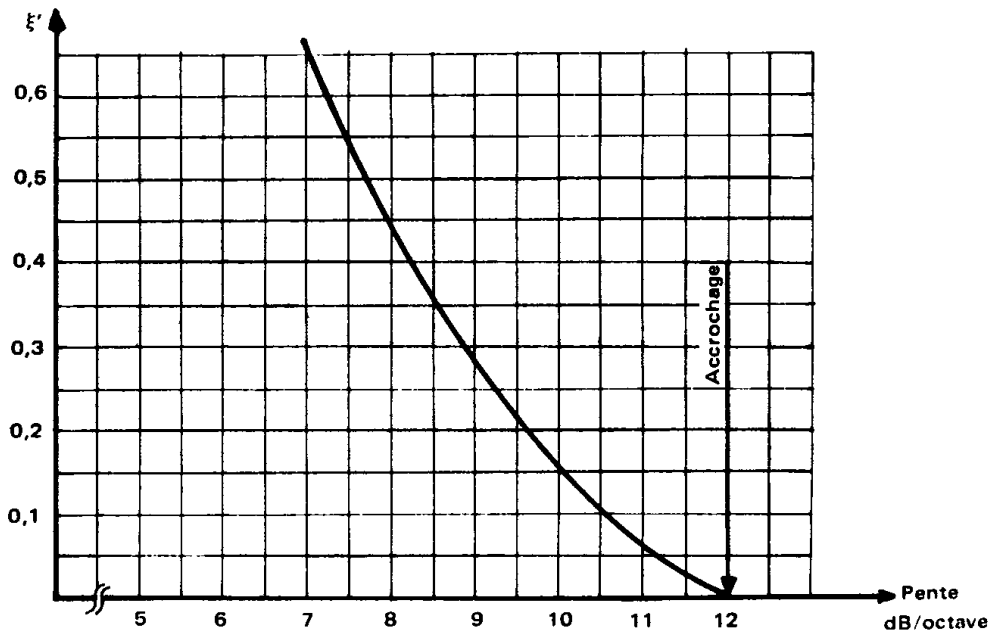


Fig.26

Nous pouvons donc conclure que la stabilité d'un système en boucle fermée sera d'autant moindre que :

- Le facteur d'amortissement en boucle ouverte est réduit ;
- Le gain de boucle est grand ;
- La pente en boucle ouverte se rapprochera davantage de 12 dB/octave à une pulsation

$$\omega_0 \sqrt{\mu_0 \beta}$$

Ces trois remarques étant d'ailleurs étroitement dépendantes l'une de l'autre.

## Exemple de calcul

Soit le montage inverseur suivant dont on demande la réponse en fréquence et la réponse impulsionnelle.

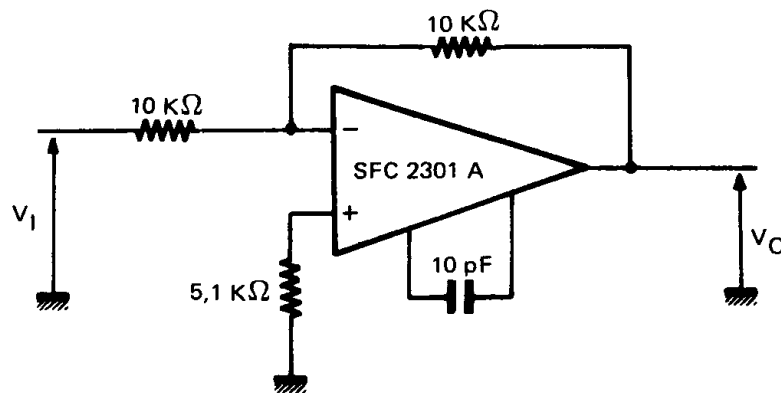


Fig.27

— Les feuilles de spécifications SESCOSEM indiquent les réponses en boucle ouverte avec un condensateur de 3 et 30 pF pour effectuer la compensation en fréquence.

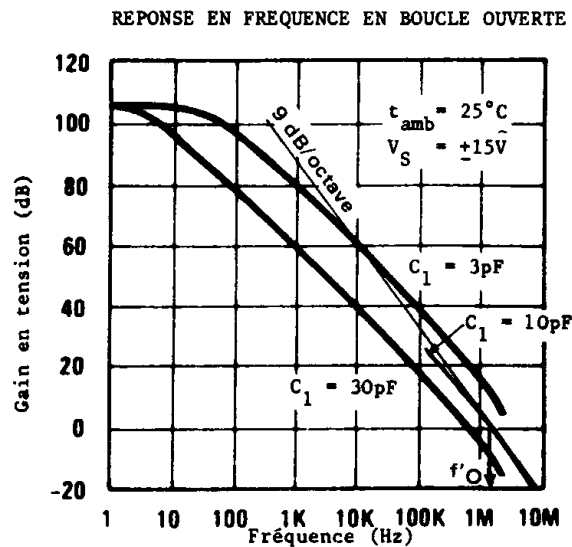


Fig.28

Une interpolation entre ces courbes pour  $C = 10 \text{ pF}$  laisse prévoir une pente de décroissance d'environ 9 dB/octave au gain unité. La figure 26 indique  $\xi' \cong 0,3$  pour une telle pente de décroissance. On constate par ailleurs que  $f'_0 \cong 1,1 \text{ MHz}$ .

Connaissant  $\xi'$  et  $\omega'_0$  il est alors facile de prévoir la réponse en fréquence et la réponse impulsionnelle en boucle fermée.

— le réseau annexe 1 indique :

$$\xi' = 0,3 \rightarrow \text{remontée} \cong 4,5 \text{ dB}$$

— la réponse impulsionnelle (petits signaux) sera donnée par le réseau annexe 2. Pour  $\xi' = 0,3$  le dépassement sera de l'ordre de 20 % avec une pseudo période.

$$t_0 = \frac{1}{f'_0} = \frac{1}{1,1 \cdot 10^6} = 0,9 \mu\text{s}$$

soit :

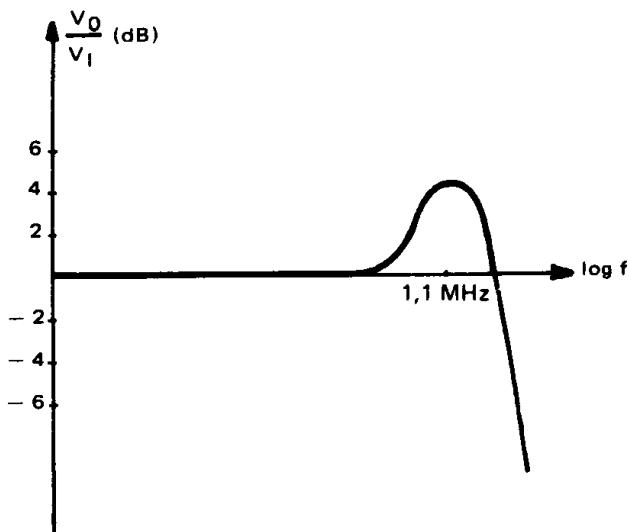


Fig.29

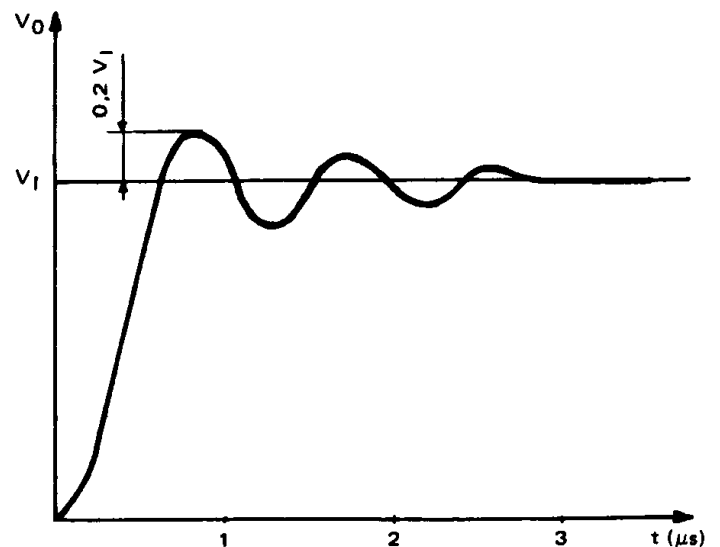


Fig.30

#### 411-b) Réponse à 6 dB/octave

La réponse en boucle ouverte à 6 dB/octave de pente asymptotique est celle des amplificateurs opérationnels à capacité de compensation en fréquence intégrée (SFC 2741, SFC 2107 etc...), celle aussi des autres amplificateurs opérationnels pour des valeurs suffisamment élevées du réseau de compensation. Cette réponse peut être décrite en boucle ouverte par :

$$\mu(p) = \mu_0 \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_{3\text{ dB}}}} \quad (25)$$

$\omega_{3\text{ dB}}$  est alors la fréquence de coupure du gain en boucle ouverte à  $-3\text{ dB}$

$$(1\text{ Hz} < f_{3\text{ dB}} < 10\text{ Hz})$$

Si cette relation est reportée dans celle donnant le gain en boucle fermée il vient :

$$V_O = \frac{1}{\beta} [V_{I2} - (1 - \beta) V_{I1}] \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu(p)\beta}} \rightarrow V_O = \frac{1}{\beta} [V_{I2} - (1 - \beta) V_{I1}] \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu_0 \beta \omega_{3\text{ dB}}}} \quad (26)$$

soit une nouvelle réponse de premier ordre donc asymptotique à 6 dB/octave – sans suroscillation – et de fréquence de coupure à  $-3\text{ dB}$ ,  $f'_{3\text{ dB}}$

Si l'on remarque que le produit  $\mu_0 \omega_{3\text{ dB}}$  caractérise  $\omega_c$ , pulsation pour laquelle le gain en boucle ouverte est égal à 1 (= 0 dB), la pulsation de coupure en boucle fermée  $\omega'_{3\text{ dB}}$  sera exprimée par :

$$\omega'_{3\text{ dB}} = \beta \omega_c \rightarrow \boxed{f'_{3\text{ dB}} = \beta f_c} \quad (27)$$

REPONSE EN FREQUENCE EN BOUCLE OUVERTE  
(typ.)

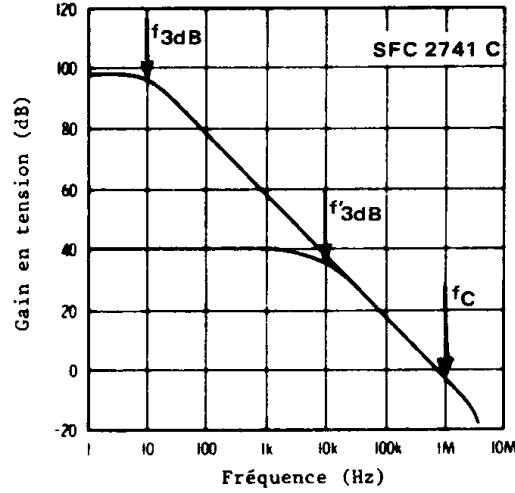


Fig.31

La réponse transitoire à des signaux de faible amplitude sera donc un signal à variation exponentielle dont on pourra exprimer le temps de montée  $t_r$  (entre 10 et 90 % de la valeur maximale) par la relation :

$$t_r = \frac{0,35}{\beta f_c}$$

(28)

Le temps de montée est donc une fonction du taux de contre-réaction.

Soit, par exemple, à calculer le temps de montée du montage suivant :

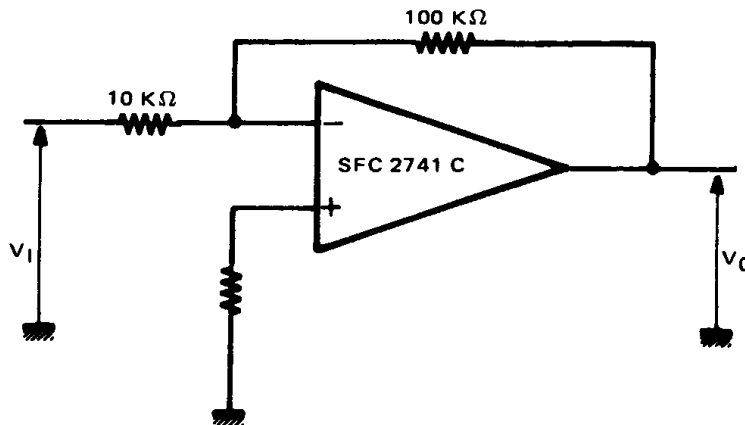


Fig.32

La figure 31 renseigne sur la valeur de :

$$- f_c : 1 \text{ MHz}$$

$$- \beta = \frac{10}{10 + 100} = \frac{1}{11}$$

donc :

$$t_r = \frac{0,35}{\frac{1}{11} \cdot 10^6} = 3,9 \mu s$$

Ce type de compensation qui assure une décroissance continue à 6 dB par octave est dit à stabilité inconditionnelle.

#### 412. Etude de la stabilité avec $\beta$ complexe

Dans ce cas,  $\beta$  est une fonction de  $\omega$  et l'étude de la stabilité en boucle fermée ne peut être effectuée qu'en faisant appel aux critères généraux de stabilité applicables à n'importe quel ensemble contre réactionné : la méthode de Nyquist par exemple.

Si, dans le plan complexe, on considère la courbe décrite par l'extrémité du vecteur représentant le nombre complexe :

$$1 + \mu(\omega) \cdot \beta(\omega)$$

quand la fréquence croît, le fonctionnement de l'amplificateur en boucle fermée sera stable si cette courbe n'entoure pas le point « - 1 ».

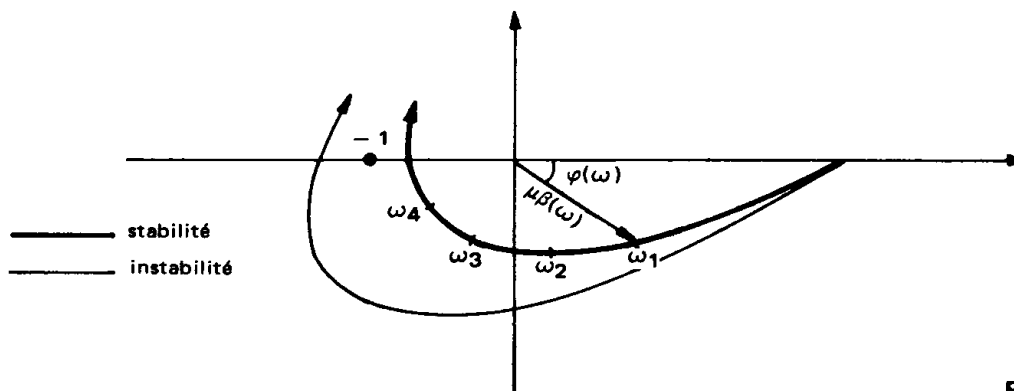


Fig.33



Une telle courbe pourra être tracée chaque fois que l'on connaîtra  $\mu(\omega)$  et  $\varphi(\omega)$ , phase de  $\mu(\omega) \cdot \varphi(\omega)$  est rarement spécifié. On pourra utiliser dans ce cas l'expression suivante :

$$\varphi(\omega) \cong \frac{\pi}{12} \cdot \frac{d\mu}{d\omega} \quad (\text{dB/octave}) \quad (28)$$

Autant que faire se peut, cette courbe devra être tracée avec le circuit travaillant à sa charge nominale et notamment si cette dernière est capacitive. En effet, le réseau  $[Z_{OCL} ; C_L]$

$Z_{OCL}$  = impédance de sortie en boucle fermée

$C_L$  = capacité de charge

introduit un déphasage supplémentaire et une augmentation de la pente de la courbe de réponse telle que celle-ci risque d'atteindre ou dépasser 12 dB/octave.

Ces précautions s'appliquent aussi bien aux amplificateurs opérationnels ayant une réponse en fréquence avec une pente supérieure à 6 dB/octave qu'à ceux dits à stabilité inconditionnelle. Le circuit différentiateur peut être un exemple :

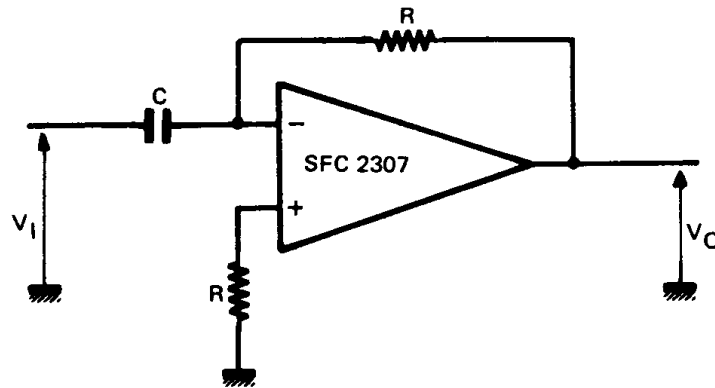


Fig.34

La réponse d'un tel circuit se calcule en reportant dans la relation (4)

$$V_O = \frac{1}{1 + \mu(p)\beta(p)} \cdot \frac{1}{\beta(p)} [V_{I2} - V_{I1} (1 - \beta(p))] \cdot$$

les valeurs de  $\mu(p)$  et de  $\beta(p)$  correspondant à ce montage :

$$\beta(p) = \frac{1}{1 + RCp} \qquad \mu(p) = \frac{\mu_0}{1 + \frac{p}{\omega_{3\text{ dB}}}}$$

Il vient alors ( $V_{I2} = 0$ ) :

$$\frac{V_0}{V_{I1}} = -\mu_0 \frac{\omega_{3\text{ dB}} p}{p^2 + \omega_{3\text{ dB}} p + \mu_0 \omega_{3\text{ dB}} \frac{1}{RC}}$$

or ce transfert est exactement celui d'un filtre LC passe-bande, accordé sur une pulsation :

$$\omega'_{3\text{ dB}} = \sqrt{\mu_0 \omega_{3\text{ dB}} \cdot \frac{1}{RC}}$$

de largeur de bande  $\Delta \omega = \omega_{3\text{ dB}}$

et de gain  $\mu_0$

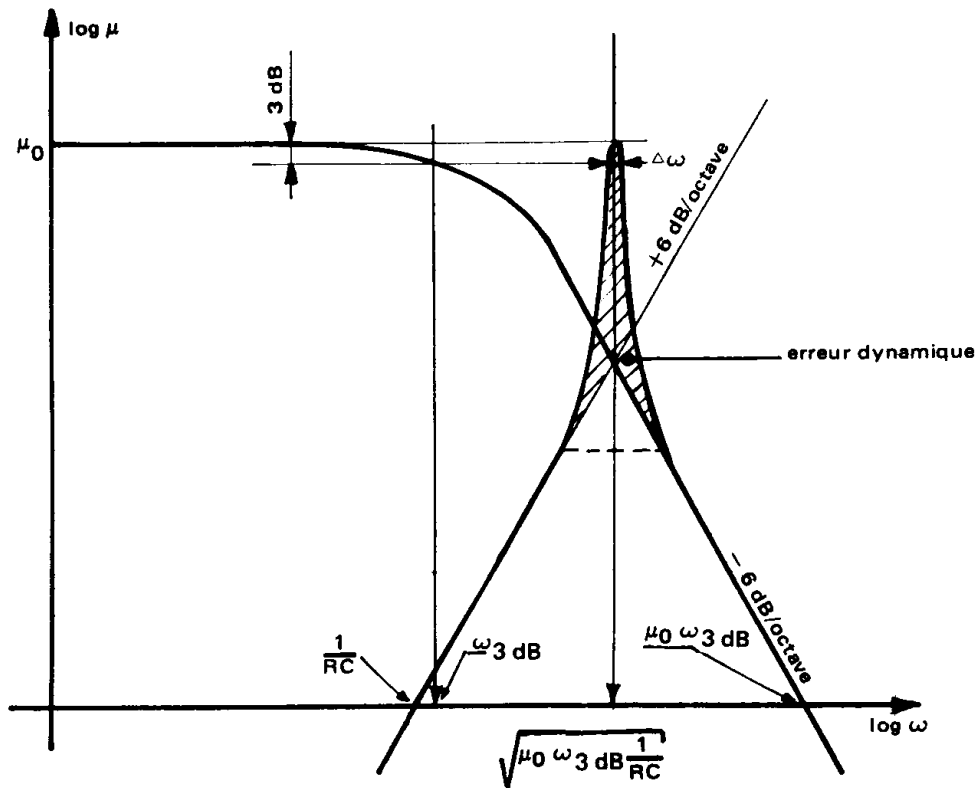


Fig.35

L'erreur dynamique dans ce circuit sera donc extrêmement importante. Cet exemple montre la nécessité de l'étude préalable à tout emploi d'amplificateurs opérationnels intégrés contre-réactionnés par des composants réactifs, même si l'amplificateur opérationnel utilisé est à stabilité inconditionnelle.

Dans le cas du circuit différentiateur une résistance  $r$  en série avec  $C$  et de valeur telle que :

$$r = 0,1 R$$

amortira suffisamment le circuit jusqu'à la courbe figurée en pointillés.

## 42. Vitesse de montée maximale

### 421. Origine et définition

Les étages d'amplification d'un amplificateur opérationnel ne peuvent débiter qu'un courant limité dans un temps donné et notamment au niveau des capacités de compensation en fréquence. Ce courant tend assez rapidement vers une limite  $I_{\max}$  dès que le temps dépasse une valeur  $t_0$ .

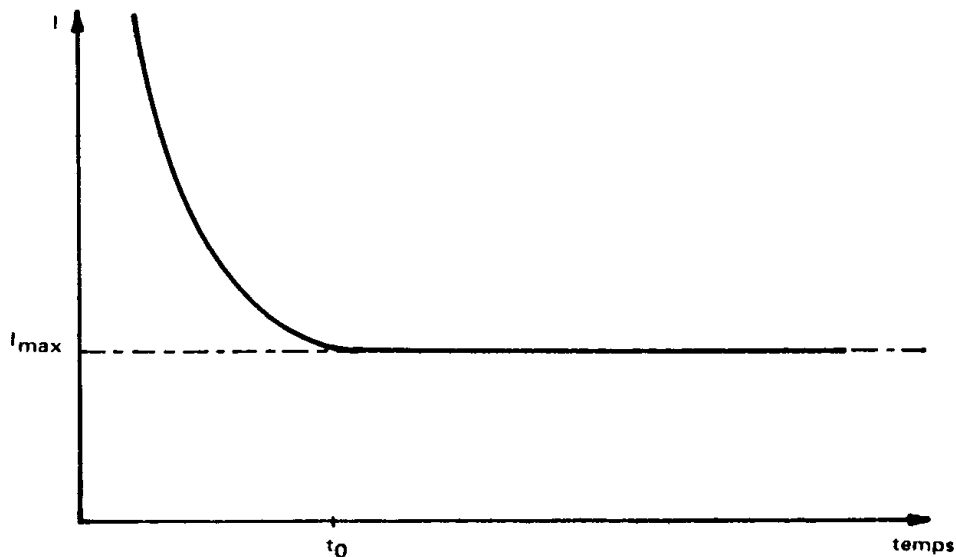


Fig.36

---

Cette limitation du courant entraînera une variation de la tension aux bornes des capacités de compensation de la forme

$$V(t) = \frac{1}{C} \int I_{\max} dt = \frac{I_{\max}}{C} \cdot t \quad \text{avec } t > t_0$$

soit un signal dont la variation linéaire en fonction du temps se reportera sur la tension de sortie. Il est alors possible de définir une vitesse :

$$S = \frac{dV}{dt} = K \frac{I_{\max}}{C} \quad (t > t_0) \quad (29)$$

appelée vitesse de montée maximale du signal de sortie ou slew rate et fonction de la valeur des capacités de compensation.

#### 422. Types de réponse transitoire

Cette relation permettra de caractériser 3 types de réponses transitoires :

– une région dite de petits signaux dans laquelle le temps de montée n'est pas fonction du potentiel de sortie mais de la seule fonction de transfert du circuit en boucle fermée comme nous l'avons vu au § 411 - b.

– une région dite de grands signaux dans laquelle le temps de montée est fonction linéaire du potentiel de sortie tel que

$$\boxed{S = \frac{dV_0}{dt_r}} = \text{vitesse de montée maximale}$$

– une région intermédiaire dans laquelle les deux types de réponse se combinent.

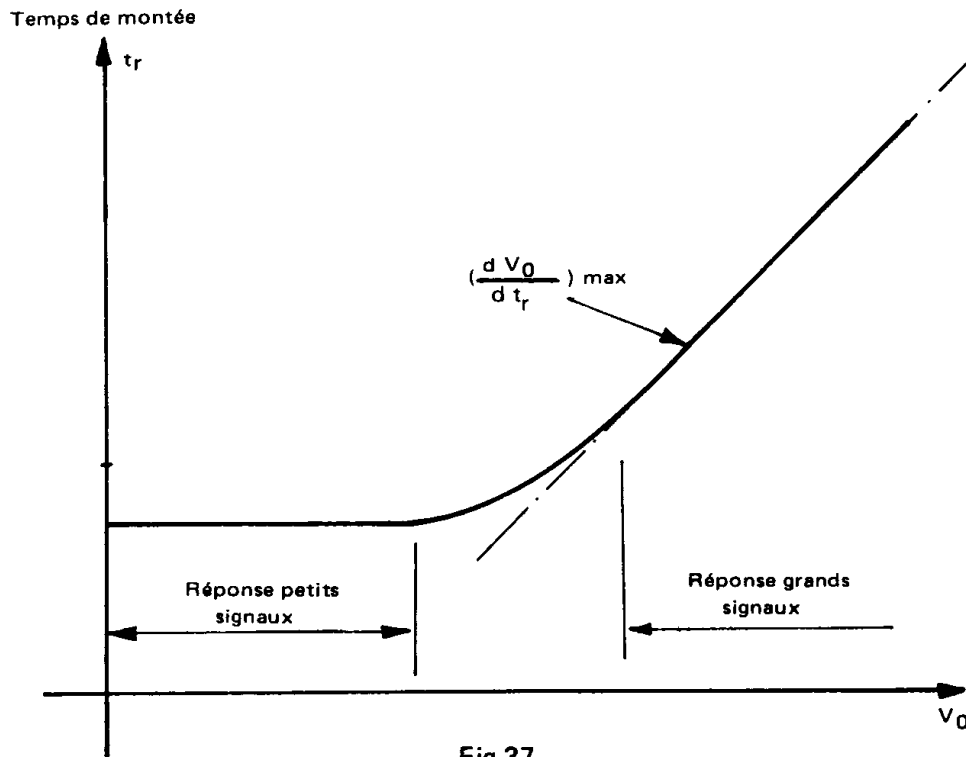


Fig.37

### 423. Types de réponse sinusoïdale

La vitesse maximale de variation d'un signal sinusoïdal d'amplitude maximale  $V_0$  et de fréquence  $f_0$  est :

$$\frac{dV}{dt} = 2 \pi f_0 V_0$$

tant que :

$$2 \pi f_0 V_0 < \frac{dV_0}{dt_r} \max$$

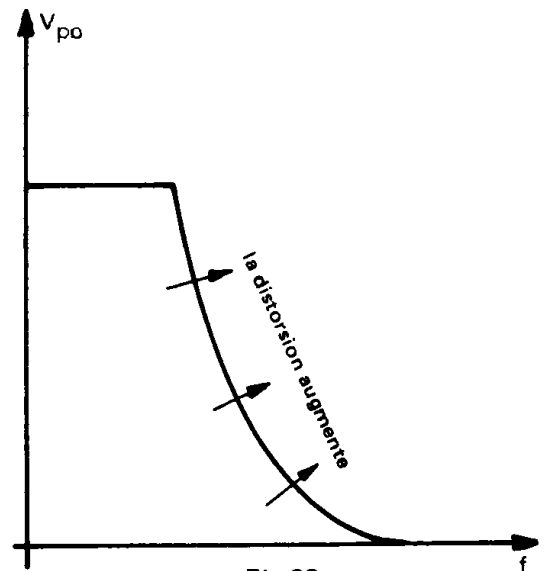


Fig.38

aucune limitation ne se produit mais, dès que  $f_0$  et/ou  $V_0$  est telle que  $2 \pi f_0 V_0$  devient égale ou supérieure à  $dV_0/dt_r \max$ , une distorsion apparaît dans le signal de sortie (triangularisation du signal due à la charge des capacités de compensation à un courant constant  $I_{max}$ ).

La dynamique maximale de sortie est donc une fonction de la fréquence comme illustrée ci-dessus.

---

Un signal sinusoïdal d'amplitude

$$V_O = B \sin \omega t$$

ne pourra être obtenu sans distorsion en sortie que si

$$\frac{dV_O}{dt} = B\omega < S \quad (31)$$

Ainsi, si  $S = 1V/\mu s$        $f = 50 K Hz$       l'amplitude maximale crête-crête qui pourra être obtenue en sortie sera  $B < 3,2 V$ .

Comme dans le régime impulsionnel il est possible de distinguer 3 types de réponse :

- réponse « petits signaux » : la réponse en fréquence n'est fonction que du réseau de contre-réaction et de la valeur des éléments de compensation.
  
- réponse « grands signaux » : c'est la vitesse de montée maximale du circuit qui indiquera la fréquence maximale transmise sans distorsion. On pourra alors se reporter aux courbes typiques « tension de sortie maximale en fonction de la fréquence ».
  
- une réponse intermédiaire dans laquelle les deux types de réponse se combinent.

#### 43. Bruits générés par l'amplificateur opérationnel

Les bruits générés par un amplificateur opérationnel constituent une limitation à l'amplification de signaux d'amplitude très faible. Pour représenter complètement les propriétés en bruit d'un amplificateur opérationnel, on utilise habituellement 3 générateurs de bruits dont les effets sont ramenés à l'entrée :

- 2 générateurs de courant  $I_{NO1}$  et  $I_{NO2}$
  
- 1 générateur de tension  $V_{NO}$

La tension totale de bruit ramenée à l'entrée sera amplifiée par le gain en boucle fermée du circuit. La valeur quadratique moyenne de cette tension sera la somme des valeurs quadratiques :

- du générateur de tension  $V_{NO}$
- des chutes de tension produites respectivement par chaque générateur de courant de bruit dans la résistance qu'il attaque.

$$\overline{V_{NO \text{ totale}}^2} = \overline{V_{NO}^2} + \overline{I_{NO1} R'^2} + \overline{I_{NO2} R''^2}$$

Ainsi dans le montage :

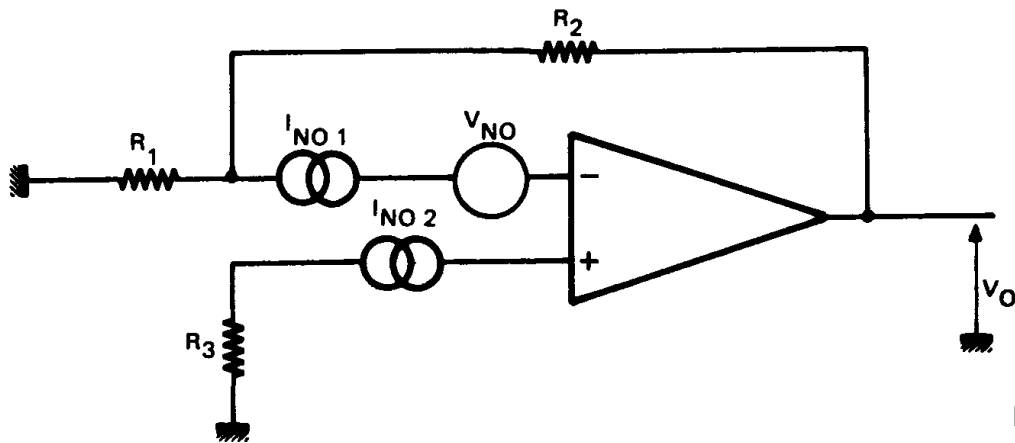


Fig.39

le signal de bruit en sortie aura pour expression

$$V_O = \frac{1}{\beta} \sqrt{V_{NO}^2 + [R_3 I_{NO2}]^2 + \left[ \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} I_{NO1} \right]^2} \quad (32)$$

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{définit } R_S, \text{ résistance de source.}$$

On montre que si  $R_S < 10 \text{ K}\Omega$  le bruit en sortie est essentiellement fonction du générateur de tension. Si par contre  $R_S > 10 \text{ K}\Omega$  le bruit en sortie devient fonction des générateurs de courant.

Il peut également être montré que, compte tenu du bruit d'origine thermique « induit » dans  $R_S$  et qui a pour expression :

$$\overline{e}^2 = 4 KTR_S \Delta f,$$

K      Constante de BOLTZMAN  
T      Température absolue  
 $\Delta f$     Bande équivalente de bruit

il existe une valeur optimum de  $R_S$  qui ramènera à l'entrée un bruit minimum :

$$R_{SO} = \sqrt{\frac{\overline{V}_{NO}^2}{\overline{I}_{NO}^2}} \quad (33)$$

Cette valeur dépasse rarement une dizaine de kilohms (série SFC 2709) et se situe le plus souvent entre un ou deux kilohms.

SESCOSEM indique des valeurs typiques pour  $V_{NO}$  et  $I_{NO}$  en fonction de la fréquence.

D'une manière générale on pourra encore améliorer les performances en bruit d'un amplificateur opérationnel en le faisant précéder d'un étage différentiel équipé de transistors « faible bruit » tels que les composants SESCOSEM 2N 2484, 2N 929 ou 2N 930 (schématisation d'applications). De toutes façons le bruit restera toujours une fonction de la bande passante en boucle fermée.

#### 44. Choix des composants de compensation en fréquence

5 critères fixeront le choix de la valeur de ces composants :

- la bande passante nécessaire en boucle fermée
  - le temps de montée petits signaux
  - l'amortissement du circuit
  - l'amplitude maximum crête-crête du signal à transmettre
  - le niveau du bruit toléré en sortie
- les 3 premiers étant étroitement liés.



---

#### 441. Cas général

Le problème se pose pratiquement ainsi :

On veut réaliser un amplificateur bouclé de gain  $A_V$  avec une dynamique de sortie inférieure à  $V_{pp}$  crête-crête et on cherche quelle est la fréquence maximale d'utilisation  $f_{max}$  telle qu'il n'y ait pas de distorsion en sortie et que le gain n'ait pas diminué ou augmenté dans l'intervalle de fréquence  $[0, f_{max}]$  d'une certaine quantité  $\delta$  % par rapport à sa valeur à une fréquence très basse. La limitation en fréquence interviendra soit :

- à une fréquence  $f$  due à la réponse en boucle fermée
- à une fréquence  $f'$  due à la vitesse de montée maximale.

La fréquence opérationnelle de fonctionnement maximale sera donc la plus petite des deux fréquences, de  $f$  ou de  $f'$ .

##### a) Détermination de $f$

On choisira le réseau optimum correspondant au gain et à l'amortissement souhaité en examinant les diverses réponses en boucle ouverte. La pente de décroissance de  $\mu$ , pour  $\mu$  égal au gain en boucle fermée, renseignera alors sur la valeur de l'amortissement (donc une éventuelle remontée) cf § 411.

Si cette pente décroît à 6 dB par octave, il est possible de calculer simplement la fréquence  $f$  à laquelle le gain en boucle fermée aura chuté dans un rapport (exprimé en %) au moyen de la relation suivante :

$$f = \beta f_c \sqrt{\frac{200 \delta - \delta^2}{10^4 - 200 \delta + \delta^2}} \quad (34)$$

Pour  $\delta < 10\%$  cette relation se simplifie et devient :

$$f = \beta f_c \sqrt{\frac{2\delta}{100 - 2\delta}} \quad (35)$$

### b) Détermination de $f'$

Dans la plupart des cas un graphique précise, dans les feuilles de spécifications, la relation  $f' = f(V_{pp})$ . Si tel n'est pas le cas on se rappelle que

$$f' \leq \frac{1}{\pi V_{pp}} \left( \frac{dV_O}{dt} \right)_{\max.}$$

### 442. Exemples de calcul

- a) SFC 2709 A en amplificateur suiveur ( R = 1,5 K  $\Omega$   
 $\delta = 1\%$   $\beta = 1$  ( C<sub>1</sub> = 5000 pF  
V<sub>pp</sub> = 10 V ( C<sub>2</sub> = 200 pF

$$- f_c = 10^6 \text{ Hz} \rightarrow f = 10^6 \sqrt{\frac{2}{100 - 2}} = 140 \text{ KHz}$$

$$- \text{Slew rate} \longrightarrow 0,25 \text{ V}/\mu\text{s} \quad f' = \frac{1}{10\pi} \cdot 0,25 \cdot 10^{-6} = 8 \text{ KHz}$$

le slew rate limitera l'excursion de 10 V à 8 K Hz.

- b) SFC 2301 A en amplificateur gain 100 C = 3 pF

$$\delta = 2\% \quad \beta = \frac{1}{100}$$

$$V_{pp} = 20\%$$

$$f_c = 10^7 \text{ Hz} \rightarrow f = \frac{1}{100} \cdot 10^7 \sqrt{\frac{2 \times 2}{100 - 4}} = 20 \text{ KHz}$$

On notera cependant que la pente, un peu supérieure à 6 dB par octave, laisse prévoir une très légère remontée.

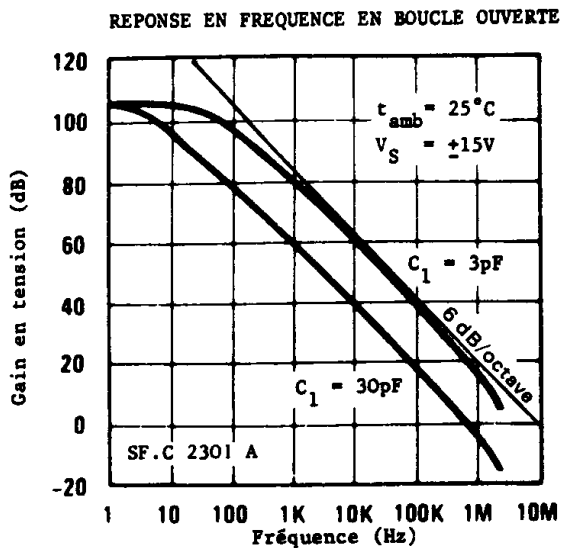


Fig.40

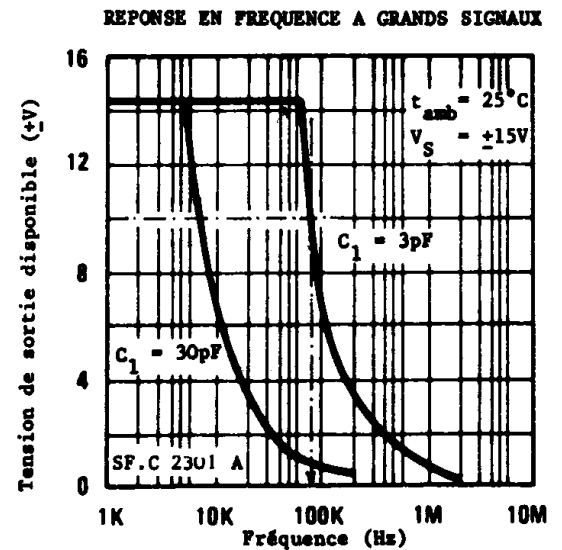


Fig.41

La caractéristique de réponse « grands signaux » figure 41 indique une limitation due à la vitesse de montée maximale, et à une fréquence  $f'_c = 90$  KHz.

La limitation s'opérera donc un peu après 20 KHz ( $f < f'$ ) du fait de la coupure en boucle fermée.

#### 443. Réseau de compensation en entrée

Les compensations dont il a été fait état jusqu'à présent agissent en amortissant le circuit. La compensation dite « en entrée » ou par avance de phase vise au contraire à réduire l'amortissement du circuit donc à augmenter la pente de coupure jusqu'à une certaine fréquence  $f$ , à partir de laquelle la pente retrouvera une valeur inférieure à 12 dB par octave, permettant ainsi une contre-réaction stable par réseau de résistances.

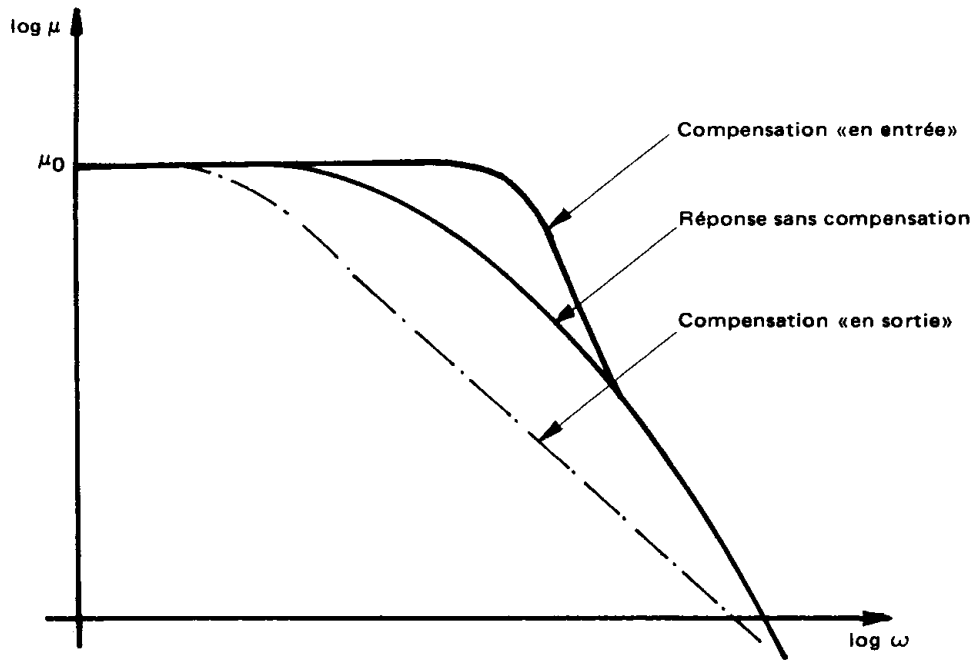


Fig.42

Ce type de compensation permet d'augmenter le gain de boucle du circuit bouclé donc la précision de calcul dans les fréquences moyennes. Il augmente la vitesse de montée maximale. En contrepartie, la sensibilité aux charges capacitives est accrue et le niveau de bruit en sortie considérablement augmenté (augmentation de la bande équivalente de bruit).

Exemples de montages :

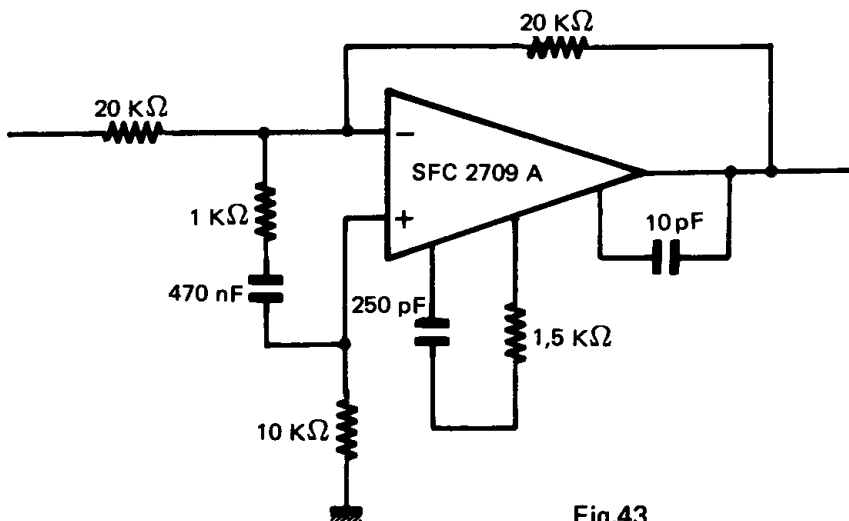


Fig.43

Bande passante petits signaux	500 KHz
Vitesse de montée	6 V/μs
Bruit en mV crête-crête	1,3 mV

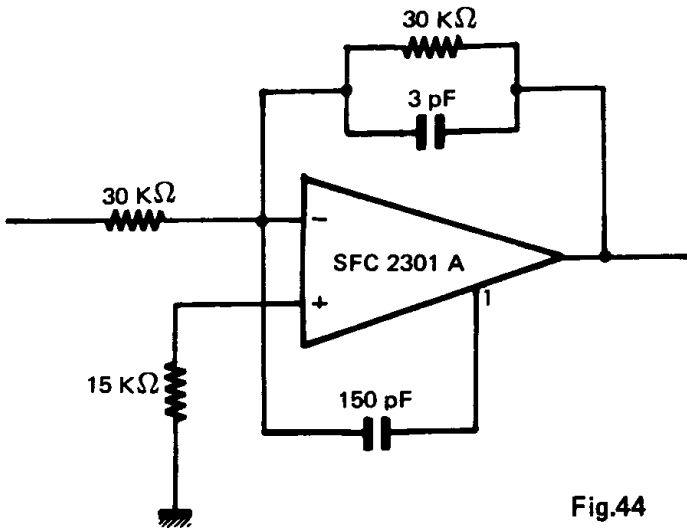
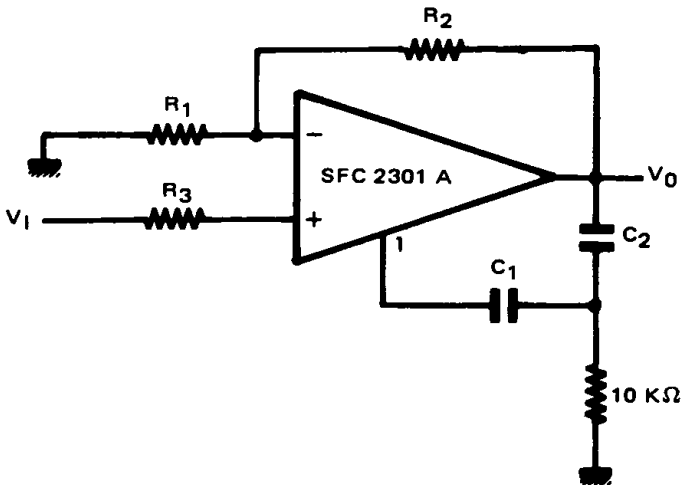


Fig.44

Bande passante petits signaux	3,5 MHz
grands " "	250 KHz
Vitesse de montée max	10 V/ $\mu$ s
Bruit en mV crête-crête	0,8 mV

Fréquence de coupure à 3 dB	
Grands signaux	15 KHz
Vitesse de montée	1 V/ $\mu$ s



---

#### **444. Précautions de câblage**

Pour éviter le risque d'apparition d'oscillations, il sera nécessaire de bien veiller aux points suivants dans la réalisation d'un circuit :

- découpler les alimentations de tension par rapport à la masse au plus près des connexions
- souder les éléments de compensation dynamique au plus près des connexions
- ramener toutes les masses à un point commun
- réduire au maximum les capacités et selfs parasites liées au câblage (fils courts) et notamment dans les connexions d'entrée de l'amplificateur opérationnel.

# V - Phénomènes parasites et limitations

## 51. Phénomène de verrouillage haut (« latch up »)

Pour des valeurs suffisamment importantes de la tension différentielle d'entrée, le transfert entrée-sortie peut prendre, pour les seuls amplificateurs de la série SFC 2709, l'allure suivante :

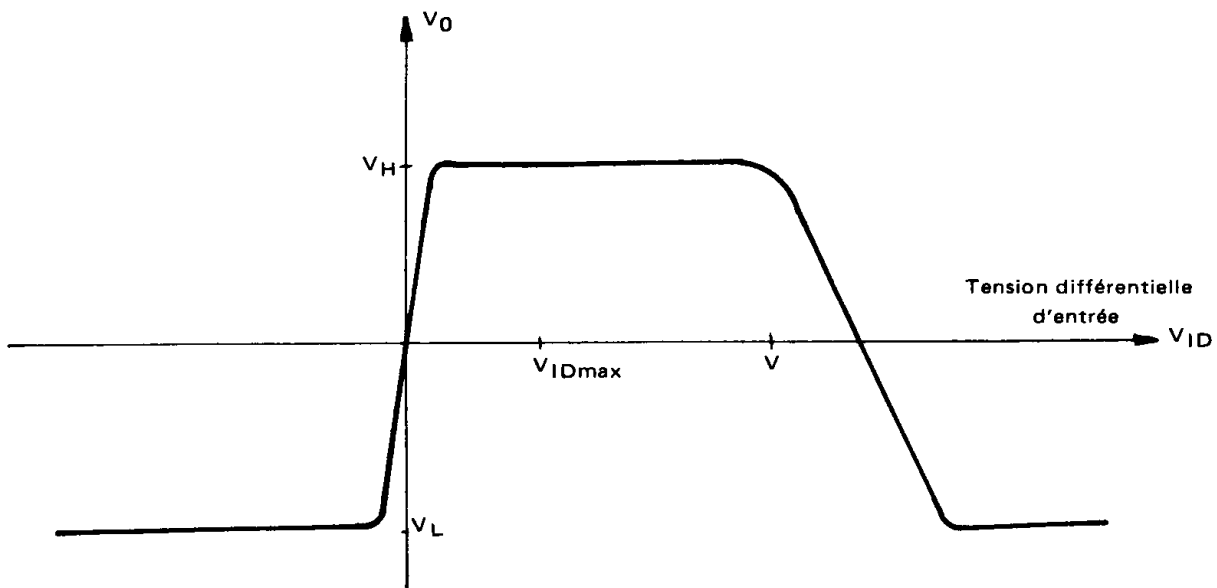


Fig.45

Pour une valeur  $V > V_{IDmax}$  une inversion du gain en boucle ouverte se produit, due à la saturation de l'un des transistors d'entrée du circuit. Sa jonction base-collecteur devient conductrice, entraînant une rotation de phase de  $180^\circ$ . Ce qui est contre-réaction pour  $V_{ID} < V$  devient donc réaction pour  $V_{ID} > V$ . Bien que le gain :

$$\frac{dV_o}{dV_{ID}} \quad \text{pour} \quad V_{ID} > V$$

soit réduit, la réaction appliquée est suffisante pour amener l'amplificateur à sa tension de sortie maximale. Le phénomène persistera donc après que  $V_{ID}$  soit revenue à une valeur inférieure à  $V$  : le fonctionnement ne redeviendra normal qu'après interruption brève des tensions d'alimentations.

---

Ce phénomène est d'autant plus dangereux qu'une impulsion parasite à l'entrée, de durée très courte mais de grande amplitude peut suffire à le déclencher, notamment dans le cas du montage suiveur.

Les amplificateurs opérationnels des séries autres que SFC 2709 sont tous protégés contre le latch up. Une protection sera donc souvent nécessaire avec les circuits de cette série : elle sera indispensable dans les milieux fortement parasités.

Plusieurs types de protection peuvent être proposés dont le plus simple est figuré comme suit :

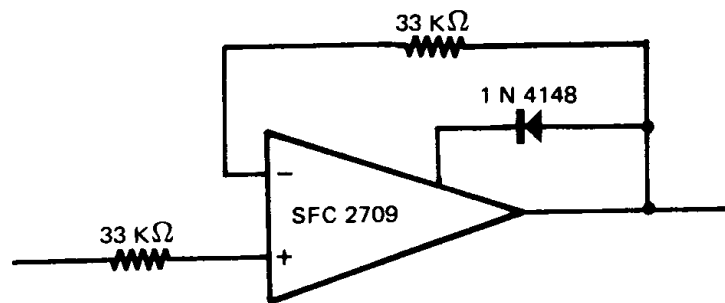


Fig.46

La diode empêche la tension de sortie de croître au-dessus d'une valeur déclenchant le verrouillage.

