

ELECTRONIQUE ANALOGIQUE

# AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS 2

M I C H E L G I R A R D



TECHNOLOGIE  
CARACTERISTIQUES  
UTILISATION

**EDISCIENCE**  
international

MICHEL GIRARD

*Institut Universitaire de Technologie, Cachan  
Département Automatismes et Electronique de Puissance*

# AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS 2

*Deuxième tirage*



**EDISCIENCE**  
international

---

1994

Nous tenons à remercier les sociétés qui nous ont permis de reproduire certains schémas et tableaux contenus dans cet ouvrage :

SGS - Thomson Microelectronics

Harris Semiconductor - RCA - Texas Instruments

(revendeur Almex)

PMI (revendeur Bourn Ohmic SA)

GE - Intersil - Linear Technology (revendeur Tékelec Airtronic)

National Semiconductor (revendeur SCAIB)

Maquette de couverture : Françoise Rojare

Illustrations : LOGIGRAPHE Communication et Sylvie MILLE

© 1989, Ediscience international, Paris

ISBN : 2-84074-051-6

(publié précédemment par McGraw-Hill Inc., Paris

ISBN : 2-7042-1186-8)

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'Article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans le but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1<sup>er</sup> de l'Article 40). Cette représentation ou reproduction par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les Articles 425 et suivants du Code pénal.

Ediscience international — 28, rue Beaunier — 75014 Paris

# Avant-propos

L'**amplificateur opérationnel monolithique** utilisé depuis plus d'une vingtaine d'années a subi une évolution technologique très importante. Certains paramètres ont été améliorés d'un facteur 1 000 voir 10 000 (tension de décalage, courants de polarisation, gain statique, ...). On peut ainsi trouver quatre grandes étapes étalées dans le temps et appelées « générations ». Une importante littérature a accompagné ces circuits intégrés, plus dans le sens de l'utilisation générale que dans l'aspect technologique.

On rencontre dans l'ensemble des deux livres les rappels essentiels concernant les lois de l'électricité et de l'amplification, l'évolution technologique des amplificateurs opérationnels monolithiques et des circuits marginaux, les méthodes d'étude des fonctions classiques à amplificateurs opérationnels, deux chapitres sur les erreurs, limitations et stabilité. **Une schématisation commentée et 88 exercices complètent cet ouvrage**, qui ainsi s'adresse au vaste public des étudiants des lycées, des IUT, des écoles d'ingénieurs, des universités et à celui des techniciens de l'industrie.

Les chapitres peuvent être présentés succinctement.

## Première partie (premier tome)

**Chapitre 1** : Il rappelle des lois de l'électricité, les montages fondamentaux à transistors, les fonctions de transfert, ...

**Chapitre 2** : Il relate l'historique et l'évolution des amplificateurs opérationnels suivants les quatre générations.

**Chapitre 3** : Il propose les méthodes d'étude systématiques des différentes fonctions de base en régime linéaire ou non linéaire par la loi d'Ohm puis par les schémas-blocs.

## Deuxième partie (deuxième tome)

**Chapitre 4** : L'amplificateur opérationnel est étudié à partir de tous ses paramètres technologiques : caractéristiques d'entrée, de sortie, de transfert et d'alimentation, accompagnés de valeurs réelles extraites des caractéristiques constructeurs.

**Chapitre 5** : Ce chapitre est entièrement consacré à la réponse en fréquence, la stabilité et la compensation des montages à amplificateurs opérationnels fonctionnant en régime linéaire avec rappels concernant les systèmes asservis.

**Chapitre 6** : C'est la présentation des amplificateurs opérationnels spéciaux ou dérivés tels que : amplificateurs de précision ou d'instrumentation,

amplificateurs en transconductance variable, amplificateurs monotension, haute tension, faible consommation, enfin fonctions spéciales (buffers, comparateurs, échantillonneurs-bloqueurs, ...).

**Chapitre 7 :** Il présente une schématisation dont les domaines d'application sont très vastes en précisant à chaque fois : les éléments théoriques, l'aspect technologique et une application numérique.

**Chapitre 8 :** L'ouvrage est clos avec une présentation commerciale succincte suivie de quelques caractéristiques de constructeurs.

Cet ouvrage présente un travail de synthèse très important. Malgré toute notre attention, il est inéluctable que des erreurs soient encore présentes, nous invitons donc nos lecteurs à nous les signaler.

Je remercie mes collègues et en particulier M. Marchegay pour les conseils et suggestions qu'ils m'ont apportés.

**Remarque :** Chaque partie de cet ouvrage intitulé *Amplificateurs opérationnels* peut être consultée indépendamment.

La première est destinée aux élèves et techniciens voulant prendre contact avec le composant.

La deuxième permet un approfondissement quant à sa technologie et son utilisation.

## Conventions d'écriture

$v(t), i(t)$	tensions et courants instantanés de forme quelconque, en général périodiques, souvent notés $v, i$ ou $v_e, i_e$ ou $v_c(t), i_c(t), \dots$
$V, I$	tensions et courants continus
$\underline{V}, \underline{I}$	tensions et courants en notation imaginaire
$\bar{V}(p), \bar{I}(p)$	tensions et courants en notation symbolique, variable de Laplace
$G_{vo}, R_e, R_s$	gain en tension à vide, résistance d'entrée, résistance de sortie d'un amplificateur quelconque
$A, r_{ed}, r_{eMC}, r_s$	gain en tension à vide, résistance d'entrée différentielle, résistance d'entrée de mode commun résistance de sortie d'un amplificateur opérationnel
$V_+, V_-$	bornes d'alimentation positive et négative de l'amplificateur opérationnel
$+V, -V$	lignes d'alimentation positive et négative
$V_d, I_p, I_d$	tension de décalage ou d'offset, courant de polarisation, courant de décalage ou d'offset
$V_{ID}, V_I$	tension d'entrée différentielle, tension d'entrée de mode commun
TRMC, CMRR	taux de réjection de mode commun
TRA, SVRR, PSRR	taux de réjection d'alimentation