## 5 2. Durée de court-circuit maximale

L'établissement fortuit d'une connexion directe entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et la masse risque d'entraîner la destruction de celui-ci par élévation de température des jonctions de sortie. La série SFC 2709 résiste au court-circuit pendant une durée de 5 secondes ; ce temps peut être prolongé indéfiniment par adjonction d'une résistance comprise dans la boucle de contre-réaction :



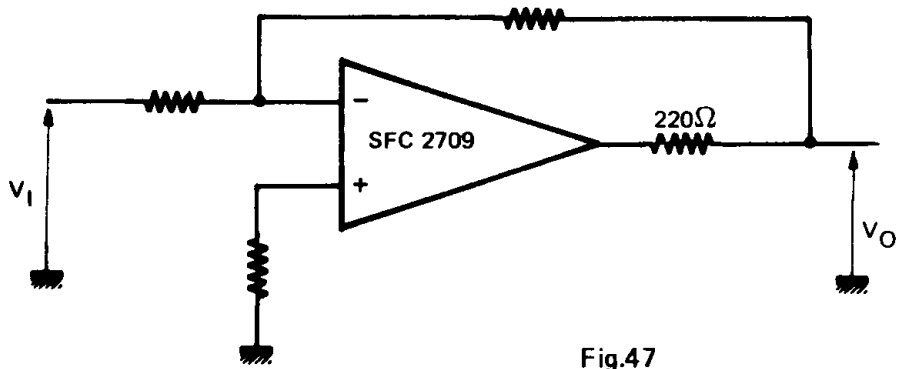


Fig.47

Ce montage présente cependant plusieurs inconvénients :

- réduction de la dynamique maximale en sortie
- augmentation de l'erreur de calcul due à l'augmentation de l'impédance de sortie
- plus grande sensibilité aux charges capacitives.

Les circuits de toutes les séries autres que le SFC 2709 sont protégés contre le court-circuit permanent.

### 53. Tensions d'entrée maximales

Il peut s'agir aussi bien de :

- la tension différentielle d'entrée maximale
- la tension en mode commun maximale
- les tensions d'alimentation maximales

spécifiées de façon à ne pas détériorer le circuit.

Si la tension différentielle d'entrée est susceptible de prendre des valeurs trop importantes, une protection par diodes conviendra :

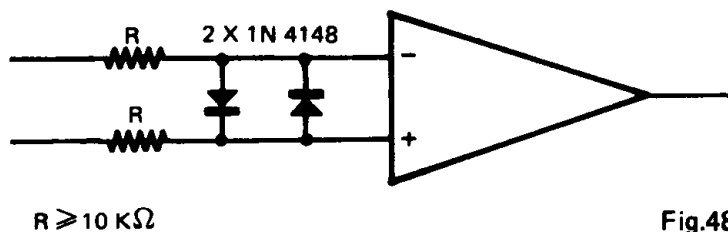


Fig.48

L'éventualité d'un dépassement des tensions en mode commun et d'alimentation maximum sera prévenue par utilisation de diodes zener.

– dépassement de la tension en mode commun maximale.

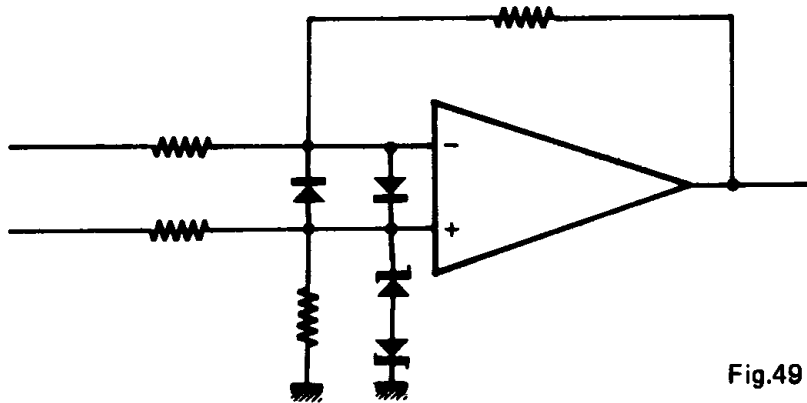


Fig.49

– dépassement de la tension d'alimentation maximale.

$$50 \Omega < R < 150 \Omega$$

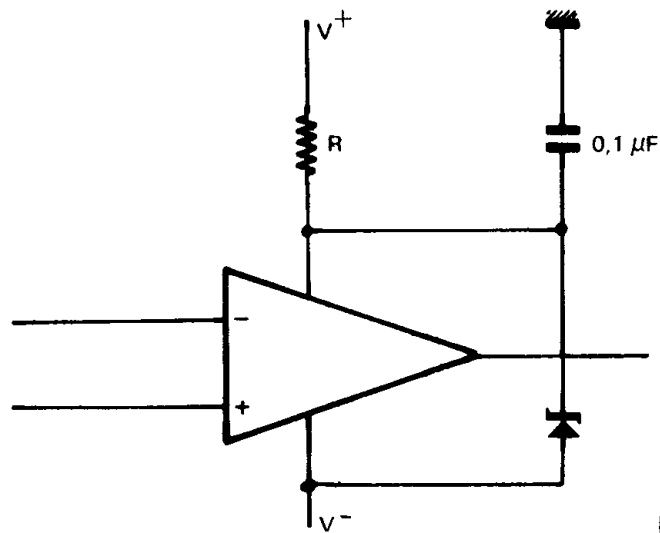


Fig.50

# VI - Equations des montages fondamentaux

## 6.1. Méthode de raisonnement sur l'amplificateur opérationnel idéal

Dans l'amplificateur opérationnel fonctionnant en régime linéaire, c'est-à-dire avec des tensions de sortie inférieures aux valeurs maximales spécifiées sans distorsion, tout le raisonnement se fera par deux approximations essentielles découlant des propriétés de l'amplificateur opérationnel idéal.

a) Il n'y a aucune différence de potentiel entre les deux entrées du circuit,

b) Aucun courant ne circule vers les deux entrées.

moeynant quoi, dans tous les montages à contre-réaction d'intensité seule, c'est-à-dire avec l'entrée non inverseuse directement connectée à la masse, on pourra supposer que l'entrée inverseuse est, elle également, au potentiel  $0_V$ .

## 6.2. Conversions tension/courant et courant/tension

Dans le montage ci-contre, l'une des bornes de  $R_1$  est au potentiel  $V_I$  et l'autre à  $0_V$ . Le courant qui circule dans  $R_1$  sera donc :

$$I = \frac{V_I}{R_1}$$

(36)

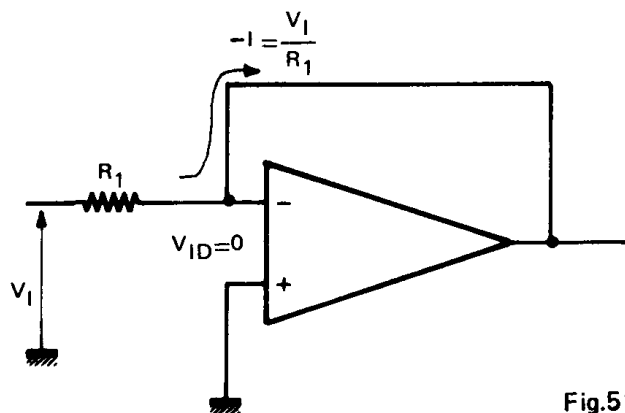


Fig.51

Comme aucun courant ne circule dans l'entrée inverseuse, le courant  $V_I/R$  se retrouvera intégralement dans la boucle de contre-réaction quelle que soit la charge qui y sera éventuellement disposée.

Dans ce montage le générateur de courant  $I$  débite dans une impédance nulle puisque  $V_{ID} = 0$ .  
 Tout le courant  $I$  circulera donc dans la boucle de contre-réaction, entraînant une chute de tension  $-R_2 I$  aux bornes de  $R_2$  que l'on retrouvera en sortie de l'amplificateur opérationnel donc à très basse impédance de sortie et par rapport à la masse.

$$V_O = -R_2 I$$

(37)

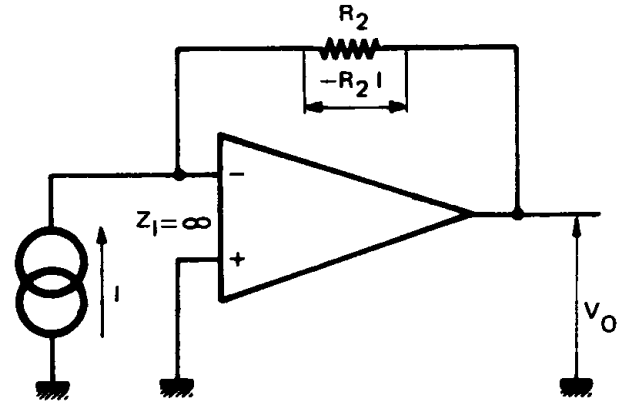


Fig.52

### 63. Montage inverseur

On constitue un générateur de courant constant fonction de  $V_I$

$$I = \frac{V_I}{R_1}$$

Ce générateur débite dans une résistance  $R_2$  (convertisseur courant  $\rightarrow$  tension) dont on retrouve la chute de tension aux bornes, en sortie de l'amplificateur opérationnel.

$$-V_O = R_2 \cdot \left[ \frac{V_I}{R_1} \right] \rightarrow \frac{V_O}{V_I} = - \frac{R_2}{R_1} \quad (38)$$

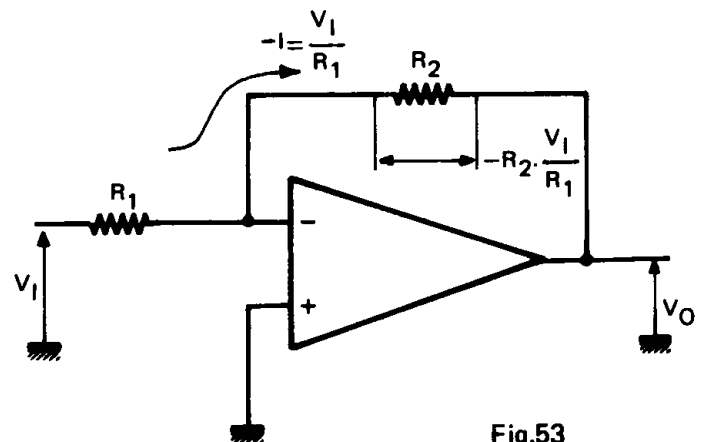


Fig.53

Ceci vérifie la relation (5) dans laquelle

$$\lim_{\mu \rightarrow \infty} \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu\beta}} \cdot \frac{1}{\beta} [ - V_I ( 1 - \beta ) ] = - \frac{1}{\beta} [ V_I ( 1 - \beta ) ]$$

soit, puisque

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{V_O}{V_I} = - \frac{R_2}{R_1}$$

l'impédance d'entrée du montage sera telle que :

$$Z_I = \frac{V_I}{I} = R_1 \rightarrow Z_I = R_1$$

La notion de « masse fictive » sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel dans ce montage peut être mieux saisie dans l'analyse suivante :

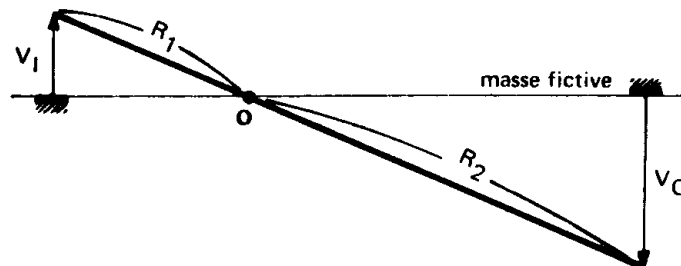


Fig.54

$V_I$  et  $V_O$  sont assimilées aux déplacements en extrémité d'une droite articulée autour d'un point O (masse fictive), la longueur du segment au bout duquel est chiffré le déplacement est proportionnel à la résistance aux bornes de laquelle  $V_I$  et  $V_O$  sont mesurées.

## 64. Montage sommateur

Le raisonnement suivi avec le montage inverseur peut être utilisé pour  $n$  générateurs d'entrée. En effet, dans le montage sommateur suivant :

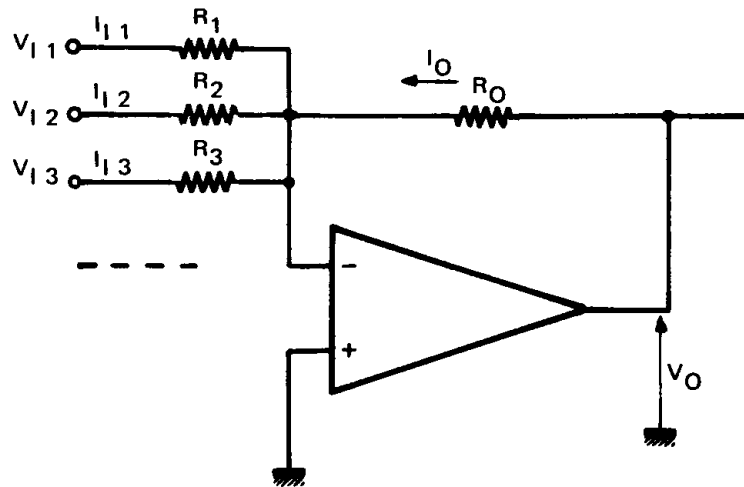


Fig.55

nous avons

$$\sum I_i = -I_O$$

Si les valeurs des courants sont explicitées ( $I_1 = \frac{V_{11}}{R_1}$ ) il vient :

$$-V_O = R_O \left[ \frac{V_{11}}{R_1} + \frac{V_{12}}{R_2} + \dots + \frac{V_{1n}}{R_n} \right] \quad (39)$$

la sommation est effectuée sans interaction d'une source à l'autre ( $V_{ID} = 0$  V).

## 65. Montage intégrateur

De la même façon que dans le montage précédent, on constitue un générateur de courant d'entrée :

$$(V_{ID} = 0 \text{ V}).$$

qui attaque une capacité.  
Donc

$$\frac{V_I}{R} = -C \frac{dV_O}{dt}$$

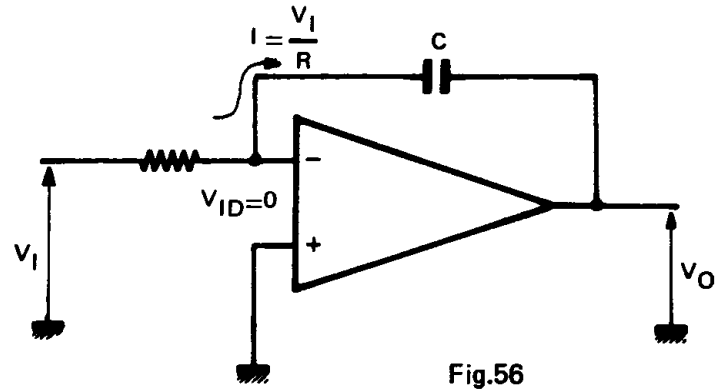


Fig.56

soit une tension de sortie

$$V_O = - \frac{1}{RC} \int V_I (t) dt \quad (40)$$

L'impédance d'entrée reste R. Le même raisonnement peut tout aussi bien s'appliquer au montage différentiateur et être généralisé comme suit :

### 66. Application des transferts tension $\rightarrow$ courant de court-circuit

Dans le montage suivant  $F_1(p)$  et  $F_2(p)$  représentent des fonctions de transfert :

tension d'entrée  $\rightarrow$  courant de sortie en court-circuit

(paramètre  $Y_{12}$  de la matrice admittance).

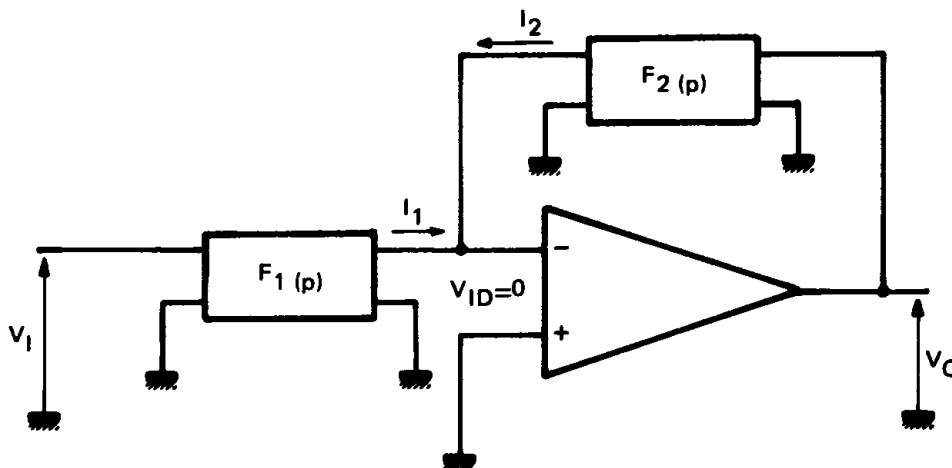


Fig.57

Puisque  $V_{ID} = 0V$  on peut considérer que chaque quadripôle débite effectivement sur un court-circuit en sortie :

$$I_1 = V_1 \cdot F_1(p)$$

$$I_2 = V_0 \cdot F_2(p)$$

$$I_1 = - I_2$$

$$\boxed{\frac{V_0}{V_1} = F(p) = -\frac{F_1(p)}{F_2(p)}} \quad (41)$$

Le transfert global en tension  $F(p)$  sera donc le quotient des transferts tension  $\rightarrow$  courant. Dans de nombreux ouvrages de référence (voir bibliographie) ces fonctions de transfert tension  $\rightarrow$  courant sont précisées sous forme de tableaux, dont un extrait figure en annexe 3. Il est ainsi possible de réaliser n'importe quel transfert.

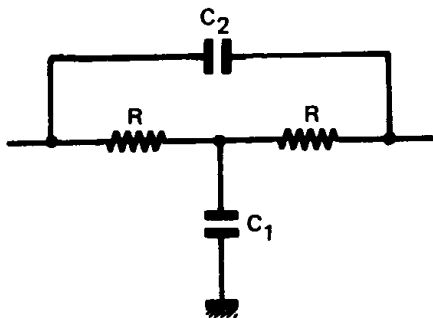
### Exemple de détermination d'un réseau

soit à réaliser un filtre actif passe-bas, sans rebondissement, de gain 1, de coupure  $\omega_0$  et de pente asymptotique 12 dB/octave

La fonction de transfert d'un tel circuit est connue (relation du second ordre) :

$$f(p) = - \frac{1}{1 + 2\xi \frac{1}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2}$$

Le dénominateur de cette fonction pourra, par exemple être réalisé comme suit (voir annexe 3) :

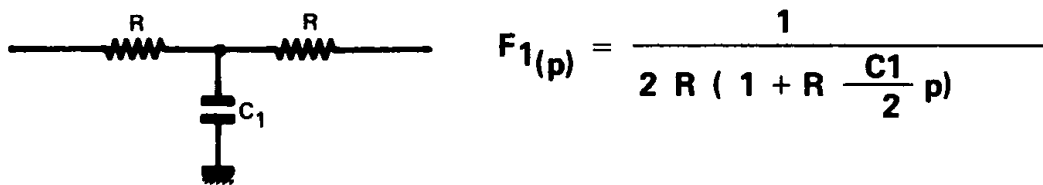


$$\frac{1}{F_2(p)} = \frac{2R \left(1 + R \frac{C_1}{2} p\right)}{1 + 2RC_1 p + R^2 C_1 C_2 p^2}$$



$F_{1(p)}$  devra éliminer le numérateur  $[ 2 R ( 1 + R \frac{C_1}{2} p) ]$  de  $\frac{1}{F_{2(p)}}$

Dans les ouvrages cités en référence bibliographique, on trouve notamment le montage suivant avec son transfert tension → courant



qui éliminera le numérateur de  $\frac{1}{F_2}$

Le circuit complet deviendra donc :

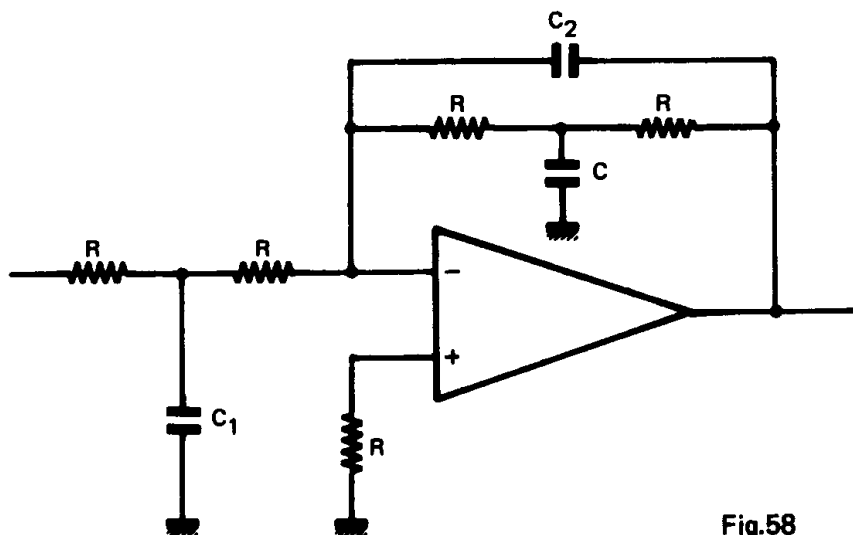


Fig.58

$$F(p) = - \frac{F_{1(p)}}{F_{2(p)}} = \frac{1}{1 + 2 R C_1 p + R^2 C_1 C_2^2 p^2} = \frac{1}{1 + 2 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} R \sqrt{C_1 C_2} + R^2 C_1 C_2^2 p^2}$$

qui réalise effectivement la fonction souhaitée avec

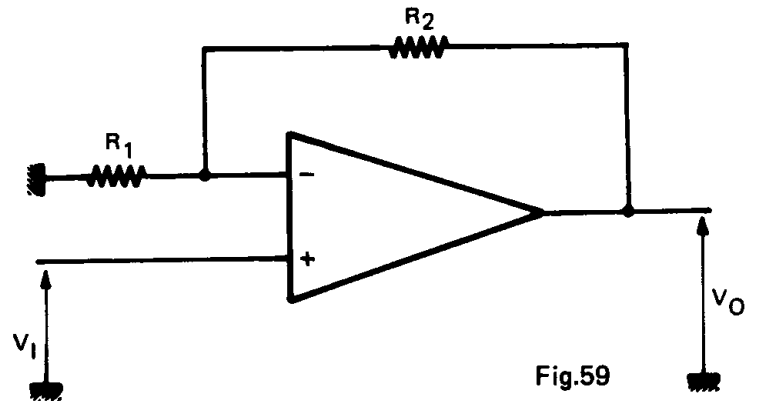
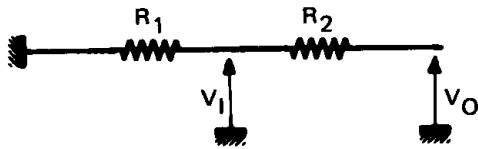
$$\xi = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 \cdot C_2}}$$

l'absence de suroscillation implique  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  (cf § 411)

donc  $C_2 = 2 C_1$ .

### 67. Montages non-inverseurs

L'absence de différence de potentiel entre les deux entrées du circuit ramène le montage à un diviseur potentiométrique figuré comme suit :



soit une tension de sortie

$$V_0 = V_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (42)$$

ce qui vérifie la relation (5)

Dans le montage suiveur de tension,  $R_2 = 0$  et :

$$V_0 = V_1$$

Ces deux montages ont une impédance d'entrée infinie si l'on suppose l'amplificateur opérationnel idéal. On montre que, en réalité, si  $Z_1$  est l'impédance d'entrée différentielle, l'impédance d'entrée  $Z_E$  qui chargera  $V_1$  est de :

$$Z_E = \mu\beta Z_1$$

Cette valeur est toujours (ou presque) bien supérieure à l'impédance d'entrée en mode commun. C'est donc cette dernière qui constituera, en pratique, une limitation à l'impédance d'entrée des montages non inverseurs.

Dans tous ces montages (inverseurs ou non inverseurs) l'impédance de sortie en boucle fermée  $Z_{OCL}$  est :

$$Z_{OCL} = \frac{Z_{OOL}}{\mu\beta}$$

dans laquelle  $Z_{OOL}$  = impédance d'entrée en boucle ouverte.

## 68. Paramètres en boucle fermée des 3 montages fondamentaux

### 681. Amplificateur opérationnel idéal

Montage \ Paramètre	$Z_E$	$Z_{OCL}$	$A_V$
Inverseur	$R_1$	0	$-R_2/R_1$
Non inverseur	$\infty$	0	$\frac{R_1 + R_2}{R_1}$
Suiveur	$\infty$	0	1

### 682. Amplificateur opérationnel réel

Montage \ Paramètre	$Z_E$	$Z_{OCL}$	$A_V$
Inverseur	$R_1 + \frac{R_2}{\mu}$	$\frac{Z_{OOL}}{\mu\beta}$	$-\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + 1/\mu\beta}$
Non inverseur	$\mu\beta Z_1$	$\frac{Z_{OOL}}{\mu\beta}$	$\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + 1/\mu\beta}$
Suiveur	$\mu Z_1$	$\frac{Z_{OOL}}{\mu}$	$\frac{\mu}{\mu + 1}$

## 69. Amplificateur différentiel

Le montage est alors le suivant :

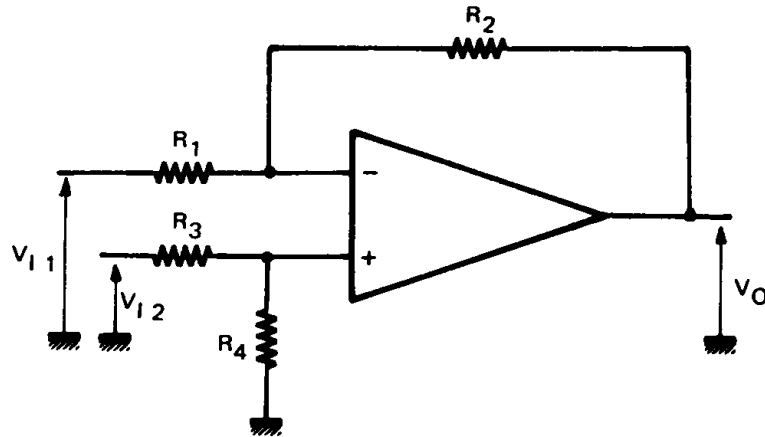


Fig.60

Puisque les deux entrées sont équipotentielles, le circuit peut se ramener à un montage potentiométrique dont deux potentiels sont fixés et le troisième  $V_O$ , est l'inconnue.

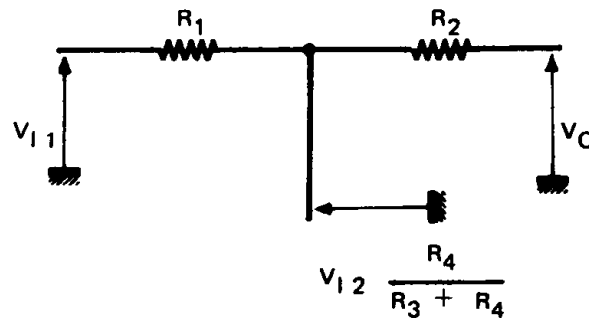


Fig.61

Il vient donc :

$$V_O = V_{I2} \left[ \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right] \left[ \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right] - V_{I1} \frac{R_2}{R_1} \quad (43)$$

On pourra constituer un amplificateur uniquement sensible à la différence des potentiels d'entrée en posant :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \rightarrow \boxed{V_O = \frac{R_2}{R_1} (V_{I2} - V_{I1})} \quad (44)$$

## 610. Montages non linéaires

L'amplificateur opérationnel permet la réalisation de nombreux montages non linéaires par insertion de dipôles ou de quadripôles non linéaires dans la boucle de contre-réaction ou dans le générateur de courant d'entrée.

Un amplificateur logarithmique simple peut être, par exemple, constitué comme suit :

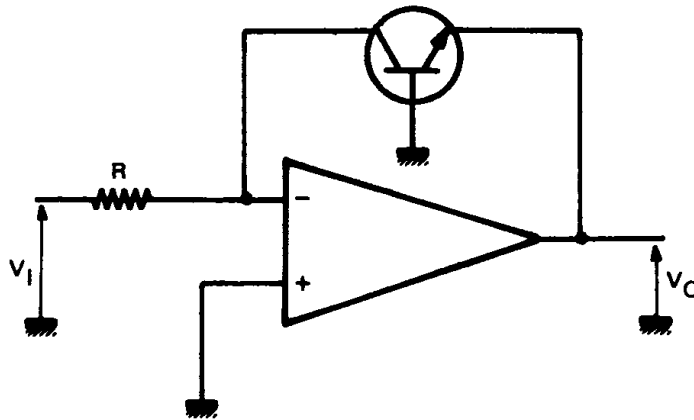


Fig.62

Dans un transistor dont le gain est suffisant, on sait que

$$V_{BE} = \frac{KT}{Q} \log \frac{I_C}{I_S}$$

Or dans le montage  $V_O = V_{BE}$  et  $I_C = - \frac{V_I}{R}$  d'où

$$\boxed{V_O = \frac{KT}{Q} \log \frac{V_I}{R I_S}} \quad , \text{ de la forme } V_O = V_I \log \frac{V_I}{V_{ref}} \quad (45)$$

soit un signal de sortie à variation logarithmique en fonction du signal d'entrée,  $V_I$ .

L'inversion du transistor et de la résistance aurait donné un signal de sortie à variation exponentielle en fonction du signal d'entrée.

Une autre possibilité d'application est constituée par les dispositifs à redressement « sans seuil ».

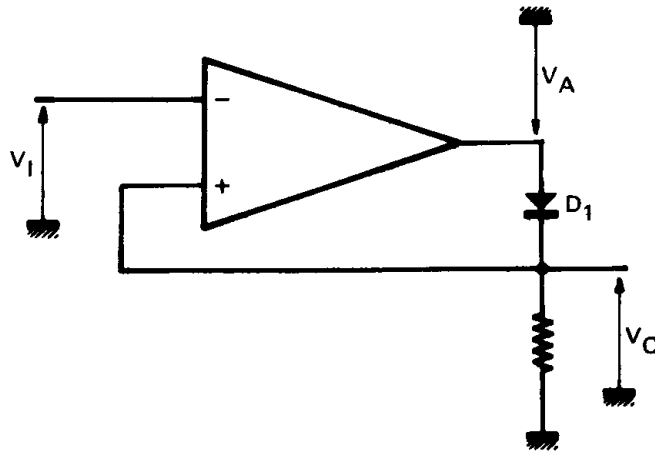


Fig.63

Un raisonnement simple montre que, dans la mesure où l'amplificateur est contre-réactionné (donc  $D_1$  conduit),  $V_I = V_O$  puisque les deux entrées sont supposées équipotentielles.

Dans les valeurs réduites du potentiel d'entrée, la résistance directe de la diode augmente, réduisant ainsi le taux de contre-réaction appliqué au montage.

Ceci a pour effet d'augmenter  $V_A$  jusqu'à permettre une conduction de la diode suffisante pour observer :

$$V_I = V_O$$

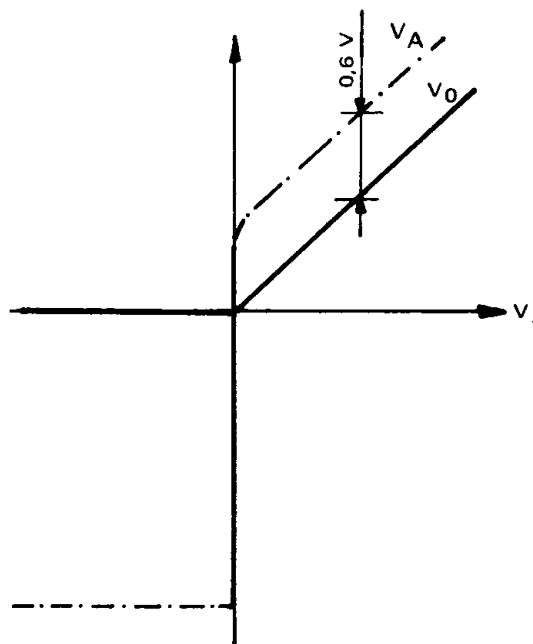
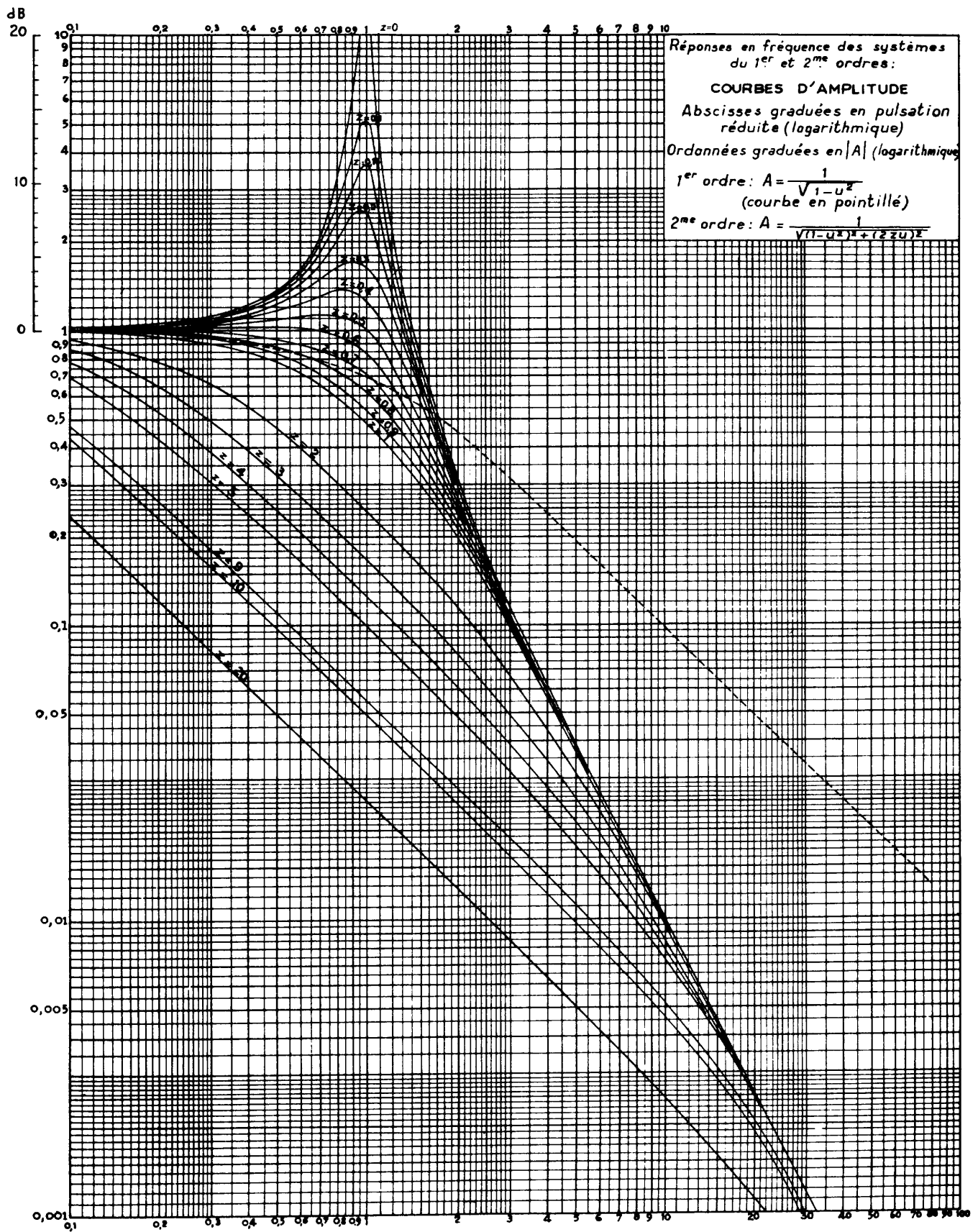


Fig.64

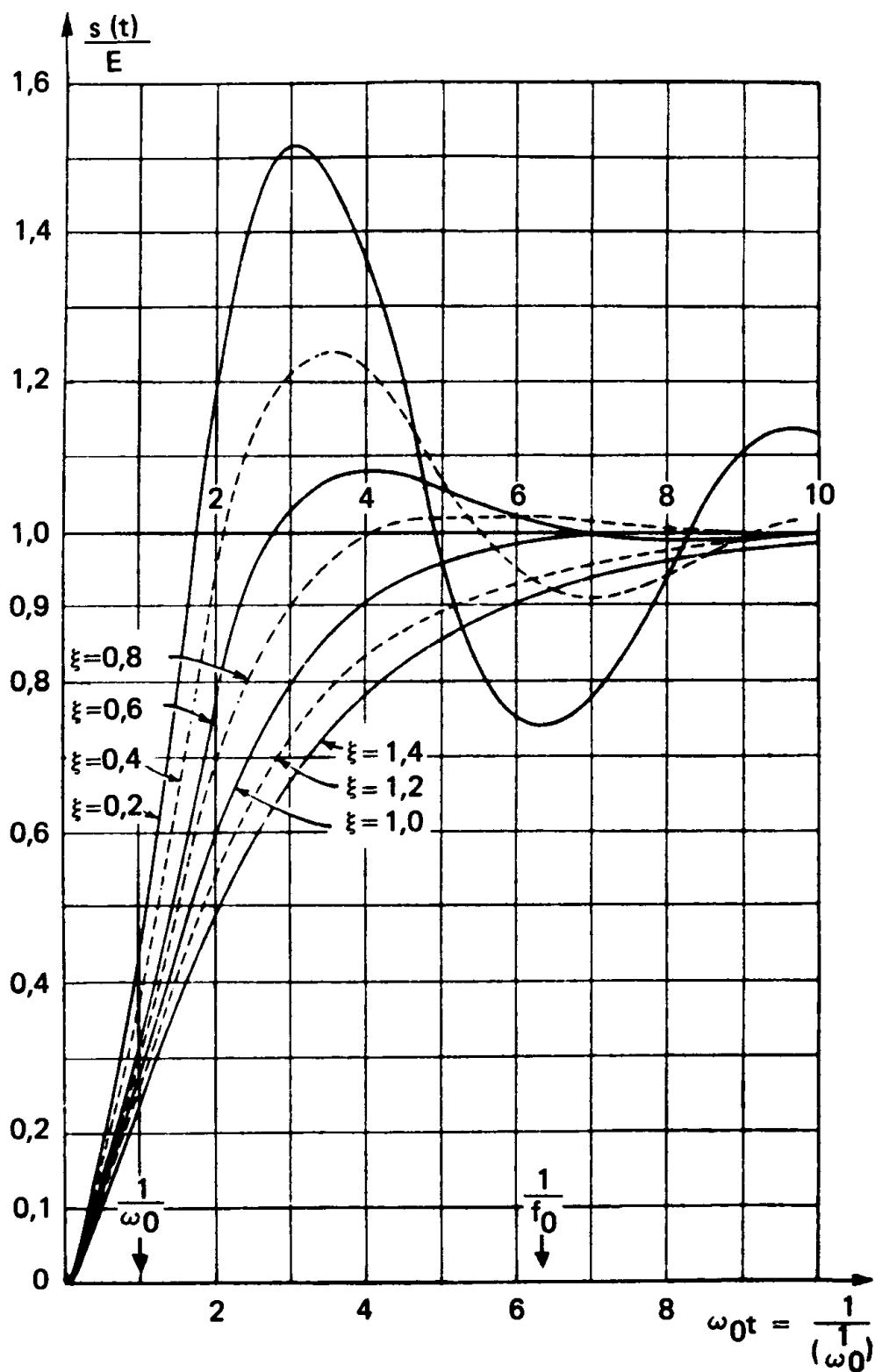
Le seuil de la diode est, pratiquement, divisé par  $\mu$ , gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel.

# Annexe I



D'après G. DECAULNES-PELLEGRIN « Asservissement »

# Annexe II

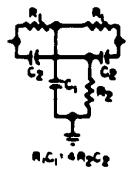

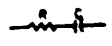

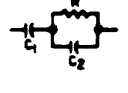

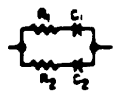




D'après METZGER et VABRE « Electronique des impulsions »



# Annexe III

## IMPÉDANCE DE TRANSFERT EN COURT-CIRCUIT POUR LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Fonction de transfert impédance	Relation	Réseau	Relation Inverse
$A \left( \frac{1 + PT_1}{1 + P^2T_1T_2} \right)$		$A = 2R_1$ $T_1 = \frac{R_1C_1}{2} = 2R_2C_2$ $T_2 = R_1C_2$	$R_1 = \frac{A}{2}$ $R_2 = \frac{AT_1}{4T_2}$ $C_1 = \frac{4T_1}{A}$ $C_2 = \frac{2T_2}{A}$
$\frac{1}{PB}$		$B = C$	$C = B$
$\frac{1}{PB} (1 + PT)$		$B = C$ $T = RC$	$R = \frac{T}{B}$ $C = B$
$\frac{1}{PB} \left( \frac{1 + PT}{PT} \right)$		$B = \frac{C}{2}$ $T = 2RC$	$R = \frac{T}{4B}$ $C = 2B$
$\frac{1}{PB} \left( \frac{1 + PT}{1 + P\theta T} \right)$ $\theta < 1$		$B = C_1$ $T = R(C_1 + C_2)$ $\theta = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$	$R = \frac{T(1 - \theta)}{B}$ $C_1 = B$ $C_2 = \frac{B\theta}{1 - \theta}$
		$B = C_1 + C_2$ $T = RC_2$ $\theta = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$	$R = \frac{T}{B(1 - \theta)}$ $C_1 = B\theta$ $C_2 = B(1 - \theta)$
$\frac{1}{PB} \left[ \frac{(1 + PT_1)(1 + PT_2)}{1 + PT_1} \right]$ $T_1 < T_2 < T_3$		$B = C_1 + C_2$ $T_1 = R_1C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) \left( \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \right)$ $T_3 = R_2C_2$	$R_1 = \frac{T_1(T_2 - T_1)}{B(T_2 - T_1)}$ $R_2 = \frac{T_2(T_2 - T_1)}{B(T_2 - T_1)}$ $C_1 = \frac{B(T_2 - T_1)}{T_2 - T_1}$ $C_2 = \frac{B(T_2 - T_1)}{T_2 - T_1}$
$A \left( \frac{1 + PT_1}{1 + PT_1 + P^2T_1T_2} \right)$		$A = R_2$ $T_1 = 2R_1C$ $T_2 = \frac{R_2C}{2}$	$R_1 = \frac{AT_1}{4T_2}$ $R_2 = A$ $C = \frac{2T_2}{A}$
$A \left( \frac{1 + PT_1}{1 + PT_1 + P^2T_1T_2} \right)$		$A = 2R$ $T_1 = 2RC_2$ $T_2 = \frac{RC_1}{2}$	$R = \frac{A}{2}$ $C_1 = \frac{4T_1}{A}$ $C_2 = \frac{T_2}{A}$

D'après KORN and HORN « Electronic analog and hybrid computers »

# **DEUXIÈME PARTIE**

## **TECHNOLOGIE DES CIRCUITS**

# Sommaire

---

<b>CHAPITRE I</b>	<b>Conception des circuits linéaires</b>
1.1.	Principe d'étude des schémas électriques
1.2.	Réalisation des composants
1.2.1.	– Transistors NPN
1.2.2.	– Transistors PNP
1.2.3.	– Diodes
1.2.4.	– Résistances
1.2.5.	– Réalisation de la « pastille »
1.3.	Schémas couramment utilisés
1.3.1.	– Amplificateur différentiel
1.3.2.	– Générateur de courant
1.3.3.	– Montage Darlington
1.3.4.	– Transposition de tension
<b>CHAPITRE 2</b>	<b>Les circuits SFC 2709</b>
2.1.	Fonctionnement du premier étage
2.2.	Fonctionnement du deuxième étage
2.3.	Fonctionnement du troisième étage
2.4.	Contraintes d'utilisation
<b>CHAPITRE 3</b>	<b>Les circuits SFC 2101 A</b>
3.1.	Etude du schéma
3.2.	Particularités technologiques
<b>CHAPITRE 4</b>	<b>Les circuits SFC 2741</b>
<b>CHAPITRE 5</b>	<b>Les circuits SFC 2108</b>
5.1.	Les transistors « super gain »
5.2.	Etude du premier étage
5.3.	Etude du deuxième étage
5.4.	Performance du circuit
<b>CHAPITRE 6</b>	<b>Caractéristiques des amplificateurs SESCOSEM</b>

---

L'avènement de la technologie monolithique, appliquée notamment aux amplificateurs opérationnels, a considérablement modifié la façon de concevoir les circuits.

D'un amplificateur opérationnel réalisé avec des composants discrets jusqu'aux circuits les plus récents de la gamme SESCOSEM, on trouve toute une suite de schémas électriques, chaque nouveau schéma faisant de plus en plus appel — pour améliorer ses performances — aux propriétés intrinsèques de l'intégration monolithique. La famille SFC 2709 constitue en majeure partie la transposition d'un schéma réalisé à l'aide de composants discrets. Il est en effet possible, en reprenant le schéma électrique de la pastille, de réaliser un SFC 2709 « discret » : transistors, résistances câblées, etc... Moyennant beaucoup de précautions (dans l'étage d'entrée notamment) et un prix de revient multiplié par 10, ce 2709 a quelques chances de fonctionner.

Les schémas électriques des circuits se sont ensuite si bien éloignés de cet aspect « transposition » qu'il est par exemple, absolument inconcevable de câbler un SFC 2101 A en composants discrets. D'ailleurs, le seul schéma électrique des circuits les plus récents ne renseigne pratiquement plus sur leur fonctionnement. Une connaissance, même sommaire de ce qu'est l'intégration, devient alors nécessaire pour comprendre mieux le montage et par là même, pour savoir mieux l'utiliser.

C'est cette connaissance sommaire que nous allons maintenant essayer d'acquérir. Pour ce faire, nous nous référerons souvent au contenu de plusieurs notes et rapports rédigés par les ingénieurs d'étude du Centre de ST EGREVE. Qu'ils soient remerciés pour l'aide précieuse qu'ils ont apporté à la réalisation de ce manuel.

Avant d'étudier le schéma et le fonctionnement de chacune des quatre grandes familles d'amplificateurs opérationnels SESCOSEM :

- SFC 2709 ( $\mu$ A709)
- SFC 2741 ( $\mu$ A741)
- SFC 2101 A (LM101A, LM201A, LM301A)
- SFC 2108 (LM108, LM208, LM308)

un premier paragraphe, plus général, exposera les critères électriques et technologiques qui guident la conception des circuits intégrés linéaires.

# I - Conception des circuits linéaires

---

## 11. Principe d'étude des schémas électriques :

Les principes de base suivants doivent guider toute démarche d'optimisation :

- Il faut raisonner en terme « encombrement sur la pastille de silicium » et non pas en terme « nombre d'éléments » ; une diode, un transistor, tiennent généralement moins de place qu'une résistance, et il peut être préférable par exemple de réaliser des circuits de transposition avec des éléments actifs plutôt qu'à l'aide de résistances. Un circuit dit « compliqué » en éléments discrets peut ne pas l'être en « intégré ».
  - Utiliser des étages d'amplification du type différentiel, ce qui permet de réduire au mieux les dérives thermiques.
  - L'utilisation d'étages amplificateurs du type différentiel, rendue possible par l'excellente similitude des transistors diffusés côte-à-côte, permet de réduire au minimum les dérives d'origine thermique, et autorise donc le couplage direct des étages d'amplification. Utiliser autant que possible les charges dites « actives », autrement dit des sources de courant comme charge des collecteurs ; la charge vue par le circuit amplificateur sera donc l'impédance de sortie de la source de courant, dont la valeur peut être élevée pour un faible encombrement sur la pastille de silicium.
  - Les capacités doivent être pratiquement éliminées, et il faut, si leur emploi est indispensable, (capacités de compensation dynamique), se limiter à des valeurs inférieures à 40pF.
  - Les selfs ne peuvent pas être intégrées.
  - Les éléments actifs, diodes, transistors, zener, présentent des limitations en courant et en tension. De plus, l'intégration de transistors PNP à performances identiques à celles des éléments discrets pose des problèmes difficiles à résoudre. La conception des circuits doit tenir compte des caractéristiques spéciales des transistors PNP du type « latéral » ou « substrat », et l'utilisation de transistors PNP performants doit être presque toujours éliminée.
  - Les résistances diffusées, limitées à 30 K $\Omega$  pour les résistances du type « base », ont une précision absolue de  $\pm 20\%$ , et une précision relative  $\leq \pm 2\%$ . Autrement dit, les résistances diffusées ne sont pas précises, mais sur une même « pastille » les rapports de valeur des résistances sont respectés. Les paramètres « objectif » doivent donc être vérifiés si toutes les valeurs « typiques » des résistances varient de  $\pm 20\%$ , et si les valeurs relatives varient de  $\pm 2\%$ . Les résistances dites de « précision » ne sont pas intégrables, et doivent être prévues à l'extérieur du circuit si leur utilisation est indispensable.
  - Tenir compte du fait qu'à chaque élément du circuit sont associées des diodes parasites en « inverse ».
  - Le circuit intégré doit se concevoir comme un tout et nécessiter le minimum d'éléments discrets extérieurs, quitte à compliquer le circuit.  
L'intégration perd un peu de son intérêt si le volume des éléments extérieurs dépasse le volume du circuit intégré lui-même.
- Par exemple, la conception d'un amplificateur doit conduire à utiliser le minimum d'éléments de stabilisation dynamique extérieurs.
- Le nombre de points du circuit accessibles extérieurement est limité par le nombre de broches du boîtier choisi.
-

– La puissance dissipable par le boîtier est limitée.

– Enfin, l'intégration monolithique permet la réalisation de nombreux types de fonctions inconcevables avec des éléments discrets. La raison fondamentale en est que les éléments actifs, diodes et transistors, sont réalisés à partir de processus technologiques « globaux », ce qui assure une très grande similitude de caractéristiques entre les éléments de même géométrie.

## 12. Réalisation des composants

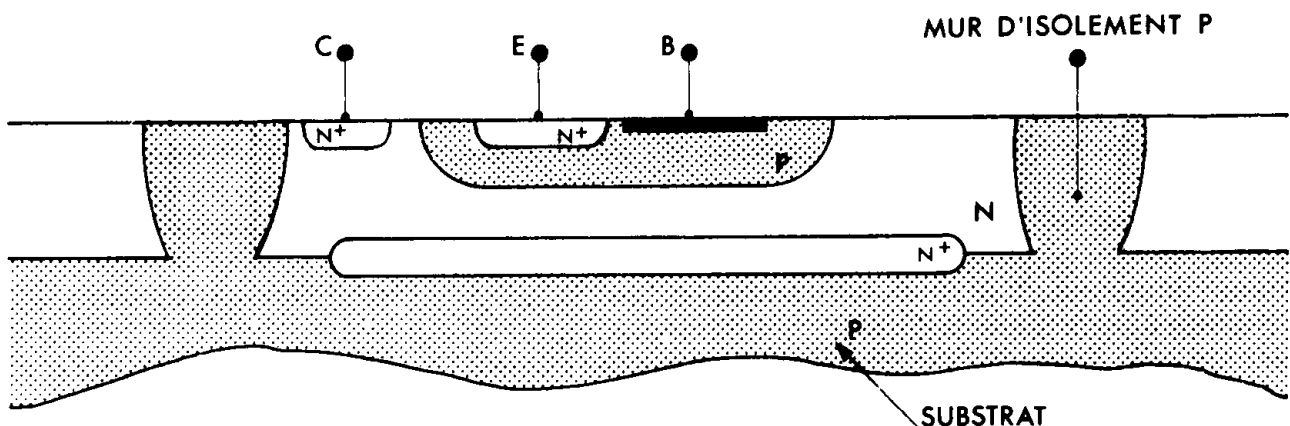
Le processus de base de réalisation des circuits intégrés monolithiques fait appel aux techniques de masquage par oxyde et de diffusions localisées d'impuretés dans un substrat de silicium monocristallin.

Différents « caissons » isolent les composants les uns des autres : chaque caisson N est limité par une zone P commune avec le substrat. Ce dernier est toujours relié au point le plus négatif du circuit, généralement la tension d'alimentation négative. La jonction caisson-substrat se comporte alors comme une diode polarisée en tension inverse. Aucun courant (si ce n'est un léger courant de fuite) ne circulera donc du substrat vers l'intérieur des caissons et ceux-ci se trouveront donc effectivement isolés les uns par rapport aux autres.

Le nombre des caissons d'isolement est un des facteurs qui conditionnent l'encombrement de la pastille. D'une manière générale, le nombre minimum de caissons est égal au nombre de transistors n'ayant pas de collecteur commun, plus un (caisson des résistances). Les dimensions de la pastille sont généralement de l'ordre de 0,5 x 0,5 mm à 2 x 2 mm ; l'épaisseur varie de 150 à 200 microns. Le rendement de fabrication (pourcentage de circuits conformes aux spécifications dans une plaquette sur laquelle sont diffusés simultanément entre 100 et 400 d'entre eux) décroît rapidement quand ces dimensions croissent, ce qui limite la surface de la pastille.

### 121. Transistors NPN

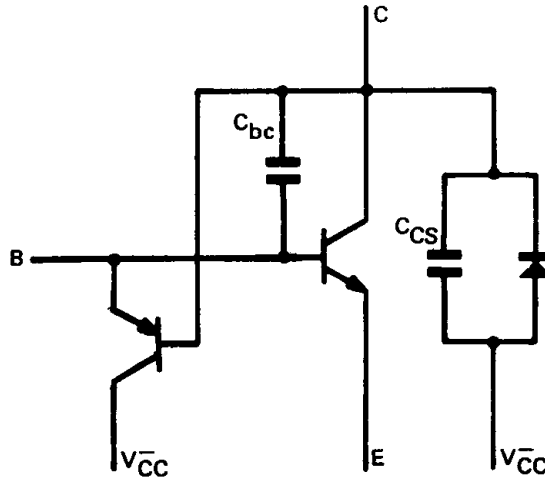
Les transistors NPN intégrés ont des caractéristiques sensiblement identiques aux composants discrets réalisés suivant une technologie planar épitaxiale.



Le simple examen de la géométrie du transistor intégré fait apparaître plusieurs éléments parasites :

a) une jonction NP collecteur-substrat : elle sera pratiquement sans effet puisqu'elle est polarisée en inverse (le substrat est connecté au  $V_{CC}$ ).

b) un transistor PNP qui ne sera pas conducteur tant que le collecteur du NPN sera positif par rapport à sa base. L'étude du schéma électrique devra tenir compte de cette nécessité.



La couche enterrée, dopée  $N^+$ , à la partie inférieure du caisson d'isolement réduit l'influence de ce PNP en limitant son gain à des valeurs réduites ( $\beta < 1,5$ ). Elle diminue également la résistance série du collecteur du NPN.

c) plusieurs capacités et notamment une capacité base collecteur  $C_{bc}$  et une seconde entre le collecteur et le substrat  $C_{cs}$ .

La capacité  $C_{bc}$  se comportera en fait comme une capacité de valeur :

$$C_{bc} (G + 1)$$

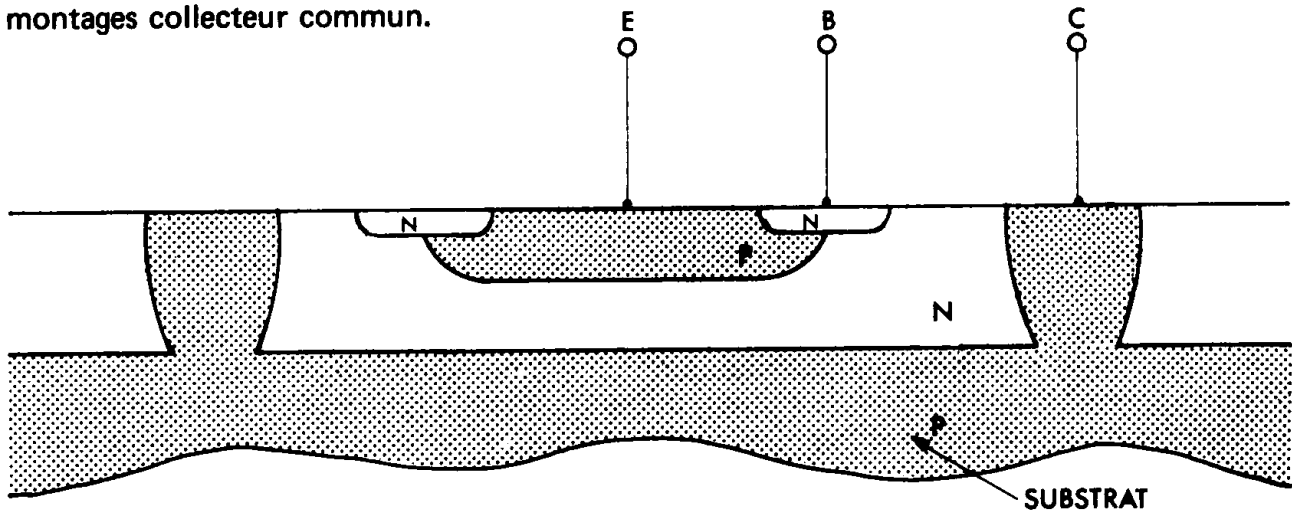
ramenée à l'entrée de chacun des étages amplificateurs (gain  $G$ ) du circuit (effet MILLER). Comme  $G$  est de valeur élevée, l'influence de  $C_{bc}$  sera prépondérante et définira la première fréquence de coupure dans la réponse en boucle ouverte.  $C_{cs}$  fixera la fréquence à partir de laquelle le gain décroîtra avec une pente de 12 dB par octave.

## 122. Transistors PNP

Les transistors PNP intégrés peuvent être réalisés de différentes façons mais ne seront retenues que deux solutions qui ne nécessitent pas d'opérations de masquage et de diffusion, différentes de celles nécessaires à la réalisation des NPN. Il s'agit des PNP dits « substrats » et « latéraux ». Ces techniques de réalisation ne permettent cependant d'obtenir que des composants à performances réduites, surtout sur le gain en courant et la fréquence de transition. Une fois encore, l'étude du schéma devra faire intervenir ces limitations technologiques.

## Transistors PNP substrat

Le collecteur est alors confondu avec le substrat ; ceci limite l'utilisation de ce type de transistor aux seuls montages collecteur commun.

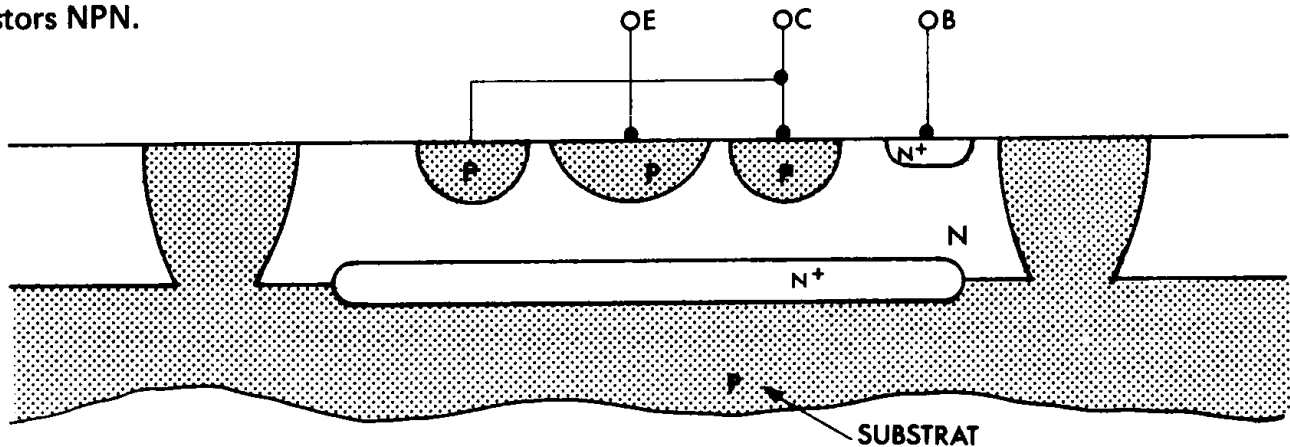


L'émetteur du PNP sera obtenu dans la même diffusion que les bases des NPN, la base du PNP correspond alors au collecteur du NPN. Cette base, relativement épaisse (le collecteur du NPN devant être assez épais pour permettre une tenue suffisante en tension) n'autorise pas de gain en courant supérieur à 100 (compris pratiquement entre 20 et 100).

La valeur importante de la capacité base-collecteur (base-substrat) limite la fréquence de transition à une fréquence  $f_t$  comprise entre 30 et 100 MHz.

## Transistors PNP latéraux

Les diffusions d'émetteurs et de collecteurs sont réalisées ensemble et en même temps que les bases des transistors NPN.

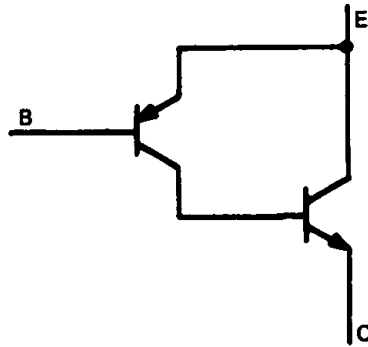


L'effet transistor ne se manifeste alors qu'aux abords immédiats des jonctions émetteur-collecteur. Une grande partie des porteurs se recombineront dans l'épaisseur de base avant d'atteindre l'émetteur. Ce, malgré la diffusion  $N^+$  de base et la couche enterrée qui réduiront  $R_{bb'}$ , résistance d'accès à la base.

Les zones P d'émetteur et de collecteur du PNP, l'épaisseur de base et le substrat constituent un NPN substrat parasite qui devra toujours être bloqué et dont la couche enterrée réduit encore le gain en courant.



Toutes les fois où un transistor PNP à gain élevé sera nécessaire, on utilisera le montage composite suivant : PNP latéral + NPN classique, connectés comme suit :



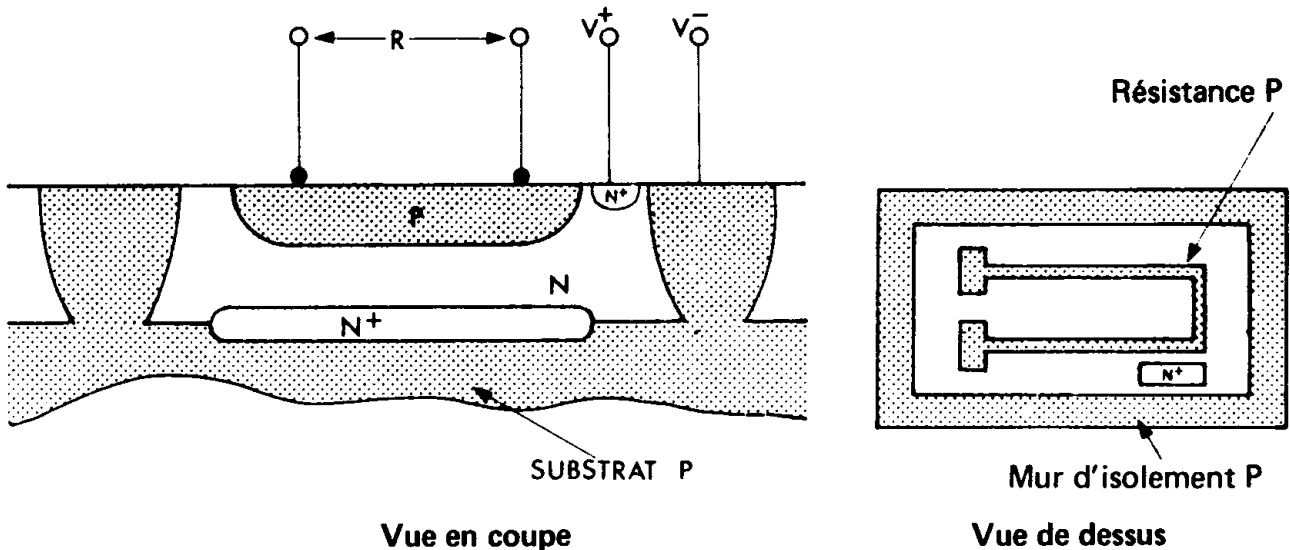
### 123. Diodes

Les diodes intégrées sont réalisées dans les mêmes diffusions que celles utilisées pour les transistors NPN. La métallisation finale court-circuite la jonction base-collecteur du NPN. La diode est alors constituée par la jonction base-émetteur du transistor initial.

La tension de claquage inverse d'une telle diode se situe aux alentours de 6,3 V : cette tension peut être utilisée comme potentiel de référence, la jonction agissant alors en diode zener.

### 124. Résistances

Il existe plusieurs procédés d'intégration des résistances ; le plus communément utilisé consiste à utiliser la diffusion P de la base des transistors NPN. Ces résistances seront dites de type « base ».

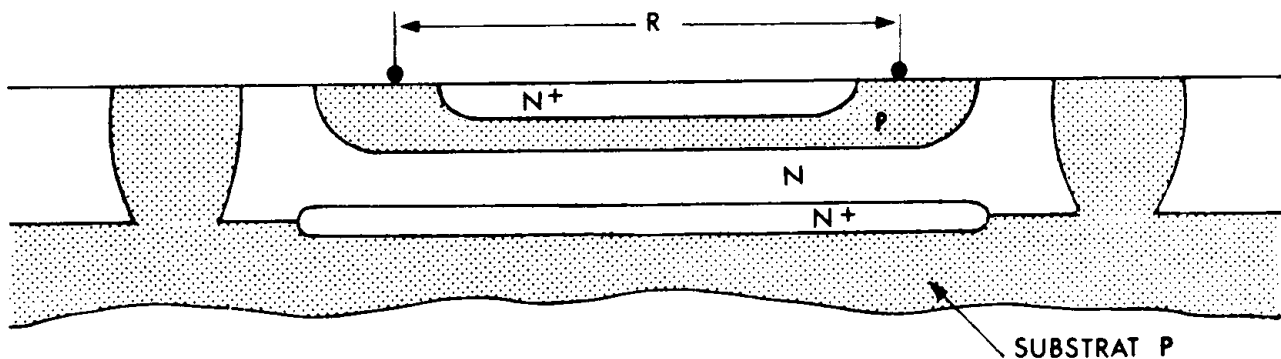


De façon à isoler la résistance de son caisson, ce dernier sera porté au potentiel le plus positif présent sur le circuit (généralement  $V_{CC}^+$ , tension d'alimentation positive). La jonction caisson-substrat devra donc avoir une tension de claquage supérieure à la somme des deux tensions d'alimentation. Cette tenue en tension sera améliorée par la couche enterrée diffusée  $N^+$ .

Chaque résistance étant isolée de son caisson, toutes les résistances d'un circuit intégré pourront être disposées à l'intérieur d'un caisson unique.

La valeur de la résistance ainsi diffusée sera fonction de la résistivité moyenne de la diffusion P, de la section et de la longueur de diffusion. Cette technique permet d'obtenir des valeurs de résistance comprises entre  $30 \Omega$  et  $30 K\Omega$ .

Pour obtenir des valeurs supérieures à  $30 K\Omega$  on procède à une seconde diffusion,  $N^+$  sur la résistance « base ». Ceci a pour effet de réduire la section de passage des porteurs et permet de réaliser des résistances atteignant une centaine de kilohms. Cette technologie est appelée « base pincée ».

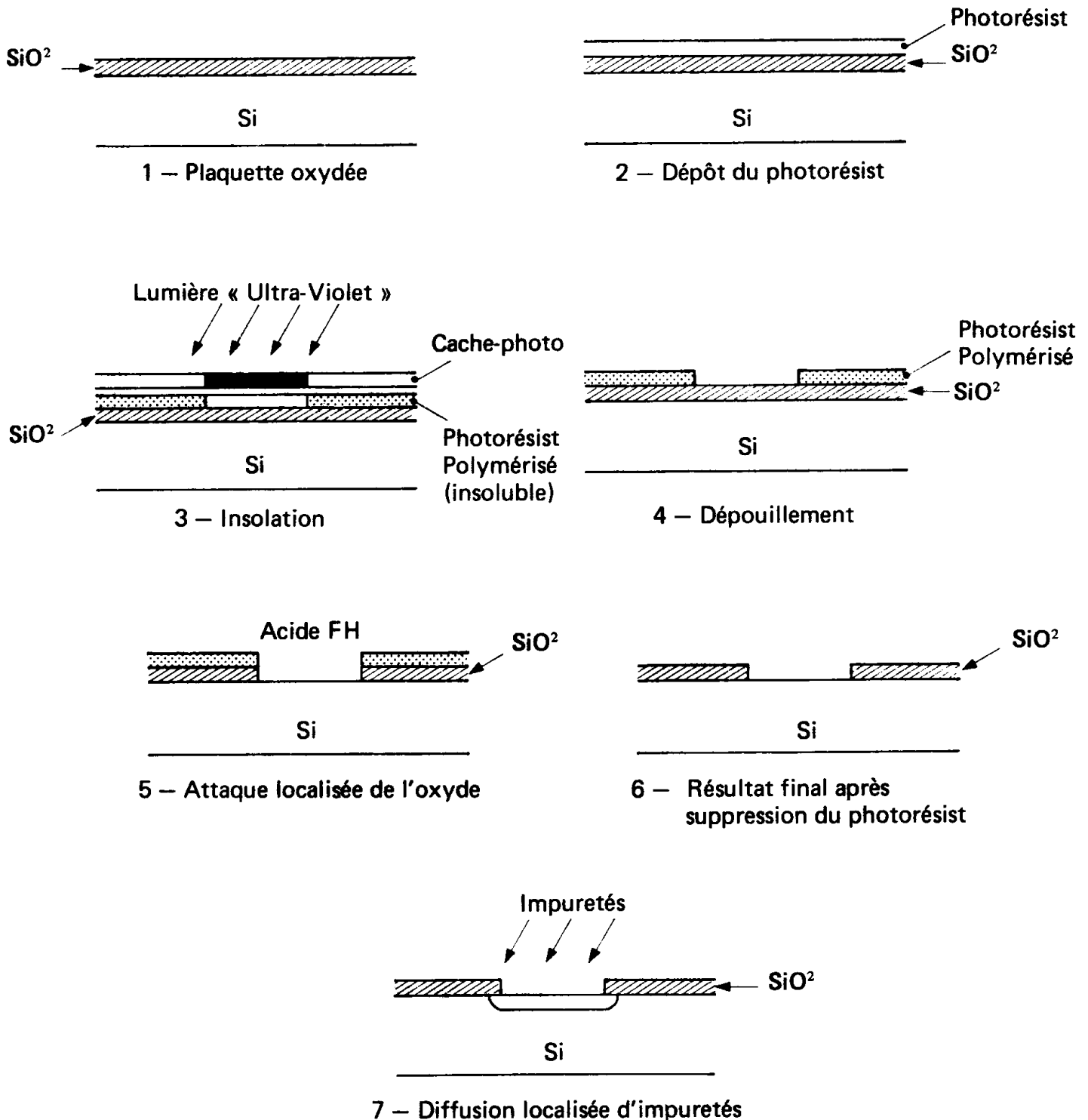


La valeur finale de cette résistance est cependant assez difficilement contrôlable en cours de fabrication et son coefficient de température est important. D'autre part, sa structure qui l'apparente d'assez près à celle d'un transistor à effet de champ, entraîne une relation non linéaire dans sa caractéristique tension  $\rightarrow$  courant. Son usage sera donc limité aux points du circuit qui nécessitent une résistance de forte valeur, mais dont la variation ne perturbera pas le fonctionnement global.

## 125. Réalisation de la « pastille »

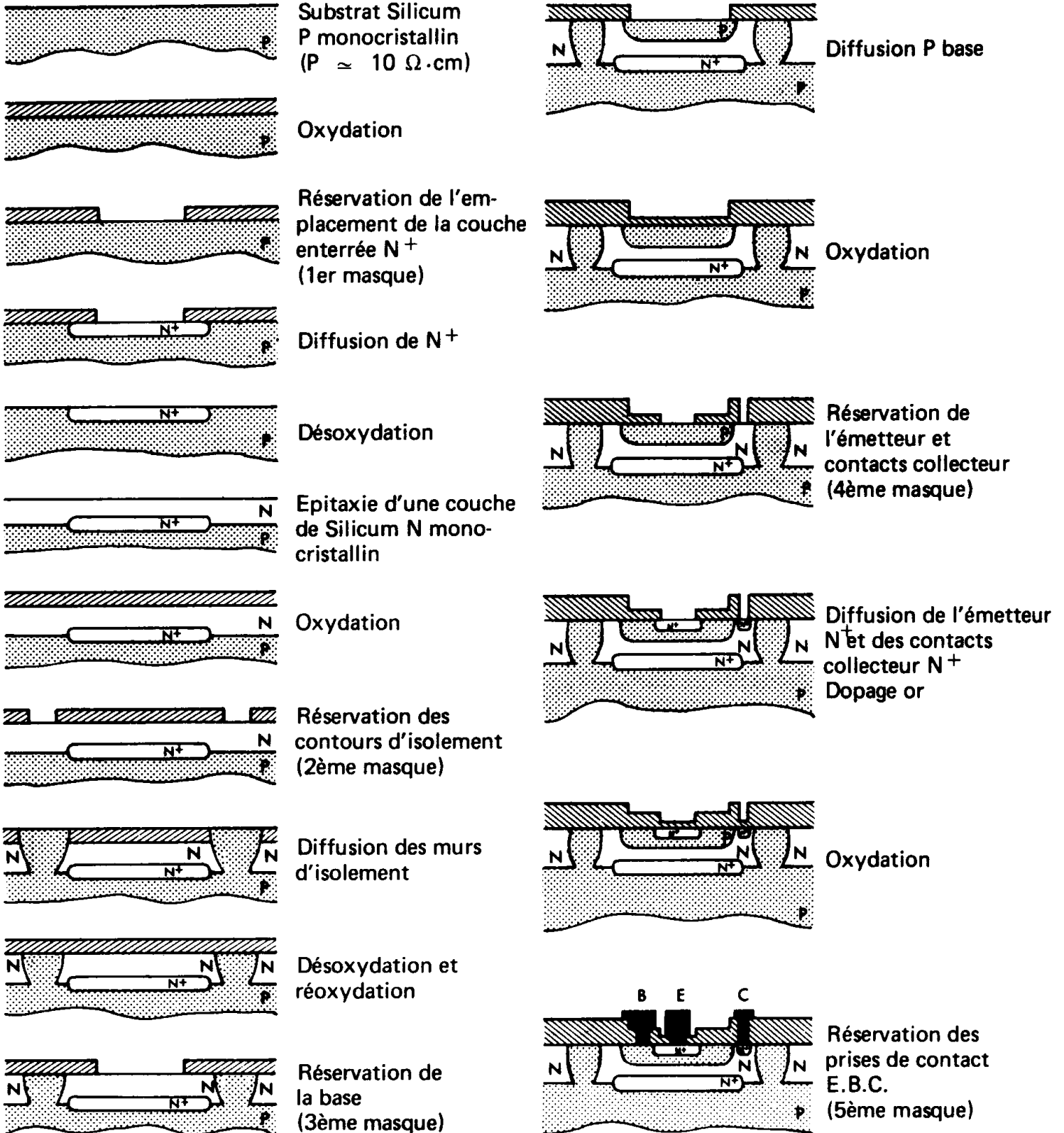
Le processus type de fabrication fait appel à une suite de diffusions (N ou P) localisées, l'emplacement de ces diffusions étant défini par une photogravure préalable.

### Principe de la photogravure



## Processus de fabrication type

L'exemple peut être pris avec la réalisation d'un transistor NPN.



---

### 13. Schémas couramment utilisés dans les circuits linéaires

#### 131. Amplificateur différentiel

Ce type de montage qui permet des couplages continus et dont les dérives thermiques peuvent être assez réduites, sera largement utilisé dans tous les types d'amplificateurs opérationnels.

Son fonctionnement simplifié peut être expliqué à partir de la relation donnant le courant dans un transistor en fonction de la différence de potentiel base-émetteur :

$$I_E = I_s \left( e^{\frac{V_{BE}}{KT/q}} - 1 \right) \quad (1)$$

dans laquelle

- $I_E$  est le courant d'émetteur de transistor
- $I_s$  est le courant inverse de la jonction émetteur-base
- $V_{BE}$  est la tension base-émetteur
- $K$  est la constante de BOLTZMAN
- $T$  est la température absolue
- $q$  est la charge de l'électron

Pour alléger les écritures, on pose

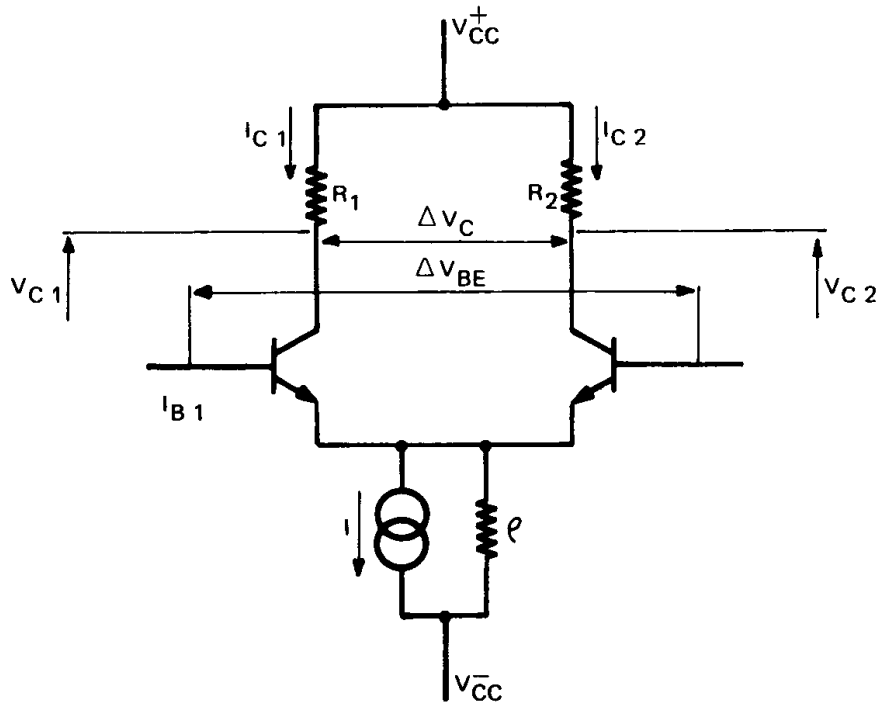
$$V_K = \frac{KT}{q} \quad (2)$$

$V_K \simeq 28$  mV à la température ambiante

$I_s$  étant très réduit (de l'ordre de  $10^{-12}$  A), le rapport  $I_E/I_s$  sera en pratique très grand, ce qui permet de simplifier la relation (1) et de poser

$$I_E = I_s \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_K}} \right) \quad (3)$$

Cette relation sera appliquée dans le montage différentiel suivant :



Sur la pastille du circuit intégré, les deux transistors de l'amplificateur sont de géométrie aussi identique que possible et placés très près l'un de l'autre pour réduire l'influence des gradients de température. Il en sera de même pour les 2 résistances de charge. Ces données technologiques permettent donc les suppositions suivantes :

- le gain en courant des transistors est identique (et  $> 50$ )
- ils sont portés à la même température
- leur courant inverse  $I_s$  est identique
- les deux résistances de charge le sont également
- la résistance interne  $\rho$  du générateur de courant  $I$  est très élevée (nous verrons plus loin que le montage générateur utilisé justifie cette hypothèse).

Partant de la relation (3) il est alors possible d'exprimer les courants collecteur :

$$I_{C1} \approx I \left[ 1 + e^{\frac{\Delta V_{BE}}{V_K}} \right]^{-1} \quad I_{C2} \approx I \left[ 1 + e^{-\frac{\Delta V_{BE}}{V_K}} \right]^{-1} \quad (4)$$

Dans la mesure où  $\Delta V_{BE}$  est suffisamment réduite, la relation

$$I_C = f(\Delta V_{BE})$$

est linéaire et de pente telle que :

$$\frac{dI_C}{d\Delta V_{BE}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{I}{V_K}$$

Les courants collecteurs  $I_{C1}$  et  $I_{C2}$  sont, dans ces conditions, pratiquement identiques :

$$I_{C1} = I_{C2} \approx I_{E1} = I_{E2} = I_E = \frac{I}{2}$$

d'où :

$$\frac{d\Delta V_{BE}}{dI_C} = 2 \frac{V_K}{I_E}$$

On retrouve ici la relation donnant la valeur de la résistance de diffusion d'émetteur  $r_E$

$$r_E = \frac{V_K}{I_E} = \frac{K_T}{qI_E} \quad (5)$$

Il vient alors :

$$\frac{d\Delta V_{BE}}{dI_C} = 2 r_E$$

De cette relation nous pourrions extraire l'expression des paramètres des montages :

– Gain asymétrique

$$|dV_C| = R dI_C = R \frac{d\Delta V_{BE}}{2 r_E} \quad \text{d'où} \quad \boxed{\frac{dV_C}{d\Delta V_{BE}} = \frac{R}{2 r_E}} \quad (6)$$

– Gain différentiel

$$|d\Delta V_C| = |RdI_C| + |RdI_C| = 2 \frac{dV_C}{d\Delta V_{BE}}$$

d'où 
$$\boxed{\frac{d\Delta V_C}{d\Delta V_{BE}} = \frac{R}{r_E}} \quad (7)$$

– Impédance différentielle d'entrée

a) 
$$Z_I = \frac{d\Delta V_{BE}}{dI_B} = \beta \frac{d\Delta V_{BE}}{dI_E}$$

d'où 
$$\boxed{Z_I = 2\beta r_E = f(r_E)} \quad (8)$$

b) 
$$Z_I = \frac{d\Delta V_{BE}}{dI_B} = \frac{2r_E \cdot dI_E}{dI_B}$$

d'où 
$$\boxed{Z_I = 2 \frac{KT}{qI_B} = f(I_B)} \quad (9)$$

L'influence du premier étage sera prépondérante sur les paramètres de l'amplificateur opérationnel, surtout en ce qui concerne l'amplitude des signaux d'erreur ramenés à l'entrée.

Ainsi, la tension résiduelle d'entrée  $V_{ID}$  sera générée presque entièrement au niveau du premier étage. En partant de la relation (3) on montre que, si la tension différentielle de sortie  $\Delta V_C$  est suffisamment faible, la tension résiduelle d'entrée peut être exprimée par

$$V_{ID} = \frac{KT}{q} \left[ \log_e \frac{I_{s2}}{I_{s1}} - \log_e \frac{R_2}{R_1} \right] \quad (10)$$



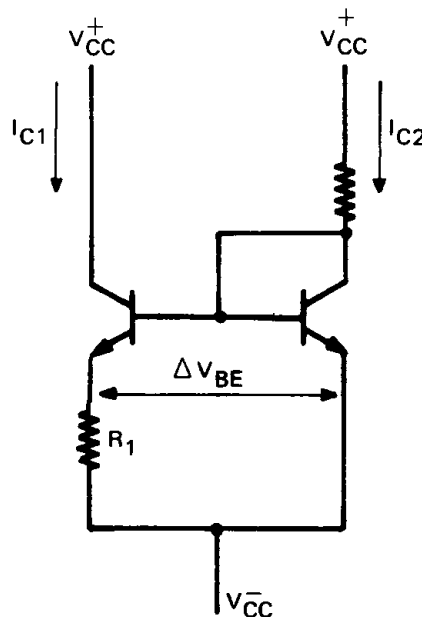
Cette relation illustre bien l'importance de l'appariement des composants d'entrée. Elle montre également la possibilité d'annuler  $V_{ID}$  quelle que soit la température par un éventuel ajustage extérieur des résistances de charge (voir première partie, figure 19).

### 132. Générateur de courant

Il est toujours possible de constituer un générateur de courant par une résistance de valeur suffisante connectée à un générateur de tension assez élevée. Deux raisons interdisent l'utilisation de ce genre de circuit dans un amplificateur opérationnel :

- la résistance nécessaire pour obtenir de faibles courants serait de valeur trop élevée, compte tenu des possibilités d'intégration des résistances
- le courant de ce générateur serait fonction de la tension de mode commun  $V_{CM}$  superposée à  $\Delta V_{BE}$ .

Les divers montages utilisés se ramènent pratiquement tous au schéma suivant :



Les deux transistors étant de géométrie identique, de gain en courant supérieur à 100 et diffusés très près l'un de l'autre, nous pouvons poser :

$$\Delta V_{BE} = \frac{KT}{q} \log_e \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

Cette différence de potentiel est reportée aux bornes de  $R_1$  d'où :

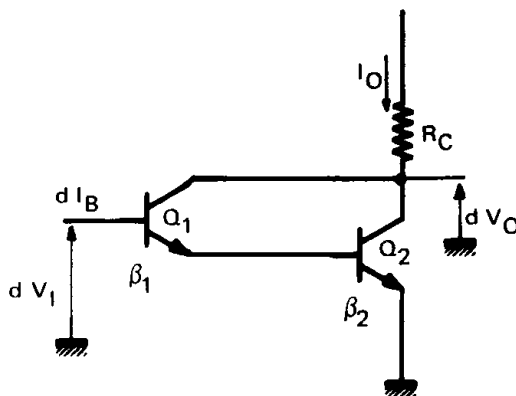
$$R_1 I_{C1} = \frac{K_T}{q} \log_e \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (11)$$

L'impédance de sortie  $\rho$  de ce montage sera très grande,  $R_1$  agit en effet en contre réaction de courant.  $I_{C1}$  ne sera pas fonction de  $V_{CM}$  ce qui assurera à l'amplificateur opérationnel une bonne réjection en mode commun. Les tensions d'alimentation auront peu d'influence sur ce courant ( $I_{C2}$  n'intervient que dans un logarithme).

Enfin, les résistances nécessaires pour obtenir de faibles courants seront de valeurs suffisamment réduites pour qu'il soit possible de les intégrer sans difficultés.

### 133. Montage DARLINGTON

Pour augmenter l'impédance d'entrée d'un étage, on utilise parfois le montage DARLINGTON dont le schéma est figuré comme suit :



$$\beta_1 \text{ et } \beta_2 \geq 100$$

On montre simplement que le montage se comporte comme un transistor unique dont le gain  $\beta$  en courant est égal au produit des gains en courant de chaque transistor.

$$\frac{dI_O}{dI_B} = \beta = \beta_1 \cdot \beta_2$$

et dont la résistance de diffusion d'émetteur  $r_E$  est égale à deux fois celle de  $Q_2$

$$r_E = 2 r_{E2}$$

le gain en tension aura donc pour expression

$$\frac{dV_O}{dV_I} = \frac{R_C}{2 r_{E2}} \quad (12)$$

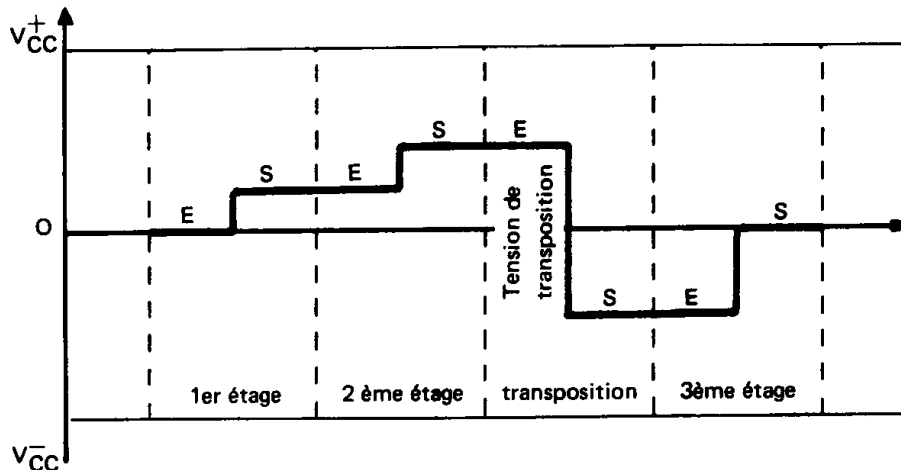
et l'impédance d'entrée sera :

$$\frac{dV_I}{dI_B} = Z_I = 2 \beta_1 \beta_2 r_{E2} \quad (13)$$

### 134. Transposition de tension

Dans un amplificateur à liaisons continues à plusieurs étages en cascade, il est nécessaire pour obtenir un fonctionnement correct des transistors, que les tensions continues sur les collecteurs successifs aillent en croissant de l'entrée vers la sortie du circuit. Il faut également tenir compte du fait que l'excursion maximum du signal augmente également de l'entrée vers la sortie.

Or le potentiel de sortie d'un amplificateur opérationnel au repos, doit être voisin de zéro. Il est donc nécessaire d'introduire dans le circuit un élément de transposition de tension. Cette nécessité peut être schématisée comme suit :

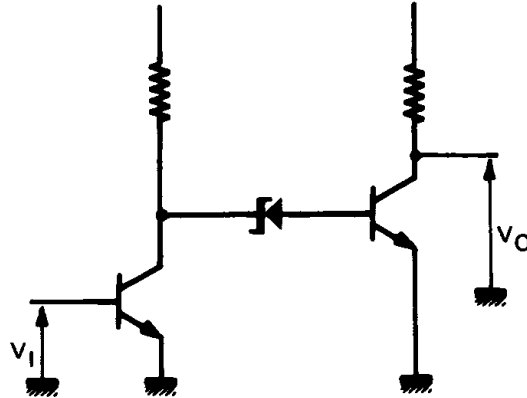


Le circuit de transposition doit remplir certaines conditions :

- Il ne doit pas provoquer une perte de gain trop importante.
- La tension de transposition doit être stable et bien définie.

#### a) Transposition par diode Zener

La diode est installée entre deux étages d'amplification où sa tension de Zener se retranche du signal à amplifier :

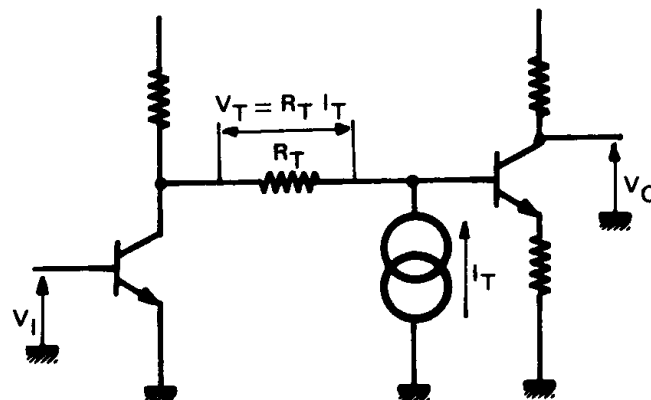


Le montage est simple mais il sera difficilement applicable dans un circuit intégré monolithique. En effet, les seules tensions de Zener réalisables dans cette technologie sont les tensions correspondant au claquage des jonctions émetteur-base (soit environ 6,3 V).

De plus, la diode exige un courant assez important pour fonctionner dans une région à résistance dynamique faible. Cette consommation supplémentaire et le bruit important généré par la diode interdiront toute application de ce circuit à un amplificateur opérationnel.

#### b) Transposition par générateur de courant

La tension de transposition est la différence de potentiel aux bornes d'une résistance  $R_T$ , différence de potentiel commandée par le générateur de courant qui attaque  $R_T$ .



---

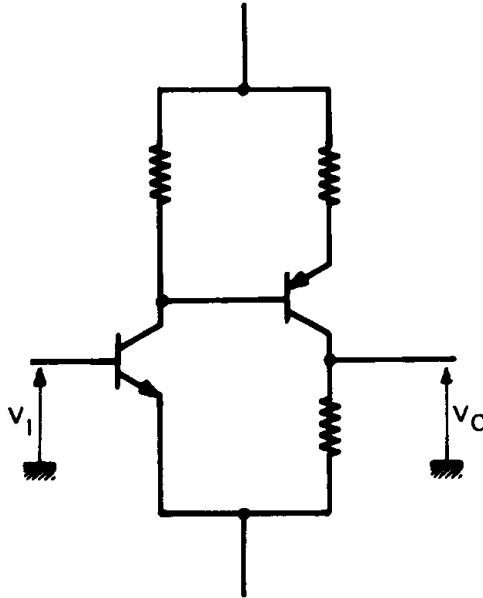
La tension de transposition est aisément contrôlable, mais le montage est assez complexe et nécessite que l'étage qui suit immédiatement le circuit de transposition ait une entrée à haute impédance  $Z_E$ . Si tel n'est pas le cas, l'atténuation de transposition

$$\frac{Z_E}{R_T + Z_E}$$

risque de n'être pas négligeable, réduisant ainsi le gain en boucle ouverte de l'amplificateur.

### c) Transposition par transistor PNP

La solution la plus généralement employée fait appel à la symétrie complémentaire NPN – PNP.



Le circuit nécessite un transistor PNP : l'établissement complet du schéma devra tenir compte de la difficulté de réalisation de PNP performants par la technique des circuits intégrés.

## II - Circuits SFC 2709 ( $\mu A709$ )

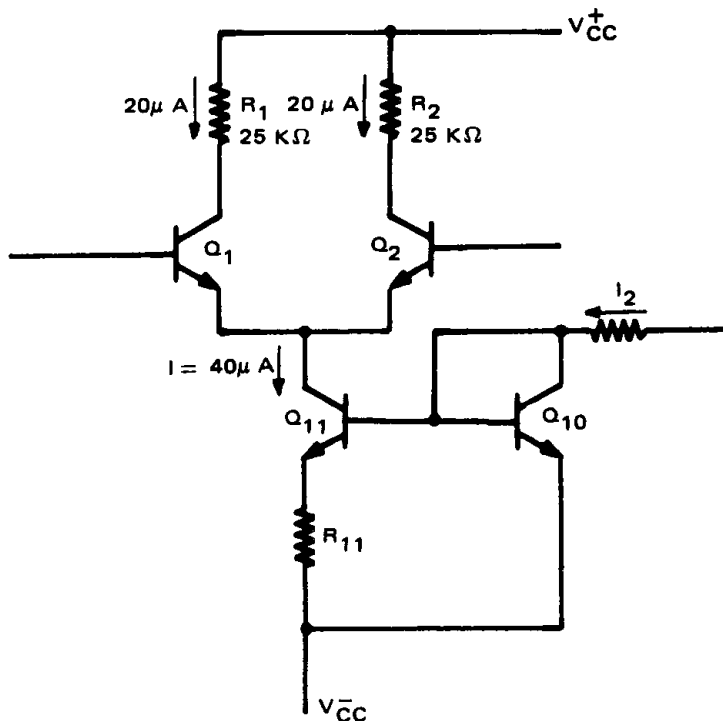
### 21. Fonctionnement du premier étage

C'est un amplificateur différentiel à structure classique telle que nous l'avons vu au chapitre 1.3.1.

Le courant de polarisation  $I_{B \max}$  de cette famille (500 nA) et le gain en courant minimum des transistors d'entrée (50) implique un courant d'émetteur maximum de

$$500 \times 10^{-9} \times 50 = 25 \mu A$$

pour  $Q_1$  et  $Q_2$ . On prendra  $I_E = 20 \mu A$  ce qui nécessite un générateur de courant  $I = 40 \mu A$  pour alimenter l'amplificateur différentiel.



dans ces conditions :

$$r_E = \frac{KT}{qI_E} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} = 1,5 \text{ k}\Omega \quad (5)$$

---

le gain différentiel du premier étage sera donc de :

$$A_{V1} = \frac{R_C}{r_E} = \frac{25 \cdot 10^3}{1,5 \cdot 10^3} = 16,6 \quad (7)$$

Ce gain sera relativement stable en fonction de la température.  
En effet, le courant  $I$  est tel que :

$$I = \frac{1}{R_{11}} \cdot \frac{KT}{q} \log_e \frac{I}{I_2} \quad (11)$$

Comme cette valeur reportée dans la relation (5) élimine le terme  $KT/q$ ,  $r_E$ , donc  $A_{V1}$ , sera indépendant de la température.

L'impédance différentielle d'entrée  $Z_1$  a pour valeur

$$Z_1 = 2 \beta r_E = 2 \cdot 50 \cdot 1,5 = 150 \text{ K}\Omega \quad (8)$$

Deux montages DARLINGTON dans le circuit d'entrée augmenteraient cette impédance, mais cette solution n'a pas été retenue en raison des inconvénients suivants :

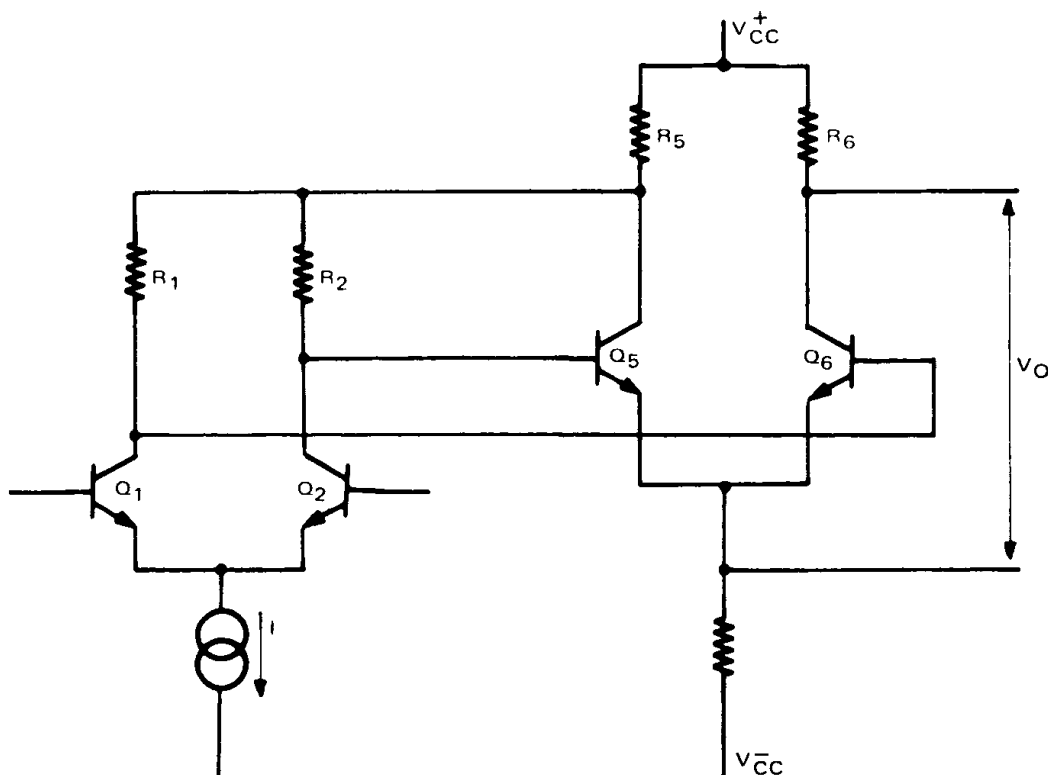
- réduction du gain différentiel
- augmentation de la tension résiduelle d'entrée
- augmentation du nombre de composants

## 22. Fonctionnement du deuxième étage

Le gain global du circuit est de 45.000, réparti sur 3 étages.

Si l'on suppose un gain identique sur chacun des deux derniers étages, celui-ci devra être de 52.

Mais le dernier étage étant à sortie unique, il est nécessaire d'opérer une transition du mode symétrique au mode asymétrique, donc de réduire le gain dans un rapport 2. Ce passage pourrait se faire en sortie du deuxième étage en utilisant une seule sortie. Il est, en fait, possible, par un schéma judicieux, de conserver tout le gain différentiel de l'étage lors du passage du mode symétrique au mode asymétrique.



On montre que, dans la mesure où le signal de sortie est pris entre le collecteur et l'émetteur de  $Q_6$ , le montage est équivalent à deux amplificateurs différentiels en cascade, le gain du second étage ayant pour expression :

$$A_{V2} = \frac{R_6}{r_{E6}} = 65$$

Cette valeur élevée du gain est obtenue en partie par la réaction introduite par  $R_1$  qui augmente le gain de  $Q_6$  et la contre-réaction de  $R_2$  qui réduit le gain de  $Q_5$ .

Dans le montage réel  $Q_5$  et  $Q_6$  sont constitués d'étages DARLINGTON ( $Q_3$   $Q_5$  et  $Q_4$   $Q_6$ ) : une haute impédance d'entrée est en effet nécessaire en ce point du circuit pour ne pas réduire l'impédance équivalente de charge du premier étage. L'augmentation possible de la tension de décalage consécutive à l'utilisation d'étages DARLINGTON est de moindre importance dans le second étage.

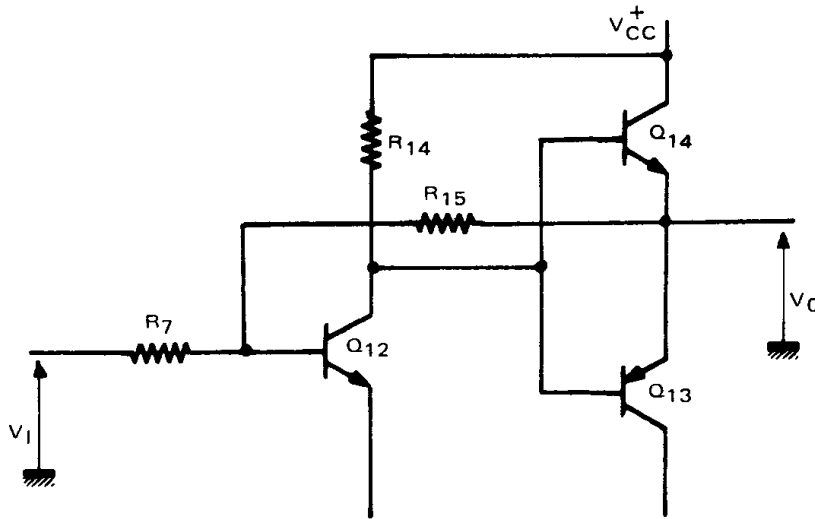
On note que la contre-réaction de  $Q_3$   $Q_5$  vers le premier étage se fait par l'intermédiaire d'un adaptateur d'impédance  $Q_7$ .  $R_3$ ,  $R_4$  et  $Q_{15}$  stabilisent le point de polarisation des deux étages DARLINGTON.

### 23. Fonctionnement du troisième étage

C'est un étage de « puissance » à symétrie complémentaire polarisé en classe C. Cette disposition du circuit présente un inconvénient : pour passer de la conduction de  $Q_{14}$  à celle de  $Q_{13}$  une variation  $2V_D$  du potentiel de collecteur  $Q_{14}$  est nécessaire,  $V_D \approx 0,6$  V est le seuil de conduction de la jonction émetteur-base de  $Q_{13}$  et  $Q_{14}$ . Il y aura donc un seuil dans la caractéristique de transfert de l'étage (distorsion de raccordement ou de commutation).