# Table des matières

<b>Chapitre 4. L'amplificateur opérationnel réel.</b> . . . . .	<b>1</b>
4.1. Caractéristiques d'entrée . . . . .	1
4.1.1. Tension de décalage - <i>Offset voltage</i> . . . . .	1
4.1.1.1. Définition . . . . .	1
4.1.1.2. Influence sur la sortie . . . . .	3
4.1.1.3. Méthodes de mesure . . . . .	4
4.1.1.4. Dérive de la tension de décalage . . . . .	4
4.1.1.5. Améliorations technologiques . . . . .	5
4.1.1.6. Exemples de valeurs. . . . .	7
4.1.1.7. Exercices. . . . .	7
4.1.2. Courants de polarisation - <i>Bias current</i> . . . . .	10
4.1.2.1. Définition . . . . .	10
4.1.2.2. Influence sur la sortie . . . . .	11
4.1.2.3. Méthodes de mesure . . . . .	12
4.1.2.4. Améliorations technologiques . . . . .	13
4.1.2.5. Exemples . . . . .	14
4.1.2.6. Exercices. . . . .	16
4.1.3. Courant de décalage - <i>Offset current</i> . . . . .	20
4.1.3.1. Définition . . . . .	20
4.1.3.2. Influence sur la sortie . . . . .	21
4.1.3.3. Méthodes de mesure . . . . .	21
4.1.3.4. Dérive du courant de décalage . . . . .	21
4.1.3.5. Améliorations technologiques . . . . .	22
4.1.3.6. Exemples de valeurs. . . . .	22
4.1.3.7. Exercices. . . . .	23
4.1.4. Compensation de l'erreur de décalage - <i>Balancing circuit</i> . . . . .	25
4.1.4.1. Compensation agissant à l'intérieur du circuit . . . . .	25
4.1.4.2. Compensation agissant à l'extérieur du circuit . . . . .	28
4.1.4.3. Exercices. . . . .	29
4.1.5. Impédances d'entrée - <i>Input impedances</i> . . . . .	31
4.1.5.1. Définition . . . . .	31

4.1.5.2.	Influence des impédances d'entrée . . . . .	32
4.1.5.3.	Mesure des impédances d'entrée . . . . .	33
4.1.5.4.	Améliorations technologiques . . . . .	35
4.1.5.5.	Exemples de valeurs. . . . .	35
4.1.5.6.	Exercices. . . . .	35
4.1.6.	Tensions maximales d'entrée - <i>Maximum input voltage</i> . . . . .	39
4.1.6.1.	Définition . . . . .	39
4.1.6.2.	Améliorations technologiques . . . . .	41
4.1.6.3.	Exemples . . . . .	43
4.1.6.4.	Exercice . . . . .	44
4.1.7.	Bruit électrique ramené à l'entrée de l'amplificateur opérationnel	45
4.1.7.1.	Les sources de bruits . . . . .	46
4.1.7.2.	Aspect mathématique du bruit d'origine statistique. . .	48
4.1.7.3.	Evaluation du bruit à la sortie d'un amplificateur opérationnel . . . . .	49
4.1.7.4.	Méthodes simplifiées de l'évaluation du bruit. . . . .	50
4.1.7.5.	Méthode de minimisation de bruit . . . . .	52
4.1.7.6.	Mesure du bruit . . . . .	54
4.1.7.7.	Exemples de valeurs. . . . .	54
4.1.7.8.	Exercice . . . . .	56
4.2.	Caractéristiques du générateur de sortie . . . . .	58
4.2.1.	Résistance de sortie . . . . .	59
4.2.1.1.	Définition et influence . . . . .	59
4.2.1.2.	Mesure de la résistance de sortie. . . . .	61
4.2.2.	Tension maximale de sortie . . . . .	62
4.2.3.	Courant maximum de sortie. . . . .	63
4.2.4.	Puissance dissipée maximale. . . . .	64
4.2.5.	Exemples de valeurs . . . . .	65
4.2.6.	Exercices . . . . .	65
4.3.	Caractéristiques de transfert . . . . .	68
4.3.1.	Gain en tension en boucle ouverte . . . . .	69
4.3.1.1.	Gain en tension statique. . . . .	69
4.3.1.2.	Influence de la valeur non infinie du gain en tension .	69
4.3.1.3.	Mesure du gain en tension . . . . .	70
4.3.1.4.	Effets des interactions thermiques sur le gain. . . . .	71
4.3.1.5.	Réponse en fréquence en boucle ouverte . . . . .	73
4.3.1.6.	Produit gain-bande passante. . . . .	75
4.3.1.7.	Amélioration du gain en tension et de la réponse en fréquence . . . . .	76
4.3.1.8.	Exemples de valeurs. . . . .	77
4.3.1.9.	Exercices. . . . .	77
4.3.2.	Phénomène de triangulation - <i>Slew rate</i> . . . . .	81
4.3.2.1.	Définition . . . . .	81
4.3.2.2.	Influence et mesure du slew rate . . . . .	82

4.3.2.3. Amélioration du slew rate . . . . .	84
4.3.2.4. Exercices. . . . .	85
4.3.3. Temps de recouvrement et temps d'établissement . . . . .	88
4.3.3.1. Temps de recouvrement . . . . .	88
4.3.3.2. Temps d'établissement . . . . .	88
4.3.4. Taux de réjection de mode commun . . . . .	89
4.3.4.1. Définition. . . . .	89
4.3.4.2. Influence et mesure des TRMC. . . . .	90
4.3.4.3. Amélioration du TRMC et exemples de valeurs . . . . .	90
4.3.4.4. Exercices. . . . .	92
4.4. Caractéristiques d'alimentation . . . . .	95
4.4.1. Tension d'alimentation . . . . .	95
4.4.2. Courant absorbé au repos et puissance consommée . . . . .	96
4.4.3. Taux de réjection d'alimentation. . . . .	97
4.4.4. Exercice . . . . .	99
4.5. Problèmes technologiques associés à l'utilisation des amplificateurs opérationnels . . . . .	100
4.5.1. Protections des amplificateurs opérationnels . . . . .	100
4.5.1.1. Protections d'entrée . . . . .	100
4.5.1.2. Protections en sortie . . . . .	101
4.5.1.3. Protections d'alimentation . . . . .	101
4.5.2. Câblages et découplages. . . . .	102
4.5.2.1. Masses et câblage . . . . .	102
4.5.2.2. Découplages . . . . .	104
4.5.3. Exercice . . . . .	104
<b>Chapitre 5. Réponse, stabilité et compensation des montages à amplificateurs opérationnels . . . . .</b>	<b>107</b>
5.1. Stabilité et compensation des systèmes asservis électroniques . . . . .	107
5.1.1. Système asservi électronique. . . . .	107
5.1.2. Etude de la stabilité. . . . .	108
5.1.2.1. Critère de Nyquist. . . . .	108
5.1.2.2. Représentation de Bode . . . . .	109
5.1.2.3. Représentation de Nichols (ou de Black-Nichols). . . . .	110
5.1.2.4. Critère de Routh. . . . .	110
5.1.2.5. Etude de la fonction de transfert du système . . . . .	112
5.1.3. Réalités physiques de la stabilité. . . . .	113
5.1.4. Exercices sur l'étude de la stabilité des systèmes électroniques . . . . .	114
5.1.5. Compensation des systèmes asservis électroniques . . . . .	117
5.1.5.1. Compensation par déplacement de la première fré- quence de cassure . . . . .	117
5.1.5.2. Compensation par déplacement de la deuxième fré- quence de cassure . . . . .	118
5.1.5.3. Déformation de la réponse sans toucher aux deux fréquences de cassure. . . . .	119

5.1.6.	Présentation de quelques réseaux correcteurs passifs . . . . .	120
5.1.6.1.	Réseau à retard de phase . . . . .	120
5.1.6.2.	Réseau à avance de phase . . . . .	121
5.1.6.3.	Réseau à retard et avance de phase . . . . .	121
5.1.7.	Exercice sur la compensation des systèmes électroniques . . . . .	122
5.2.	Fonctions de transfert des amplificateurs opérationnels . . . . .	123
5.2.1.	Fonction de transfert généralisée . . . . .	123
5.2.2.	Fonctions de transfert utilisées . . . . .	124
5.2.2.1.	Éléments fournis par les constructeurs . . . . .	124
5.2.2.2.	Amplificateurs opérationnels de type I . . . . .	126
5.2.2.3.	Amplificateurs opérationnels de type II . . . . .	127
5.2.2.4.	Atténuations d'entrée et de retour . . . . .	127
5.2.3.	Exercices . . . . .	128
5.3.	Réponse en fréquence, stabilité et compensation des montages à amplificateurs opérationnels de type I . . . . .	130
5.3.1.	Montages où $\alpha_i$ et B sont réels . . . . .	130
5.3.1.1.	Amplificateur non inverseur . . . . .	131
5.3.1.2.	Amplificateur inverseur . . . . .	131
5.3.2.	Montages où $\alpha_i$ et B sont imaginaires . . . . .	133
5.3.2.1.	Intégrateur . . . . .	133
5.3.2.2.	Dérivateur . . . . .	137
5.3.3.	Influence des charges capacitives . . . . .	141
5.3.4.	Influence des capacités parasites . . . . .	144
5.3.4.1.	Montage amplificateur inverseur . . . . .	144
5.3.4.2.	Montage amplificateur non inverseur . . . . .	146
5.3.5.	Exercices . . . . .	147
5.4.	Réponse en fréquence, stabilité et compensation des montages à amplificateurs opérationnels de type II . . . . .	153
5.4.1.	Montages où $\alpha_i$ et B sont réels . . . . .	153
5.4.1.1.	Fonction de transfert . . . . .	153
5.4.1.2.	Tracé de Bode de la boucle $H_0B$ . . . . .	155
5.4.2.	Montages où $\alpha_i$ et B sont imaginaires . . . . .	157
5.4.2.1.	Intégrateur . . . . .	157
5.4.2.2.	Dérivateur . . . . .	158
5.4.3.	Compensation des amplificateurs opérationnels de type II . . . . .	158
5.4.3.1.	Compensation interne « un pôle » . . . . .	159
5.4.3.2.	Compensation interne « deux pôles » . . . . .	162
5.4.3.3.	Compensation interne par retard de phase . . . . .	164
5.4.3.4.	Compensation interne par avance de phase . . . . .	165
5.4.3.5.	Compensation externe par retard de phase . . . . .	168
5.4.4.	Exercices . . . . .	169
5.5.	Utilisations spéciales des amplificateurs opérationnels . . . . .	171
5.5.1.	Correction de phase par contre-réaction active . . . . .	172
5.5.1.1.	Montage conventionnel . . . . .	172

5.5.1.2. Montage à deux étages . . . . .	173
5.5.1.3. Contre-réaction active . . . . .	174
5.5.2. Chaînes d'asservissements électroniques . . . . .	176
5.5.3. Exercices . . . . .	178
<b>Chapitre 6. Amplificateurs opérationnels spéciaux . . . . .</b>	<b>181</b>
6.1. Amplificateurs de précision . . . . .	181
6.1.1. Présentation et contraintes des amplificateurs de précision . . . . .	182
6.1.2. Types d'amplificateurs de précision . . . . .	183
6.1.2.1. Amplificateurs de précision traditionnels . . . . .	184
6.1.2.2. Amplificateurs de précision à découpage . . . . .	184
6.1.3. Amplificateurs stabilisés par chopper . . . . .	188
6.1.3.1. Circuit HA 2900 (Harris) . . . . .	188
6.1.3.2. Circuits auto-zéro ICL 7600 - ICL 7605 (GE-Intersil) . . . . .	190
6.1.3.3. Circuits ICL 7650 - 7652 (GE-Intersil) . . . . .	191
6.1.3.4. Applications typiques des amplificateurs stabilisés par chopper . . . . .	192
6.1.4. Exemples de valeurs de paramètres . . . . .	194
6.2. Amplificateurs opérationnels programmables - OTA . . . . .	194
6.2.1. Principe de fonctionnement et caractéristiques . . . . .	195
6.2.1.1. Circuits CA 3080 et 3094 de RCA (OTA) . . . . .	195
6.2.1.2. Circuits LM 13600 et 13700 de NS (OTA) . . . . .	196
6.2.1.3. Circuits TL 251 et 271 de Texas Instruments (programmables) . . . . .	197
6.2.1.4. Circuits 776 (programmables) . . . . .	198
6.2.1.5. Circuit HA 2406 de Harris (programmable) . . . . .	200
6.2.2. Exemples d'applications . . . . .	201
6.3. Amplificateurs opérationnels haute tension et de puissance . . . . .	205
6.3.1. Technologie des circuits intégrés . . . . .	205
6.3.2. Présentation de quelques circuits . . . . .	206
6.3.3. Les variantes . . . . .	207
6.3.3.1. Amplificateur opérationnel associé à un push-pull . . . . .	207
6.3.3.2. Amplificateur opérationnel translaté en tension . . . . .	207
6.3.3.3. Amplificateurs opérationnels à collecteur ouvert . . . . .	208
6.4. Amplificateurs opérationnels faible tension d'alimentation et faible consommation . . . . .	209
6.4.1. Principes de fonctionnement . . . . .	209
6.4.1.1. Amplificateurs opérationnels monotension . . . . .	209
6.4.1.2. Amplificateurs opérationnels bitension . . . . .	210
6.4.1.3. Amplificateurs opérationnels faible puissance . . . . .	212
6.4.2. Présentation de quelques circuits . . . . .	212
6.4.3. Exemples d'applications . . . . .	212
6.5. Fonctions spéciales . . . . .	213
6.5.1. Amplificateurs opérationnels duals et quads . . . . .	214
6.5.2. Buffers . . . . .	215