Pour réduire cette distorsion, le dernier étage fonctionne avec un fort taux de contre-réaction. On peut le schématiser comme suit :



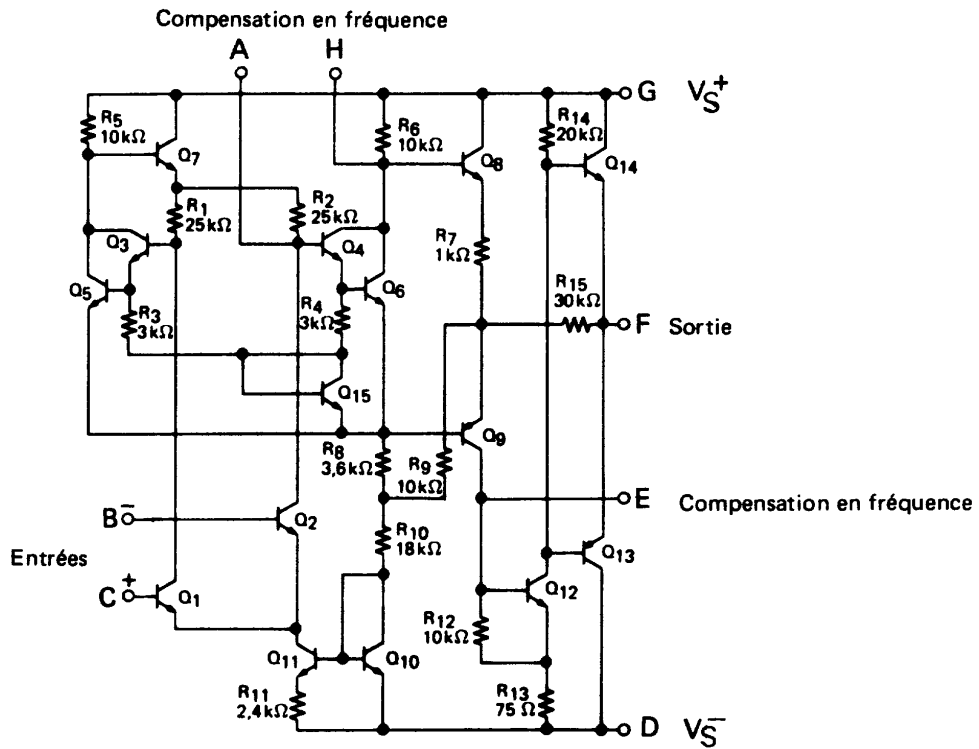
Le montage est équivalent à un amplificateur de grand gain en boucle ouverte (330).  $R_{15}$  et  $R_7$  agissent par une contre-réaction en courant, ce qui permet de calculer un gain en boucle fermée.

$$A_{V3} = \frac{R_{15}}{R_7} \cong 30$$

Au moment de la commutation de courant  $Q_{14} \longleftrightarrow Q_{13}$ , les deux transistors sont bloqués, la contre-réaction introduite par  $R_{15}$  n'agit plus et le troisième étage fonctionne en boucle ouverte. Il suffira alors d'une variation à l'entrée

$$\Delta V = \frac{1,2 \text{ V}}{330} = 3,6 \text{ mV}$$

pour franchir le seuil  $2V_D$  en sortie. Cette valeur, ramenée à l'entrée du premier étage, correspond à une tension différentielle d'entrée inférieure à  $3,5 \mu\text{V}$ .



## 24. Contraintes d'utilisation

Les contraintes d'utilisation liées aux circuits SFC 2709 se révèlent assez nombreuses : pas de protection en entrée, pas de protection en sortie, phénomène de verrouillage haut (latch up) compensation en fréquence nécessitant trois ou quatre composants. La réduction du nombre d'étages simplifiera les problèmes posés par la compensation en fréquence, seule une meilleure conception du circuit permettra de remédier aux autres inconvénients.

# III - Les circuits SFC 2101 A

## (LM101A, LM201A, LM301A)

Les circuits des séries postérieures au SFC 2709 appartiennent à ce qu'il est convenu d'appeler « la seconde génération » d'amplificateurs opérationnels. Cette seconde génération est essentiellement caractérisée par l'abandon des résistances de charge dans les étages d'amplification et le remplacement de ces dernières par des charges actives — générateurs de courant à haute impédance de sortie, qui augmentent considérablement le gain de chaque étage.

Les conséquences seront nombreuses tant en ce qui concerne la simplicité d'utilisation que l'amélioration des performances.

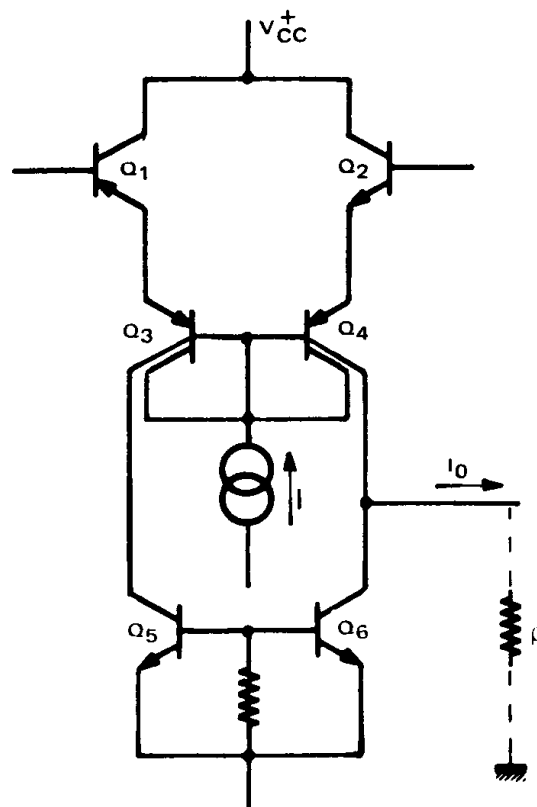
La possibilité de gains plus élevés au niveau de chaque circuit a permis de ramener à deux le nombre d'étages tout en obtenant des gains en boucle ouverte supérieurs à ceux des circuits linéaires de la première génération, les méthodes de compensation en fréquence sont, en conséquence, beaucoup plus simples : une capacité unique de valeur réduite suffit à assurer une décroissance du gain en boucle ouverte inférieure à 7 ou 8 dB par octave jusqu'au gain unité. Cette capacité peut même être intégrée (SFC 2741, SFC 2107).

Les courants de polarisation et de décalage d'entrée sont considérablement réduits tandis qu'apparaissent des spécifications chiffrant la dérive de ces paramètres en fonction de la température. Tous les circuits sont, de plus, protégés contre le court-circuit permanent en sortie et le phénomène de verrouillage haut est éliminé.

### 31. Etude du schéma

#### a) Premier étage

La charge de l'amplificateur différentiel d'entrée est constituée des transistors  $Q_5$  et  $Q_6$ .



L'attaque de ces charges se fait par l'intermédiaire de  $Q_3$  et  $Q_4$ , deux transistors PNP montés en base commune et dont le gain en courant a été fixé à 4. Ces deux transistors sont commandés par un générateur de courant

$$I = 8 \mu A$$

La somme des courants collecteur de  $Q_3$  et  $Q_4$  sera donc un courant constant de  $32 \mu A$  envoyé sur  $Q_5$  et  $Q_6$ . Ces deux transistors sont de caractéristiques électriques très semblables puisque de même géométrie, diffusés côte à côte et en même temps. Leur différence de potentiel base-émetteur étant exactement la même, leur deux courants collecteur seront identiques ( $16 \mu A$ ).

Pour un signal différentiel d'entrée d'une polarité donnée, le courant collecteur de  $Q_3$ ,  $I_{C3}$  augmente, celui de  $Q_4$  diminue. L'augmentation de  $I_{C3}$  entraîne celle de  $I_{C5}$  donc celle de  $I_{C6}$ .

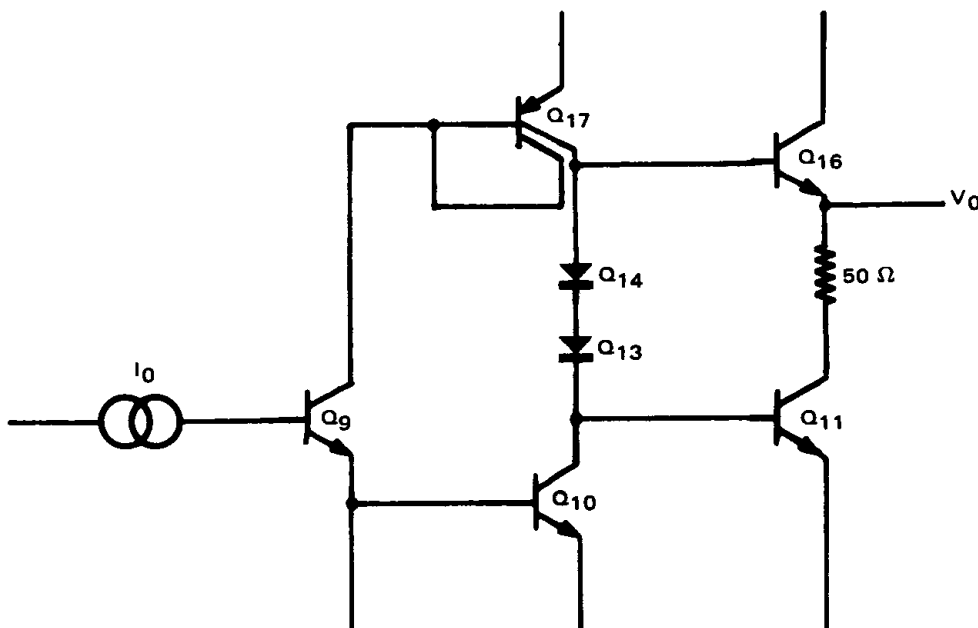
En effet :  $I_{C5} = I_{C6}$

L'augmentation de  $I_{C6}$  se combine avec la diminution de  $I_{C4}$  pour constituer le courant différentiel de sortie,  $I_O$ .

L'étage d'entrée se ramène à un générateur de courant  $I_O$ , courant commandé par la tension différentielle d'entrée. Le gain en tension sera donc fonction de la résistance interne du générateur de courant et de l'impédance d'entrée du deuxième étage. Pratiquement, la limitation du gain (100) intervient du fait de  $Q_4$  et de la valeur réduite de sa résistance de sortie. On remarque que la sortie de l'étage est asymétrique.

#### b) Deuxième étage

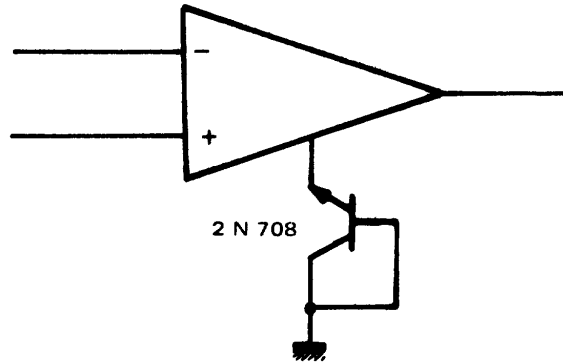
Comme dans le SFC 2709, c'est un étage à symétrie complémentaire mais polarisé en classe B par  $Q_{14}$  et  $Q_{13}$ .



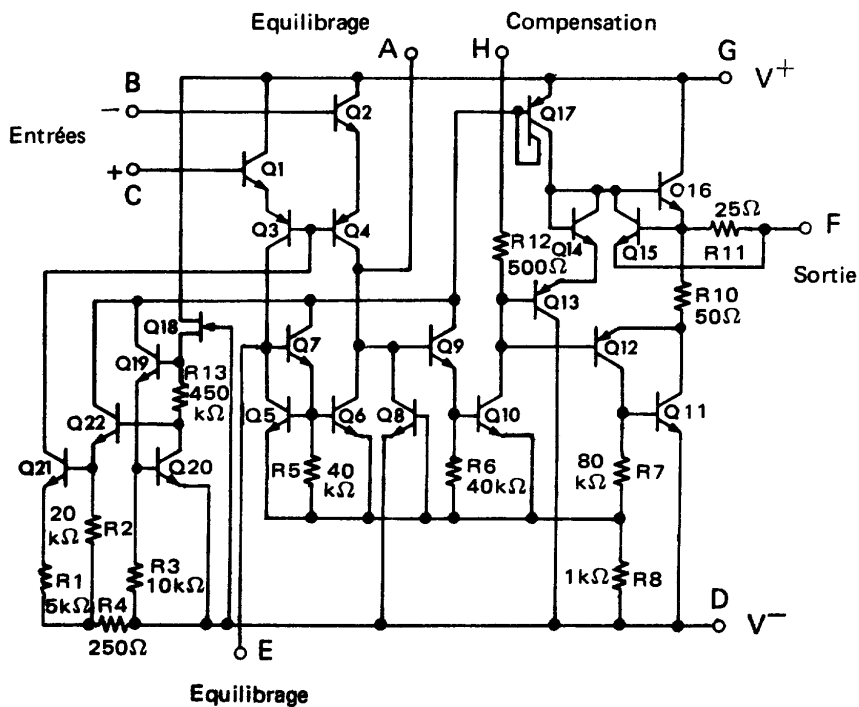
$Q_9$  commande la base de  $Q_{17}$  ; le gain en courant de celui-ci étant fixé, son courant collecteur sera commandé dans un rapport connu. Ceci revient à charger  $Q_{10}$  par un générateur de courant à très haute impédance, offrant ainsi la possibilité d'un grand gain en tension (1000) dans l'étage de sortie.

La base de  $Q_{13}$  est accessible depuis l'extérieur du boîtier par l'intermédiaire de  $R_{12}$  (broche 8 du boîtier TO-99). Le montage en ce point d'un quelconque système de limitation (diodes ZENER, transistor...) permet donc de commander l'excursion de la tension de sortie quel que soit le montage de contre-réaction qui boucle l'amplificateur opérationnel.

Une comptabilité T.T.L. sera, par exemple, réalisée comme suit :



$Q_{15}$  et  $R_{11}$  assurent la limitation du courant de sortie pour des excursions positives. Quand le courant débité augmente, la chute de tension aux bornes de  $R_{11}$  débloque  $Q_{15}$  qui court-circuite alors la commande de  $Q_{16}$ . La limitation pour les excursions négatives s'opère sur un principe similaire, mais de mise en œuvre un peu plus délicate.



### c) Source de courant

Sa complexité relative vient de la nécessité de stabiliser en fonction de la température le courant de  $8 \mu A$  qui alimente l'étage d'entrée. Ceci a pour effet de réduire la dérive thermique des courants de polarisation et de permettre au constructeur de garantir une dérive maximale du courant de décalage à l'entrée.

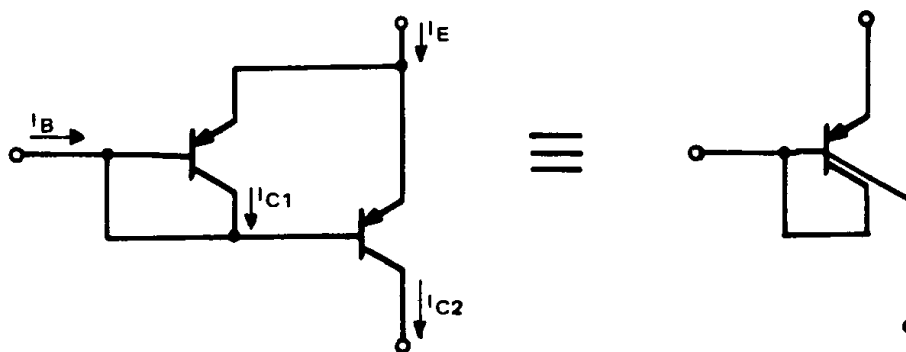
### 32. Particularités technologiques

Les transistors d'entrée sont des composants à grand gain en courant ( $\beta > 500$ ) obtenu par diffusion profonde d'émetteur.

La base reste, cependant, encore suffisamment épaisse pour que la tension de claquage  $V_{CEO}$  soit supérieure à 40 V.

L'emploi de tels composants améliore dans un rapport supérieur à 10 les courants d'entrée (le SFC 2709 est pris en référence) sans augmenter la tension de décalage.

Les transistors multi-collecteur  $Q_3$ ,  $Q_4$  et  $Q_{17}$  qui fonctionnent avec un gain en courant déterminé méritent quelques explications. Il est parfois plus simple de concevoir un circuit en utilisant un transistor PNP latéral à gain en courant faible mais connu, plutôt qu'un transistor à gain un peu plus élevé mais variable d'un élément à l'autre. Un gain en courant déterminé peut être obtenu par un circuit de contre-réaction suivant le schéma, ci-dessous :

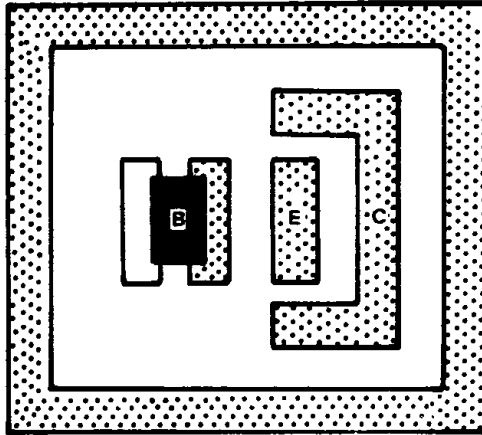


On montre que dans ce montage le gain en courant du PNP composite est défini par :

$$\frac{dI_{C2}}{dI_B} \cong \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

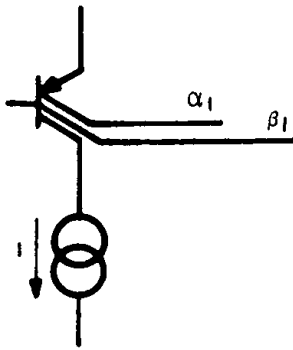
dans la mesure où le gain en courant de chacun des transistors est suffisamment élevé.

Or, le rapport des courants collecteur  $I_{C1}$  et  $I_{C2}$  est approximativement égal au rapport des longueurs des collecteurs entourant l'émetteur du PNP latéral.



Le gain en courant ne dépend donc plus de la technique de diffusion mais de la seule géométrie du circuit.

Cette méthode est également utilisée pour constituer  $n$  générateurs de courant à partir d'un générateur unique.



$\alpha$  et  $\beta$  ne dépendent plus que des longueurs de diffusion des collecteurs.

## EN CONCLUSION

Une meilleure maîtrise de la technologie et une plus grande adaptation du schéma à cette technologie ont permis des améliorations sensibles par rapport au SFC 2709.

Ces améliorations portent autant sur les performances du circuit :

- réduction des courants d'entrée
  - spécification des dérives thermiques des tension et courant résiduels
  - augmentation du gain en boucle ouverte
- que sur son utilisation :
- facilité de la compensation en fréquence
  - élimination du phénomène de verrouillage haut
  - limitation du courant de sortie
  - gamme étendue de tensions d'alimentation ( $\pm 5 \text{ V} < V_{CC} < \pm 20 \text{ V}$ )
  - possibilité de limitation simple de l'amplitude du signal de sortie quel que soit le montage.

Les circuits SFC 2107 sont identiques aux SFC 2101 A si ce n'est que la capacité de compensation (30 pF) est intégrée, supprimant tout réseau de compensation extérieur.

## IV - Les circuits SFC 2741 ( $\mu A741$ )

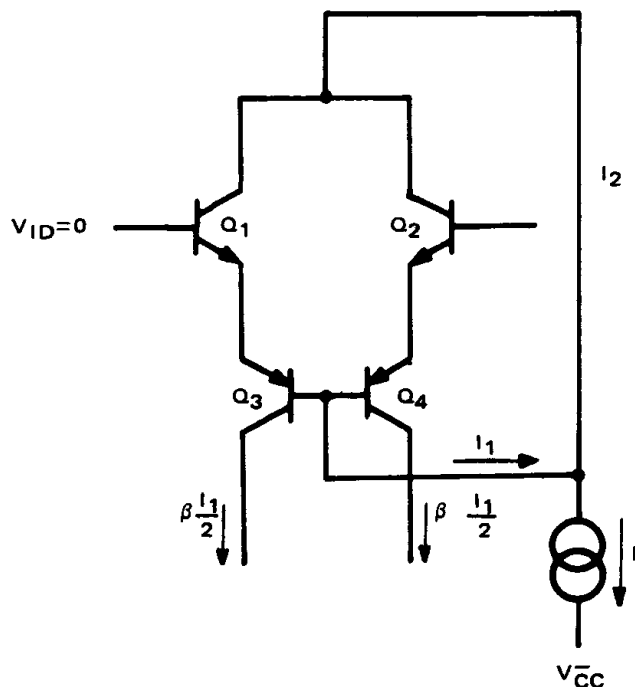
Le simple examen des schémas électriques des circuits de cette famille montre tout ce que la technologie du SFC 2741 doit à celle du SFC 2101 A. L'organisation du schéma reste identique (charges actives dans les collecteurs, deux étages d'amplification, etc...) mais les caractéristiques ont été définies pour une utilisation plus grande que celle du SFC 2101 A. C'est ainsi que le montage ne comporte aucun transistor grand gain, que la source de courant d'entrée n'est plus stabilisée en température, etc... Ces performances plus réduites-vont cependant de pair avec une simplicité d'utilisation maximum : ce dernier souci a conduit à intégrer la capacité de compensation en fréquence.

L'étage d'entrée, dans son schéma tout au moins, est rigoureusement identique à celui du SFC 2101 A.  $Q_1$  et  $Q_2$  sont cependant des transistors à diffusion normale (gain en courant inférieur à 200) et le gain en courant des PNP latéraux  $Q_3$  et  $Q_4$  n'est pas fixé.

Un générateur de courant ( $R_4$ ,  $R_5$ ,  $Q_{10}$  et  $Q_{11}$ ) sensiblement identique à celui utilisé dans le SFC 2709 (voir chapitre 132) alimente les bases de  $Q_3$  et  $Q_4$  ainsi que les collecteurs de  $Q_1$  et  $Q_2$  par l'intermédiaire de  $Q_8$  commandé en courant par  $Q_9$  ( $\Delta V_{BE} = 0V$ ).

Ce montage permet d'alimenter l'amplificateur différentiel d'entrée par un courant constant dont la valeur n'est pratiquement pas fonction du gain en courant  $\beta$  des PNP latéraux  $Q_3$  et  $Q_4$ . Nous avons vu, en effet, (chapitre 1.2.2.) que le gain de ce type de transistors était difficilement contrôlable et assez peu reproductible au cours d'une fabrication.

Le montage peut se schématiser comme suit :



Si le gain en courant de  $Q_1$  et  $Q_2$  est suffisant, nous pouvons poser :

$$I_2 = \beta \frac{I_1}{2} + \beta \frac{I_1}{2} \rightarrow I_1 = \frac{I_2}{\beta}$$



dans laquelle  $\beta$  est le gain en courant de  $Q_3$  et  $Q_4$ .

Comme  $I_1 + I_2 = I$  :

$$I_2 = I \frac{\beta}{\beta + 1}$$

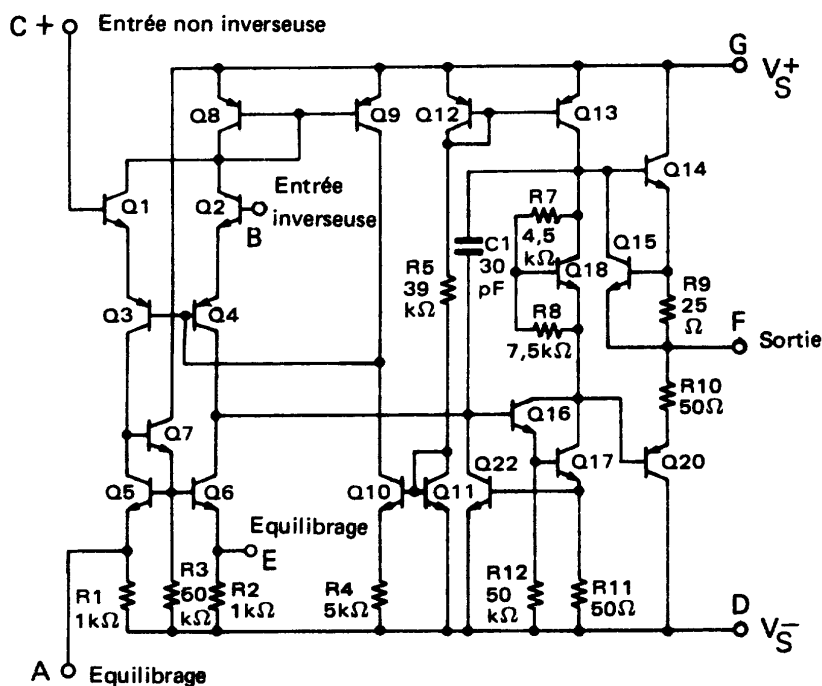
Si le gain varie du simple au double dans un lot de fabrication,  $I_2$  ne varie pas de plus de 10 % (compte tenu des ordres de grandeur des gains en courant réalisables dans cette technologie).

Ce montage permet de supprimer les transistors à gain déterminé tout en fixant l'alimentation du premier étage, donc le courant de polarisation d'entrée du circuit.

Le schéma réel nécessite un générateur de courant commandé en courant (inverseur  $Q_8, Q_9$ ).

Le courant différentiel de sortie attaque le montage DARLINGTON  $Q_{16}, Q_{17}$ . Il faut, en effet, que le second étage ait une entrée à haute impédance afin de conserver au premier étage un gain suffisant.

$Q_{17}$  est chargé par le générateur de courant  $Q_{13}$  que commande  $Q_{12}$ , le gain en tension sera donc très élevé. Les sorties sont prises aux bornes de  $Q_{18}$  qui polarise en classe B l'étage de sortie à symétrie complémentaire.  $Q_{15}$  et  $R_9$  assurent la limitation du courant de sortie.



La conception des circuits SFC 2741 conduit donc à un montage un peu plus performant que les SFC 2709 et dont l'utilisation a été considérablement simplifiée, aussi bien dans les protections en sortie et en entrée que dans le circuit de compensation en fréquence.

De plus, pour toutes les applications où cette compensation à 6 dB par octave constitue une limitation SESCOSEM propose la famille SFC 2748. Le circuit est sensiblement identique au SFC 2741 mais les bornes de compensation sont accessibles depuis l'extérieur. Il est ainsi possible, par une capacité de valeur réduite, (3 pF), d'augmenter dans un rapport 10, la fréquence de coupure en boucle fermée.

# V - Les circuits SFC 2108

## (LM108, LM208, LM308)

Cette famille est essentiellement caractérisée par l'utilisation de transistors à très grand gain en courant dits « transistors super gain ». Les possibilités de ces composants vont permettre de réduire considérablement les courants d'entrée, sans pour autant augmenter les valeurs de la tension résiduelle d'entrée et celle des dérives thermiques permises par les technologies précédentes.

Plusieurs technologies de l'étage d'entrée se partagent actuellement (1971) le marché des amplificateurs opérationnels intégrés à très faible courant d'entrée. Au moins trois d'entre elles sont largement utilisées :

- la technologie « transistors à effet de champ »
- celle faisant appel à des étages DARLINGTON
- la technologie utilisant des transistors « super gain »

Sans entrer dans les considérations de détail qui divisent les partisans de telle ou telle solution, il est possible de les comparer dans le tableau suivant :

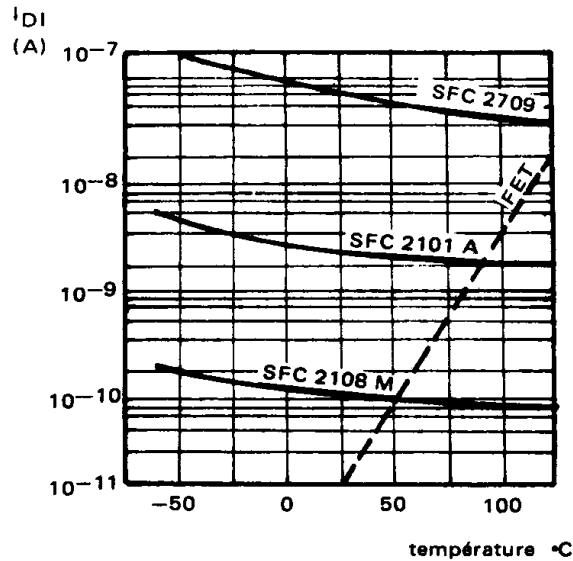
Technologie Paramètre	FET	DARLINGTON	SUPER $\beta$
$V_{DI}$ (mV)	20	10	5
$I_B$ (nA)	0,2	7	7
$DV_{DI}$ ( $\mu V/^{\circ}C$ )	25	10	5
$DI_{DI}$ ( $pA/^{\circ}C$ )	double tous les $10^{\circ}C$	–	10

Il est évident que les chiffres qui figurent dans ce tableau ne sont donnés qu'à titre indicatif et applicables, à la température ambiante, à trois circuits de prix sensiblement identiques et de performances moyennes.

Dans un premier temps, SESCOSEM s'est orienté vers la troisième solution, celle des transistors « super gain ». Cette technologie, qui réalise actuellement le meilleur compromis « haute impédance d'entrée-dérive thermique réduite », ouvre aux amplificateurs opérationnels intégrés des domaines jusque là traditionnellement réservés aux circuits réalisés en composants discrets :

- traitement de signaux à faibles niveaux
- instrumentation
- calcul analogique

La figure suivante illustre l'évolution des technologies successives des amplificateurs opérationnels SESCOSEM, particulièrement en ce qui concerne le courant de décalage d'entrée :



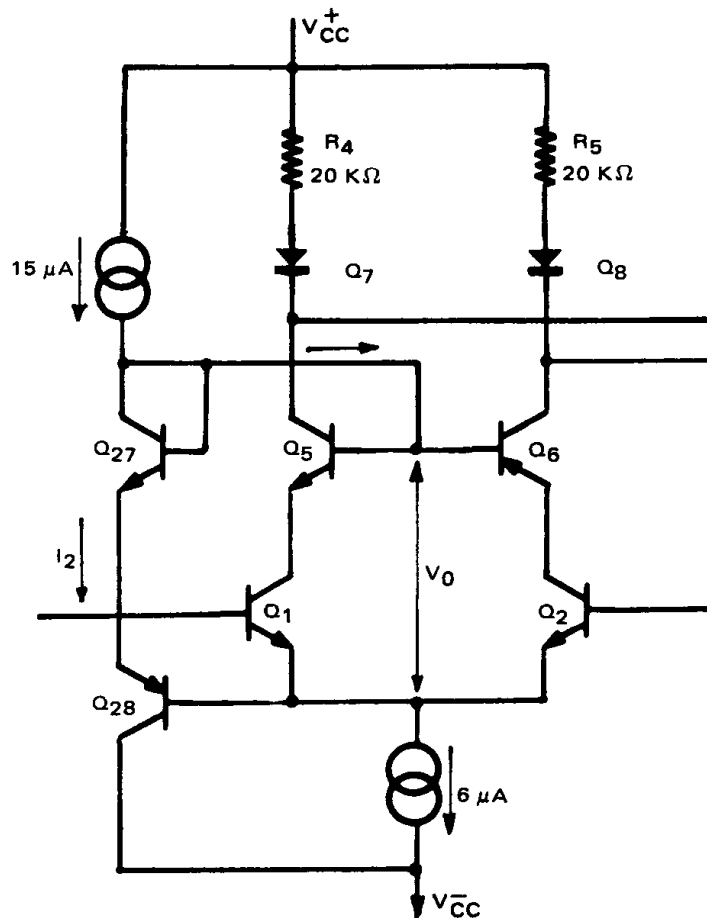
Pour des températures supérieures à 50° C, le courant de décalage d'entrée du SFC 2108 devient inférieur à celui d'un amplificateur opérationnel équipé d'un étage d'entrée à transistors à effet de champ. L'intérêt de la technologie « super gain » se confirme si l'on tient compte de la valeur absolue et de la dérive de la tension résiduelle d'entrée.

## 52. Les transistors « super gain »

Ces transistors ont un gain en courant typique de 5000 pour un courant collecteur inférieur à un micro-ampère. Ce gain élevé est obtenu par diffusion profonde d'émetteur ou par double diffusion. Il en résulte une épaisseur de base extrêmement réduite, qui explique la faible valeur de la tension de claquage collecteur-émetteur :  $V_{CEO}$  est de 4 volts. L'étude du schéma électrique doit donc faire intervenir la nécessité d'une chute de tension aux bornes du transistor aussi faible que possible.

## 51. Etude du premier étage

C'est un amplificateur différentiel classique attaqué par une source de courant ( $I = 6 \mu A$ ). La relative complexité du schéma tient au fait que le montage doit fonctionner à tension  $V_{CB}$  nulle de façon à éliminer le courant de fuite de la jonction collecteur-base, ce qui diminue d'autant le courant d'entrée de l'amplificateur. Ce premier étage peut être schématisé comme suit :



$V_O$  est une tension constante et égale à  $2V_{BE}$  ( $V_{BE}$  de  $Q_{27}$  et  $V_{BE}$  de  $Q_{28}$ ). La chute de tension collecteur-émetteur de  $Q_1$  ( $V_{CE1}$ ) et  $Q_2$  ( $V_{CE2}$ ) est alors exprimée par :

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_O - V_{BE5} = V_O - V_{BE6}$$

ce qui implique :

$$V_{CB1} = V_{CB2} \approx 0V$$

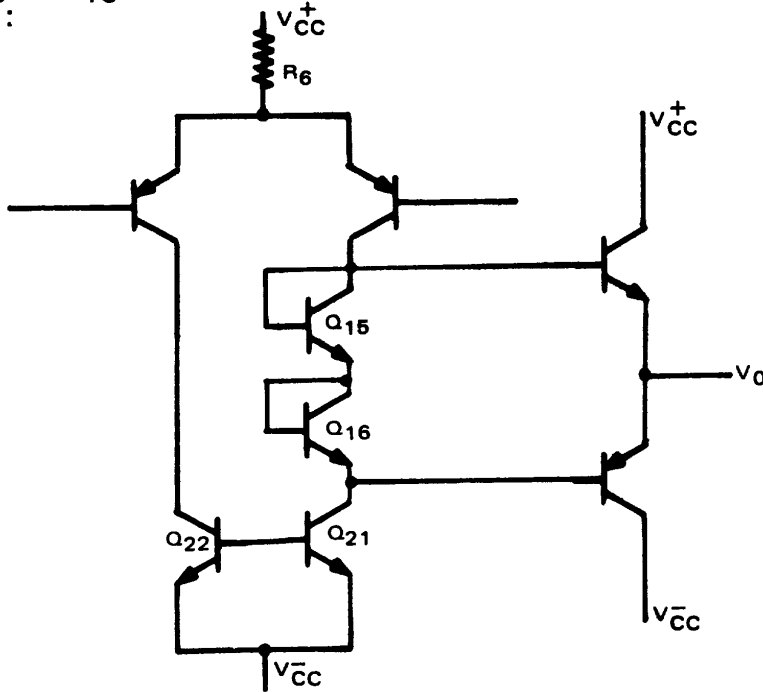
Ce montage améliore également le rapport de réjection en mode commun puisque les transistors d'entrée,  $Q_1$  et  $Q_2$ , n'ont pas à supporter les variations de la tension en mode commun.

La limitation de l'excursion maximale de la tension différentielle d'entrée  $V_{ID \max}$  est assurée par  $Q_3$  et  $Q_4$ , montés en diode. Ces deux transistors sont reliés directement à l'entrée ; c'est pourquoi dans toutes les applications où  $V_{ID}$  est susceptible de prendre une valeur assez importante (comparateurs, monostables...) une protection par résistances à l'entrée est indispensable, pour limiter à 10 mA le courant sur les entrées différentielles (limite absolue d'utilisation).

### 53. Etude du deuxième étage

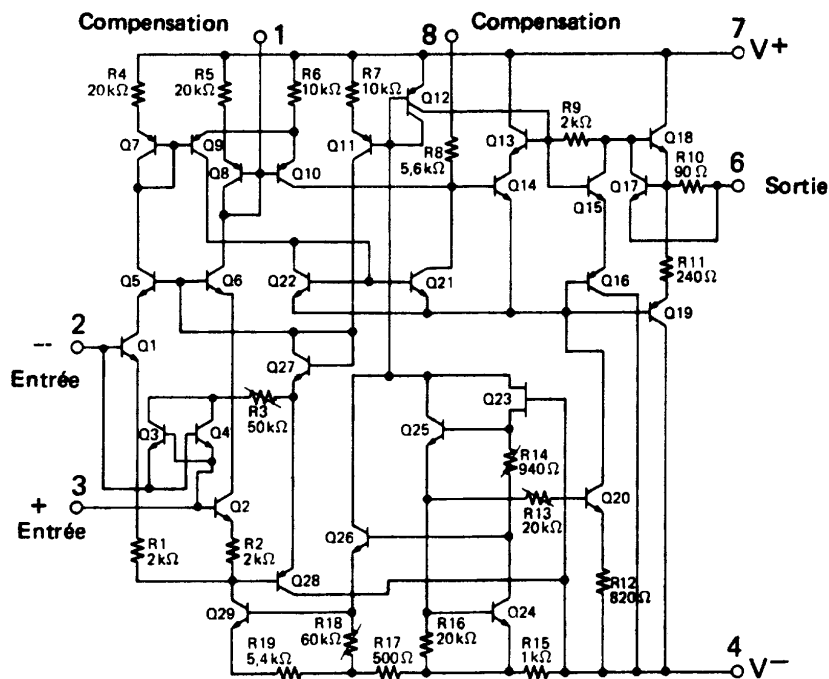
Il est, également, constitué d'un amplificateur différentiel.

Le circuit utilise deux transistors PNP latéraux à grand gain qui débitent dans les deux charges actives  $Q_{21}$  et  $Q_{22}$  ;  $Q_{15}$  et  $Q_{16}$  assurent la polarisation en classe B de l'étage de sortie. L'ensemble se ramène au schéma suivant :



Les transistors  $Q_7$  et  $Q_8$  du premier étage sont des PNP latéraux connectés en diode qui compensent les tensions base-émetteur du second étage pour fixer son courant de fonctionnement à deux fois celui du premier étage (rapport de  $R_4$  et  $R_5$  à  $R_6$ ).

Le schéma général de l'amplificateur fait apparaître une source de courant et un circuit de limitation du courant de sortie sensiblement identiques à ceux utilisés dans le SFC 2101 A.

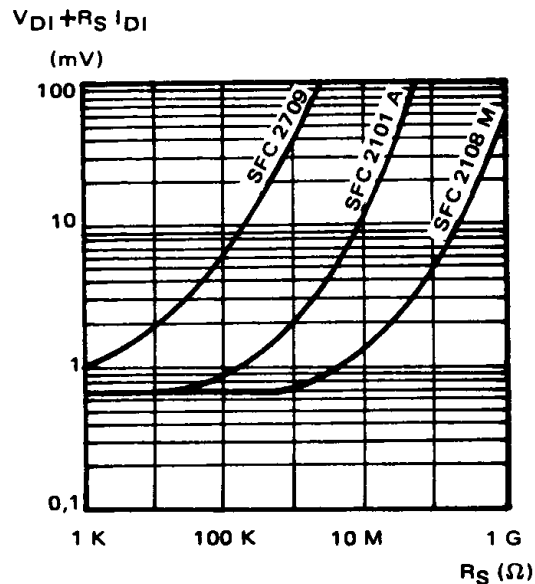


La compensation en fréquence peut être effectuée de deux manières. La première utilise une capacité en parallèle sur le deuxième étage (3 ou 30 pF). Le brochage est alors le même que celui utilisé pour compenser le SFC 2101 A ce qui autorise un éventuel remplacement. La seconde solution consiste à relier la sortie du deuxième étage à la masse par une capacité de 100 pF. Ce type de compensation améliore le taux de réjection des tensions d'alimentation, particulièrement en haute fréquence.

#### 54. Performances du circuit

Les caractéristiques font ressortir :

- des courants d'entrée 1000 fois plus faibles que ceux du 2709
- un fonctionnement possible sans erreur statique importante avec une résistance de source  $R_S$  de  $10\text{ M}\Omega$



- un taux de réjection des tensions d'alimentation suffisamment élevé pour permettre un fonctionnement avec des tensions d'alimentation non régulées.
- la possibilité d'alimenter le circuit dans une très large gamme de tensions d'alimentation : dans certaines conditions, une pile de 4,5 volts peut suffire.
- des dérives en courant se chiffrant en  $\text{pA}/^\circ\text{C}$ .

Il est facile de mesurer le chemin parcouru depuis l'apparition du 709.

# VI - Caractéristiques des amplificateurs « Sescosem »

TABLEAU COMPARATIF DES AMPLIFICATEURS INDUSTRIELS

GAMME DE TEMPÉRATURE PROFESSIONNELLE : - 25°C à + 85°C

PARAMETRES (2)	SFC2201A	SFC2207	SFC2208	SFC2208A	SFC2210	Unités
Tension résiduelle d'entrée	2	2	2	0,5	0,999	mV
Dérive	*	20	15	5	*	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Courant résiduel d'entrée (1)	20	20	0,4	0,4	*	nA
Dérive	*	100	2,5	2,5	*	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Courant de polarisation d'entrée (1)	75	75	2	2	3	nA
Gain de tension (1)	25000	25000	50000	80000	0,999	V/V
Bande passante $A_V = 1$	1	1	1	1	20	MHz
(typ. à 25°C) $A_V = 10$	1	0,1	1	1	*	MHz
$A_V = -1$	10	0,5	1	1	*	MHz
Vitesse de montée $A_V = 1$	0,5	0,5	0,3	0,3	30	$\text{V}/\mu\text{s}$
(typ. à 25°C) $A_V = 1$	5	0,5	3	3	*	$\text{V}/\mu\text{s}$
$A_V = -1$	15	0,5	0,6	0,6	*	$\text{V}/\mu\text{s}$
Courant de sortie	5	5	1	1	1	mA
Tension d'alimentation minimale	$\pm 3$	$\pm 3$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 5$	V
Tension d'alimentation maximale	$\pm 22$	$\pm 22$	$\pm 20$	$\pm 20$	$\pm 18$	V
Courant d'alimentation (1)	3	3	0,4	0,4	5,5	mA
Gamme de tension en mode commun	$\pm 12$	$\pm 12$	$\pm 14$	$\pm 14$	$\pm 10$	V
Tension différentielle d'entrée	$\pm 30$	$\pm 30$	**	**	*	V
Composants de compensation	1	0	1	1	0	
Protection d'entrée	oui	oui	oui	oui	oui	
Protection de sortie	oui	oui	oui	oui	oui	

(1) Garanti à 25°C

(2) Garantis pour des tensions d'alimentation de  $\pm 15\text{ V}$  et  $-25^\circ\text{C} \leq t_{\text{amb}} \leq +85^\circ\text{C}$ , sauf indications contraires.

\* Non applicable ou non spécifié

\*\* Entrées protégées par diodes shunt. Le courant doit être limité.

## TABLEAU COMPARATIF DES AMPLIFICATEURS MILITAIRES

### GAMME DE TEMPÉRATURE INDUSTRIELLE : 0°C à + 70°C

PARAMETRES (2)	SFC 2301A	SFC 2307	SFC 2308	SFC 2308A	SFC 2310	SFC 2709C	SFC 2741C	SFC 2748C	Unités
Tension résiduelle d'entrée	7,5	7,5	7,5	0,5	7,5	7,5	6,0	6,0	mV
Dérive	30	30	30	5	*	*	*	*	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Courant résiduel d'entrée (1)	50	50	1	1	*	500	200	200	nA
Dérive	600	600	10	10	*	*	*	*	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Courant de polarisation d'entrée (1)	250	250	7	7	7	1500	500	500	nA
Gain en tension (1)	25000	25000	25000	80000	0,999	25000	20000	50000	V/V
Bande passante $A_V = 1$	1	0,1	1	1	20	1	1	1	MHz
(typ. à 25°C) $A_V = 10$	1	0,1	1	1	*	1	0,1	1	MHz
$A_V = -1$	10	0,5	1	1	*	1	0,5	10	MHz
Vitesse de montée $A_V = 1$	0,5	0,5	0,3	0,3	30	0,3	0,5	0,5	$\text{V}/\mu\text{s}$
(typ. à 25°C) $A_V = 10$	5	0,5	3	3	*	3	0,5	5	$\text{V}/\mu\text{s}$
$A_V = -1$	15	0,5	6	0,6	*	0,6	0,5	15	$\text{V}/\mu\text{s}$
Courant de sortie	5	5	1	1	1	5	5	5	mA
Tension d'alimentation minimale	$\pm 3$	$\pm 3$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 9$	$\pm 3$	$\pm 3$	V
Tension d'alimentation maximale	$\pm 18$	$\pm 18$	$\pm 18$	$\pm 18$	$\pm 18$	$\pm 18$	$\pm 18$	$\pm 18$	V
Courant d'alimentation (1)	3	3	0,8	0,8	5,5	6,6	2,9	2,9	mA
Gamme de tension en mode commun	$\pm 12$	$\pm 12$	$\pm 14$	$\pm 14$	$\pm 10$	$\pm 8$	$\pm 12$	$\pm 12$	V
Tension différentielle d'entrée	$\pm 30$	$\pm 30$	**	**	*	$\pm 5$	$\pm 30$	$\pm 30$	V
Composants de compensation	1	0	1	1	0	4	0	1	
Protection d'entrée	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	
Protection de sortie	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	

(1) Garanti à 25°C.

(2) Garantis pour des tensions d'alimentation de  $\pm 15\text{ V}$  et  $0^\circ\text{C} \leq t_{\text{amb}} \leq + 70^\circ\text{C}$ , sauf indication contraire.

\* Non applicable ou non spécifié

\*\* Entrées protégées par diodes shunt. Le courant doit être limité.



**TABLEAU COMPARATIF DES AMPLIFICATEURS MILITAIRES**

**GAMME DE TEMPÉRATURE DE FONCTIONNEMENT : - 55°C à + 125°C**

PARAMETRES (2)	SFC 2101 A	SFC 2107 M	SFC 2108 M	SFC 2108 A	SFC 2110 M	SFC 2709 A	SFC 2709 M	SFC 2741 M	SFC 2748 M	Unités
Tension résiduelle d'entrée	3	3	3	1	6	3	6	6	6	mV
Dérive	15	15	15	5	*	*	*	*	*	$\mu V/^{\circ}C$
Courant résiduel d'entrée	20	20	0,4	0,4	*	250	500	500	500	nA
Dérive	200	200	2,5	2,5	*	*	*	*	*	$\rho A/^{\circ}C$
Courant de polarisation d'entrée (1)	100	100	3	3	10	600	1500	1500	1500	nA
Gain de tension (1)	50 K	50 K	50 K	80 K	0,999	25 K	25 K	50 K	50 K	V/V
Bande passante $A_V = 1$	1	1	1	1	20	1	1	1	1	MHz
(typ. à 25°C) $A_V = 10$	1	0,1	1	1	*	1	1	0,1	1	MHz
$A_V = -1$	10	0,5	1	1	*	1	1	0,5	10	MHz
Vitesse de montée $A_V = 1$	0,5	0,5	0,3	0,3	30	0,3	0,3	0,5	0,5	V/ $\mu s$
(typ. à 25°C) $A_V = 10$	5	0,5	3	3	*	3	3	0,5	5	V/ $\mu s$
$A_V = -1$	15	0,5	0,6	0,6	*	0,6	0,6	0,5	15	V/ $\mu s$
Courant de sortie	5	5	1	1	1	5	5	5	5	mA
Tension d'alimentation minimale	$\pm 3$	$\pm 3$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 9$	$\pm 9$	$\pm 3$	$\pm 3$	V
Tension d'alimentation maximale	$\pm 22$	$\pm 22$	$\pm 20$	$\pm 20$	$\pm 18$	$\pm 18$	$\pm 18$	$\pm 22$	$\pm 22$	V
Courant d'alimentation (1)	3	3	0,6	0,6	5,5	3,6	5,5	2,9	2,9	mA
Gamme de tension en mode commun	$\pm 12$	$\pm 12$	$\pm 14$	$\pm 14$	$\pm 10$	$\pm 8$	$\pm 8$	$\pm 12$	$\pm 12$	V
Tension différentielle d'entrée	$\pm 30$	$\pm 30$	**	**	*	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 30$	$\pm 30$	V
Composants de compensation	1	0	1	1	0	4	4	0	1	
Protection d'entrée	oui	oui	oui	oui	oui	non	non	oui	oui	
Protection de sortie	oui	oui	oui	oui	oui	non	non	oui	oui	

(1) Garanti à 25°C

(2) Garantis pour des tensions d'alimentation de  $\pm 15$  V et  $- 55^{\circ}C \leq t_{amb} \leq + 125^{\circ}C$  sauf indication contraire

\* Non applicable ou non spécifié

\*\* Entrées protégées par diodes shunt. Le courant doit être limité.

# TROISIÈME PARTIE

## SCHÉMATHÈQUE D'APPLICATIONS

# Sommaire

---

## CHAPITRE I

### Amplificateurs

- 1.1. Montage inverseur
- 1.2. Montage inverseur à impédance d'entrée moyenne
- 1.3. Montage non inverseur
- 1.4. Suiveur de tension
- 1.5. Sommateur inverseur
- 1.6. Sommateur non inverseur
- 1.7. Circuit inverseur – non inverseur
- 1.8. Amplificateur différentiel
- 1.9. Amplificateur différentiel à taux de réjection en mode commun élevé
- 1.10. Amplificateur différentiel à hautes impédances d'entrée
- 1.11. Montage différentiel en pont
- 1.12. Amplificateur pour pont de jauge
- 1.13. Indicateur d'équilibre de pont
- 1.14. Etage d'isolation à très haute impédance d'entrée
- 1.15. Etage de puissance à transistor unique
- 1.16. Etage de puissance à symétrie complémentaire
- 1.17. Amplificateur pour galvanomètre
- 1.18. Amplificateur pour thermocouple à dérive réduite.

## CHAPITRE II

### Générateurs continus

- 2.1. Générateur de courant bipolaire (charge flottante)
- 2.2. Générateur de courant bipolaire (charge à la masse)
- 2.3. Générateurs de courant unipolaire (charge à  $V_{CC}$ )
- 2.4. Sources de tension positive
- 2.5. Sources de tension négative
- 2.6. Convertisseur courant – tension

## CHAPITRE III

### Filtres actifs

- 3.1. Intégrateur simple
  - 3.2. Intégrateur de somme
  - 3.3. Intégrateur de différence
  - 3.4. Intégrateur double
  - 3.5. Intégrateur à constante de temps réduite
  - 3.6. Différenciateur
  - 3.7. Filtre passe-bas 6 dB/octave
  - 3.8. Filtre passe-bande à surtension réduite
  - 3.9. Filtre passe-bas 12 dB/octave
  - 3.10. Filtre passe-haut 12 dB/octave
-

---

3.11.	Filtre passe-bande à surtension élevée
3.12.	Filtre réjecteur de fréquence à large bande
3.13.	Filtre réjecteur de fréquence à bande étroite
3.14.	Filtre réjecteur de fréquence à sélectivité variable
3.15.	Inductance active
<b>CHAPITRE IV</b>	<b>Redresseurs-détecteurs</b>
4.1.	Diode sans seuil
4.2.	Détecteur de zéro
4.3.	Montages de redressement double alternance
4.4.	Détecteur de valeur crête
4.5.	Echantillonneur – bloqueur
<b>CHAPITRE V</b>	<b>Dispositifs à seuil</b>
5.1.	Comparateur de valeurs absolues
5.2.	Comparateur de valeurs relatives
5.3.	Trigger de Schmitt
5.4.	Retardateur d'impulsions
<b>CHAPITRE VI</b>	<b>Générateurs de signaux</b>
6.1.	Oscillateur à pont de Wien
6.2.	Oscillateur à réseau déphaseur
6.3.	Oscillateur à double T
6.4.	Multivibrateur astable
6.5.	Multivibrateur astable à fréquence commandée (V.C.O.)
6.6.	Montage monostable
6.7.	Bistable
6.8.	Générateur de dents de scie
6.9.	Générateur de fonctions
<b>CHAPITRE VII</b>	<b>Dispositifs non linéaires</b>
7.1.	Convertisseur logarithmique
7.2.	Convertisseur logarithmique compensé
7.3.	Convertisseur anti-logarithmique
7.4.	Générateurs de fonction à diodes Zener
7.5.	Limiteur à seuil variable
7.6.	Multiplicateur à deux quadrants
7.7.	Multiplicateur diviseur

---

---

## **CHAPITRE VIII**

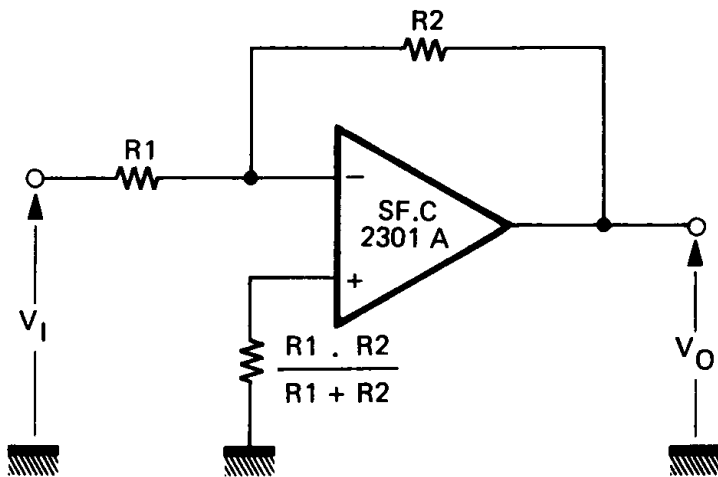
### **Montages divers**

- 8.1. Convertisseur d'impédance négative
- 8.2. Gyrateur
- 8.3. Diviseur d'impédance
- 8.4. Multiplicateur de capacité
- 8.5. Porte analogique à entrées multiples
- 8.6. Porte analogique de précision
- 8.7. Temporisateur longue durée
- 8.8. Organisation d'un asservissement de position
- 8.9. Alimentation unique d'un amplificateur opérationnel

# I - Amplificateurs

Les réseaux de compensation en fréquence et d'annulation des signaux de décalage en entrée, ne figurent pas sur les schémas proposés, sauf cas particulier.

## 11. Montage inverseur

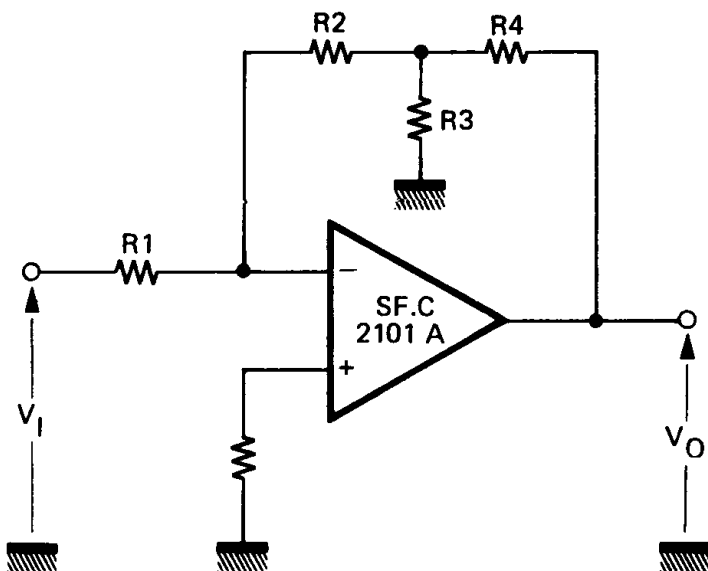


Résistance d'entrée =  $R_1$

$$\frac{V_O}{V_I} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_2}{\mu R_1}}$$

$$\boxed{\frac{V_O}{V_I} \cong - \frac{R_2}{R_1}}$$

## 12. Montage inverseur à impédance d'entrée moyenne



Résistance d'entrée =  $R_1$

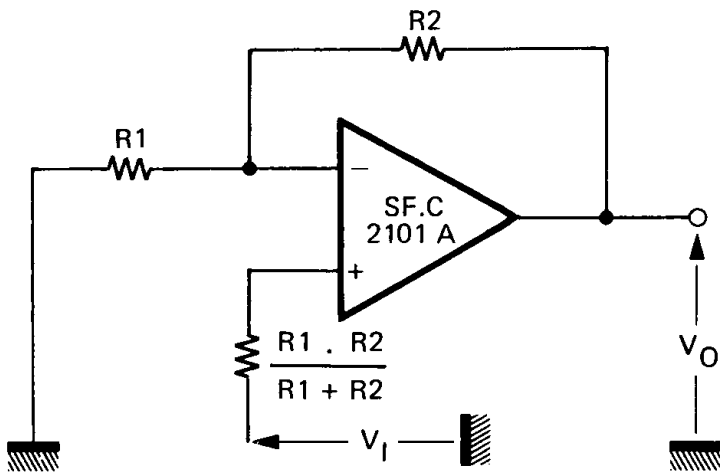
$$\frac{V_O}{V_I} = - \frac{R_2}{R_1} \left[ 1 + R_4 \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \right) \right]$$

Si  $R_3 \ll R_2$  utilisation en amplificateur grand gain.

$$\boxed{\frac{V_O}{V_I} = - \frac{R_2}{R_1} \left[ 1 + \frac{R_4}{R_3} \right]}$$

Ce montage permet de conserver une valeur moyenne à la résistance d'entrée tout en ayant un gain élevé en boucle fermée.

### 13. Montage non inverseur

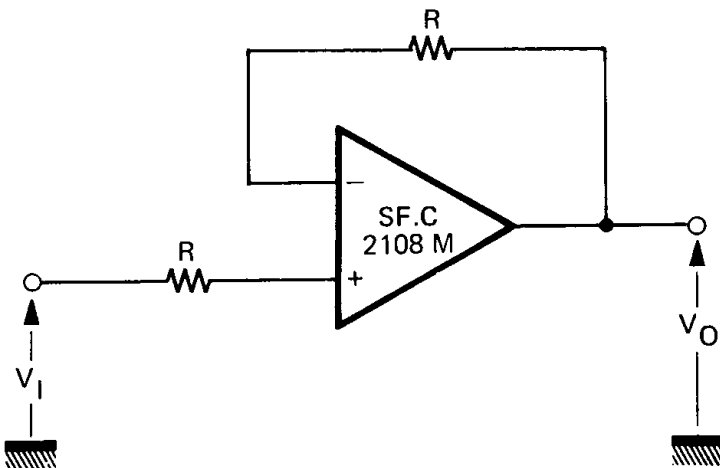


La résistance d'entrée est égale à  $R_{CM}$ , résistance de mode commun.

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{\mu}{1 + \frac{\mu R_1}{R_1 + R_2}}$$

$$\frac{V_O}{V_I} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

### 14. Suiveur de tension



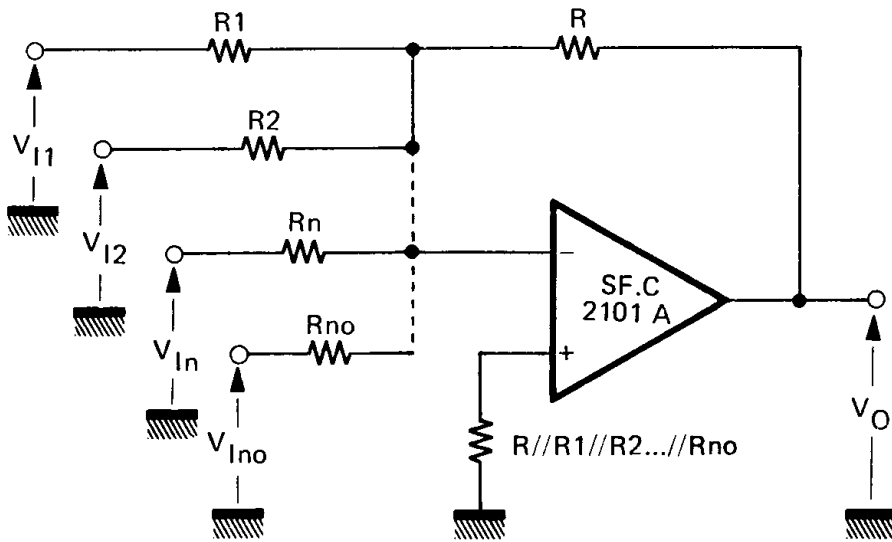
La résistance d'entrée est égale à  $R_{CM}$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{\mu}{1 + \mu}$$

$$\frac{V_O}{V_I} \cong 0,9999$$

Utilisation en adaptateur d'impédance.

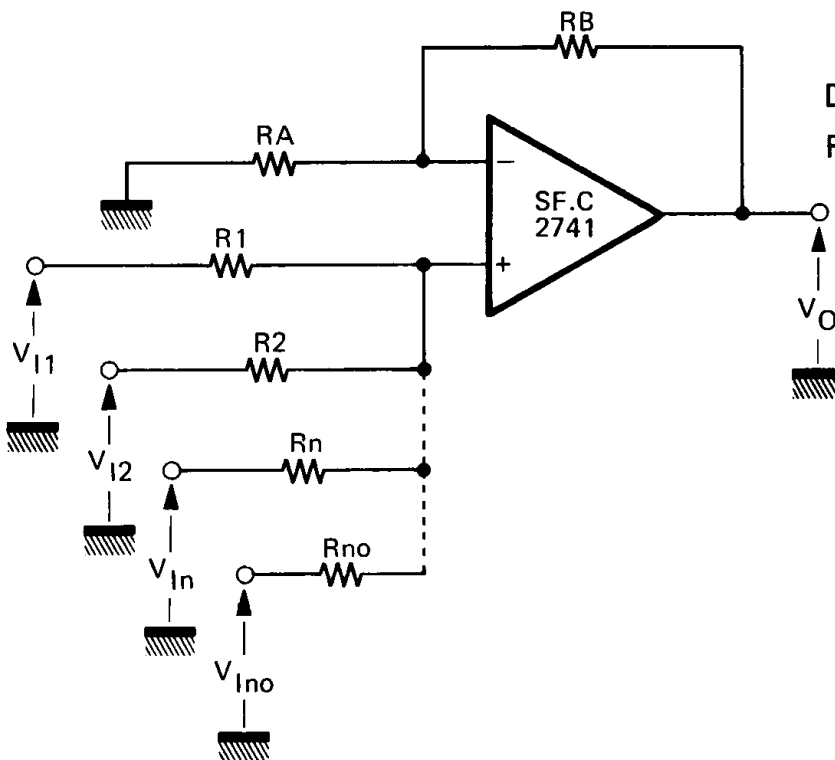
## 15. Sommateur inverseur



$$V_O = -R \sum_{n=1}^{n_o} \frac{V_{In}}{R_n}$$

La résistance d'entrée sur une branche  $n$  est  $R_n$ . Le générateur de tension  $V_{In}$  est supposé parfait, c'est-à-dire de résistance interne nulle.

## 16. Sommateur non inverseur



Dans la mesure où :

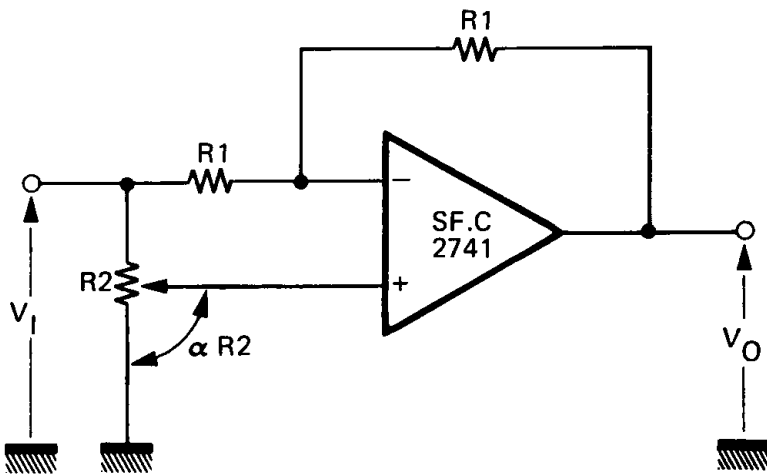
$$R_A // R_B = R_1 // R_2 // R_3 // \dots // R_{n_o}$$

$$V_O = R_B \sum_{n=1}^{n_o} \frac{V_{In}}{R_n}$$

Il est possible d'associer ce montage au précédent pour constituer un additionneur-soustracteur à plusieurs entrées.



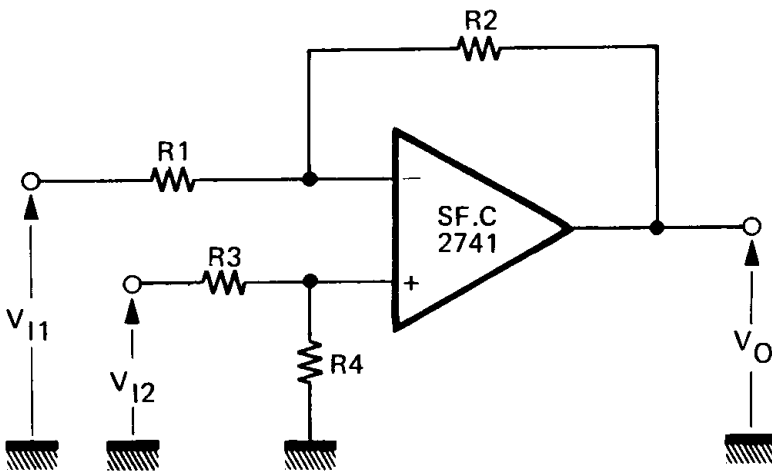
17. Circuit inverseur ↔ non inverseur



$$\frac{V_O}{V_I} = 2 \alpha - 1$$

Le gain du montage varie entre + 1 et - 1 suivant la position du potentiomètre.

18. Amplificateur différentiel



$$V_O = V_{I2} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_{I1} \frac{R_2}{R_1}$$

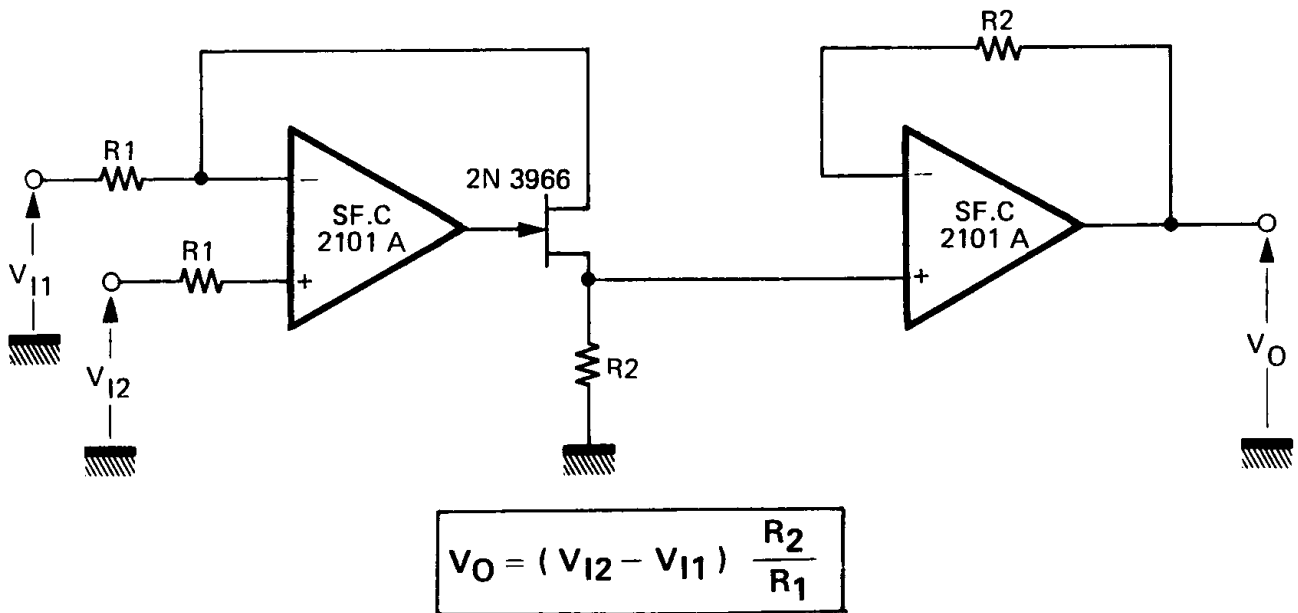
Si  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$  le montage fonctionne en amplificateur différentiel :

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{R_2}{R_1} (V_{I2} - V_{I1})$$

Le taux de réjection en mode commun du montage sera fonction de la précision avec laquelle est réalisée la condition :

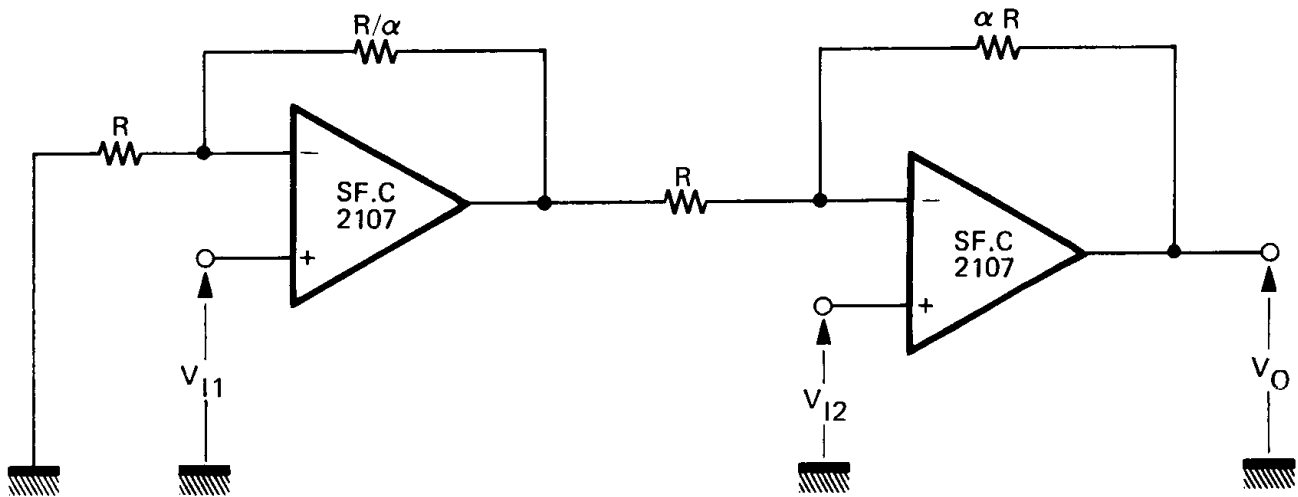
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

### 19. Amplificateur différentiel à taux de réjection en mode commun élevé



Ce montage ne nécessite pas de composant à tolérances très étroites pour obtenir un très bon taux de réjection en mode commun.

### 110. Amplificateur différentiel à hautes impédances d'entrée

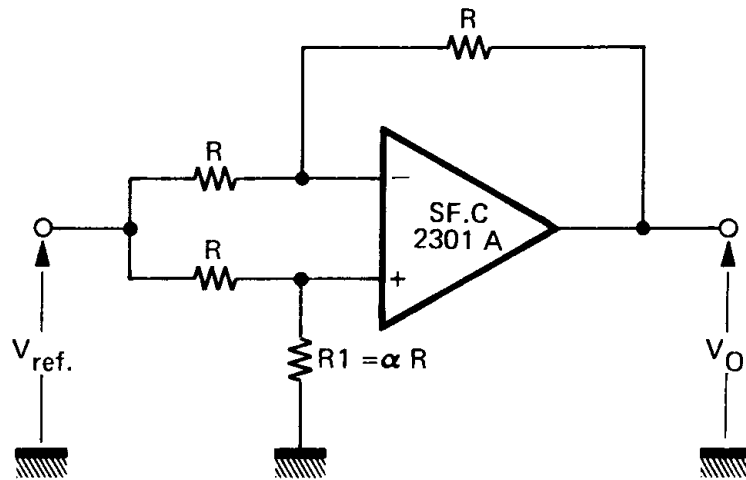


Ce circuit combine les propriétés du montage non inverseur et du montage différentiel :

$$V_O = [ V_{I2} - V_{I1} ] (\alpha + 1)$$

Le taux de réjection en mode commun est fonction de l'appariement des résistances de contre-réaction.

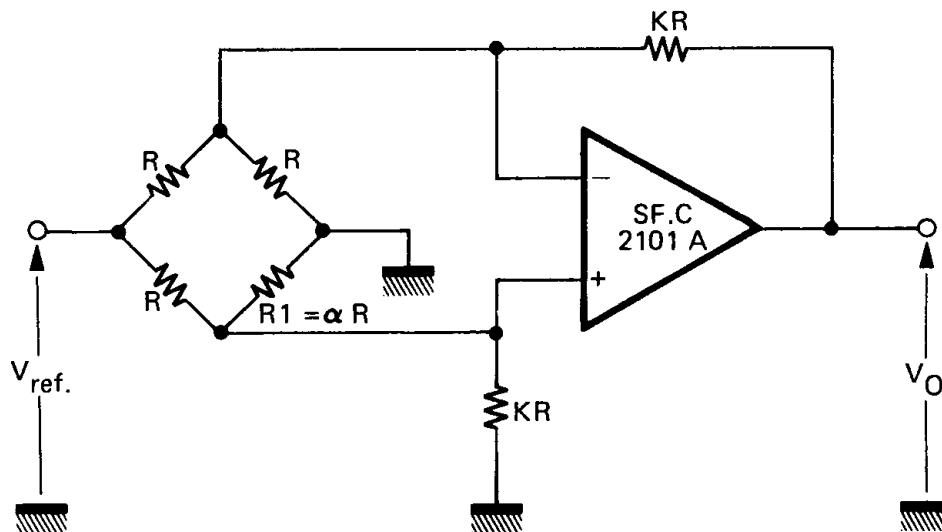
### 111. Montage différentiel en pont



La résistance  $R_1$  varie sous l'effet d'un paramètre physique extérieur (température, contrainte, etc. . .)

$$V_O = V_{ref} \left[ \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \right]$$

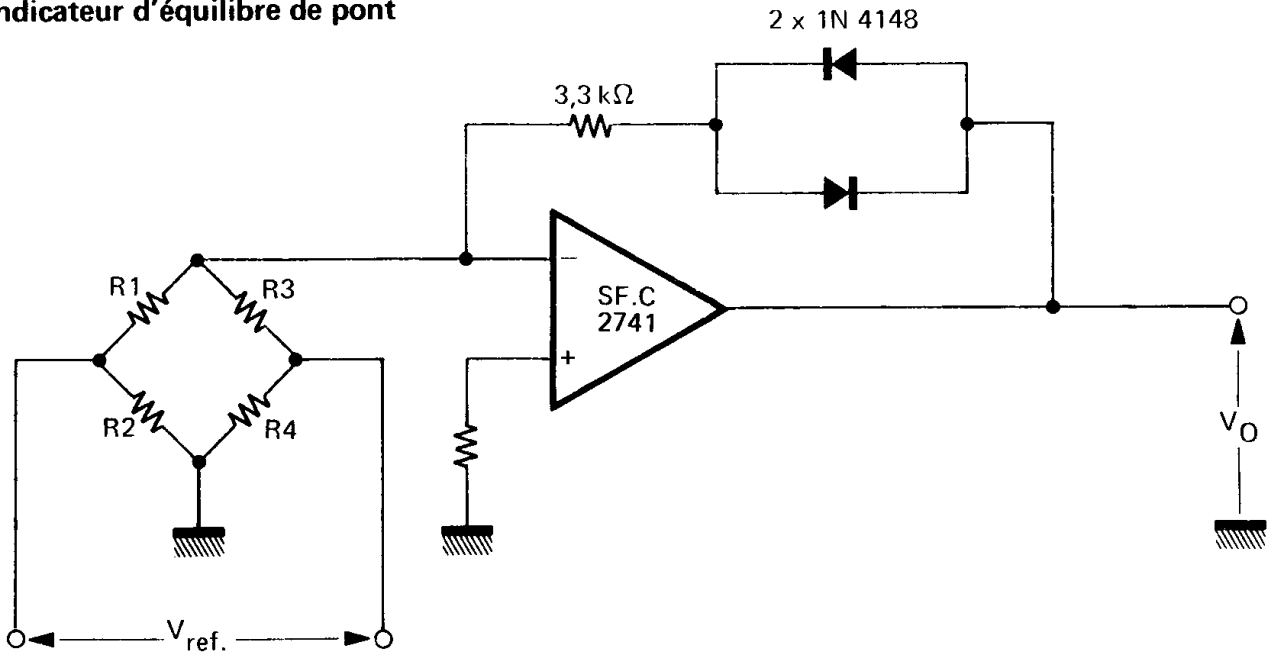
### 112. Amplificateur pour pont de jauge



Ce montage permet des tensions de sortie supérieures au précédent (à égalité de  $\alpha$  et de  $V_{Ref}$ ) en jouant sur la valeur de  $K$ .

$$V_O = V_{ref} \frac{K \left( 1 - \frac{1}{\alpha} \right)}{\frac{1}{K} + \left( 1 + \frac{1}{\alpha} \right)}$$

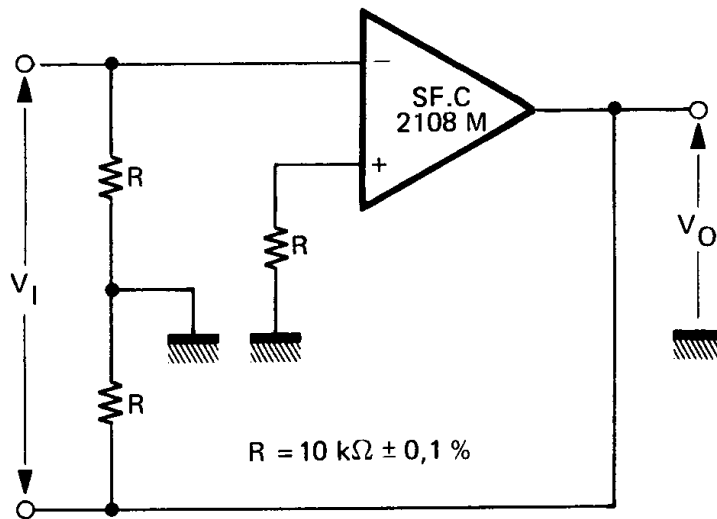
### 113. Indicateur d'équilibre de pont



La non linéarité, introduite par les deux diodes en contre-réaction, permet une indication précise de l'équilibre ( $V_O = 0V$ ) pour :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

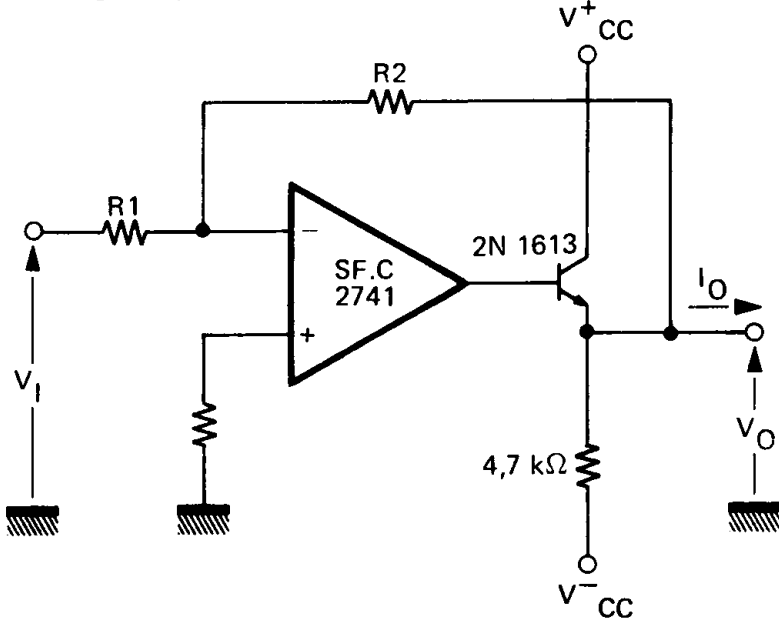
### 114. Etage d'isolation à très haute impédance d'entrée



L'impédance d'entrée présentée par le montage est très élevée puisque la limitation due aux impédances de mode commun ( $Z_{CM}$ ) qui affecte les montages non inverseurs n'intervient pas. Il nécessite cependant une source isolée du 0 volts électrique.

$$V_O = V_I$$

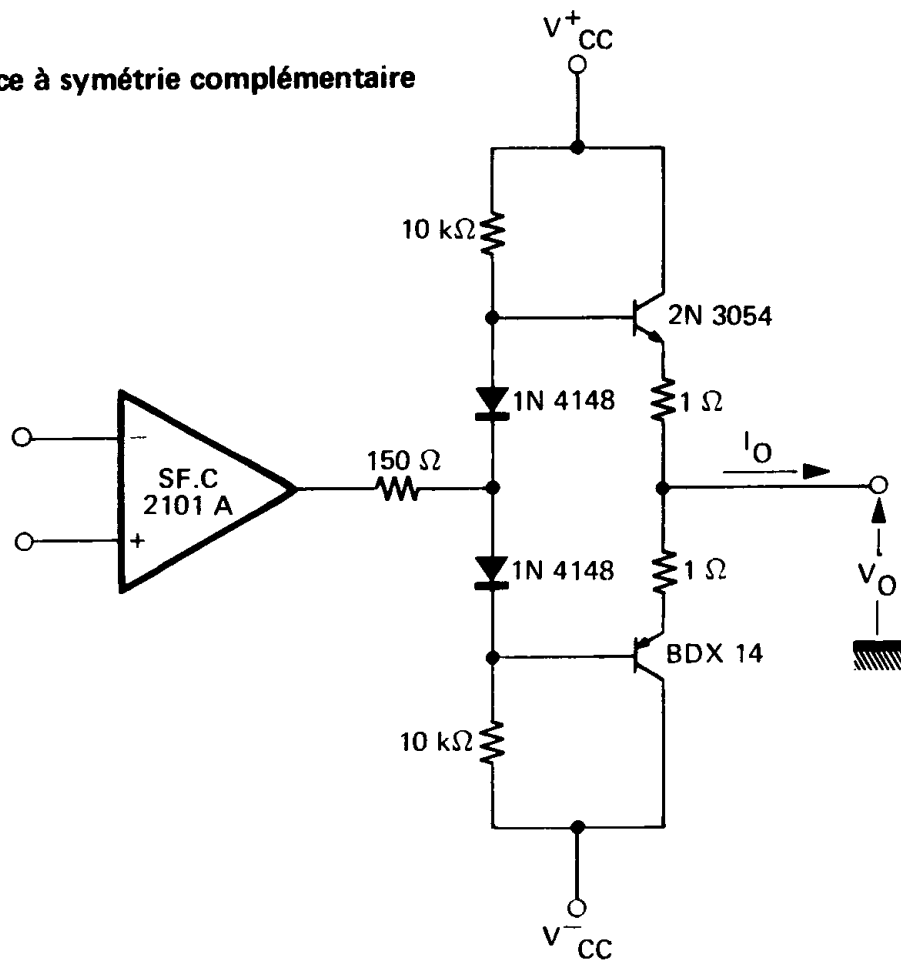
### 115. Etage de puissance à transistor unique



Le courant de sortie ( $I_O$ ) peut atteindre 50 mA

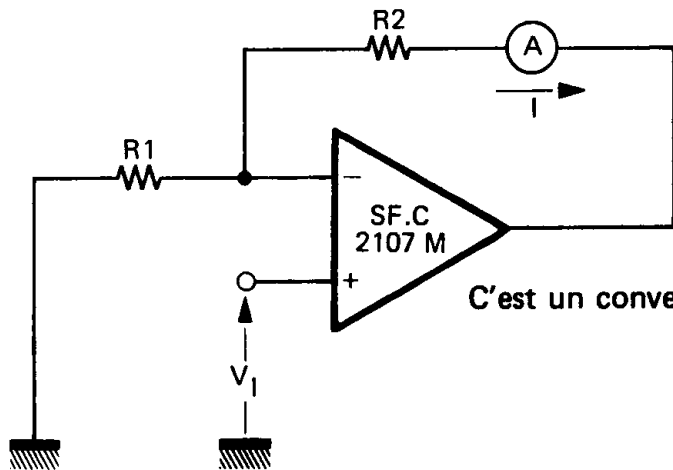
$$V_O = - \frac{R_2}{R_1} V_I$$

### 116. Etage de puissance à symétrie complémentaire



Le courant de sortie peut atteindre une valeur de 250 mA sans distorsion appréciable. Comme le précédent, ce circuit est applicable à n'importe quel montage : l'élément de contre-réaction sera alors connecté en sortie de l'étage de puissance.

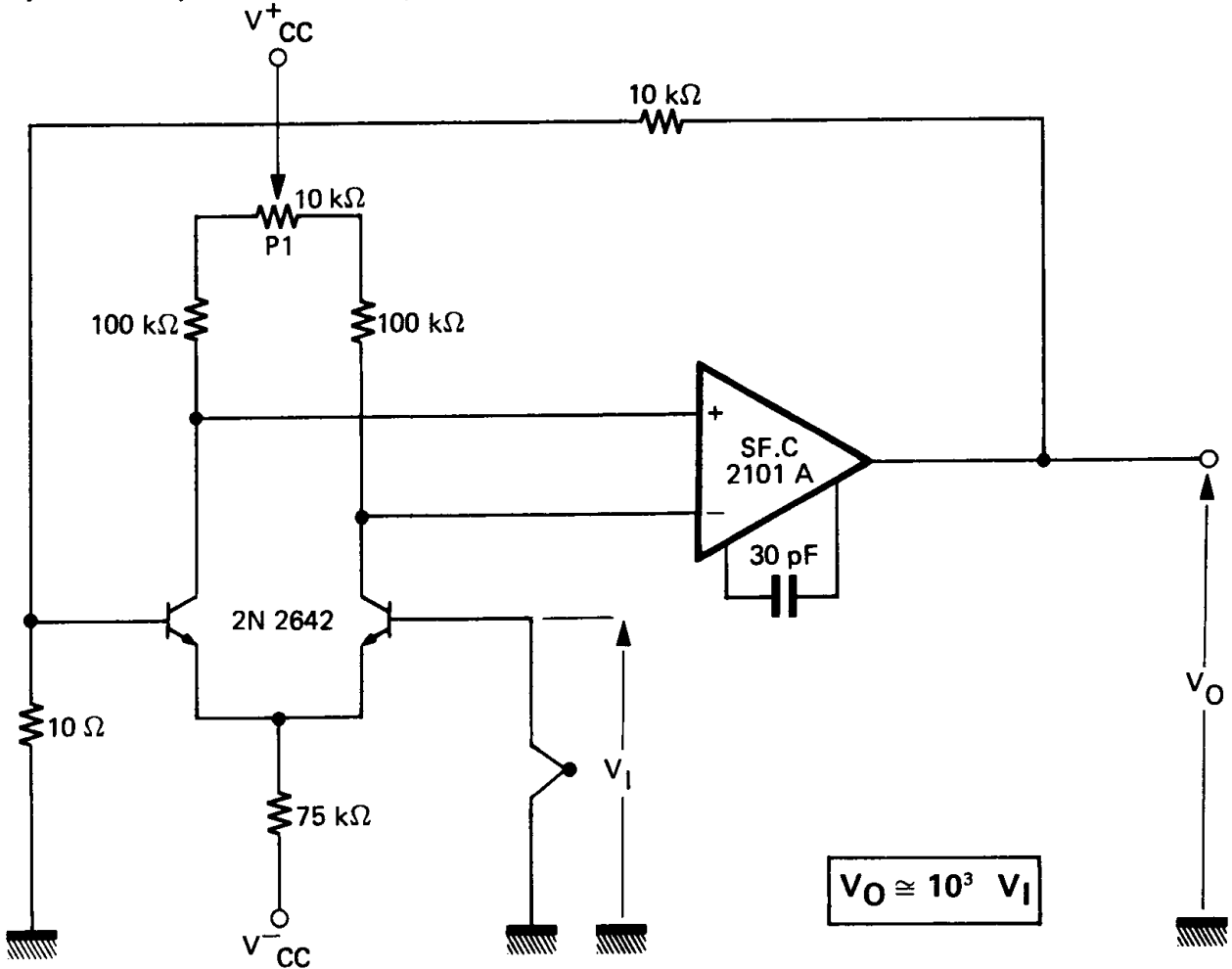
### 117. Amplificateur pour galvanomètre



C'est un convertisseur tension → courant à haute impédance d'entrée

$$I = \frac{V_1}{R_1}$$

### 118. Amplificateur pour thermocouple à dérive réduite



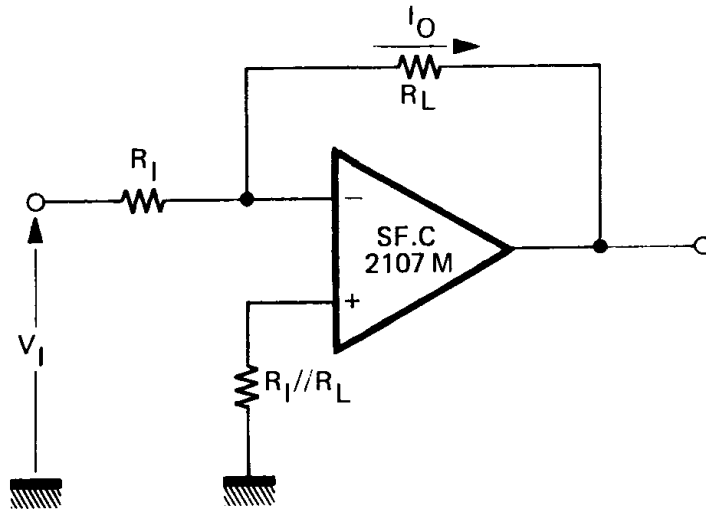
$$V_0 \cong 10^3 V_1$$

La dérive ramenée à l'entrée du montage est inférieure à  $0,5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , l'annulation de la tension de décalage étant effectuée par le potentiomètre  $P_1$ .

Le montage peut être utilisé avec des résistances de contre-réaction de valeurs supérieures : il faudra, dans ce cas, tenir compte de la dérive du courant de décalage.

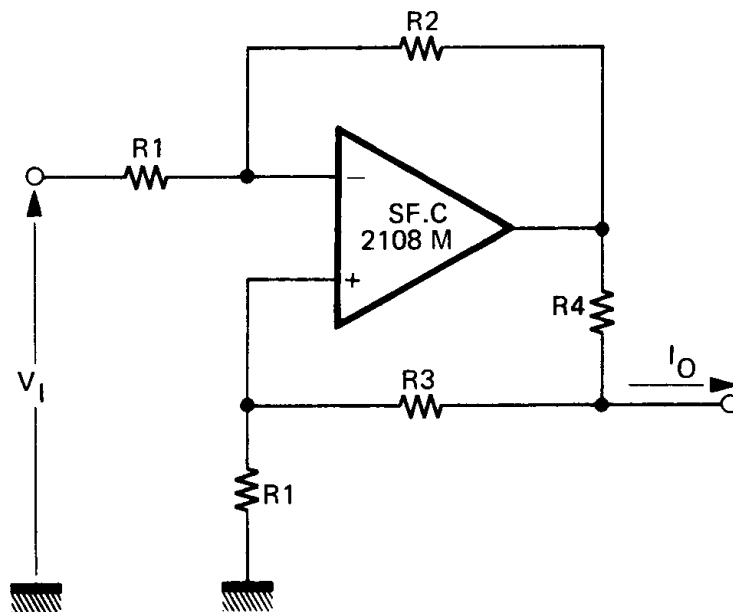
# II - Générateurs continus

## 21. Générateur de courant bipolaire (charge flottante)



$$I_O = - \frac{V_I}{R_1}$$

## 22. Générateur de courant bipolaire (charge à la masse)



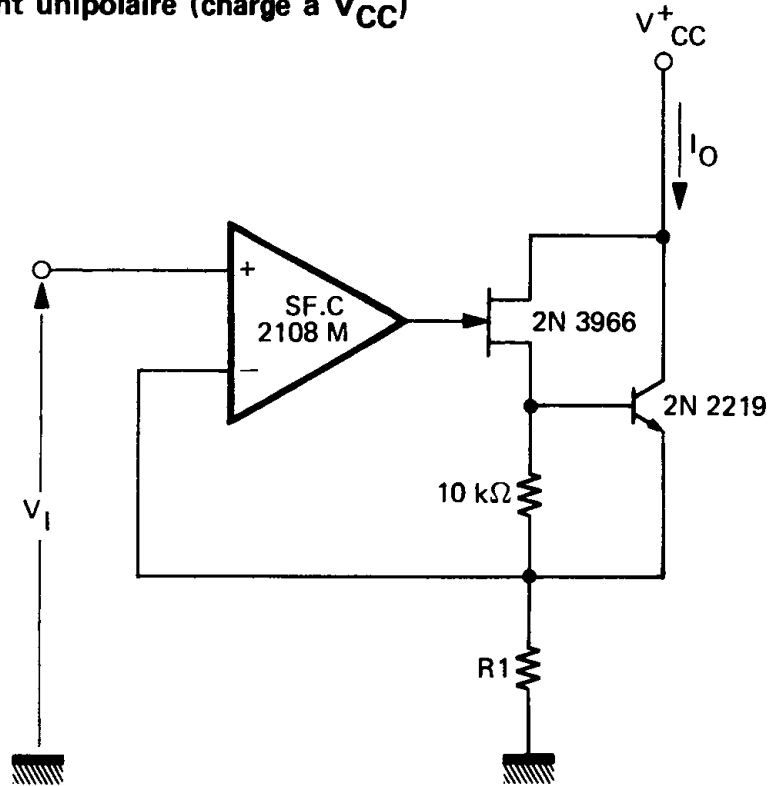
$$R_2 = R_3 + R_4$$

$$I_O = V_I \frac{R_2}{R_1 R_4}$$

Afin de permettre l'utilisation d'impédances de charge de valeurs élevées on prendra :

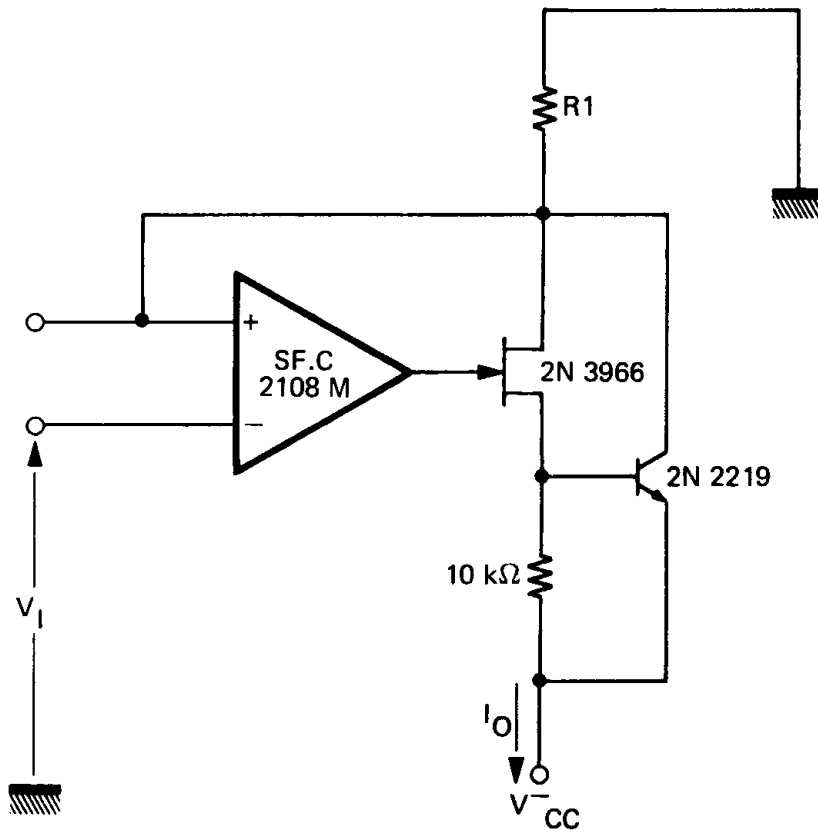
$$R_4 \ll R_3$$

23. Générateurs de courant unipolaire (charge à  $V_{CC}$ )



$V_I > 0V$

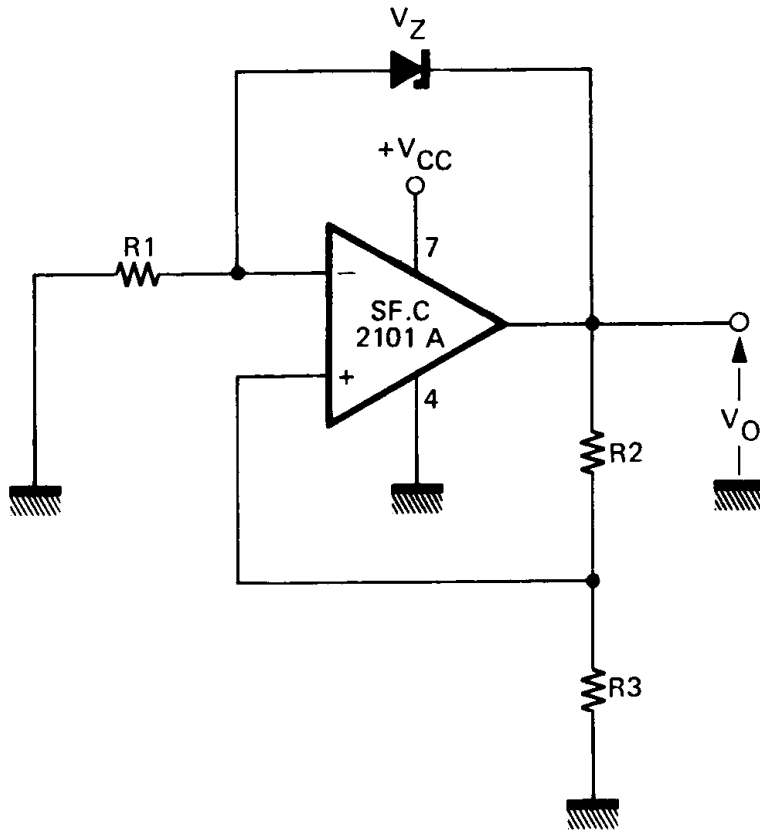
$$I_O = \frac{V_I}{R_I}$$



$V_I < 0V$

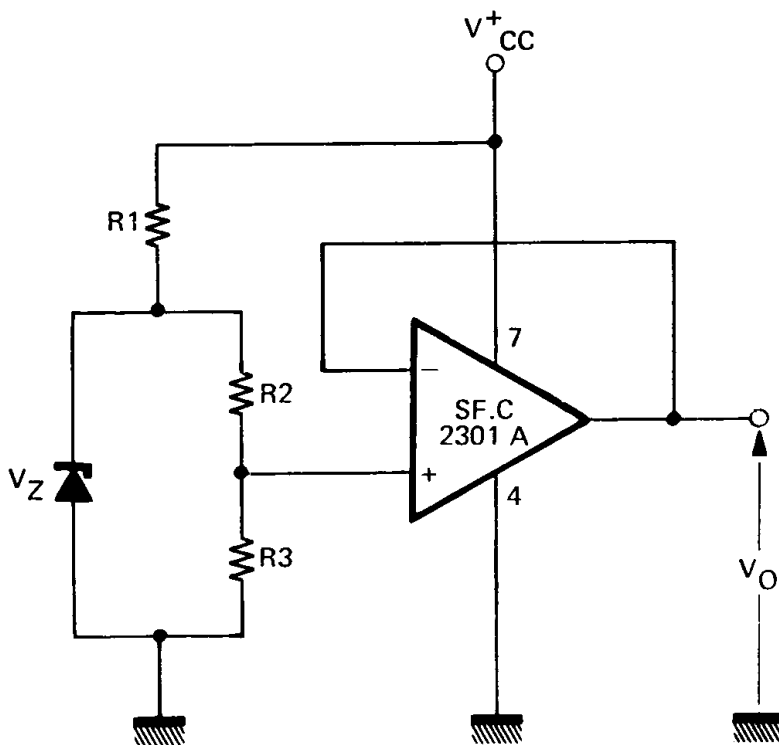


24. Sources de tension positive



$$V_O > V_Z$$

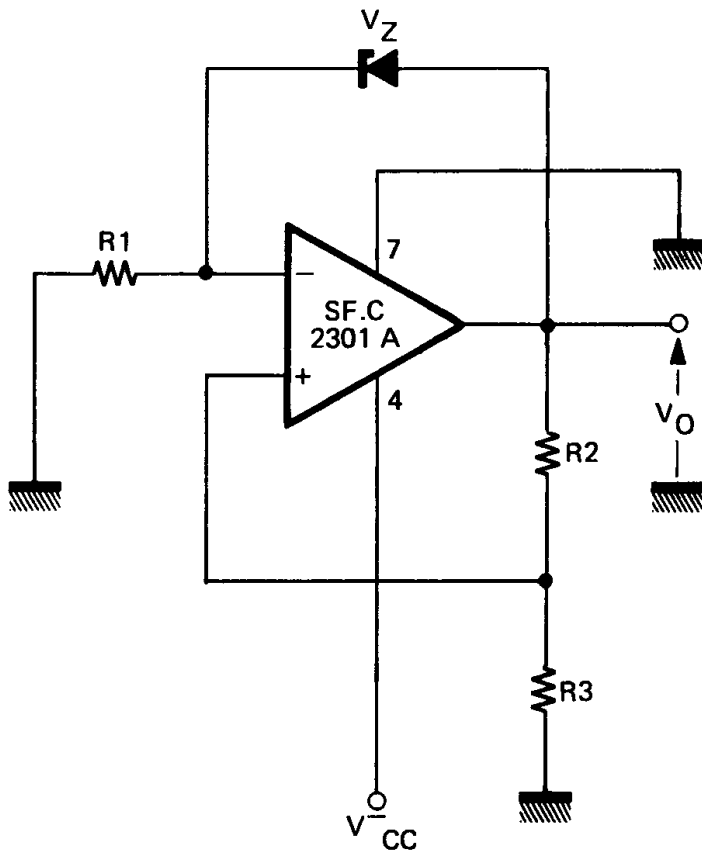
$$V_O = V_Z \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right)$$



$$V_O < V_Z$$

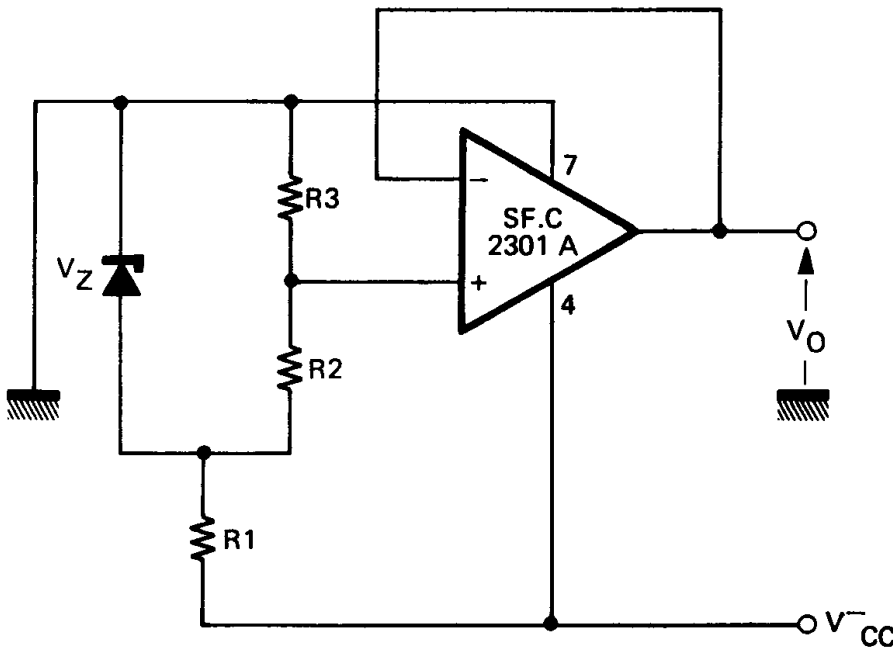
$$V_O = V_Z \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)$$

25. Sources de tension négative



$$|V_O| > |V_Z|$$

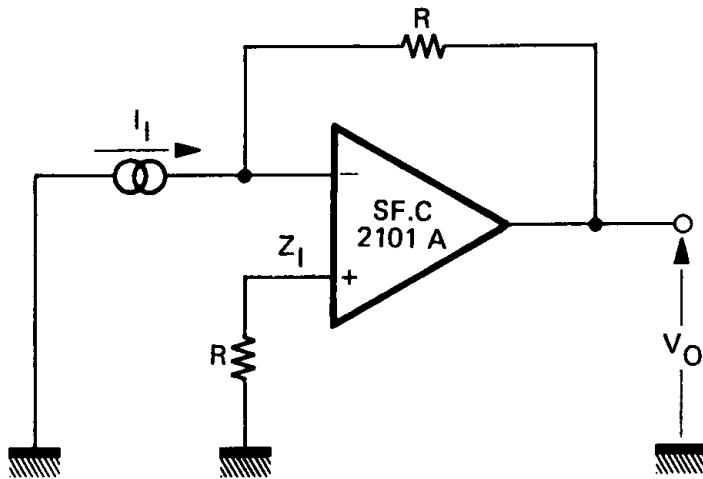
$$V_O = -|V_Z| \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)$$



$$|V_O| < |V_Z|$$

$$V_O = -|V_Z| \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

## 26. Convertisseur courant-tension



$$V_O = - R I_I$$

L'impédance d'entrée du montage,  $Z_E$ , est extrêmement réduite.