6.5.3. Compérateurs . . . . .	217
6.5.4. Echantillonneurs-bloqueurs ( <i>sample and hold</i> ) . . . . .	219
6.5.5. Amplificateurs isolés - Circuits intégrés hybrides . . . . .	221
6.5.6. Circuits haute température monolithiques . . . . .	224
6.6. Exercices . . . . .	225
<b>Chapitre 7. Domaines d'application des amplificateurs opérationnels . . . . .</b>	<b>231</b>
7.1. Eléments de calcul analogique . . . . .	231
7.1.1. Amplificateurs. . . . .	232
7.1.1.1. Suiveur. . . . .	232
7.1.1.2. Inverseur . . . . .	232
7.1.1.3. Amplificateurs en tension, non inverseur . . . . .	233
7.1.1.4. Amplificateur en tension, inverseur . . . . .	234
7.1.1.5. Variante de l'amplificateur inverseur . . . . .	234
7.1.1.6. Montage à gain variable entre $-1$ et $+1$ . . . . .	235
7.1.2. Additionneurs et soustracteurs . . . . .	236
7.1.2.1. Additionneur pur à deux entrées. . . . .	236
7.1.2.2. Additionneur pur à $n$ entrées . . . . .	237
7.1.2.3. Additionneur inverseur à deux entrées. . . . .	237
7.1.2.4. Additionneur inverseur à $n$ entrées . . . . .	238
7.1.2.5. Soustracteur ou comparateur proportionnel . . . . .	238
7.1.2.6. Soustractions et additions multiples. . . . .	239
7.1.3. Intégrateurs . . . . .	240
7.1.3.1. Intégrateur inverseur . . . . .	240
7.1.3.2. Intégrateur non inverseur . . . . .	241
7.1.3.3. Intégrateur de somme . . . . .	242
7.1.3.4. Intégrateur de différence . . . . .	242
7.1.3.5. Intégrateur double. . . . .	243
7.1.4. Stabilisation en dérive des intégrateurs . . . . .	244
7.1.4.1. Stabilisation manuelle . . . . .	244
7.1.4.2. Stabilisation par chopper . . . . .	245
7.1.4.3. Remise aux conditions initiales. . . . .	245
7.1.4.4. Compensation par contre-réaction statique . . . . .	246
7.1.4.5. Intégrateur passif-actif . . . . .	247
7.1.5. Dérivateurs. . . . .	247
7.1.5.1. Dérivateur inverseur . . . . .	247
7.1.5.2. Dérivateur non inverseur . . . . .	249
7.1.5.3. Dérivateur de somme. . . . .	250
7.1.5.4. Dérivateur de différence. . . . .	251
7.1.6. Calculeurs analogiques . . . . .	251
7.1.6.1. Résolution de deux équations à deux inconnues. . . . .	252
7.1.6.2. Résolution d'une équation différentielle. . . . .	252
7.1.6.3. Simulation des fonctions de transfert. . . . .	253
7.2. Amplificateurs pour mesures . . . . .	254
7.2.1. Amplificateurs d'instrumentation . . . . .	254

7.2.1.1.	Amplificateur différentiel de base . . . . .	255
7.2.1.2.	Amplificateur différentiel sans erreur de mode commun . . . . .	255
7.2.1.3.	Amplificateur différentiel en pont . . . . .	256
7.2.1.4.	Amplificateur différentiel à grande résistance d'entrée et gain constant . . . . .	257
7.2.1.5.	Amplificateur d'instrumentation à deux amplificateurs opérationnels . . . . .	258
7.2.1.6.	Amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs opérationnels . . . . .	258
7.2.1.7.	Amplificateur d'instrumentation à capacités commutées . . . . .	259
7.2.2.	Amplificateurs de précision . . . . .	260
7.2.2.1.	Amplificateur pour thermocouple . . . . .	260
7.2.2.2.	Amplificateur pour jauge de contrainte . . . . .	261
7.2.2.3.	Amplificateur très faible bruit . . . . .	262
7.2.3.	Amplificateurs programmables . . . . .	263
7.2.3.1.	Amplificateur programmable inverseur . . . . .	263
7.2.3.2.	Amplificateur programmable non inverseur . . . . .	264
7.2.3.3.	Amplificateur d'instrumentation programmable . . . . .	265
7.2.3.4.	Autres fonctions électroniques programmables . . . . .	266
7.3.	Fonctions spéciales pour mesures et traitement de l'information . . . . .	268
7.3.1.	Mesures spéciales . . . . .	268
7.3.1.1.	Convertisseur courant-tension . . . . .	268
7.3.1.2.	Convertisseur tension-courant . . . . .	269
7.3.1.3.	Mesure par transfert de charges . . . . .	270
7.3.2.	Redresseurs sans seuil et valeurs absolues . . . . .	271
7.3.2.1.	Redressement simple alternance à configuration « suiveur » . . . . .	272
7.3.2.2.	Redressement simple alternance à configuration « inverseur » . . . . .	273
7.3.2.3.	Redressement simple alternance de puissance . . . . .	273
7.3.2.4.	Redressement double alternance utilisant un amplificateur opérationnel . . . . .	274
7.3.2.5.	Redressement double alternance utilisant deux amplificateurs opérationnels . . . . .	275
7.3.3.	Fonctions logarithmiques, multiplicateurs, diviseurs et leurs applications . . . . .	276
7.3.4.	Mesure des grandeurs périodiques et apériodiques . . . . .	279
7.3.4.1.	Mesure de la valeur moyenne d'un signal périodique . . . . .	280
7.3.4.2.	Mesure de la valeur efficace d'un signal sinusoïdal . . . . .	281
7.3.4.3.	Mesure de la valeur efficace d'un signal périodique de forme quelconque . . . . .	282
7.3.4.4.	Mesure de la valeur crête d'un signal quelconque . . . . .	283
7.3.4.5.	Echantillonnage d'un signal quelconque . . . . .	284
7.3.5.	Fonctions spéciales à diodes « grands signaux » . . . . .	285

7.3.5.1. Limiteur de dynamique . . . . .	285
7.3.5.2. Générateurs de fonctions . . . . .	287
7.4. Comparateurs - détecteurs de seuils . . . . .	288
7.4.1. Comparateurs simples . . . . .	288
7.4.1.1. Schéma de base . . . . .	288
7.4.1.2. Comparateurs ou détecteurs de zéro . . . . .	289
7.4.1.3. Comparateurs à fenêtre . . . . .	290
7.4.2. Comparateur à hystérésis ou trigger de Schmitt . . . . .	292
7.4.2.1. Schémas de base . . . . .	292
7.4.2.2. Simulation de cycles d'hystérésis réels . . . . .	294
7.4.3. Interfaçage amplificateur opérationnel - circuits numériques . . . . .	294
7.4.3.1. Interfaçage simple . . . . .	294
7.4.3.2. Interfaçage amplificateur opérationnel - circuit TTL . . . . .	295
7.4.3.3. Interfaçage amplificateur opérationnel - circuit CMOS . . . . .	296
7.5. Générateurs de tension ou de courant . . . . .	296
7.5.1. Générateurs de tension . . . . .	296
7.5.1.1. Générateurs de faible puissance . . . . .	296
7.5.1.2. Générateur de forte puissance . . . . .	298
7.5.2. Générateurs de courant . . . . .	299
7.6. Générateurs de signaux . . . . .	300
7.6.1. Multivibrateurs . . . . .	300
7.6.1.1. Multivibrateur classique - Astable . . . . .	301
7.6.1.2. Monostable classique . . . . .	302
7.6.1.3. Astable à rapport cyclique variable . . . . .	303
7.6.1.4. Astable à fréquence variable - VCO . . . . .	304
7.6.2. Générateurs de fonctions . . . . .	305
7.6.2.1. Fonctions carré-triangle à fréquence fixe . . . . .	305
7.6.2.2. Fonctions carré-triangle à fréquence commandée-VCO . . . . .	306
7.6.2.3. Transformation triangle-sinus . . . . .	307
7.6.2.4. Fonctions obtenues par « développement en série » . . . . .	308
7.6.3. Générateurs de signaux quasi sinusoïdaux, appelés aussi oscillateurs . . . . .	309
7.6.3.1. Principe et méthode d'étude des oscillateurs quasi sinusoïdaux . . . . .	309
7.6.3.2. Oscillateur à pont de Wien . . . . .	311
7.6.3.3. Oscillateur à trois cellules CR . . . . .	313
7.6.3.4. Oscillateur à circuit LC . . . . .	314
7.6.3.5. Oscillateur sinus-cosinus . . . . .	315
7.7. Filtres et fonctions associées . . . . .	316
7.7.1. Filtres classiques du premier ordre . . . . .	316
7.7.1.1. Filtre passe-bas . . . . .	316
7.7.1.2. Filtre passe-haut . . . . .	317
7.7.1.3. Filtre passe-tout ou déphaseur . . . . .	317
7.7.2. Filtres classiques du second ordre . . . . .	318

7.7.2.1. Filtre passe-bas . . . . .	318
7.7.2.2. Filtre passe-haut . . . . .	319
7.7.2.3. Filtre passe-bande . . . . .	320
7.7.2.4. Filtre sélectif . . . . .	321
7.7.2.5. Filtre réjecteur . . . . .	322
7.7.2.6. Filtre universel . . . . .	323
7.7.3. Réseaux correcteurs d'asservissements . . . . .	324
7.7.3.1. Réseau correcteur PI . . . . .	324
7.7.3.2. Réseau correcteur PD . . . . .	325
7.7.3.3. Réseau correcteur PID . . . . .	326
7.7.4. Réseaux correcteurs audiofréquences . . . . .	327
7.7.5. Fonctions marginales . . . . .	328
7.7.5.1. Convertisseurs d'impédances négatives NIC . . . . .	328
7.7.5.2. Gyrateurs - Inductances actives . . . . .	330
7.7.5.3. Multiplicateurs d'impédances . . . . .	331
7.8. Autres exemples d'applications des amplificateurs opérationnels . . . . .	333
7.8.1. Exemples d'application en optoélectronique . . . . .	333
7.8.1.1. Emetteur de lumière par DEL . . . . .	333
7.8.1.2. Récepteur de lumière par photodiode . . . . .	334
7.8.1.3. Commande isolée par optocoupleur . . . . .	335
7.8.2. Montages à alimentation unique . . . . .	336
7.8.2.1. Amplificateur inverseur . . . . .	336
7.8.2.2. Amplificateur non inverseur . . . . .	337
7.8.2.3. Bascule astable . . . . .	338
7.8.3. Montages à gain variable et CAG . . . . .	339
7.8.3.1. Amplificateur non inverseur . . . . .	339
7.8.3.2. Amplificateur inverseur . . . . .	340
7.8.3.3. Amplificateurs à CAG . . . . .	341
<b>Chapitre 8. Présentation et caractéristiques des amplificateurs opérationnels</b> . . . . .	<b>343</b>
8.1. Présentation commerciale . . . . .	343
8.1.1. Codification internationale . . . . .	343
8.1.2. Codifications locales . . . . .	344
8.1.3. Boîtiers et brochages . . . . .	344
8.1.4. Nombre de circuits pour un type donné . . . . .	347
8.1.5. Ordre de grandeur de prix . . . . .	348
8.2. Présentation de quelques caractéristiques . . . . .	348
<b>Bibliographie</b> . . . . .	<b>371</b>



## CHAPITRE 4

# L'amplificateur opérationnel réel

L'amplificateur opérationnel utilisé en très basse fréquence, avec des signaux de sortie dépassant le volt et un faible gain en tension en boucle fermée, peut être étudié à partir du modèle idéal sans souci technologique. Par contre, dès que la fréquence augmente et que le niveau de sortie diminue les nombreuses imperfections se manifestent. Il faut alors connaître leurs origines et choisir les composants (à technologie adaptée) en fonction de l'utilisation souhaitée.

Nous présentons dans ce chapitre les différents paramètres de l'amplificateur opérationnel, séparément, sachant qu'en régime linéaire (et c'est surtout dans ce cas qu'ils interviennent), le théorème de superposition est applicable. Nous utilisons toujours le même processus d'étude : définition, influence, méthode de mesure, dérive thermique, améliorations technologiques, exemples et exercices. Enfin nous classons ces paramètres en quatre catégories en fonction de leurs « positions » : caractéristiques d'entrée, de sortie, de transfert et l'alimentation.