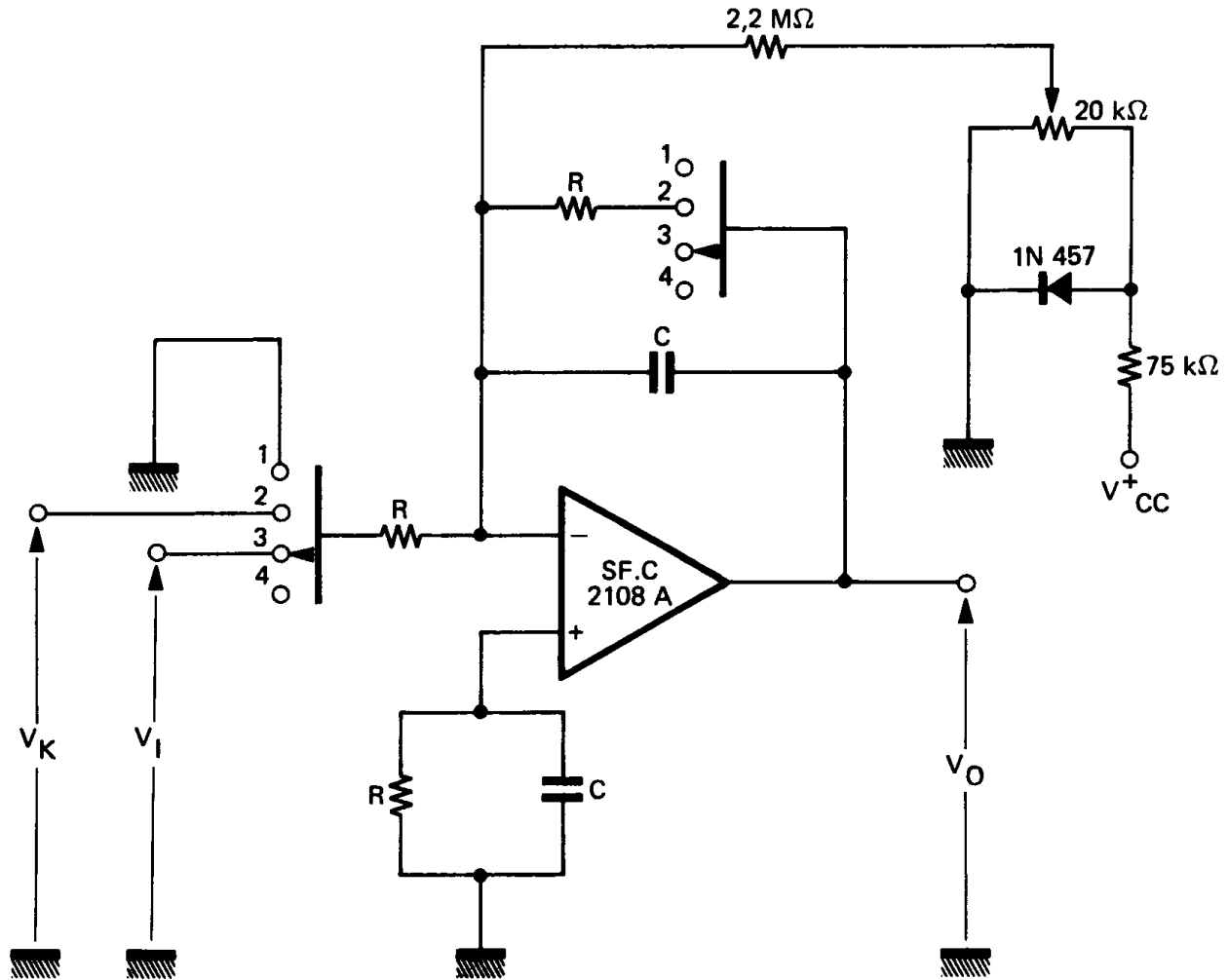
En effet :

$$Z_E = \frac{Z_I // R}{1 + \mu \frac{Z_I}{R + Z_I}}$$

# III - Filtrés actifs

Dans ce recueil d'applications générales ne sont décrits que les filtres les plus simples. Les fonctions de transfert complexes, d'ordre supérieur à 2, feront l'objet d'une publication particulière SESCOSEM.

## 31. Intégrateur simple

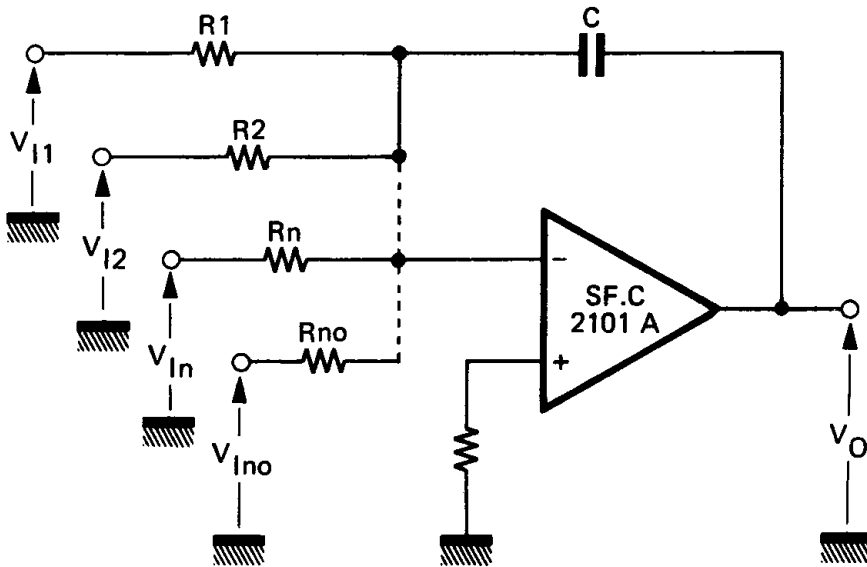


Positions du commutateur :

- 1- Annulation du décalage d'entrée
- 2- Mise à la valeur initiale  $V_K$
- 3- Intégration
- 4- Arrêt d'intégration (mémoire) : la constante de temps  $\theta_m$  de décroissance de mémoire est alors  $\theta_m \cong \mu Z_1 C$

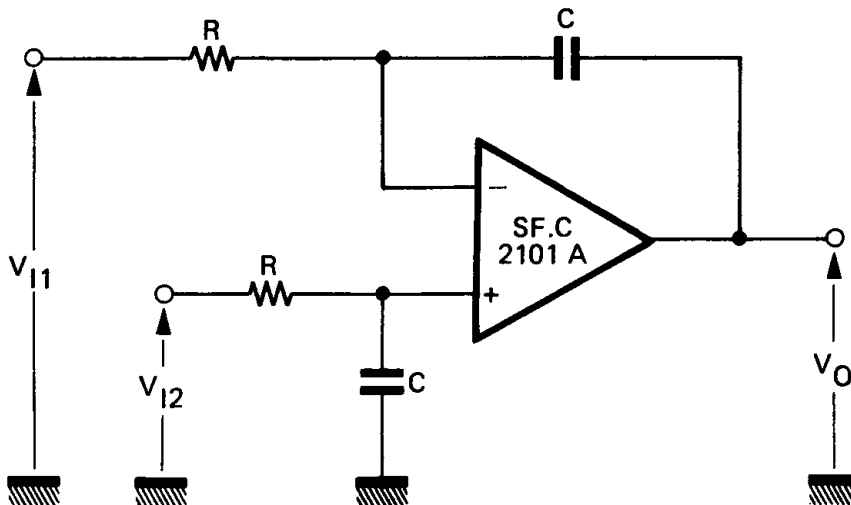
$$V_O = - \frac{1}{RC} \int V_I(t) dt + V_K$$

### 32. Intégrateur de somme



$$V_O = -\frac{1}{C_p} \sum_{n=1}^{n_o} \frac{V_{In}}{R_n}$$

### 33. Intégrateur de différence

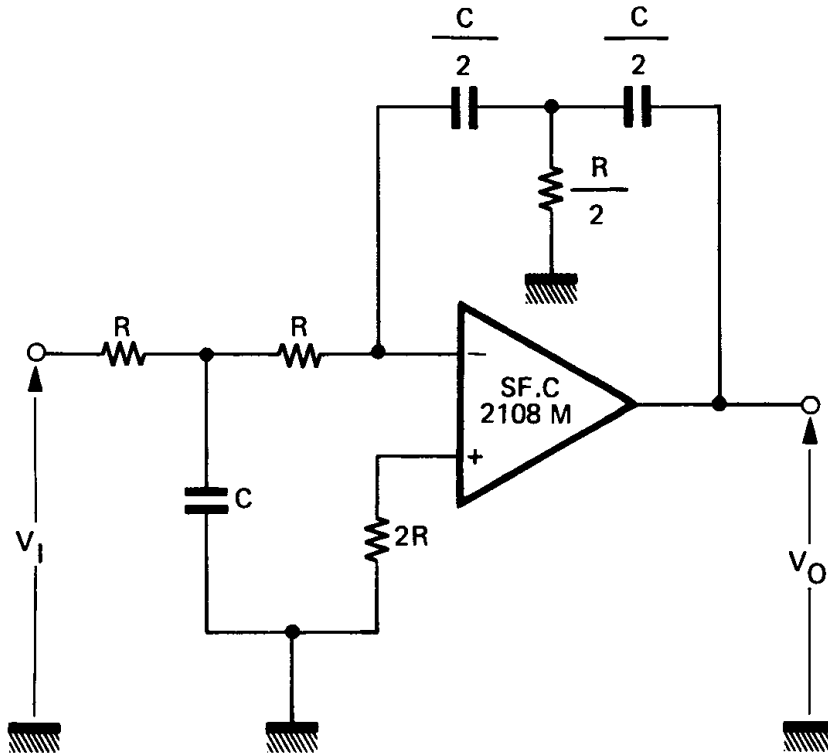


$$V_O = \frac{1}{RC_p} (V_{I2} - V_{I1})$$

Si  $V_{I1}$  est relié au zéro volt électrique, le montage fonctionne en intégrateur non inverseur.

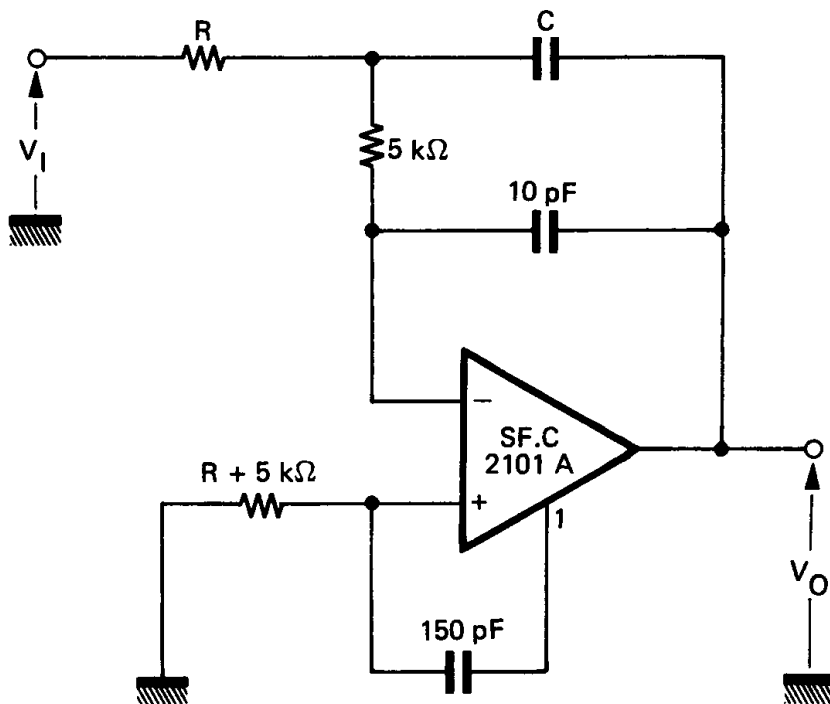
$$V_O = \frac{V_{I2}}{RC_p}$$

### 34. Intégrateur double



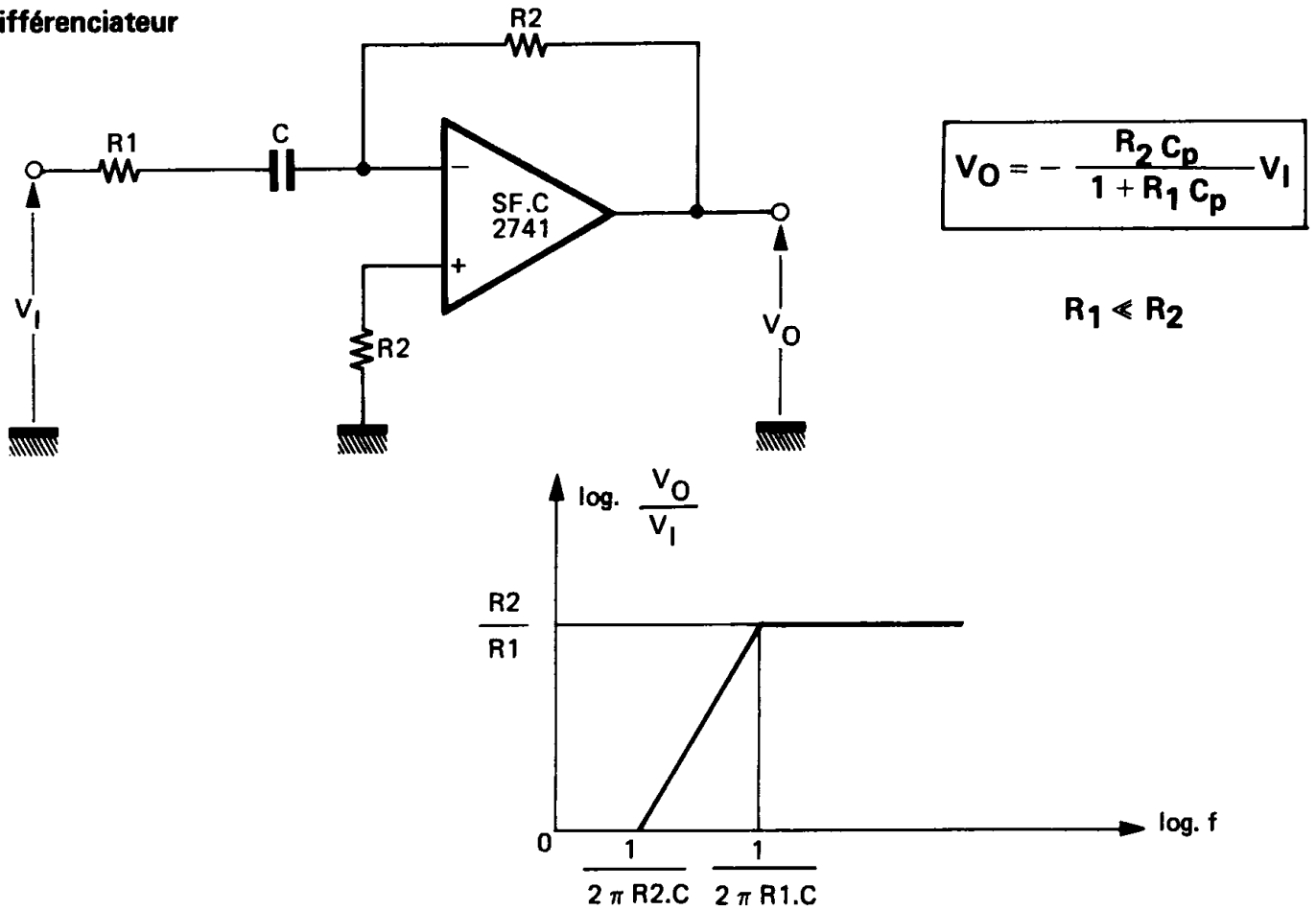
$$V_O = - \frac{4}{(RC_p)^2} V_I$$

### 35. Intégrateur à constante de temps réduite



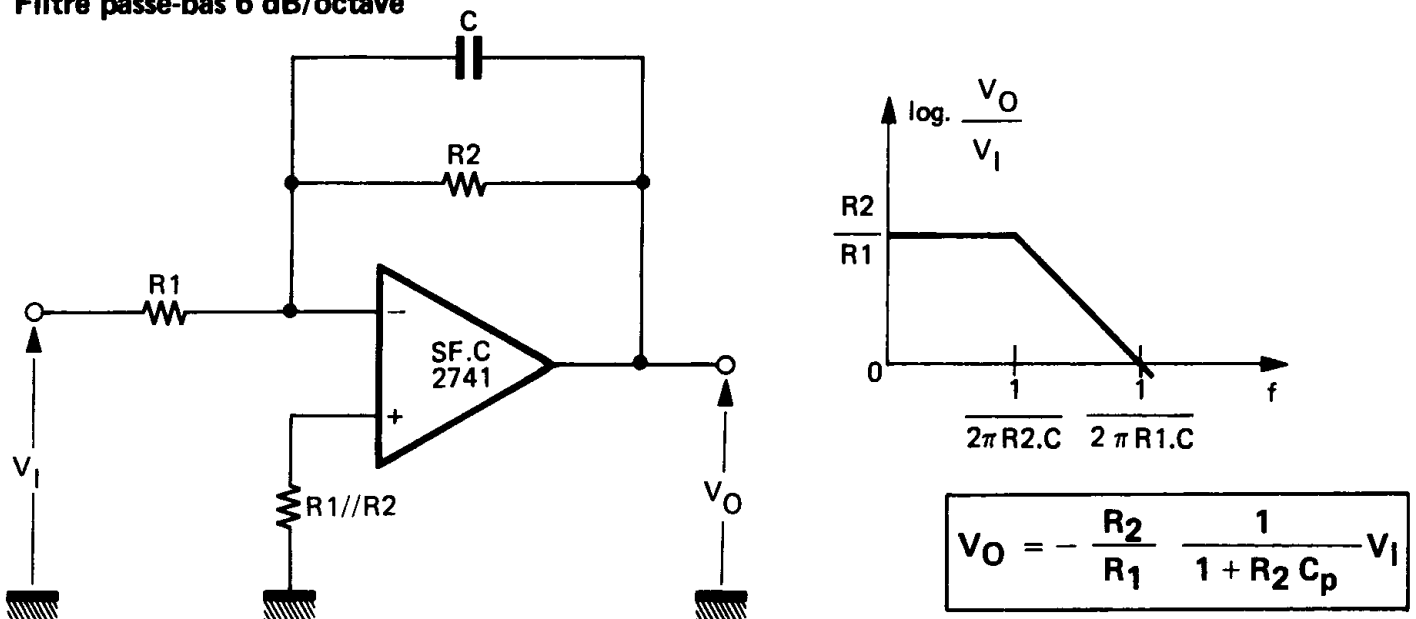
$$V_O = - \frac{V_I}{RC_p}$$

### 36. Différenciateur

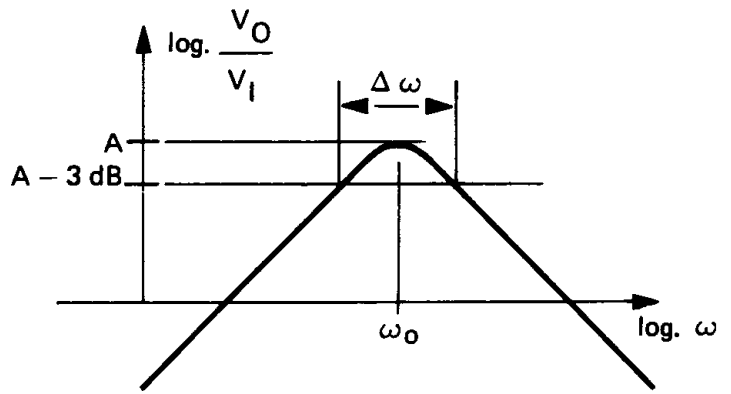
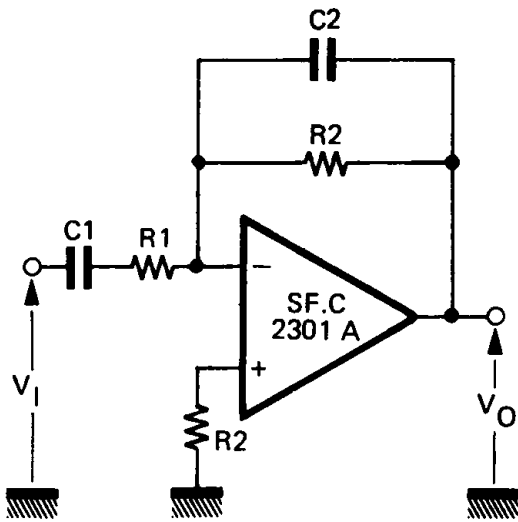


Le montage fonctionne en différenciateur jusqu'à une fréquence  $\frac{1}{2\pi R_1 C}$ . Il peut être utilisé en filtre passe-haut.

### 37. Filtre passe-bas 6 dB/octave



### 38. Filtre passe-bande à surtension réduite

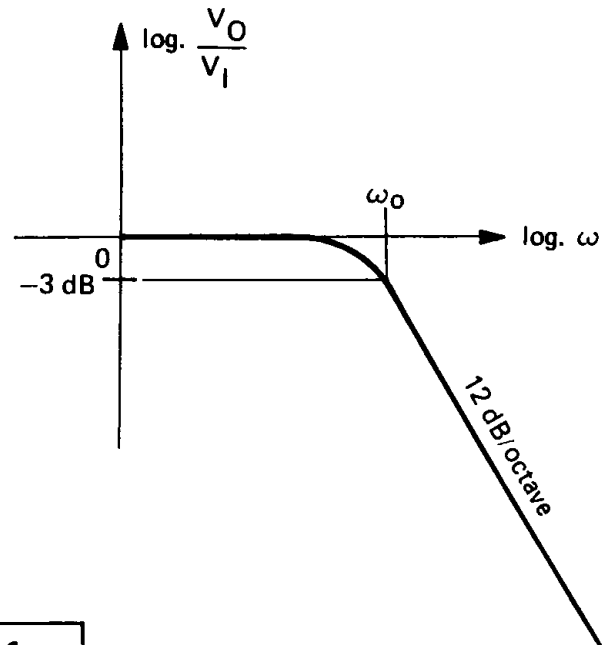
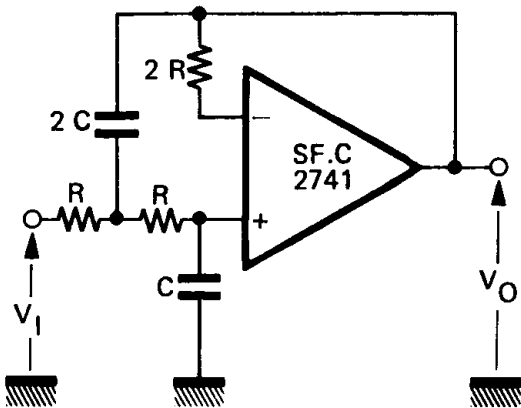


$$A = - \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$$

$$\Delta \omega = \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

### 39. Filtre passe-bas 12 dB/octave

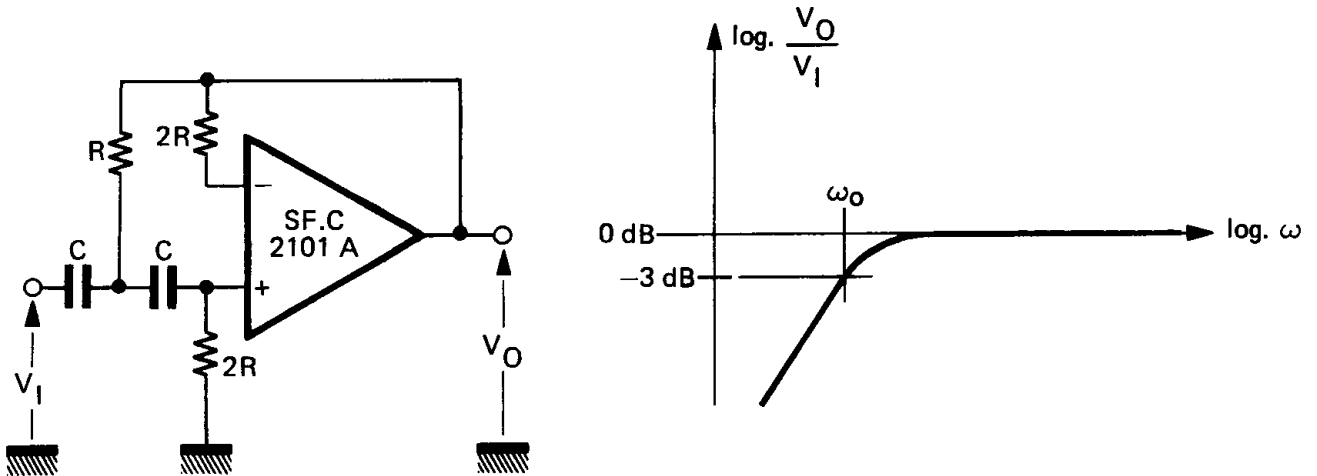


La réponse est du type Butterworth de second ordre.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{2}}$$



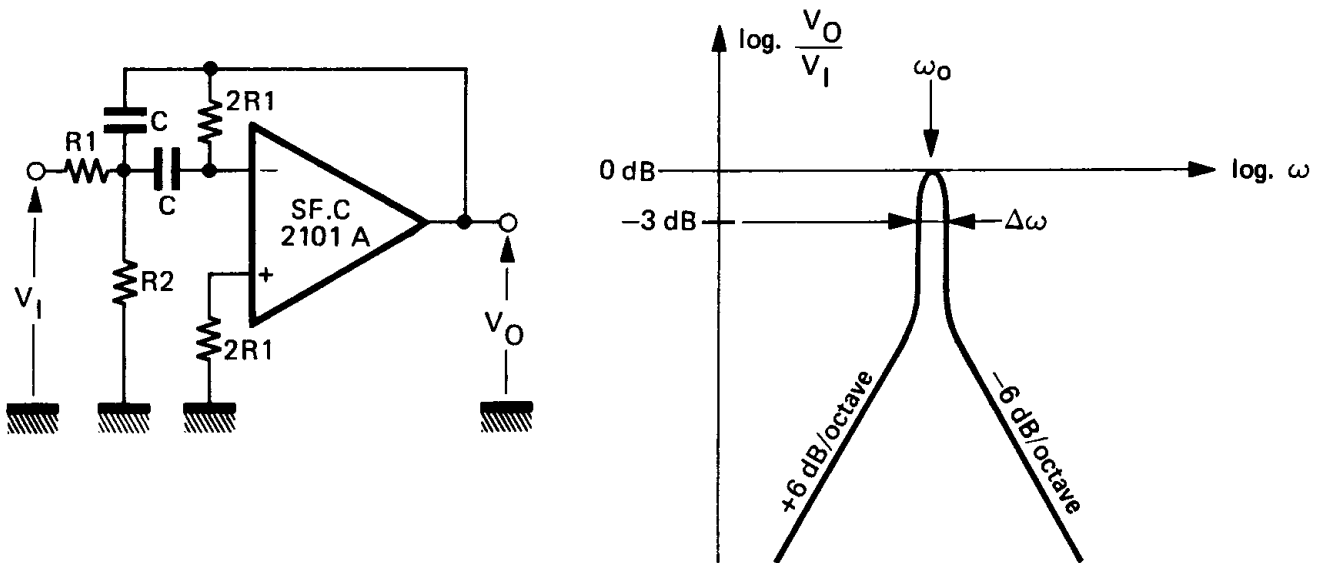
### 310. Filtre passe-haut 12 dB/octave



La réponse est du type Butterworth de second ordre

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{2}}$$

### 311. Filtre passe-bande à surtension élevée

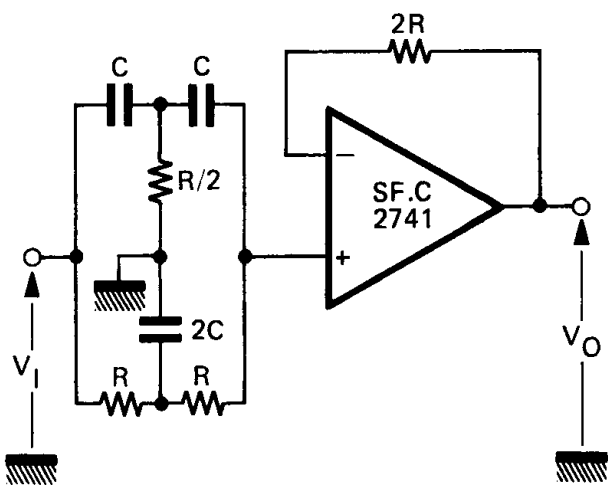


$$\Delta\omega = \frac{1}{CR_1}$$

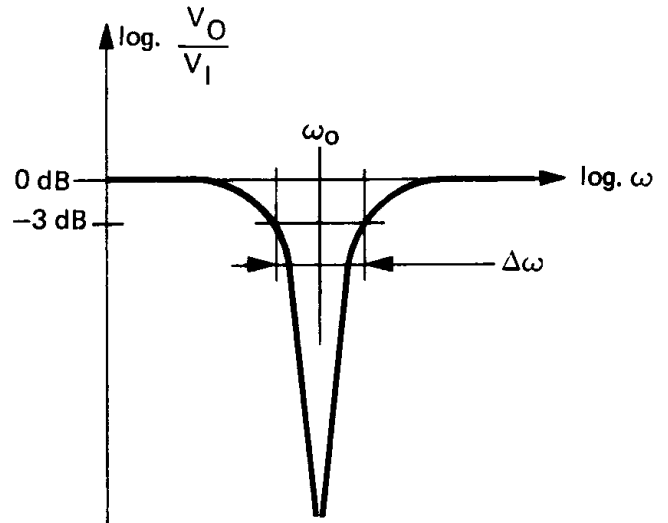
$$\omega_0 = \frac{1}{CR_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

La fréquence centrale sera ajustée par  $R_2$ . Le déplacement en fréquence se fera à largeur de bande et gain constants.

### 312. Filtre rejeteur de fréquence à large bande

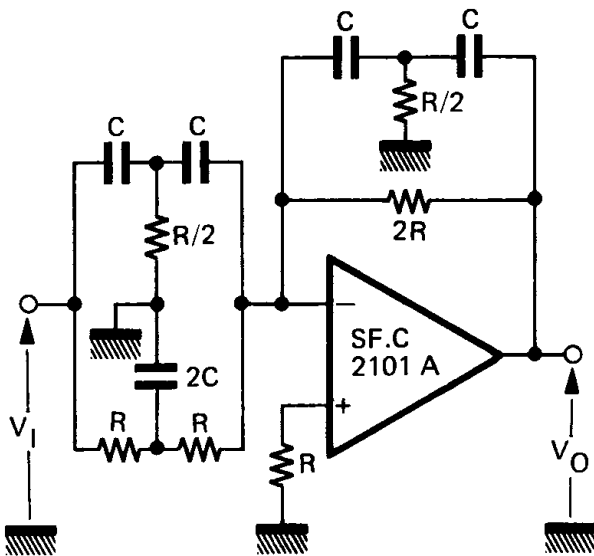


$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

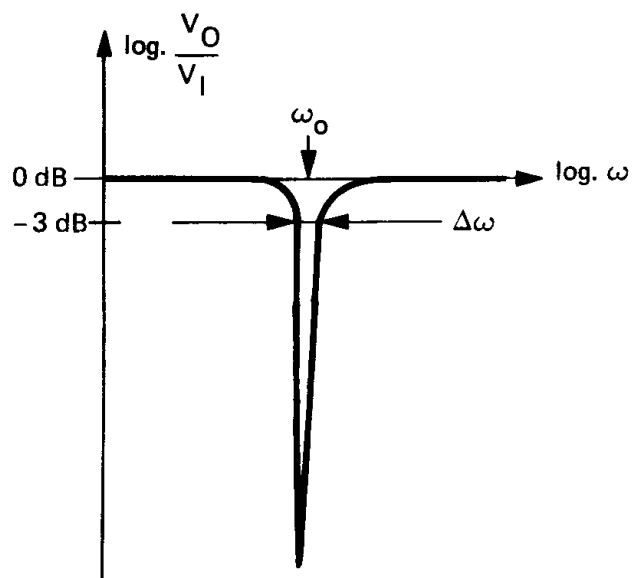


$$\Delta\omega = 4\omega_0$$

### 313. Filtre réjeteur de fréquence à bande étroite



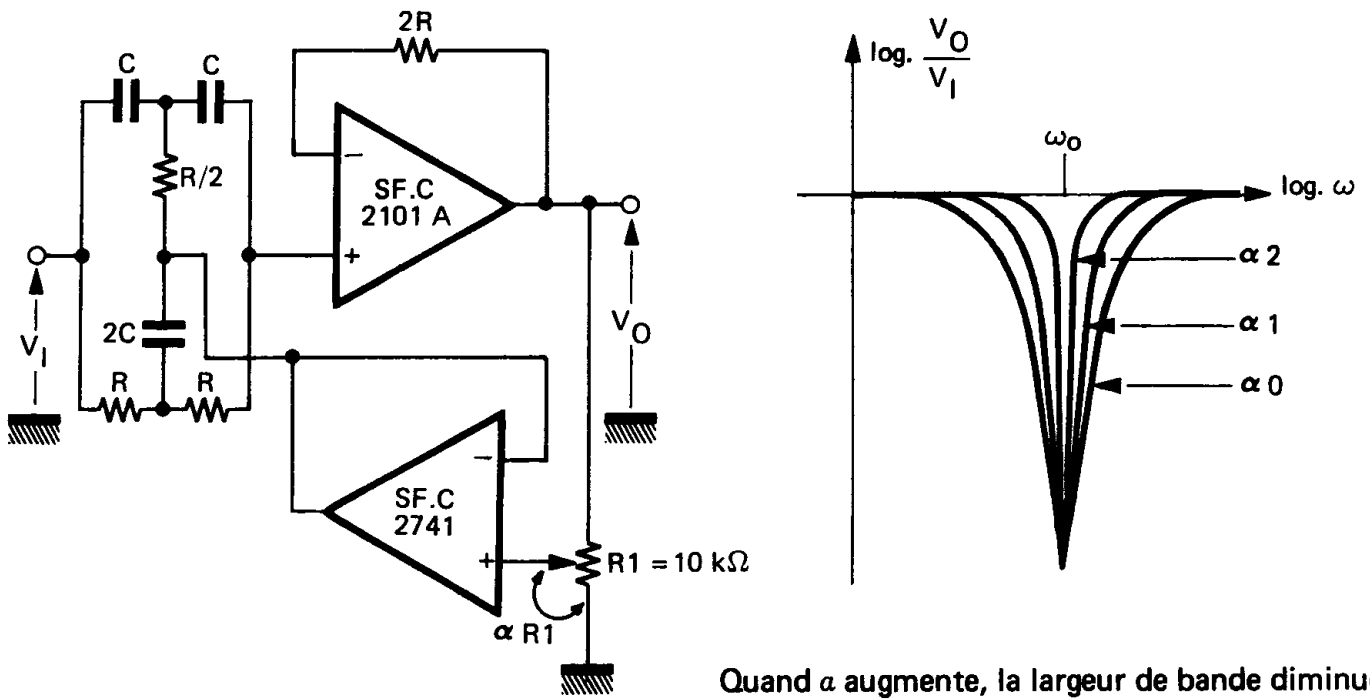
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$



$$\Delta\omega = \omega_0$$

L'atténuation à la fréquence centrale atteint 50 dB si les composants sont appariés à  $\pm 1\%$ .

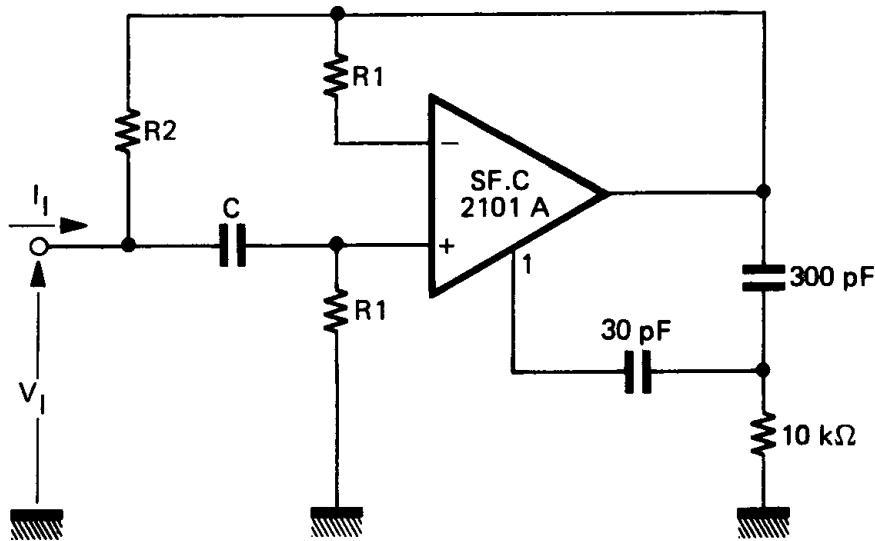
### 314. Filtre réjecteur de fréquence à sélectivité variable



Quand  $\alpha$  augmente, la largeur de bande diminue.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

### 315. Inductance active



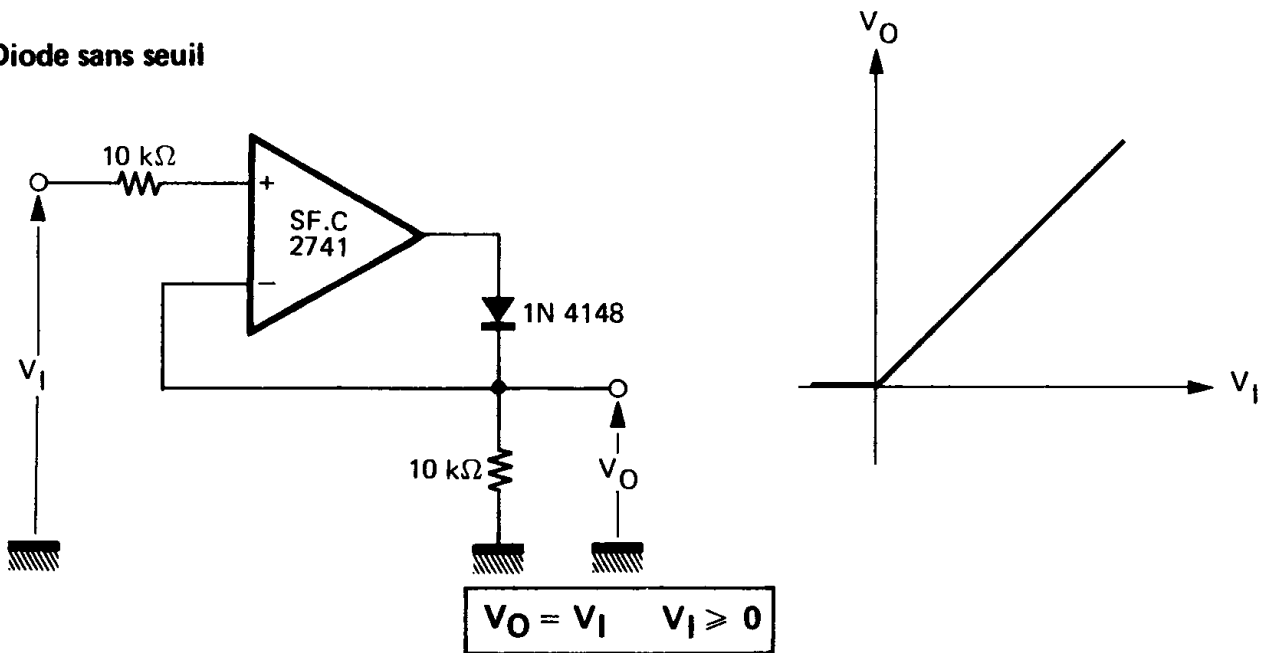
Le montage présente une impédance d'entrée  $Z_I = \frac{V_I}{I_I}$

équivalente à une inductance:  $L = C R_1 R_2$

de résistance série égale à  $R_2$  et de résistance parallèle  $R_1$ .

# IV - Redresseurs-Détecteurs

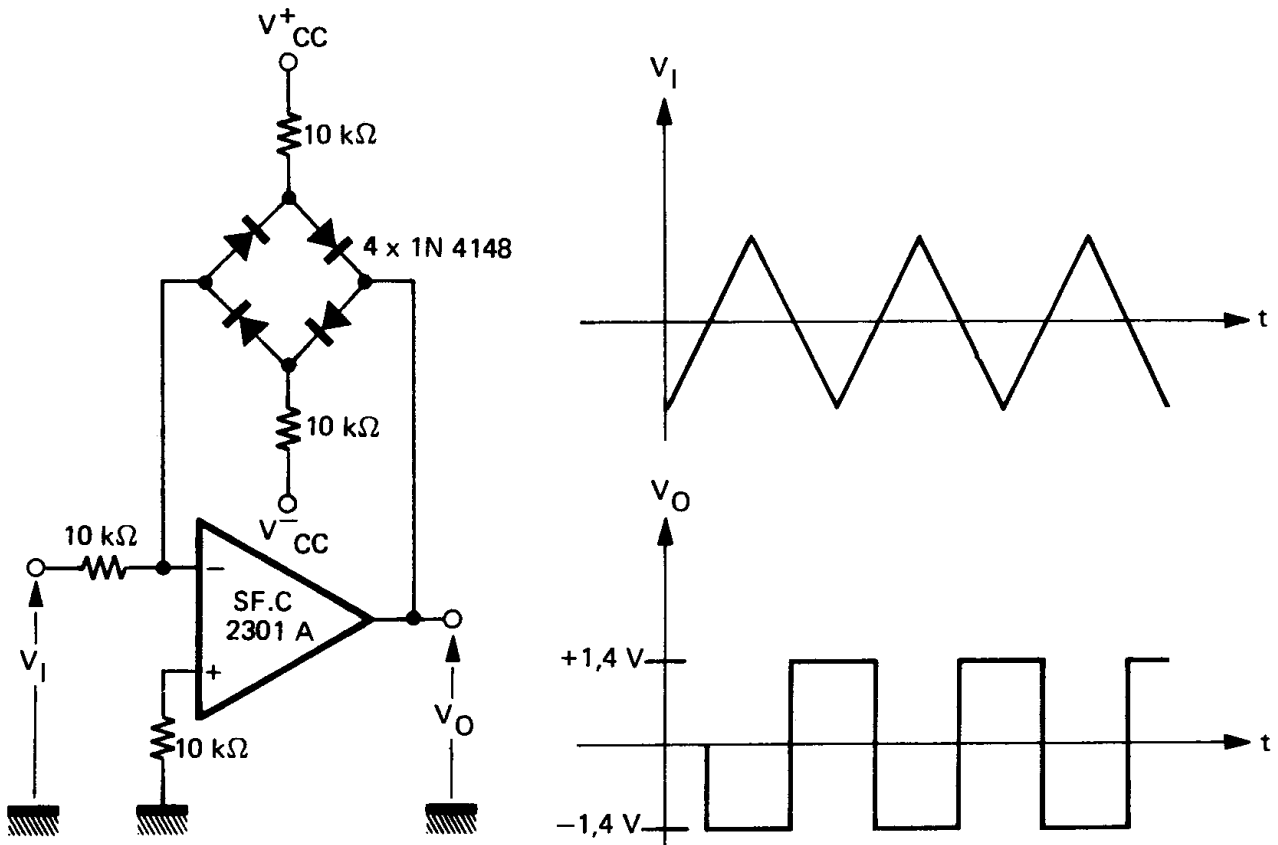
## 41. Diode sans seuil



Le seuil de conduction de la diode  $V_D$  est ramené à une valeur équivalente  $V'_D$  telle que

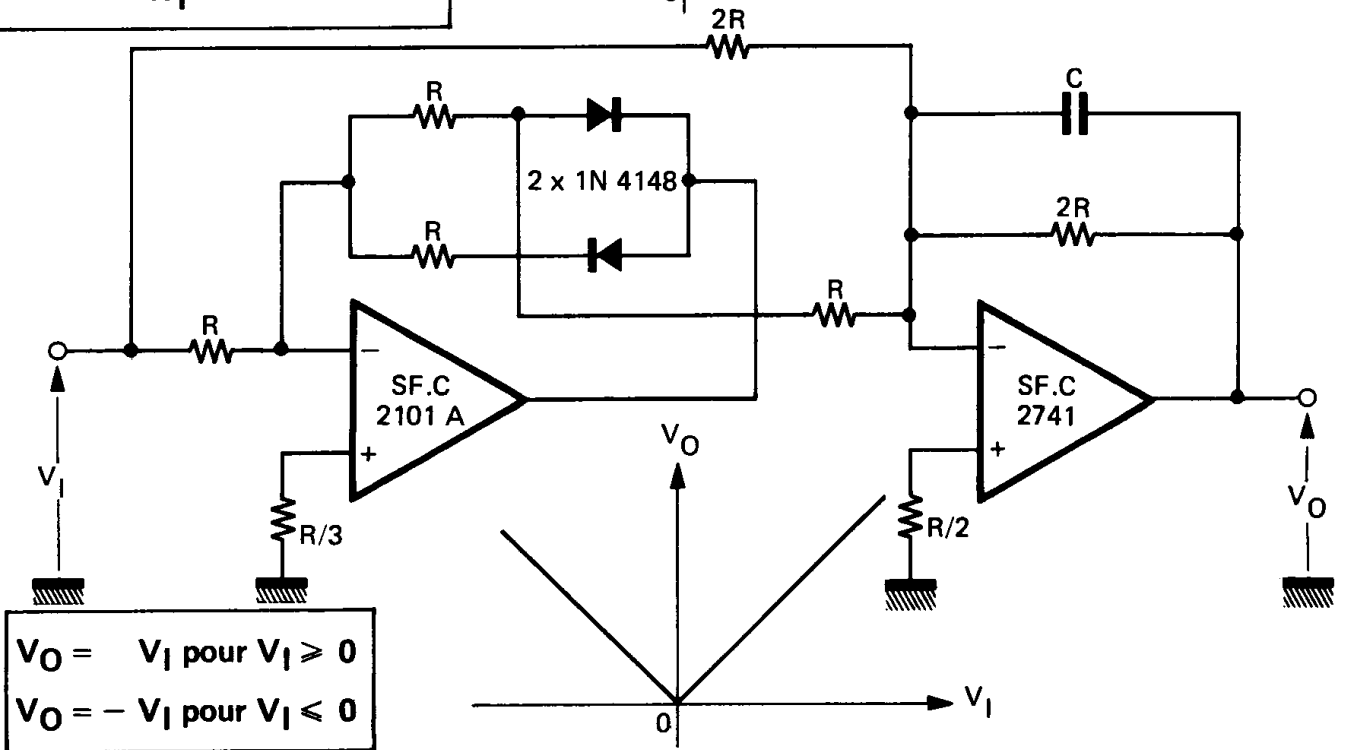
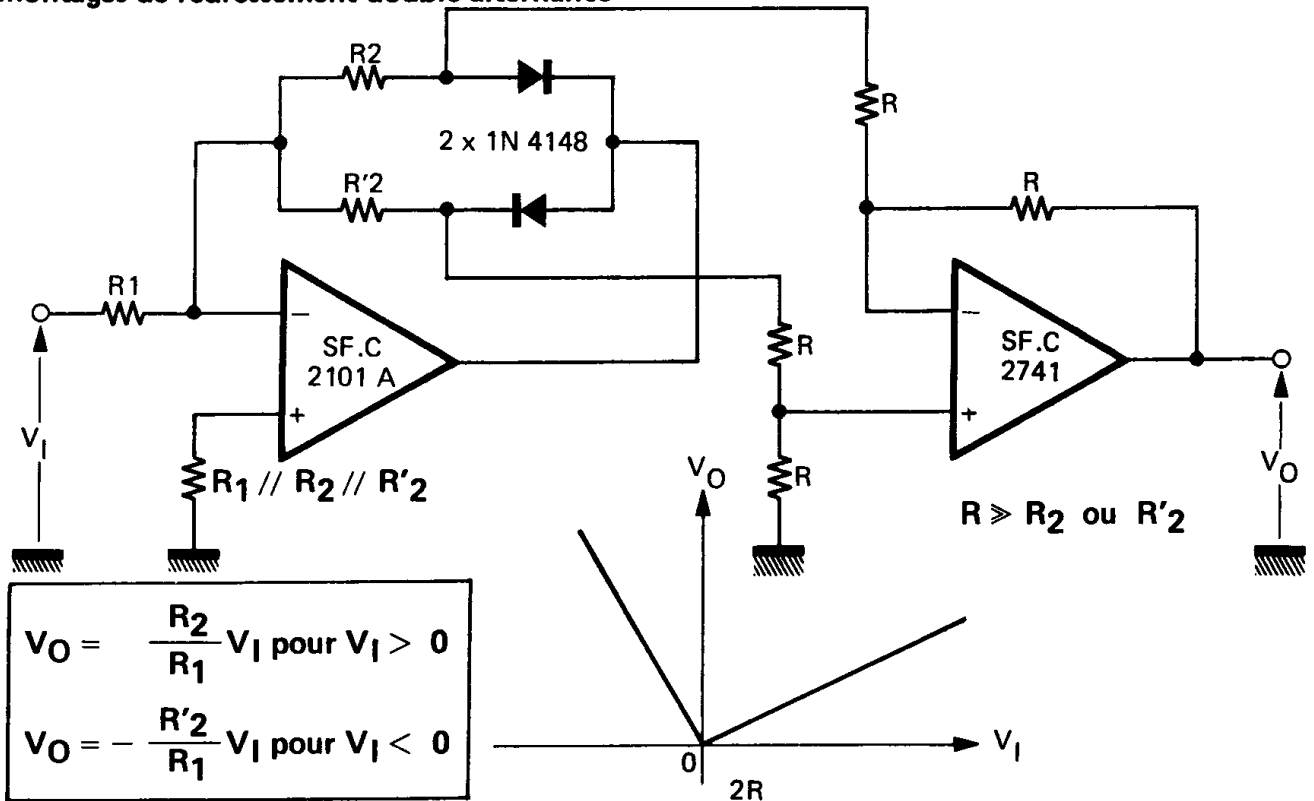
$$V'_D \cong \frac{V_D}{\mu} \cong 0\text{ V}$$

## 42. Détecteur de zéro



Le gain varie en fonction du signal d'entrée. Il est maximum pour  $V_I$  voisin de zéro (amplificateur en boucle ouverte).