### 4.1. CARACTÉRISTIQUES D'ENTRÉE

#### 4.1.1. TENSION DE DÉCALAGE — *OFFSET VOLTAGE*

##### 4.1.1.1. Définition

La tension de décalage  $V_d$ , aussi appelée tension d'offset ou tension résiduelle d'entrée, est surtout liée à la dissymétrie de l'amplificateur différentiel d'entrée (gains en courant, tensions base-émetteur, résistances de charge

pour des transistors bipolaires). Elle varie dans le temps à cause du vieillissement et dépend aussi de la température ainsi que de la valeur des alimentations. Toutefois, la cause principale de  $V_d$  est la dispersion des  $V_{BE}$ . La relation qui lie le courant dans une diode en fonction de la tension à ses bornes est

$$I \simeq I_s \exp 40 V_{AK} \quad \text{ou} \quad I_B = I_s \exp 40 V_{BE}$$

avec  $I_s$ , courant de saturation inverse. Le coefficient  $40 = \frac{1}{25 \text{ mV}}$  à  $25^\circ\text{C}$

représente  $\frac{1}{a} \frac{q}{kT}$ . En supposant les courants  $I_B$  et  $I_C$  égaux dans l'amplificateur différentiel ( $I_{B1} = I_{B2}$  et  $I_{C1} = I_{C2}$ ), une différence des courants de saturation  $I_{s1}$  et  $I_{s2}$  se traduit par une différence des  $V_{BE}$  suivant la relation

$$\Delta V_{BE} = V_d = 25 \cdot 10^{-3} \cdot \text{Ln} \frac{I_{s2}}{I_{s1}}$$

Pour

$$\frac{I_{s2}}{I_{s1}} = 1,1, \quad \text{il vient } V_d = 2,4 \text{ mV}$$

La représentation schématique de la tension de décalage consiste à positionner un générateur  $V_d$  sur l'une des deux entrées d'un amplificateur opérationnel parfait (figure 4.1). Deux remarques s'imposent :

- on ne connaît pas le signe de  $V_d$ ,
- en fonctionnement linéaire, contre-réactionné, la tension différentielle  $\varepsilon'$  mesurée est voisine de  $V_d$  sachant que  $\varepsilon \simeq 0$ .

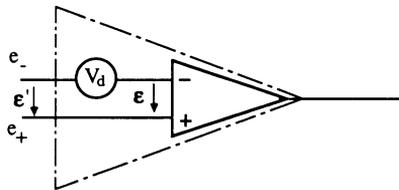


Figure 4.1.

Dans le cas de transistors à effet de champ d'entrée, la tension de décalage est due à la différence des tensions  $V_{GS}$ . Cette différence, très importante dans les amplificateurs de la deuxième génération (100 mV pour le  $\mu\text{A} 740$ ), s'est vue diminuée dans la troisième génération grâce à l'implantation ionique (5 mV) et encore améliorée dans la quatrième génération par l'ajustage laser (0,2 mV).

4.1.1.2. Influence sur la sortie

Pour un amplificateur opérationnel parfait, lorsque l'on met **la ou les entrées du montage contre-réactionné à zéro**, la sortie est nulle. Ceci en pratique n'est pas possible à cause des erreurs statiques et en particulier à cause de  $V_d$ . L'amplificateur inverseur de la figure 4.2 ( $e = 0$ ) nous permet d'écrire

$$V_d = s_d \frac{R_1}{R_1 + R_2} = s_d B$$

soit une erreur de décalage en sortie

$$s_d = \pm V_d \cdot \frac{1}{B}$$

où **B** représente l'atténuation de retour.

$$\left. \begin{aligned} V_d &= -R_1 i \\ s_d &= -(R_1 + R_2) i \end{aligned} \right\}$$

$$V_d = s_d \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

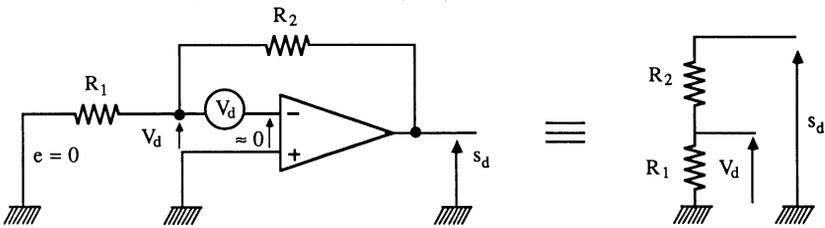


Figure 4.2.

Donnons quelques valeurs numériques avec  $V_d = 10 \text{ mV}$  :

— pour un gain  $\frac{s}{e} = -1$ , nous avons  $B = \frac{1}{2}$

soit  $s_d = \pm 20 \text{ mV}$

— pour un gain  $\frac{s}{e} = -1000$ ,  $B = \frac{1}{1001} \approx \frac{1}{1000}$

soit  $s_d = \pm 10 \text{ V}$

— dans un amplificateur non inverseur de gain  $+10$ ,  $B = \frac{1}{10}$

et  $s_d = \pm 0,1 \text{ V}$

**Remarque.** Aux sens des systèmes bouclés, la tension  $V_d$  est considérée comme une perturbation ramenée à l'entrée. Il en est de même pour les autres erreurs.

#### 4.1.1.3. Méthodes de mesure

La mesure de la tension d'offset est d'autant plus facile à effectuer que celle-ci est grande. On trouve dans la littérature plusieurs procédés de mesure. Nous en indiquons un qui, à notre sens, semble le plus aisé à mettre en œuvre. La figure 4.3 représente un montage inverseur. La capacité C permet de limiter l'influence du bruit très basse fréquence. La tension de sortie s'établit à une valeur définie par la relation

$$s = \pm V_d \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

à condition que le courant d'offset (que nous présentons plus loin) soit d'influence négligeable, ce qui est en partie vrai en prenant  $R_1$  inférieure au kilohm.

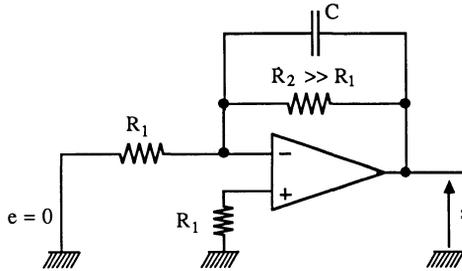


Figure 4.3.