### 43. Montages de redressement double alternance

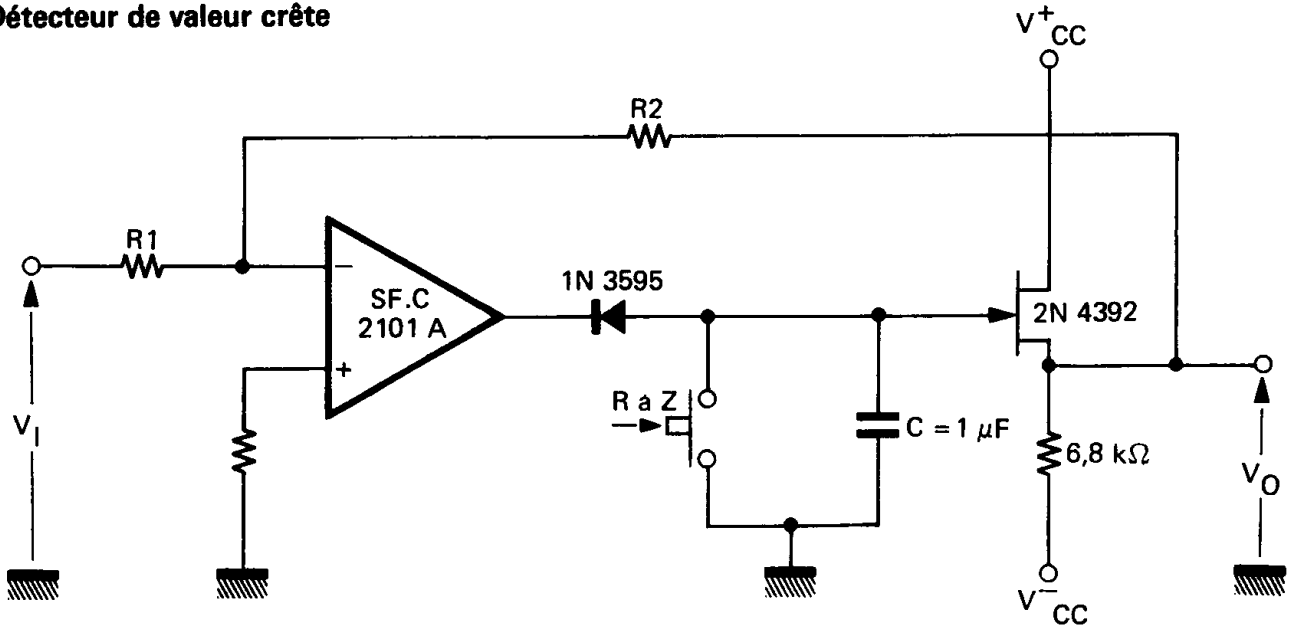


La capacité est utilisée pour filtrer le signal de sortie (conversion linéaire alternatif  $\rightarrow$  continu). Dans ce cas

$$V_O = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{eff}$$

dans laquelle  $V_{eff}$  est la tension efficace d'entrée.

#### 44. Détecteur de valeur crête

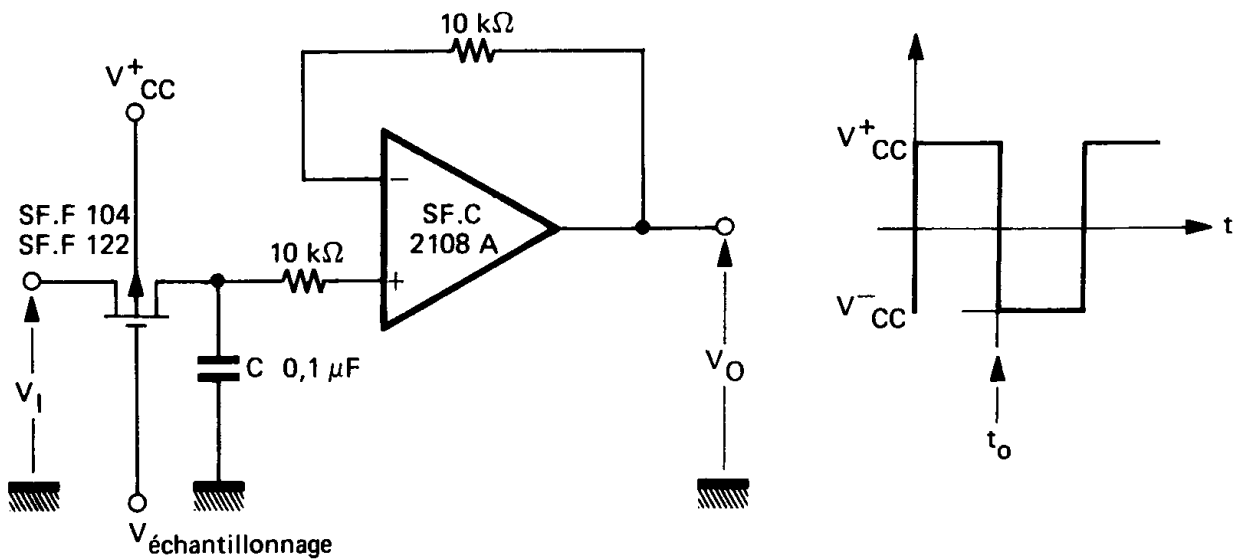


La capacité C sera de bonne qualité (polycarbonate, mylar métallisé).

A 25°C le potentiel de sortie décroît à moins de 1 mV par seconde.

$$V_O = - V_I \text{ crête } \frac{R_2}{R_1} \quad V_I \geq 0$$

#### 45. Echantillonneur-bloqueur

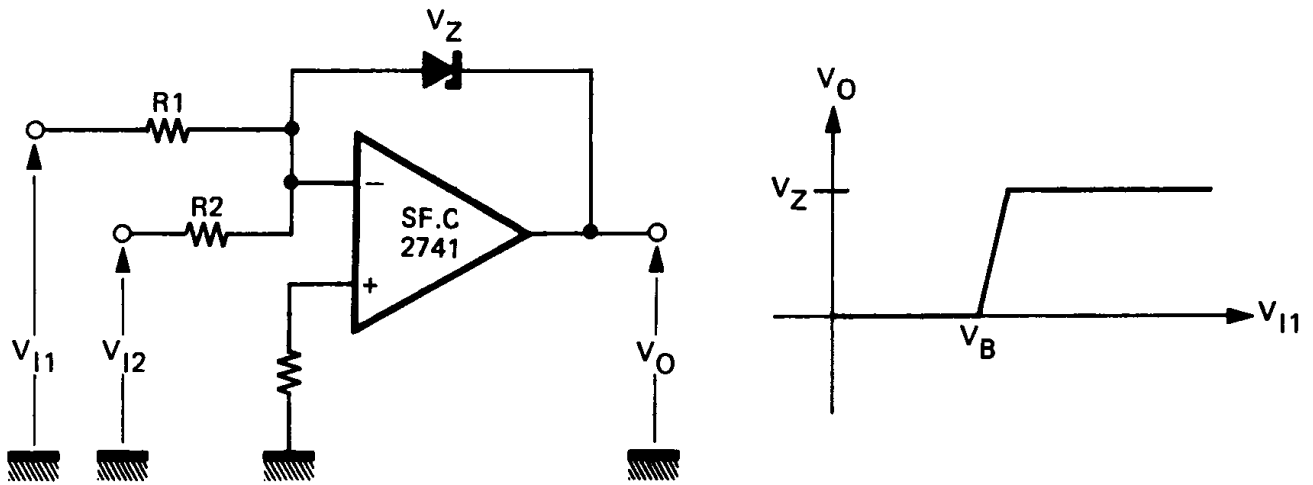


$$V_O = V_I(t_0)$$

La capacité C sera une capacité à faible fuite.

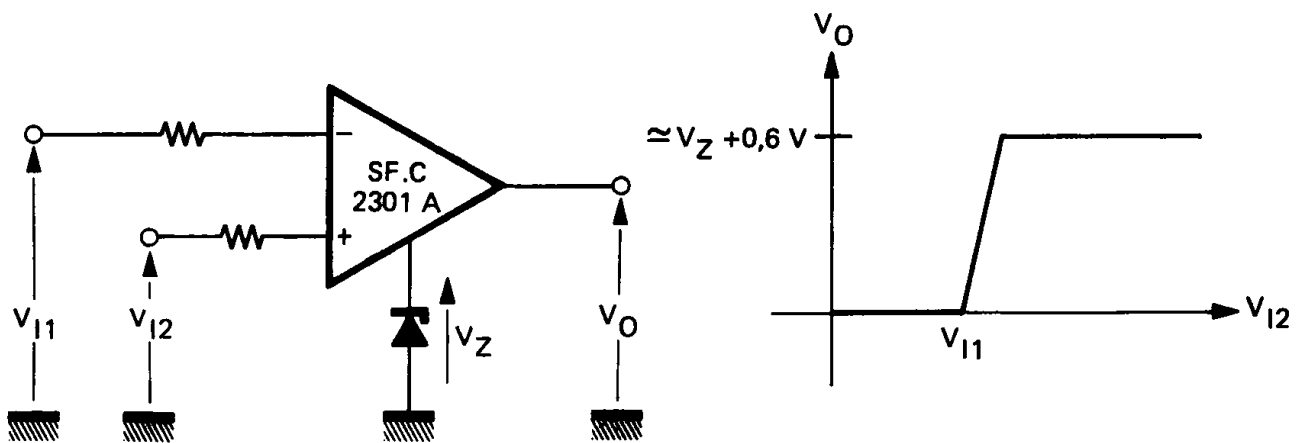
# V - Dispositifs à seuil

## 51. Comparsateur de valeurs absolues



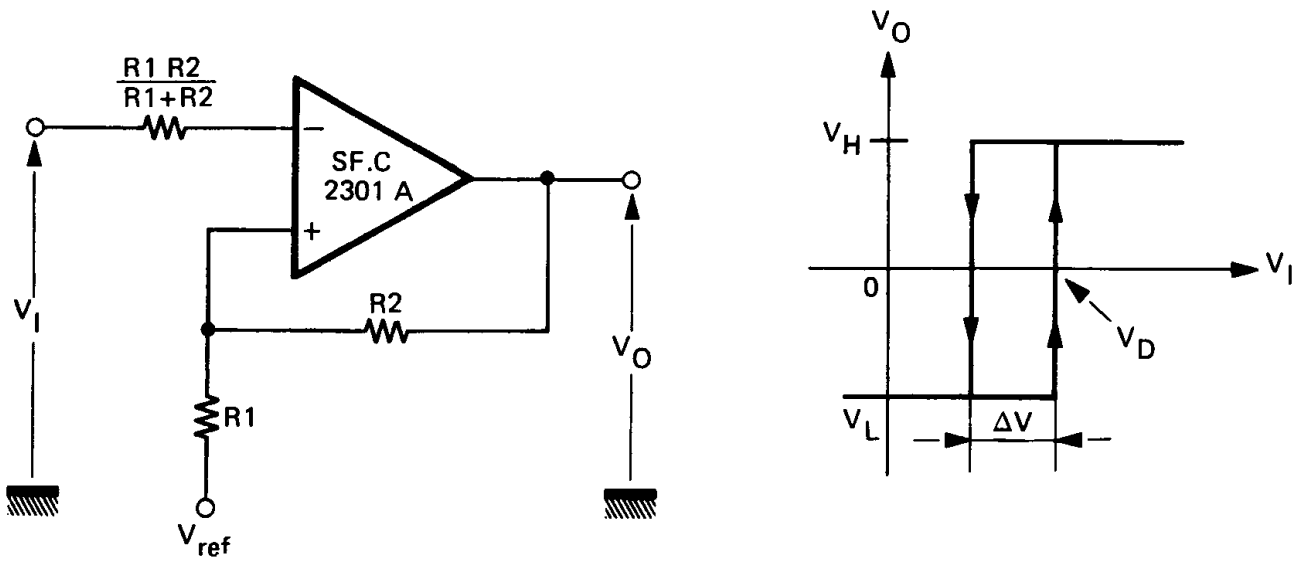
Ce montage permet de régler le point de basculement en agissant sur le rapport  $R_2/R_1$ . Il est cependant sensible aux tensions de mode commun induites sur  $V_{I1}$  et  $V_{I2}$ .

## 52. Comparsateur de valeurs relatives



Ce montage est beaucoup moins sensible que le précédent aux tensions de mode commun induites sur  $V_{I1}$  et  $V_{I2}$ .

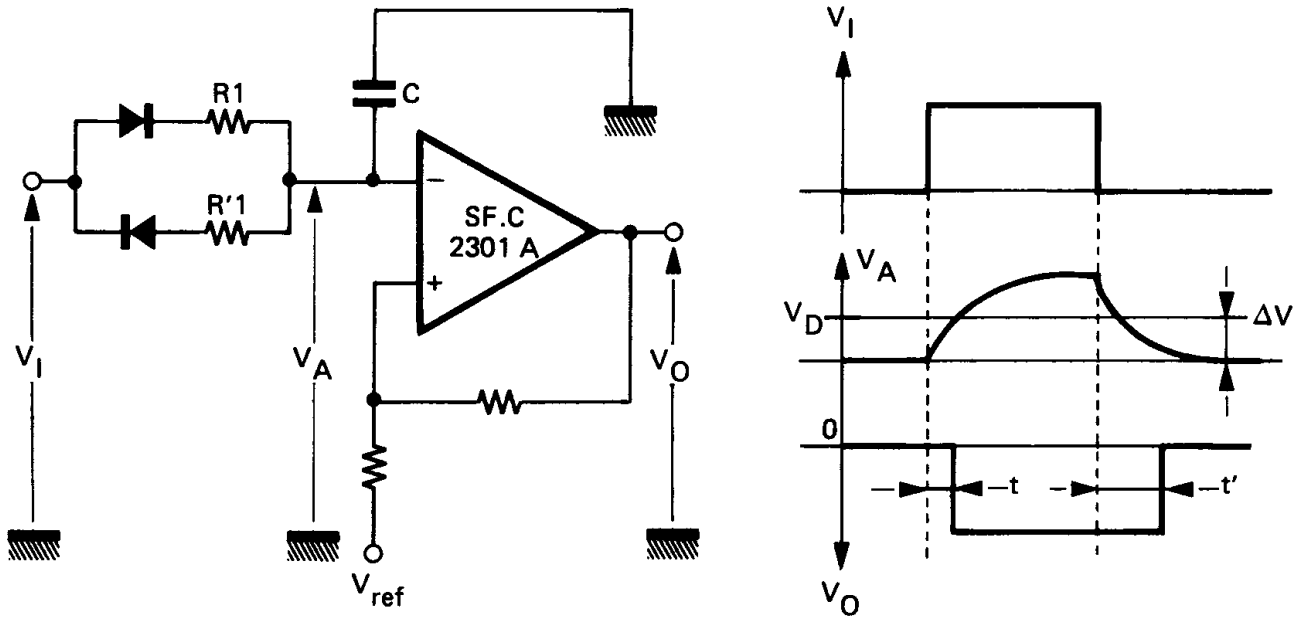
### 53. Trigger de Schmitt



$$V_D = V_{ref} + (V_H - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\Delta V = (V_H - V_L) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

### 54. Retardateur d'impulsions

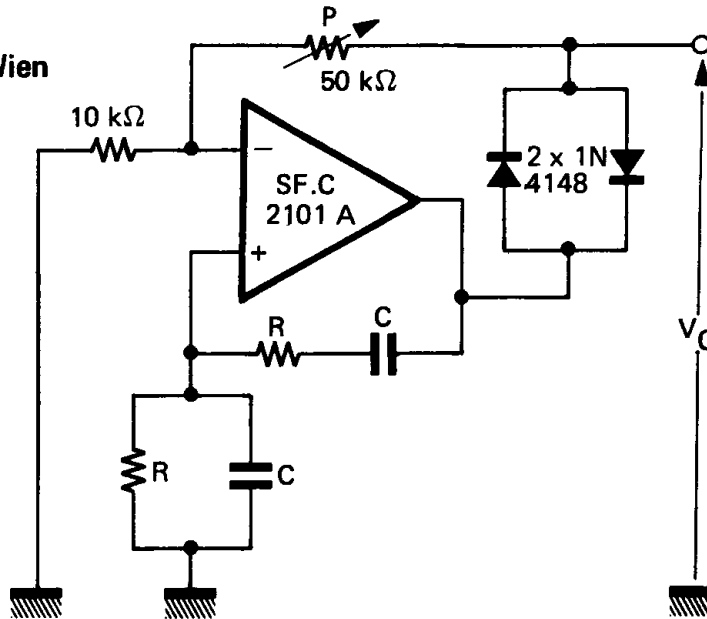


Un circuit RC à l'entrée transforme le trigger de Schmitt en un circuit de retard impulsif.



# VI - Générateurs de signaux

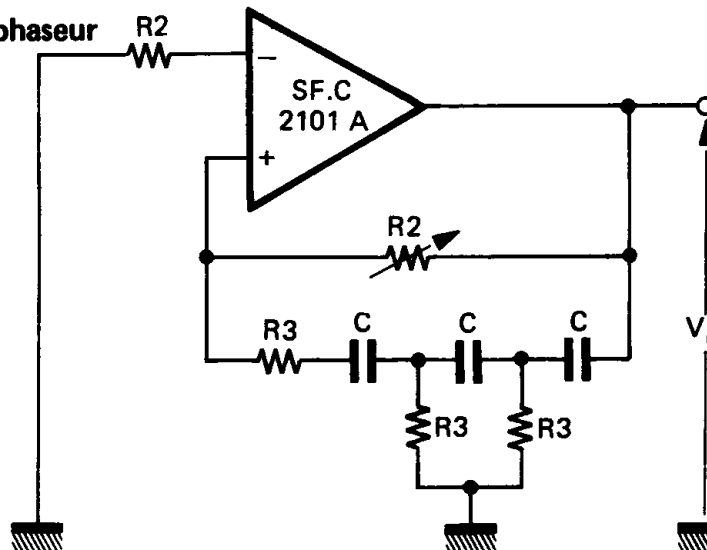
61. Oscillateur à pont de Wien



Le potentiomètre P ajuste le niveau de sortie. Le réseau non linéaire à deux diodes assure une valeur suffisante du gain pour entretenir une oscillation à faible taux de distorsion.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

62. Oscillateur à réseau déphaseur

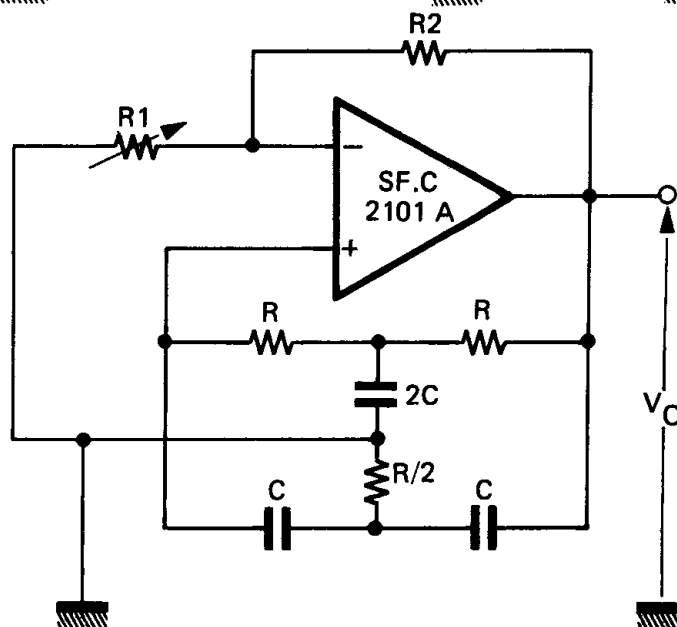


R2 est ajusté pour entretenir une oscillation en sortie présentant le minimum de distorsion. R2 devra être telle que :

$$R_2 \gg R_3$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C \sqrt{6}}$$

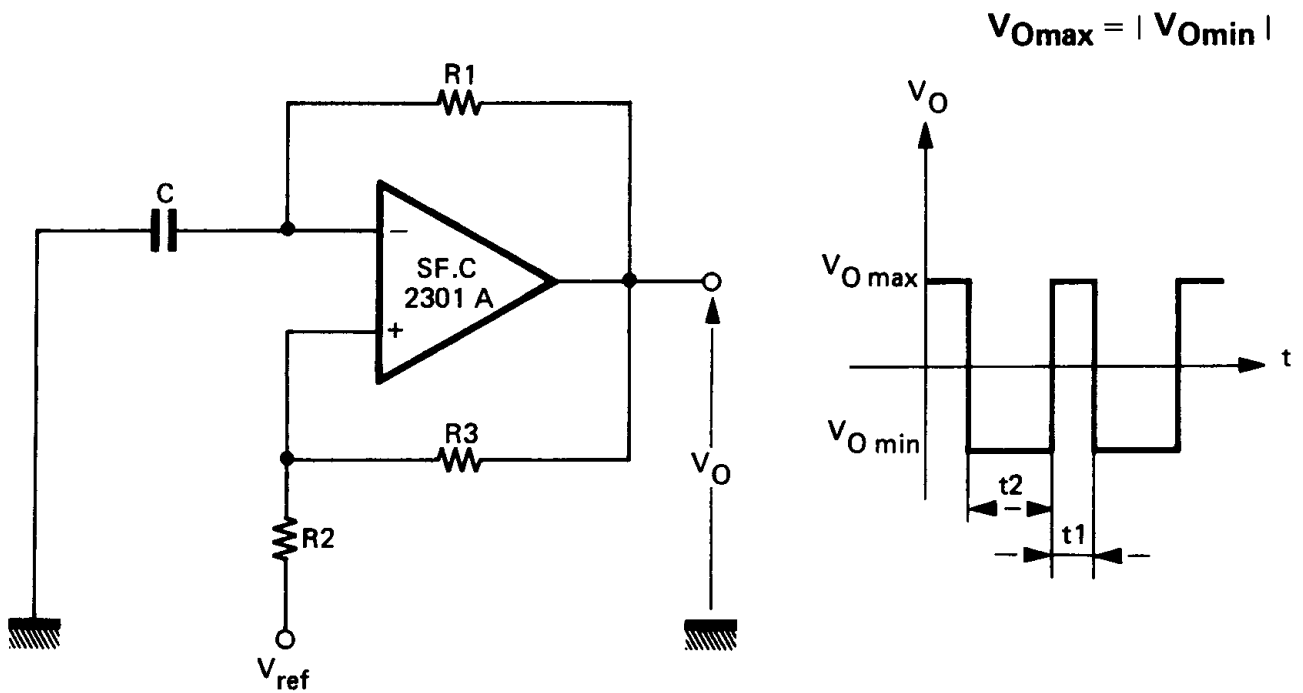
63. Oscillateur à double T



$$R_1 \ll R_2$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

## 64. Multivibrateur astable



$$t_1 = R_1 C \log_e \left[ \frac{1 + 2 \frac{R_2}{R_3} - \frac{V_{ref}}{V_{Omax}}}{1 - \frac{V_{ref}}{V_{Omax}}} \right]$$

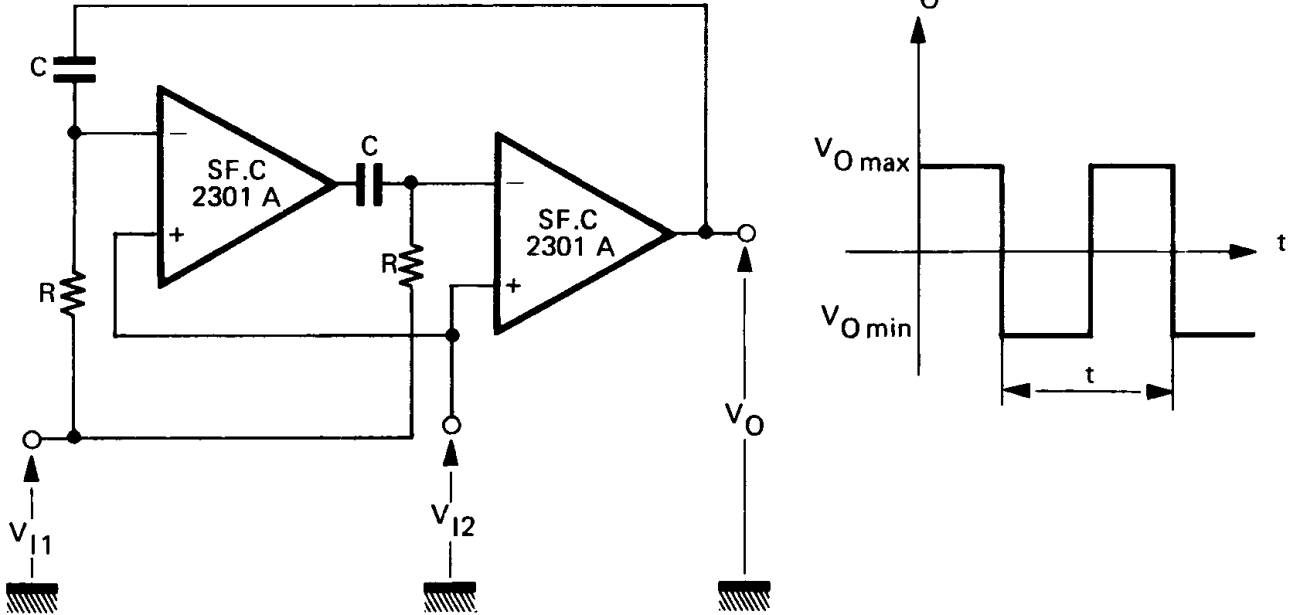
$$t_2 = R_1 C \log_e \left[ \frac{1 + 2 \frac{R_2}{R_3} + \frac{V_{ref}}{V_{Omax}}}{1 + \frac{V_{ref}}{V_{Omax}}} \right]$$

si  $V_{ref} = 0V$   $t_1 = t_2 = R_1 C \log_e \left( 1 + 2 \frac{R_2}{R_3} \right)$

Une meilleure stabilité (fréquence, amplitude) sera obtenue en limitant l'excursion du signal de sortie ( $V_{Omax}$ ,  $V_{Omin}$ ) au moyen de deux diodes Zener.

On remarque que le rapport cyclique ( $\frac{t_2}{t_1}$ ) du signal de sortie n'est égal à 1 que lorsque  $V_{ref} = 0$ .

65. Multivibrateur astable à fréquence commandée (V.C.O.)



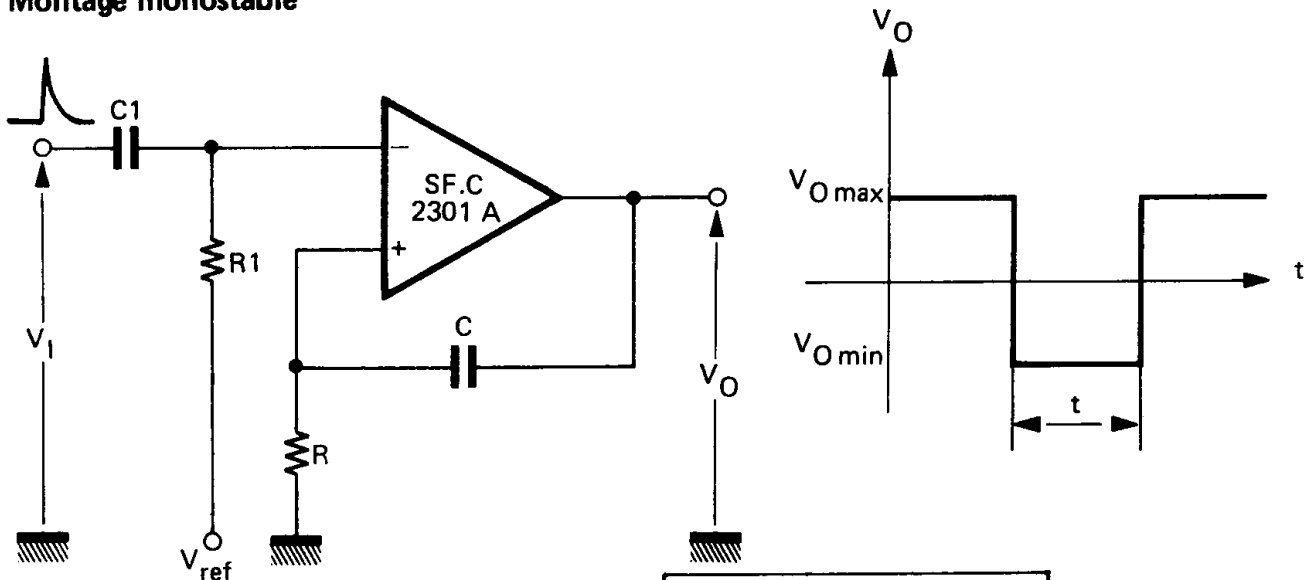
Le rapport cyclique du signal de sortie reste égal à 1 quelles que soient les valeurs des tensions de modulation.

La commande peut se faire aussi bien avec  $V_{I1}$  qu'avec  $V_{I2}$ . Si une seule tension de commande est utilisée, la seconde sera reliée à une référence de tension en un point à basse impédance. La dynamique de commande peut s'étendre sur plus de 60 dB.

Si  $V_{Omax} = |V_{Omin}|$  on a la relation :

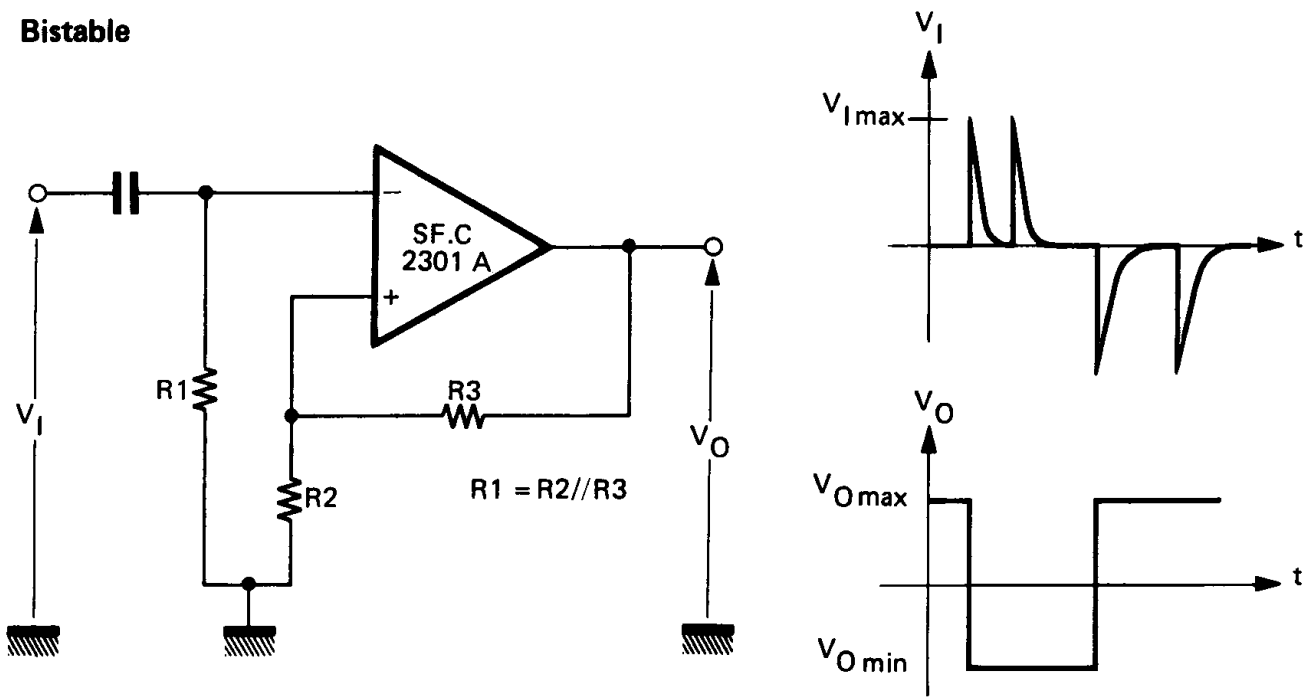
$$t = 2 RC \log_e \left( 2 \frac{V_{Omax}}{V_{I1} - V_{I2}} - 1 \right)$$

66. Montage monostable



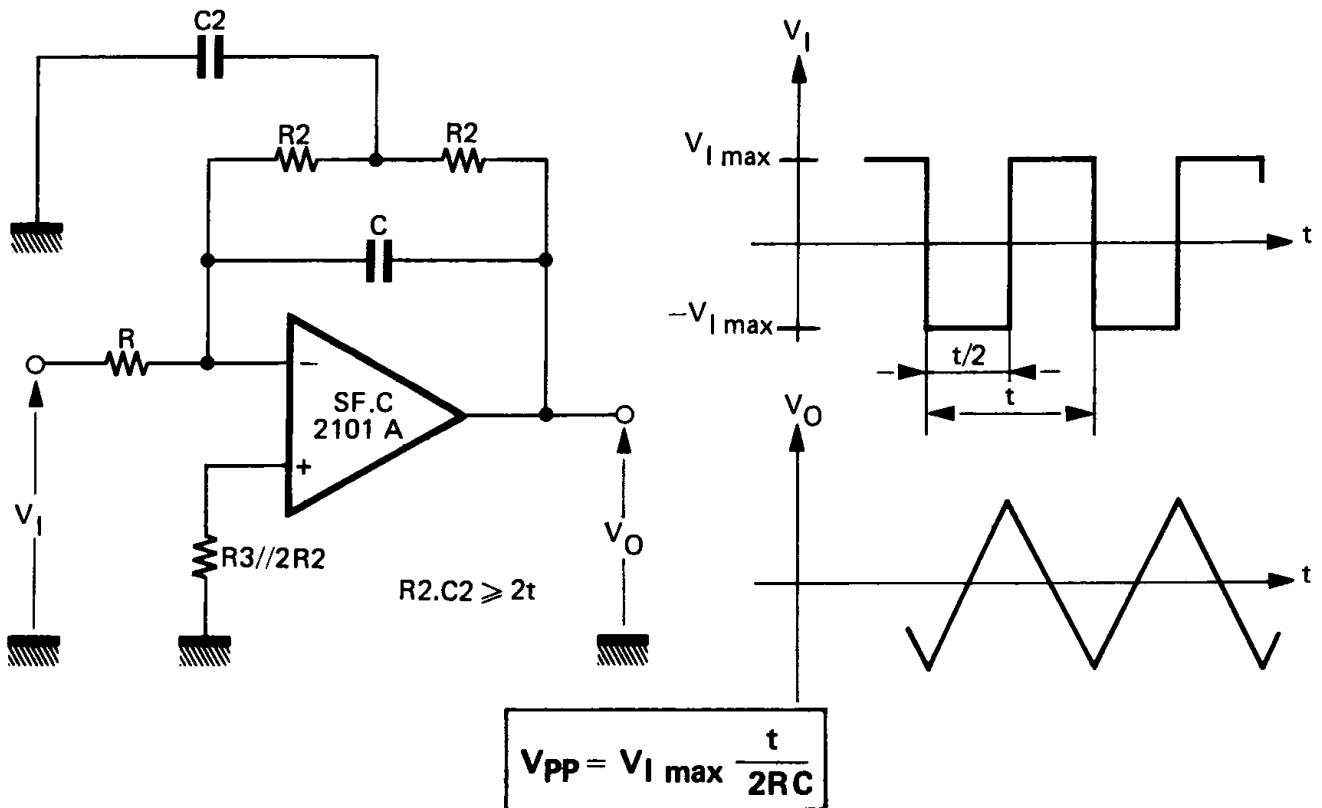
$$V_{Omax} = |V_{Omin}| \rightarrow t = CR \log_e \frac{2 V_{Omax}}{V_{ref}}$$

### 67. Bistable

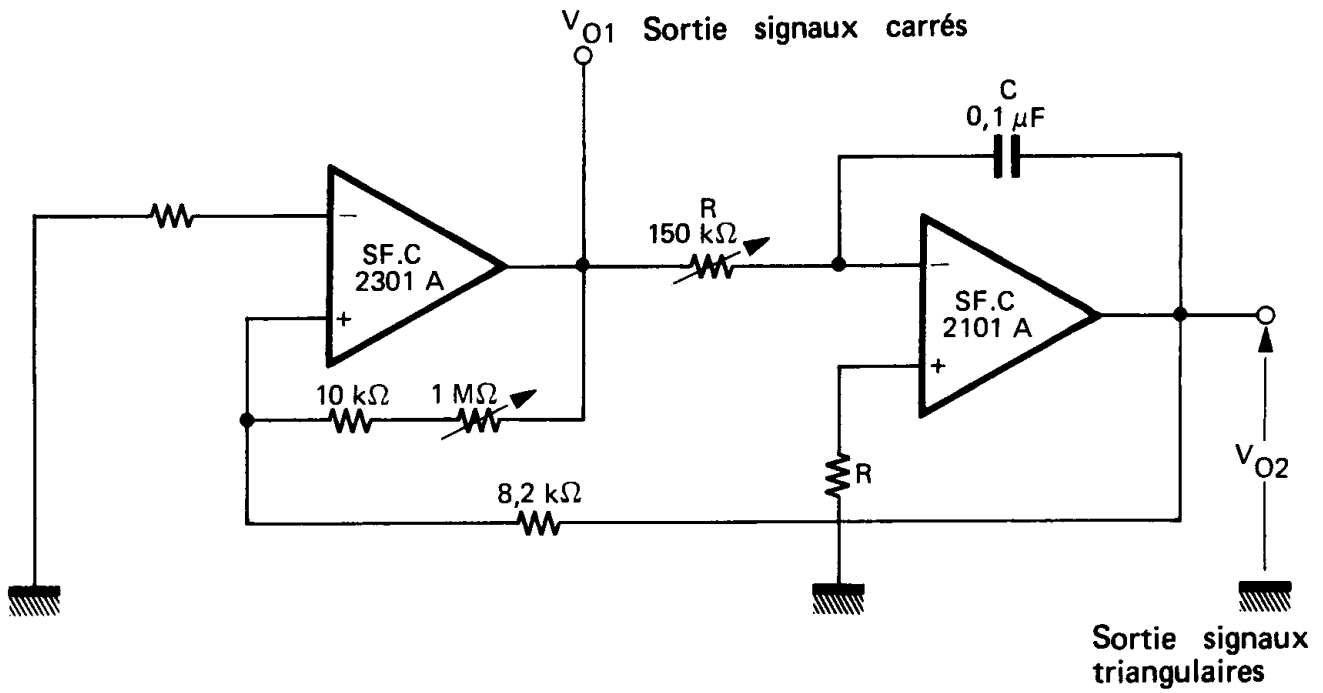


Dans tous les montages où l'amplificateur opérationnel fonctionne en régime saturé (astable, monostable, bistable, etc. . .) on devra veiller à ne jamais dépasser la tension différentielle d'entrée maximale.

### 68. Générateur de dents de scie

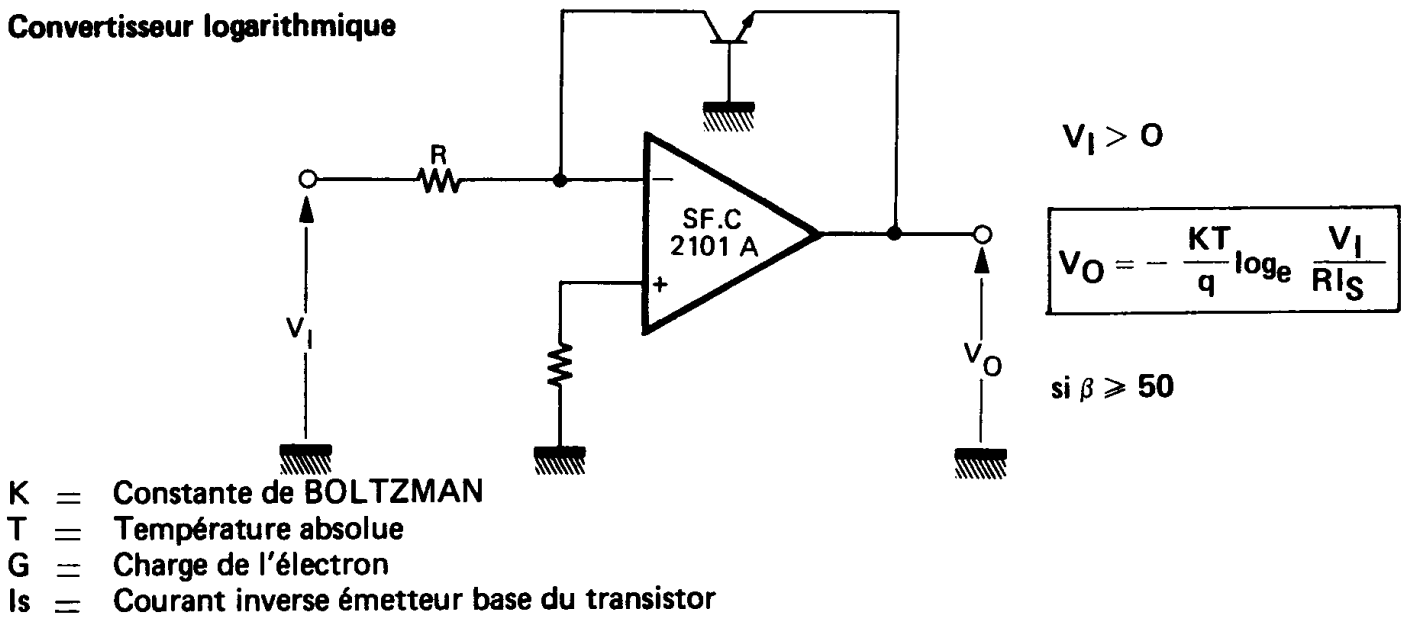


## 69. Générateur de fonctions



# VII - Dispositifs non linéaires

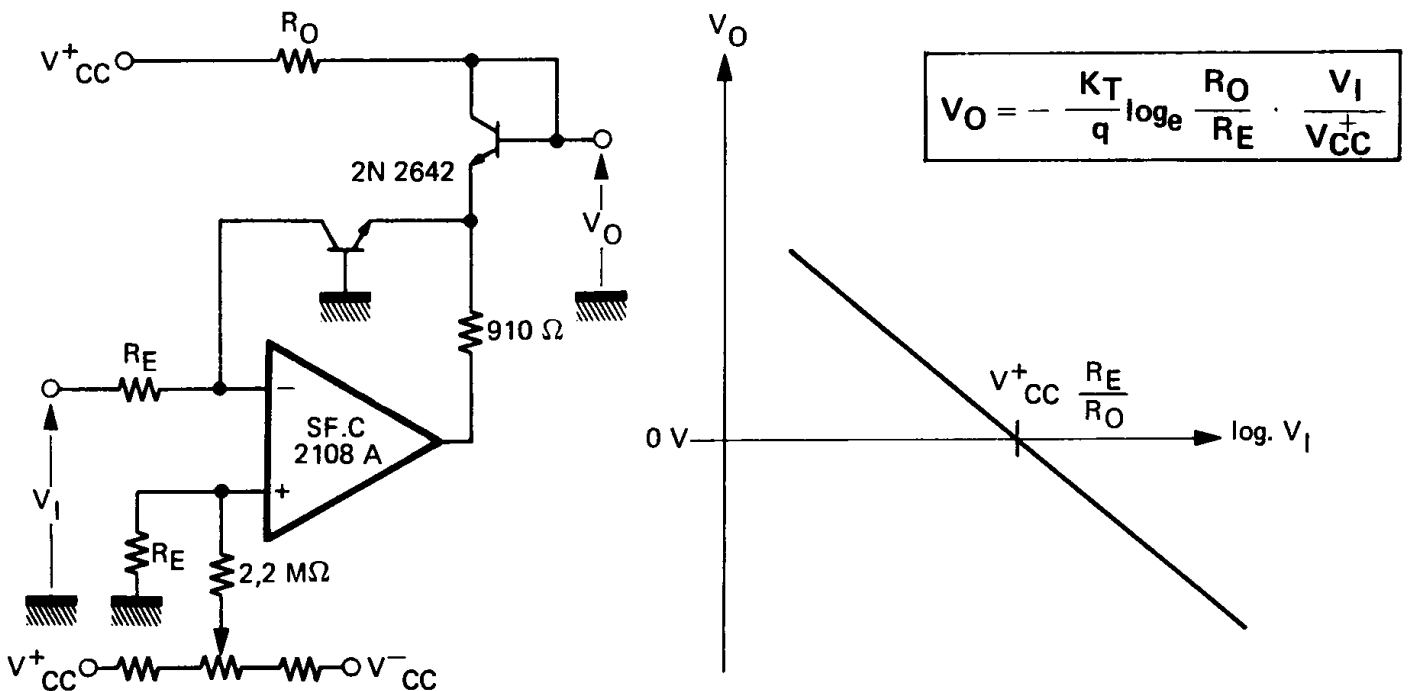
## 71. Convertisseur logarithmique



La relation est vérifiée sur plus de 60 dB. L'influence des tensions et courant de décalage modifiera l'allure logarithmique de  $V_O = f(V_I)$  pour les valeurs réduites de  $V_I$ .

Un transistor PNP permet de travailler avec des signaux d'entrée négatifs.

## 72. Convertisseur logarithmique compensé

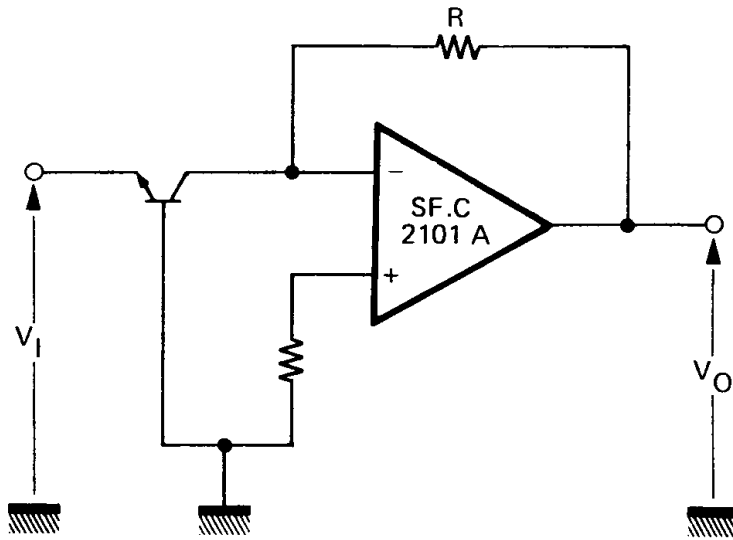


Le montage peut fonctionner sur une centaine de dB (à température constante) avec une précision de :

$$\pm 0,5 \text{ dB pour } V_I > V_{CC}^+ \frac{R_E}{R_O} \text{ et } \pm 1 \text{ dB pour } V_I < V_{CC}^+ \frac{R_E}{R_O}$$

Le potentiomètre ajuste la caractéristique logarithmique de la relation dans les faibles valeurs de  $V_I$ .

### 73. Convertisseur anti-logarithmique



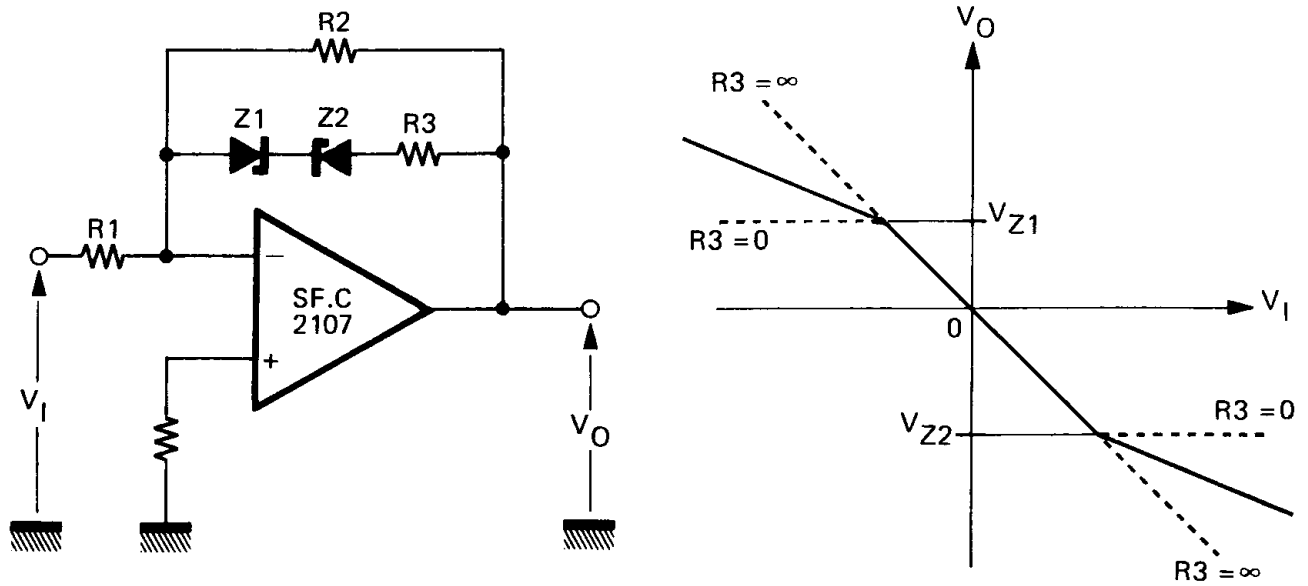
$$V_I < 0$$

$$V_O = -R I_S \cdot \frac{V_I}{eKT/q}$$

$$s_i \beta \geq 50$$

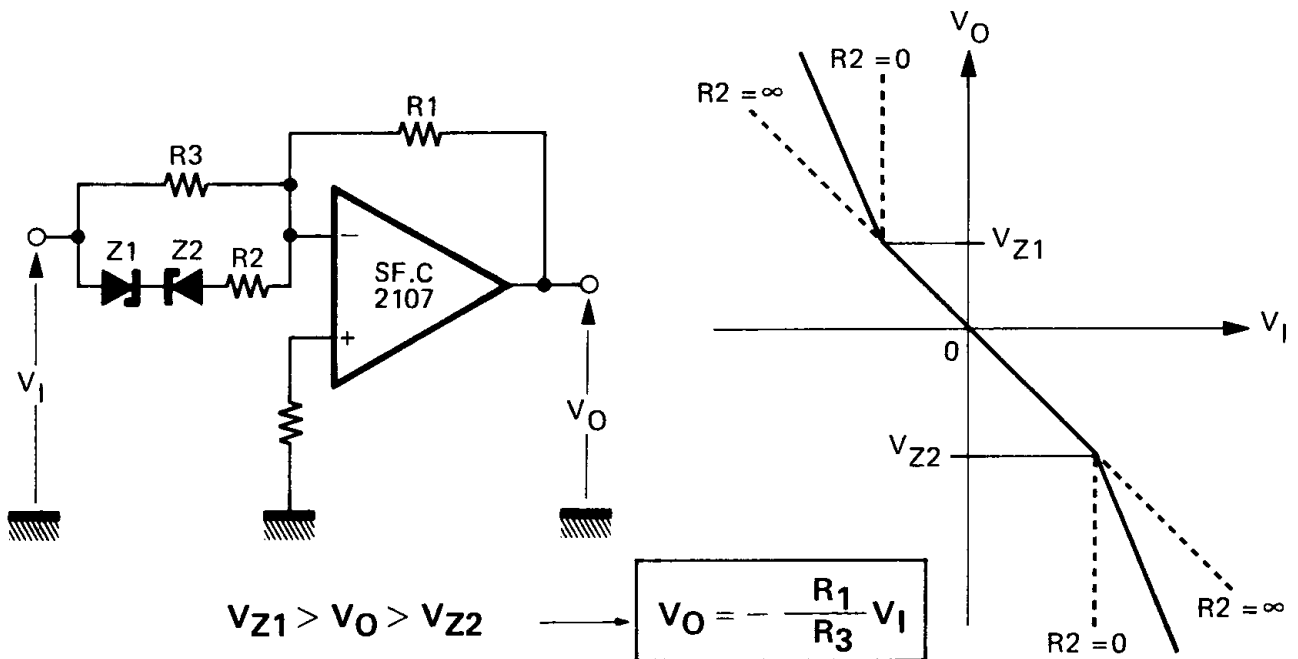
Un transistor PNP permettrait de traiter des signaux d'entrée positifs.