Remarquons, que si l'on fait travailler l'amplificateur opérationnel en comparateur (figure 4.4), la tension e permettant le changement d'état de la sortie autour de zéro est celle qui s'oppose à  $V_d$  donc  $e = V_d$ .

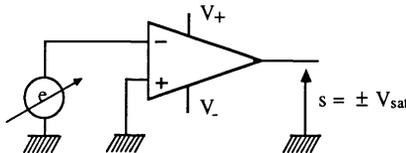


Figure 4.4.

#### 4.1.1.4. Dérive de la tension de décalage

La tension de décalage varie, en fonction de trois paramètres : la température, la variation de la tension d'alimentation et le temps (vieillessement). Pour des tensions d'alimentation stables et un intervalle de temps

suffisamment court (inférieur à l'année) on ne considère que la dérive thermique. Son expression est

$$D V_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta \theta} , \quad \text{en général en } \mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

Cette dérive est en partie due à la variation du  $V_{BE}$  des transistors bipolaires. A partir des éléments de la physique du solide, on peut écrire une relation très approchée de l'évolution de  $V_d$

$$\frac{\Delta V_d}{\Delta \theta} \simeq \pm \frac{V_d}{T} , \quad T = \text{température absolue}$$

Ainsi, pour  $V_d = 2,4 \text{ mV}$  et  $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$ , nous obtenons

$$\frac{\Delta V_d}{\Delta \theta} = \frac{2,4 \cdot 10^{-3}}{300} = \pm 8 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

Dans le cas de l'amplificateur différentiel à transistor à effet de champ, la dérive est essentiellement due à l'évolution de la tension  $V_{GS}$ .

Pour toutes les technologies, la dérive de l'offset dépend fortement des interactions thermiques au niveau de la « puce ».

**Remarque.** La variation de  $V_d$  en fonction de la variation de la tension d'alimentation est encore appelée taux de réjection d'alimentation, paramètre présenté plus loin.

#### 4.1.1.5. Améliorations technologiques

**Tension de décalage.** Pour des transistors bipolaires chargés par un miroir de courant (deuxième génération), la tension de décalage se situe entre 1 mV et 10 mV. En configuration différentielle classique, il est préférable d'utiliser des transistors NPN car les PNP latéraux sont des composants à caractéristiques très dispersées. Comme les charges actives apportent une erreur plus grande, on préfère, dans certains cas, utiliser des charges résistives et un second amplificateur différentiel. Dans ces conditions  $V_d$  ne dépasse pas 1 mV. On trouve les inconvénients suivants : risque de latch-up, gain en tension limité du premier étage, tension différentielle limitée à cause de la seule tension d'avalanche de la jonction base-émetteur du transistor NPN ( $\simeq 7 \text{ V}$ ). Alors les constructeurs, dans la quatrième génération d'amplificateurs opérationnels, se sont orientés vers des techniques de correction directe sur la puce en cours de test du circuit. Deux techniques d'ajustement sont alors rencontrées :

- ajustement par laser,
- ajustement par court-circuit de Zener (Zener Zamping).

Ces techniques jouent un rôle quasi identique à celui d'un potentiomètre qui serait connecté à l'extérieur du composant. On peut ainsi obtenir des

tensions de décalage inférieures à 25  $\mu\text{V}$  avec, en plus, un appariement des transistors rigoureusement contrôlé. Dans le cas des transistors à effet de champ, nous avons évoqué précédemment leur évolution : deuxième génération, FET obtenus par dopage classique,  $V_d = 100 \text{ mV}$ , troisième génération, FET obtenu par implantation ionique,  $V_d = 5 \text{ mV}$  et enfin quatrième génération, ajustement des résistances par laser,  $V_d = 0,2 \text{ mV}$ .

Des technologies marginales de la quatrième génération permettent d'obtenir des tensions de décalage extrêmement réduites. Citons :

— les amplificateurs opérationnels stabilisés par chopper (exemple le circuit ICL 7650 de chez GE-Intersil dont la tension de décalage est inférieure à 2  $\mu\text{V}$ ),

— les amplificateurs à « commutation auto-zéro » dont le principe est d'annuler par commutation la tension  $V_d$  lue séquentiellement (exemple le circuit ICL 7605 de GE-Intersil dont la tension de décalage est inférieure à 2  $\mu\text{V}$ ).

Il est évident, qu'indépendamment de ces améliorations technologiques, un réglage extérieur appelé compensation d'offset ou équilibrage, est prévu dans la plupart des cas.

**Dérive de la tension de décalage.** Trois procédés sont utilisés pour minimiser la dérive de la tension de décalage en fonction de la température :

— deux amplificateurs différentiels, chargés par une même résistance, sont géométriquement définis pour avoir des dérives identiques mais complémentaires. La somme des dérives est alors très réduite. C'est le cas du circuit LM 121,

— on réalise une stabilisation en température du substrat en utilisant un capteur de température situé près des transistors de l'amplificateur différentiel d'entrée et un « actionneur » qui est un transistor de « puissance » permettant de chauffer plus ou moins le substrat. Ce procédé rencontré dans le circuit  $\mu\text{A} 727$  nous fournit

$$\frac{\Delta V_d}{\Delta \theta} = 0,6 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \quad \text{pour} \quad V_d = 10 \text{ mV}$$

— le troisième procédé consiste à réaliser un amplificateur différentiel à l'aide de quatre transistors couplés deux à deux par rapport à une ligne normale thermique ainsi que l'indique la figure 4.5. Cette technique est

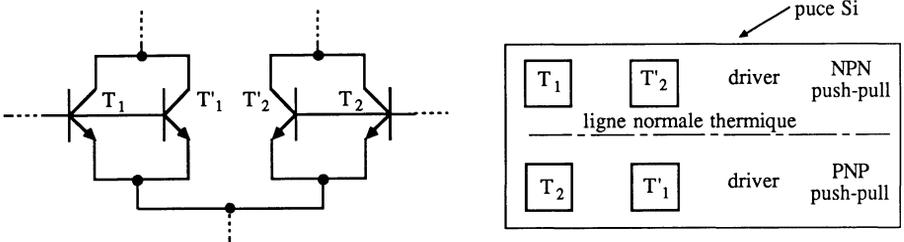


Figure 4.5.

rencontrée dans les amplificateurs opérationnels de la quatrième génération (OP 07, OP 27, OP 37...).