## 74. Générateurs de fonction à diodes zener



$$V_{Z1} > V_O > V_{Z2} \longrightarrow V_O = -\frac{R_2}{R_1} V_I$$

$$V_O > V_{Z1} \text{ ou } V_O < V_{Z2} \longrightarrow V_O = -\frac{R_2 // R_3}{R_1} V_I$$

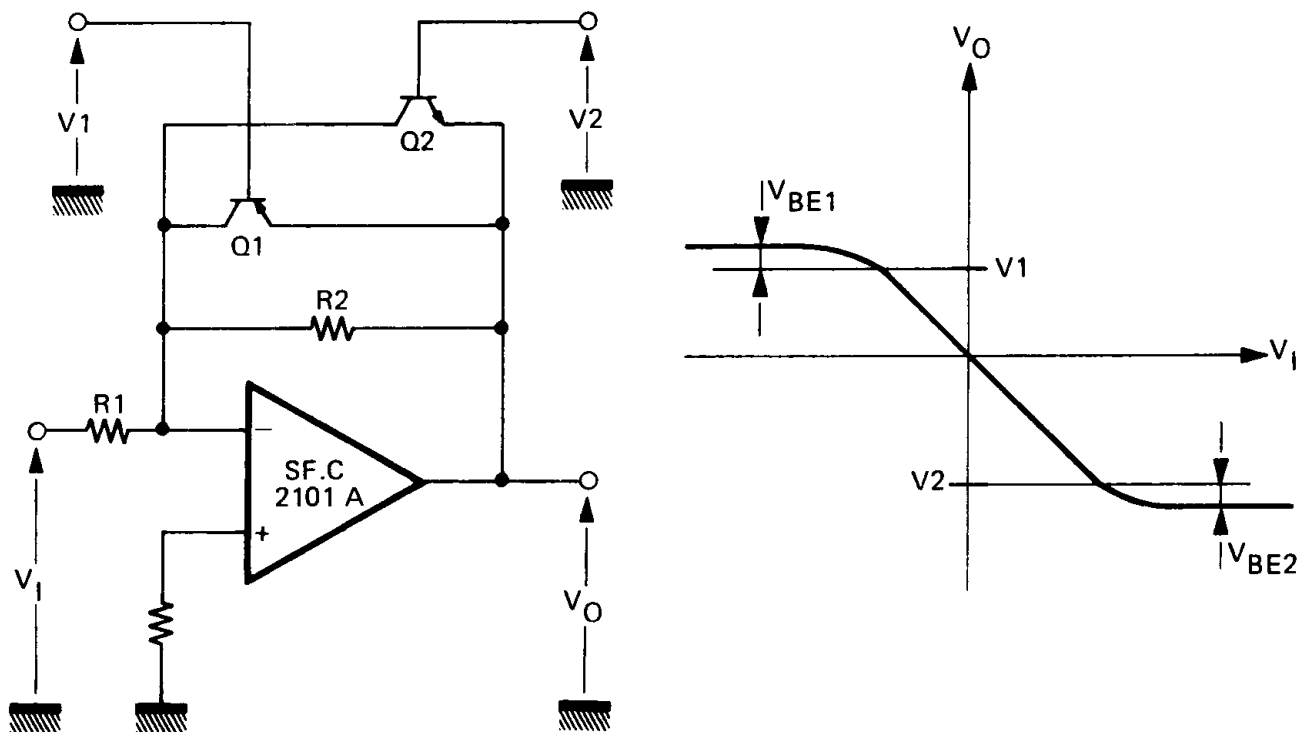


$$V_{Z1} > V_O > V_{Z2} \longrightarrow V_O = -\frac{R_1}{R_3} V_I$$

$$V_O > V_{Z1} \text{ ou } V_O < V_{Z2} \longrightarrow V_O = -\frac{R_1 // R_2}{R_3} V_I$$



## 75. Limiteur à seuil variable



$$V_1 > V_O > V_2$$

$$V_O = - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

La limitation s'opère pour deux potentiels de sortie :

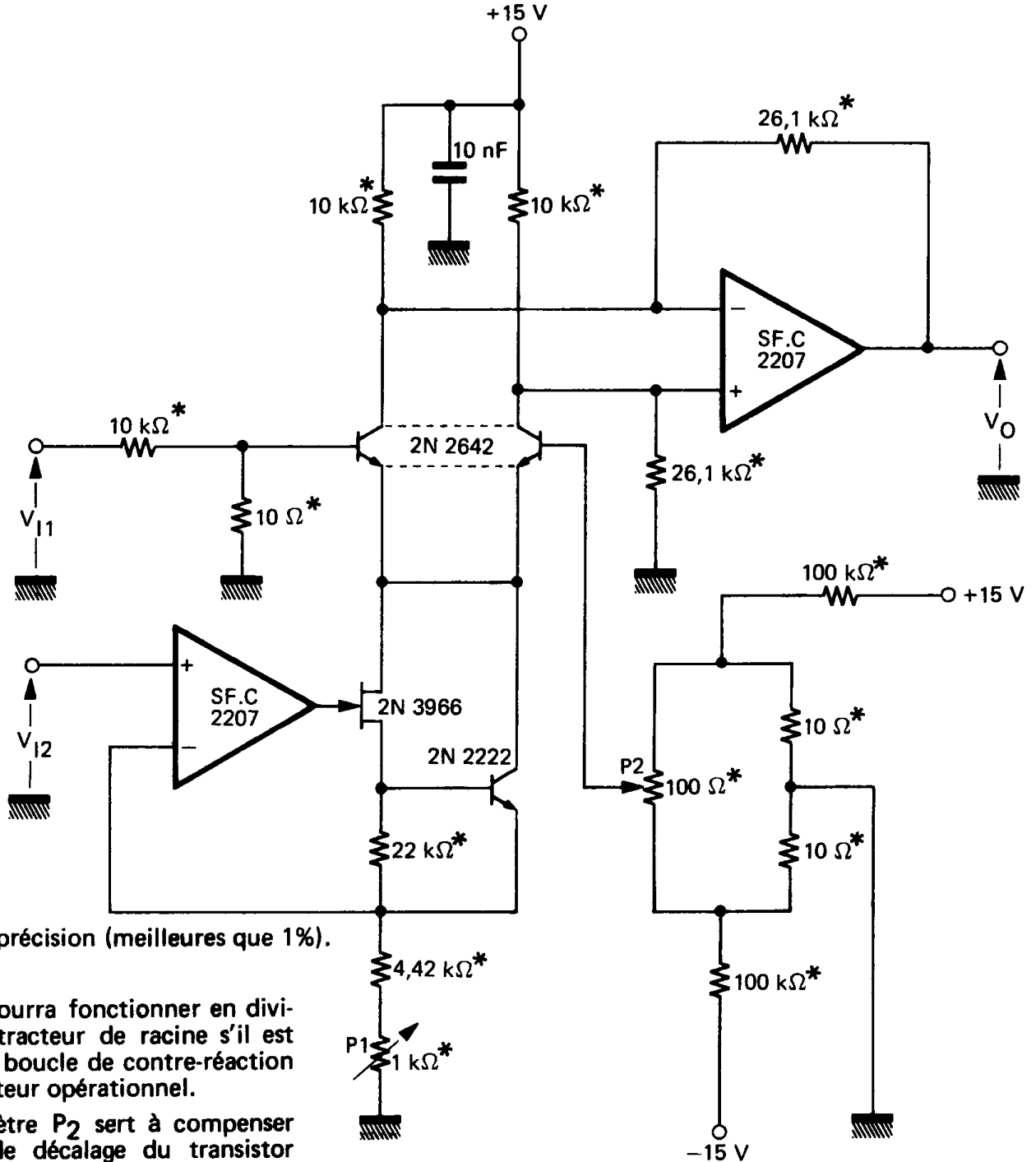
$$(V_1 + V_{BE1}) \text{ et } -(V_2 + V_{BE2})$$

## 76. Multiplicateur à deux quadrants

Le générateur de courant commande la transconductance de l'amplificateur différentiel sur l'entrée duquel est appliqué  $V_{I1}$ , dans ces conditions :

$$V_O = \frac{V_{I1} V_{I2}}{V_{ref}}$$

Le potentiomètre  $P_1$ , 1 K $\Omega$ , règle  $V_{ref}$  à 10 V. Cette tension varie en fonction de la température.



\*Résistances de précision (meilleures que 1%).

Ce montage pourra fonctionner en diviseur et en extracteur de racine s'il est monté dans la boucle de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel.

Le potentiomètre  $P_2$  sert à compenser les tensions de décalage du transistor double.

## 77. Multiplicateur-Diviseur

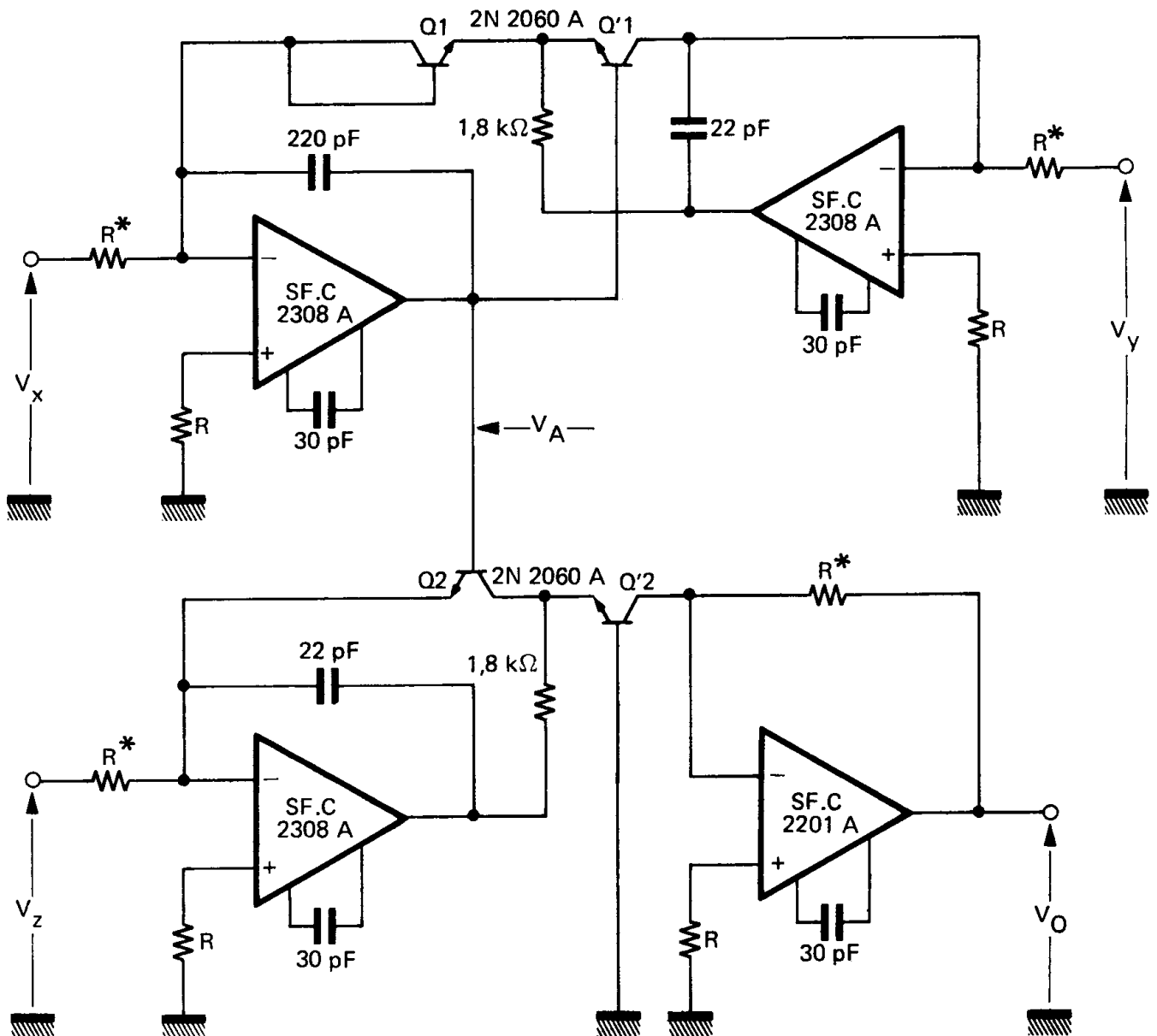
C'est une association de 3 amplificateurs logarithmiques. La tension  $V_A$  est fonction de la différence entre le logarithme de  $x$  et celui de  $y$

$$V_A = \frac{KT}{q} \log_e \frac{V_x}{V_y}$$

Cette tension s'ajoute au  $V_{BE}$  de  $Q_2$  qui est fonction du logarithme de  $V_z$ . La tension résultante est appliquée à  $Q_2$ , générateur d'antilogarithme dont la tension de sortie  $V_O$  est telle que :

$$V_O = \frac{V_x V_z}{V_y}$$

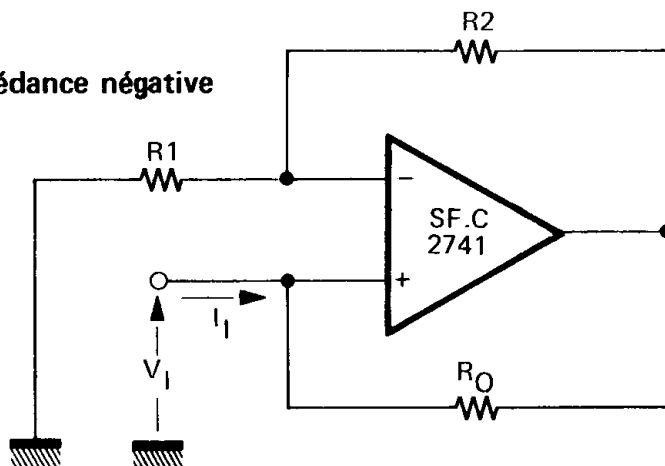
Cette relation se vérifie quelle que soit la température, pourvu que  $Q_1$  et  $Q_2$  soient portés à la même température.  $R$  sera comprise entre 10 et 100  $K\Omega$ .



$R^*$  Résistances de précision (meilleures que 1%)

# VIII - Montages divers

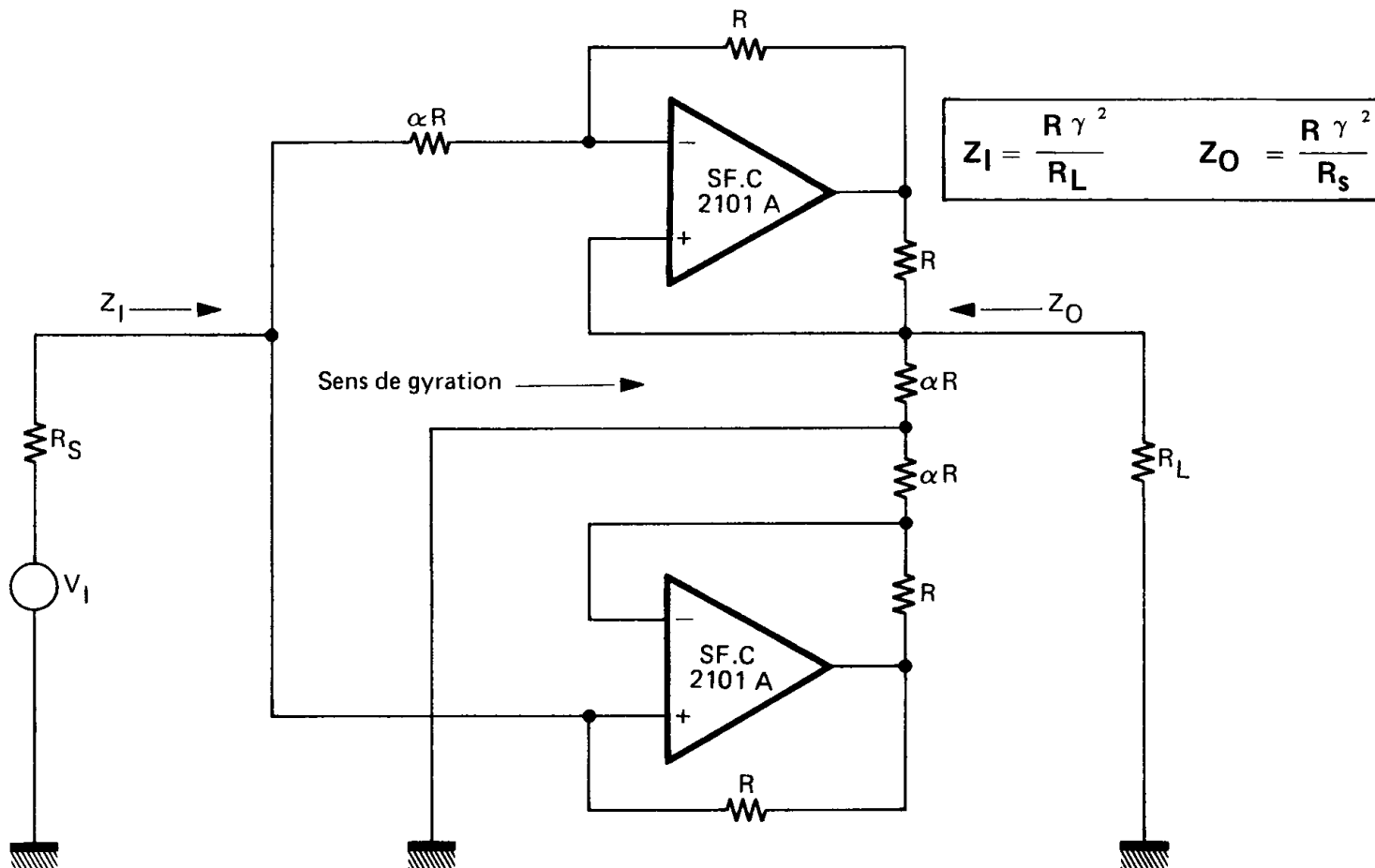
## 81. Convertisseur d'impédance négative



$$\frac{V_1}{I_1} = -R_0 \frac{R_1}{R_2}$$

## 82. Gyrateur

L'association d'un générateur de courant et d'une résistance négative permet de constituer un gyrateur.



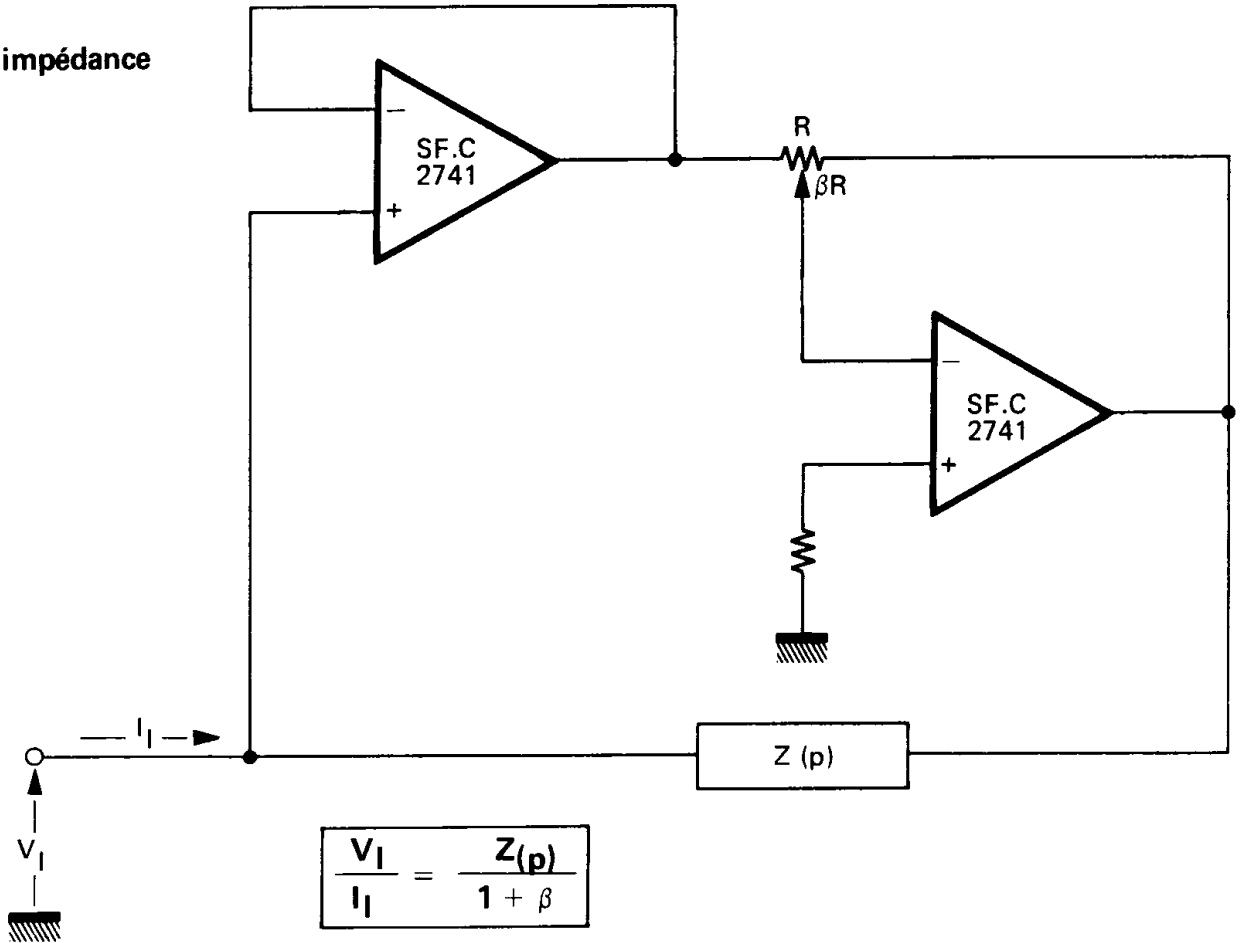
$$Z_1 = \frac{R \gamma^2}{R_L} \quad Z_0 = \frac{R \gamma^2}{R_S}$$

L'impédance vue en entrée n'est fonction que de la charge et de  $R_\gamma$ , résistance de gyration, de même, l'impédance de sortie n'est fonction que de  $R_\gamma$  et de la résistance de source.

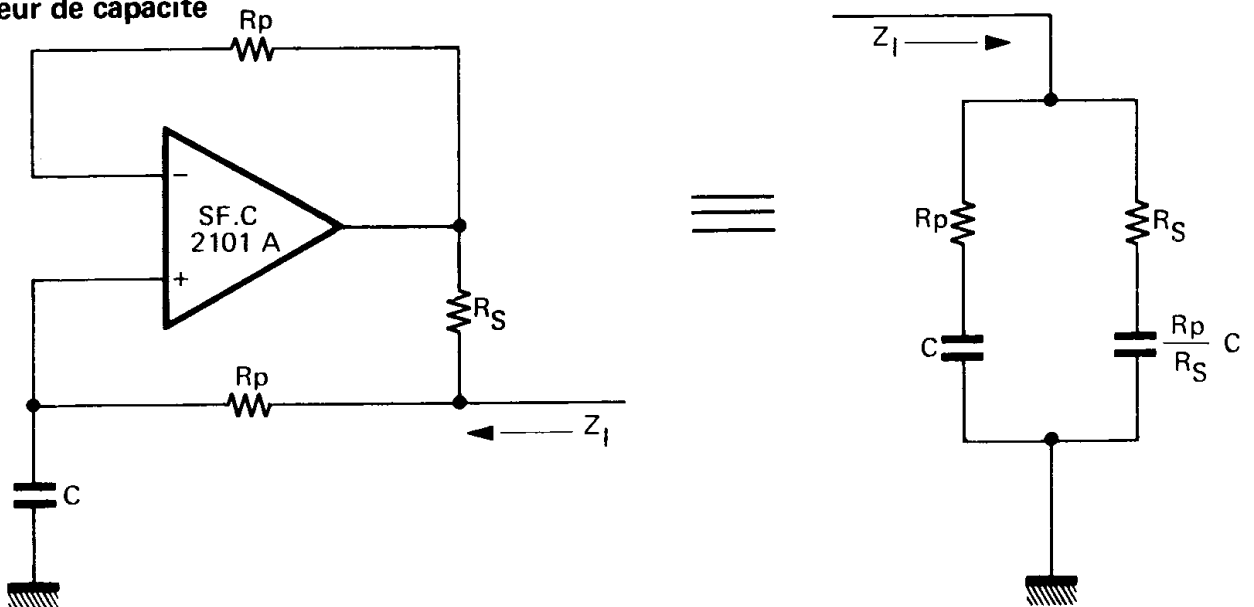
Applications :

- Conversions tension  $\leftrightarrow$  courant
- Transformation et adaptation d'impédances
- Transformation inductances  $\leftrightarrow$  capacités (filtres)
- Isolation entre étages

83. Diviseur d'impédance



84. Multiplicateur de capacité

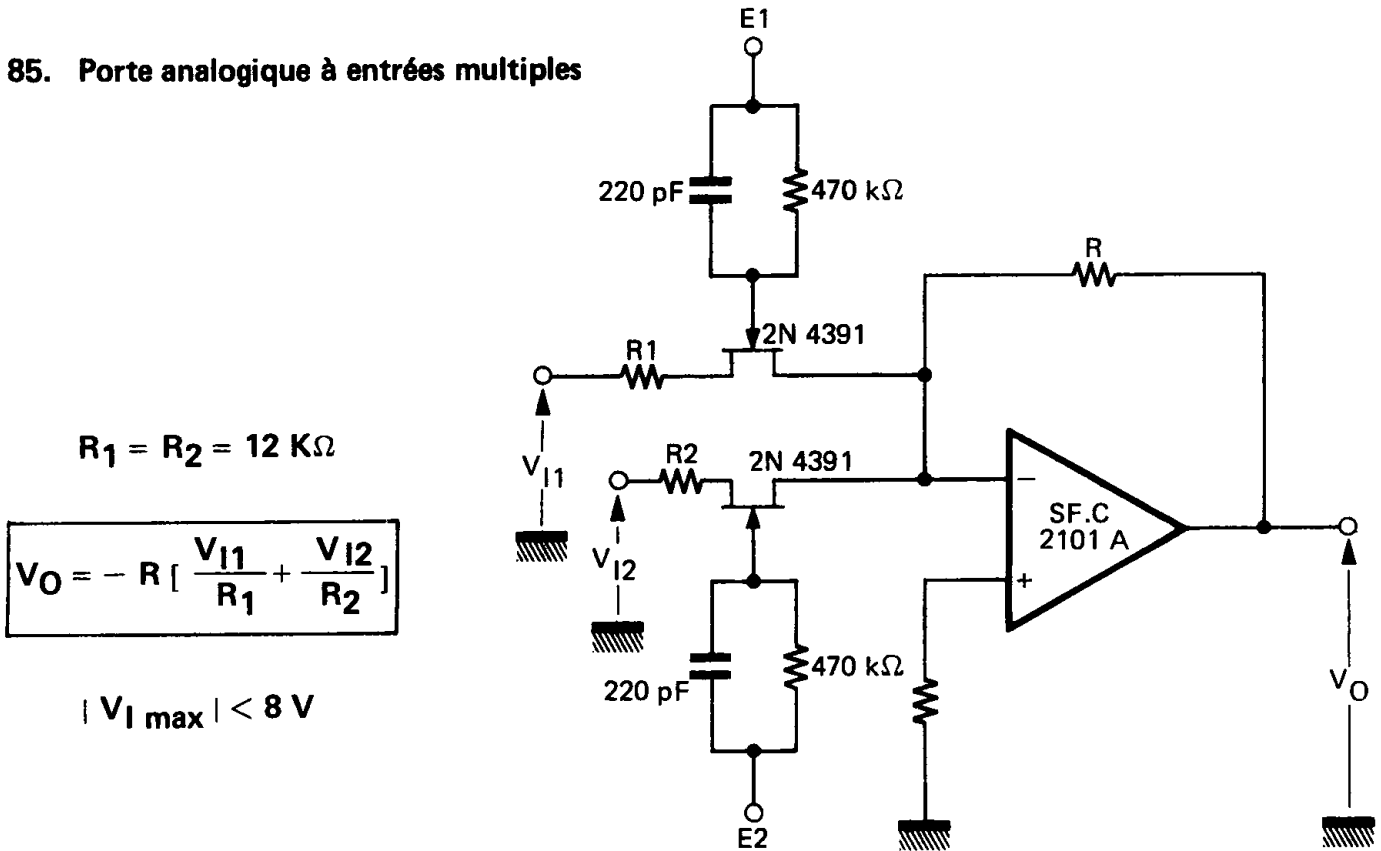


Quand  $R_p \gg R_s$ , le réseau est donc équivalent à une capacité  $C'$  telle que

$$C' = \frac{R_p}{R_s} \cdot C$$

Ce montage permet d'obtenir des capacités  $C'$  jusqu'à  $10^5 \mu F$

### 85. Porte analogique à entrées multiples

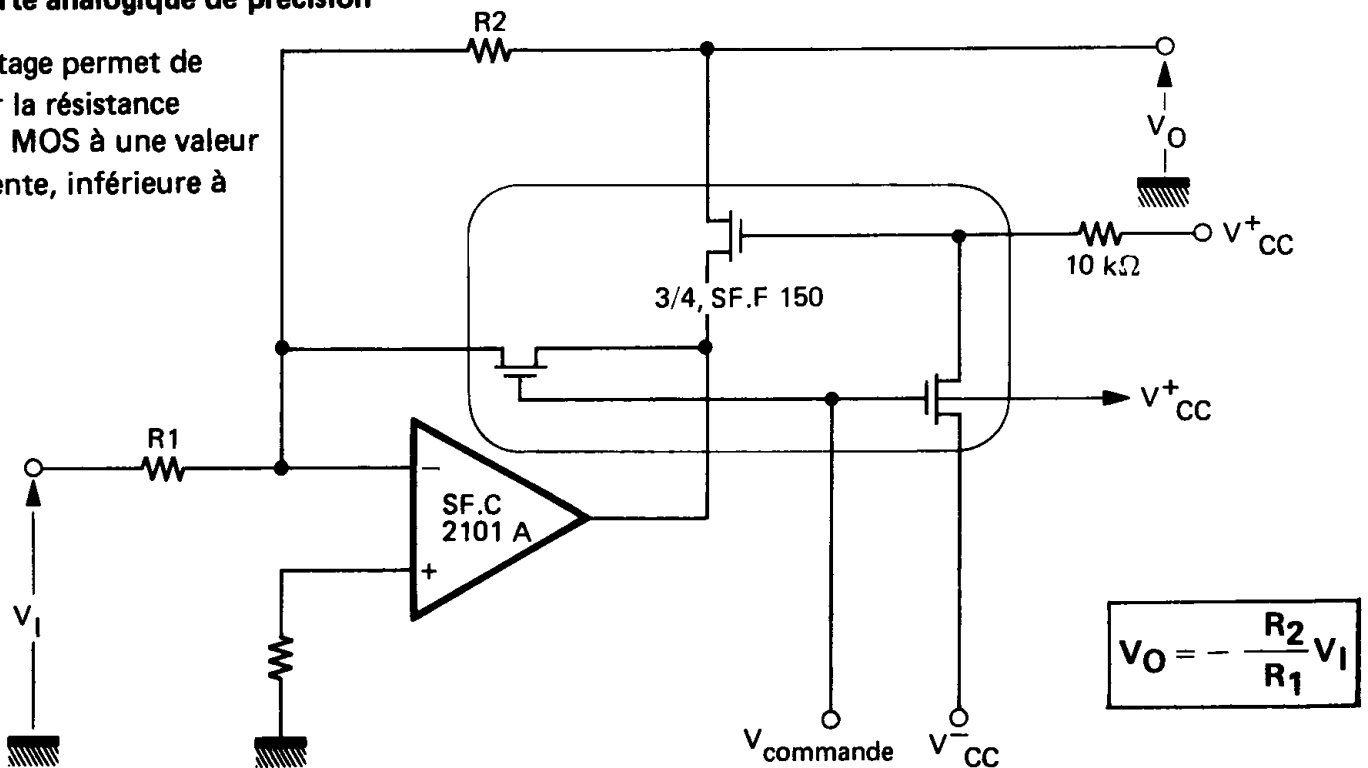


La distorsion est inférieure à 2% ( $V_I = 1 \text{ V}_{\text{eff}}$  à 1000 Hz) et le découplage ( $V_O$  porte ouverte/ $V_O$  porte fermée) meilleur que 60 dB à 1000 Hz.

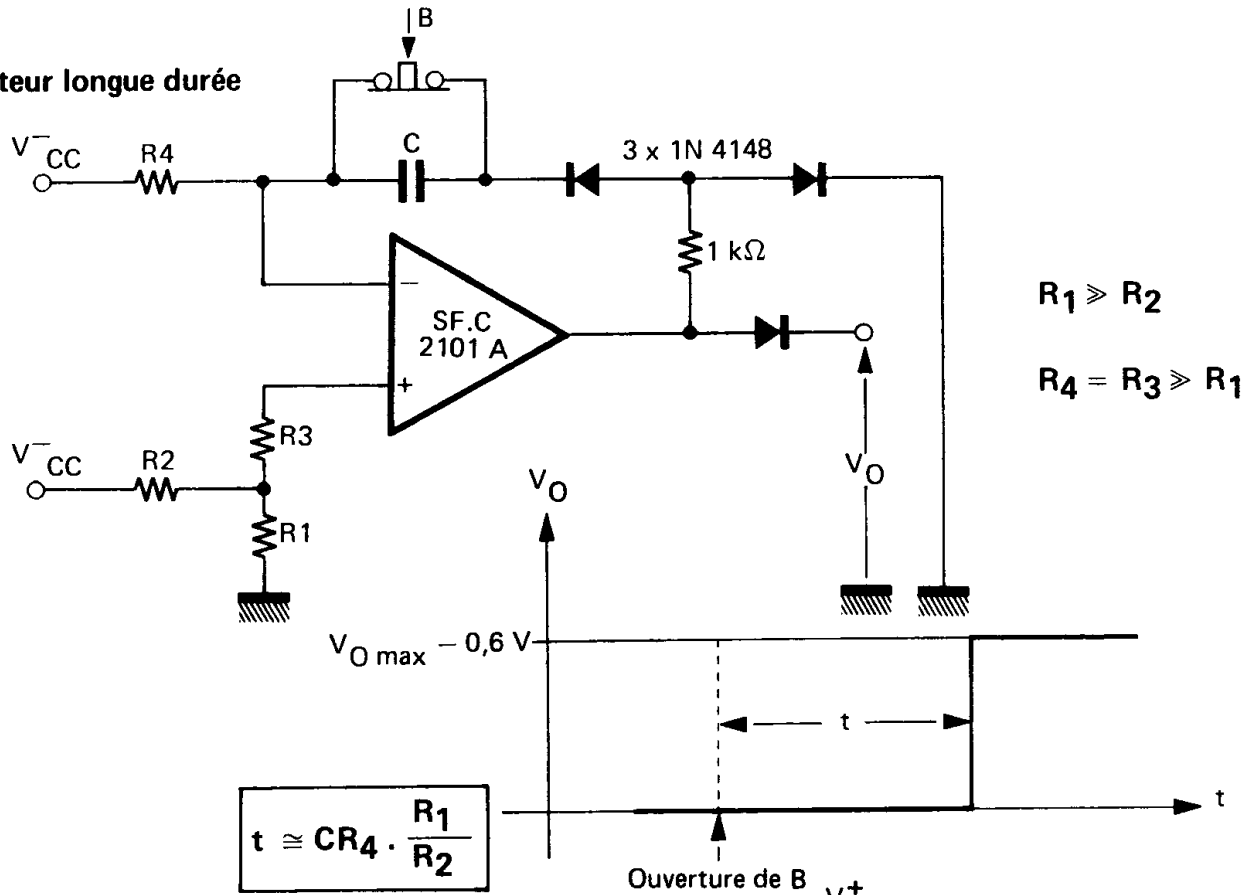
Les 2 transistors FET peuvent être remplacés par un circuit MOS SF.F 151 qui autorise alors 4 informations en entrée.

### 86. Porte analogique de précision

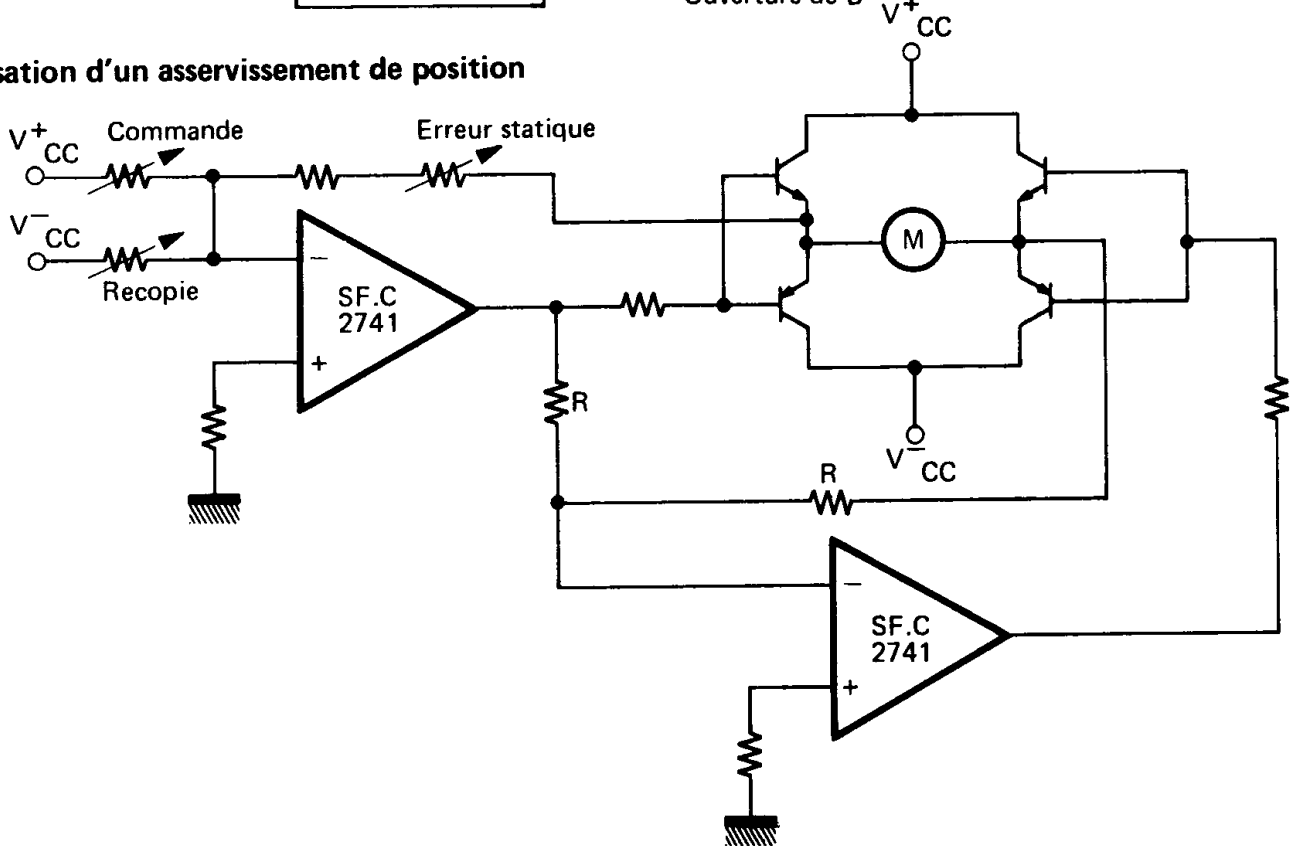
Ce montage permet de ramener la résistance  $R_{ON}$  du MOS à une valeur équivalente, inférieure à  $0,1 \Omega$



### 87. Temporisateur longue durée



### 88. Organisation d'un asservissement de position



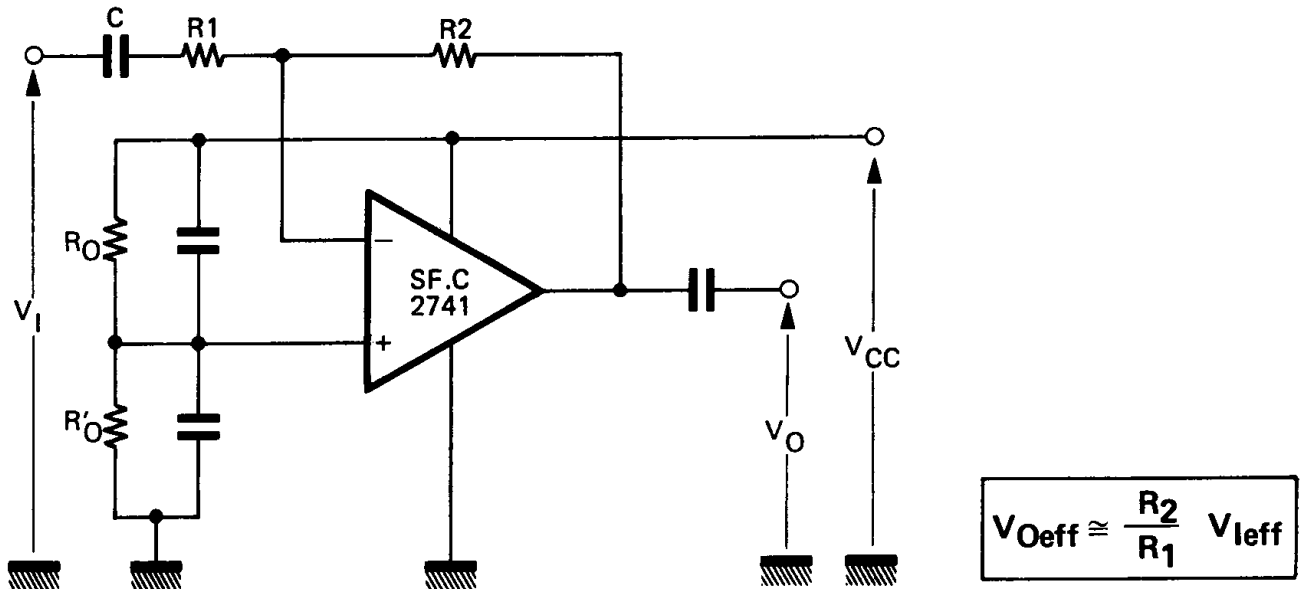
Le potentiomètre de recopie est couplé au moteur M asservi. Les seuils des transistors de commande du moteur sont éliminés en prenant la contre-réaction directement aux bornes de celui-ci.

## 89. Alimentation unique d'un amplificateur opérationnel

Les points qui sont normalement reliés à la masse dans le montage à 2 sources d'alimentation sont connectés au point milieu de la tension d'alimentation unique.

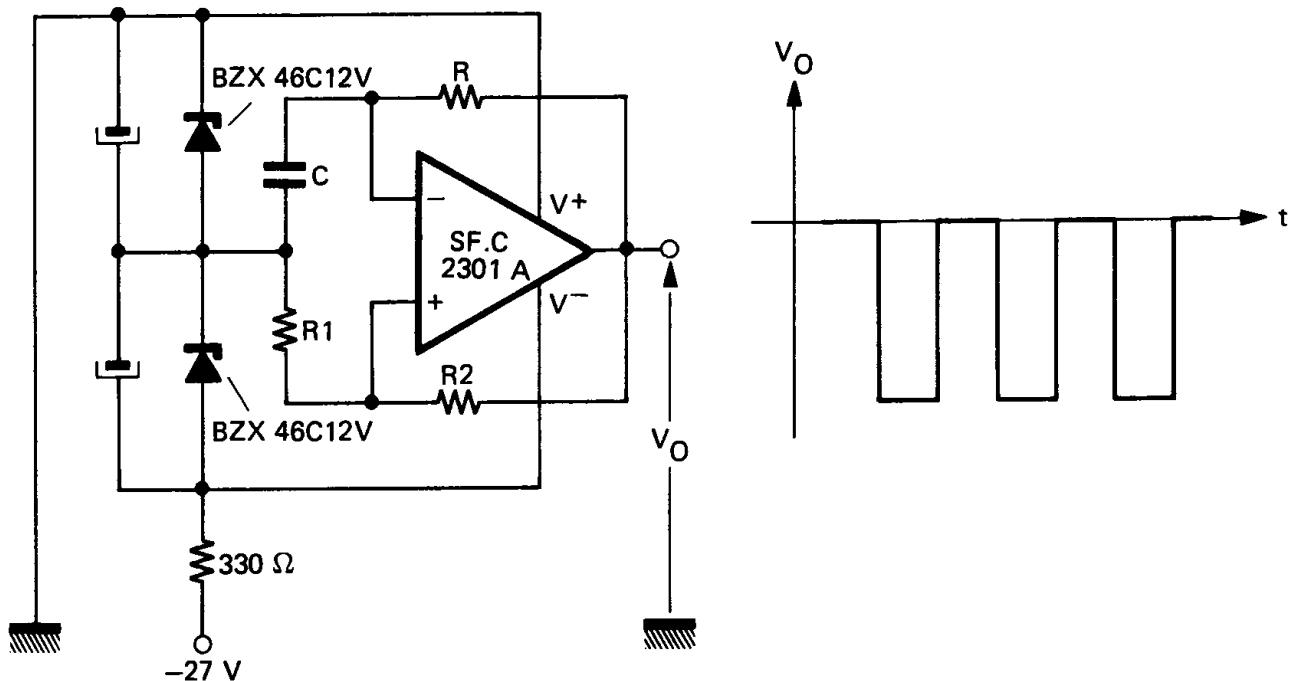
Vérifier que dans tous les cas, la tension maximale d'entrée n'est pas atteinte.

Exemple d'un amplificateur alternatif :



Pour réduire les impédances de sources, le pont peut être constitué de deux diodes Zener.

Exemple d'un multivibrateur astable :





# Bibliographie

---

Différentes notes d'application et rapports d'étude SESCOSEM

Operational amplifier handbook de BURR-BROWN Co

L'amplificateur opérationnel et ses applications de JC. MARCHAIS

MASSON et Cie

Electronic analog and hybrid computers de GA et TM KORN

Mc GRAW HILL

E.E.E. seminar proceedings PARIS 1970/1971

Emploi rationnel des circuits intégrés de JP. OEHMICHEN

Ed. RADIO PARIS

Différentes revues :

- ELECTRONICS
- ELECTRONIC DESIGN
- ELECTRONIQUE & MICROELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

# Symboles et conventions

---

$V_I$	Tension d'entrée
$V_O$	Tension de sortie
$V_{CC}$	Tension d'alimentation
$V_{ID}$	Tension différentielle d'entrée
$V_{DI}$	Tension résiduelle d'entrée
$V_{PP}$	Dynamique de sortie
$V_{IM}$	Tension d'entrée limite
$V_{CM}$	Tension de mode commun
$V_H$	Niveau de sortie à saturation positive
$V_L$	Niveau de sortie à saturation négative
$V_{NO}$	Tension efficace de bruit
$V_{ref}$	Tension de référence
$DV_{DI}$	Coefficient de température de la tension résiduelle d'entrée
$I_O$	Courant de sortie
$I_{DI}$	Courant résiduel d'entrée
$I_B$	Courant de polarisation d'entrée
$I_{CC}$	Courant d'alimentation
$I_C$	Courant collecteur
$I_S$	Courant inverse de jonction base-émetteur
$I_{NO}$	Courant efficace de bruit
$I_{ref}$	Courant de référence
$I_I$	Courant d'entrée
$DI_{DI}$	Coefficient de température du courant résiduel d'entrée
$Z_I$	Impédance différentielle d'entrée
$Z_O$	Impédance de sortie en boucle ouverte
$Z_{CM}$	Impédance de mode commun
$R_S$	Résistance de source
$R_L$	Résistance de charge

---

$C_L$	Capacité de charge
SVR	Taux de réjection des tensions d'alimentation
CMR	Rapport de rejection en mode commun
$A_V$	Gain en boucle fermée
P	Opérateur de Laplace ( $J \omega$ en régime sinusoïdal)
$F(p)$	Transfert en boucle fermée
f	Fréquence
$f_c$	Fréquence pour laquelle le gain en boucle ouverte est égal à 1.
$f_0$	Fréquence caractéristique
$f_{3dB}$	Fréquence de coupure à $-3$ dB (réponse du 1 <sup>o</sup> ordre)
K	Constante de BOLTZMAN
S	Pente maximale du signal de sortie (slew rate)
t	Période d'un signal récurrent
$t_r$	Temps de montée
$\alpha$	Erreur relative sur le gain en boucle ouverte
$\beta$	Taux de contre-réaction
$\epsilon$	Erreur relative sur le gain en boucle fermée
$\xi$	Coefficient d'amortissement de la fonction du 2 <sup>o</sup> ordre
$\varphi$	Angle de phase
$\mu$	Gain en boucle ouverte
$\mu_0$	Gain en boucle ouverte pour un signal continu
$\theta$ ou T	Température
$\omega$	Pulsation
$\omega_{3dB}$	Pulsation de coupure à $-3$ dB (réponse du 1 <sup>o</sup> ordre)