#### 4.1.1.6. Exemples de valeurs

Nous indiquons dans le tableau 4.1 les valeurs des tensions de décalage maximales ainsi que la dérive en température associée pour les circuits présentés au chapitre 8 (autour de 25 °C).

**Remarques.** Lorsque la tension de décalage  $V_d$  est très importante ou très faible, le constructeur ne fournit pas la valeur de la dérive. Nous verrons toutefois que les circuits à très faible tension d'offset (par exemple le circuit ICL 7605 à commutation auto-zéro présenté au chapitre 6), pour une tension de décalage de 2  $\mu\text{V}$ , la dérive est donnée en température (0,05  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ) et dans le temps (0,2  $\mu\text{V}/\text{année}$ ).

#### 4.1.1.7. Exercices

**Exercice 1.** Un filtre passe-haut est défini par la figure 4.6. En ne considérant que l'erreur de décalage, pour  $V_d = 10 \text{ mV}$  :

- déterminer l'erreur totale de décalage en sortie,
- que devient cette erreur si le condensateur est remplacé par un court-circuit (amplificateur inverseur) ?

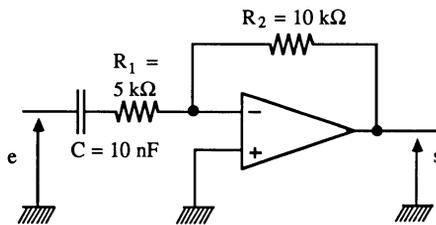


Figure 4.6.

#### Solution

L'erreur d'offset ou de décalage en sortie est définie par la relation

$$s_d = V_d \cdot \frac{1}{B_{st}}$$

où  $B_{st}$  représente le coefficient de retour statique. Comme  $B_{st} = 1$ , nous avons

$$s_d = V_d = \pm 10 \text{ mV en valeur maximale.}$$

**Tableau 4.1. Tension de décalage - *input offset voltage*, coefficient de température de la tension de décalage - *average offset voltage drift***

Génération technologique	Circuit	Tension de décalage maximale $V_{d,max}$	Dérive de la tension de décalage $\frac{\Delta V_d}{\Delta \theta}$	Technologie
Première (abandonnée)	LM 709	5 mV	20 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	Bipolaire
Deuxième	LM 101 A LM 301 A UA 741	3 mV 10 mV 5 mV	15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 30 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ -	Bipolaire Bipolaire Bipolaire
Troisième	LF 155 A TL 080 M CA 3140 B CA 3160 B	2 mV 6 mV 2 mV 2 mV	5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	BIFET BIFET BIMOS BIMOS
Quatrième	TL 087 C LM 118 OP 07 A OP 50 A HA 2539	0,5 mV 4 mV 25 $\mu\text{V}$ 25 $\mu\text{V}$ 15 mV	10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ - 0,4 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 0,3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ -	BIFET, ajustement Zener Bipolaire Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Bipolaire
Ne sont pas indiqués les circuits stabilisés par chopper : $V_d = 1 \mu\text{V}$ .				

Dans le cas où le condensateur est remplacé par un court-circuit, le montage devient amplificateur inverseur avec

$$B_{st} = B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3}$$

alors 
$$s_d = V_d \cdot \frac{1}{B} = 3 V_d = \pm 30 \text{ mV}$$

**Exercice 2.** L'intégrateur de la figure 4.7 est réalisé avec un amplificateur opérationnel dont la tension de décalage  $V_d$  vaut  $10 \mu\text{V}$ .

— Déterminer la dérive de ce montage en volts par seconde due à  $V_d$ , sachant que le gain statique  $A$  est  $10^7$ .

— Après compensation de la tension de décalage on considère une dérive en température de  $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Que devient la nouvelle dérive dans le temps avec une variation de température de  $10^\circ\text{C}$  ?

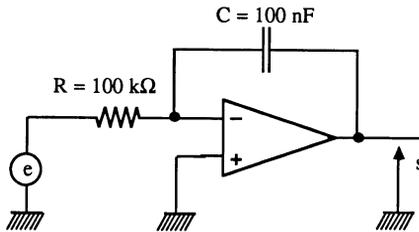


Figure 4.7.

### Solution

Pour déterminer la dérive de ce montage, il faut représenter le schéma équivalent de la figure 4.8. Nous écrivons les équations temporelles

$$Ri - V_d + \varepsilon = 0$$

$$s = A \varepsilon \left[ \text{au lieu de } S(p) = \frac{A_0}{1 + \tau p} \cdot \varepsilon(p) \right]$$

$$Ri + \frac{1}{C} \int i \, dt = s$$

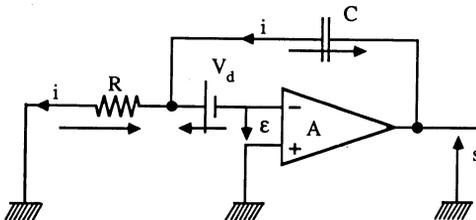


Figure 4.8.

Remarquons que l'on utilise  $A$  comme fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel pour des dérives lentes de la sortie. A partir des deux premières équations on obtient

$$Ri - V_d + \frac{s}{A} = 0 \quad \text{soit} \quad Ri \simeq V_d$$

En effet, la tension différentielle est négligeable devant  $V_d$  à cause du très grand gain statique  $A$ . Ainsi  $i \simeq V_d/R$  reportée dans la troisième équation

$$s = R \frac{V_d}{R} + \frac{1}{RC} \int V_d dt \simeq \frac{1}{RC} \int V_d dt$$

nous permet d'écrire

$$s = \frac{10^{-5}}{10^5 \cdot 10^{-7}} t + K = 10^{-3} t + K$$

**La dérive en tension est de 1 mV par seconde.** Après réglage d'offset, la nouvelle tension d'erreur devient  $0,1 \mu\text{V}$  multipliée par 10 soit  $1 \mu\text{V}$ . Alors, on obtient une nouvelle dérive en tension de  $0,1 \text{ mV}$  par seconde (soit  $360 \text{ mV}$  par heure). Ce calcul est effectué en ne tenant pas compte de la tension différentielle

$\varepsilon$ , ce qui reste correct tant que la sortie ne dépasse pas le volt ( $\varepsilon = \frac{1}{10^7} = 0,1 \mu\text{V}$ ).

## 4.1.2. COURANT DE POLARISATION — *BIAS CURRENT*

### 4.1.2.1. Définition

L'amplificateur différentiel d'entrée d'un amplificateur opérationnel est d'abord polarisé, c'est-à-dire parcouru par un courant de repos. Si cet étage est rigoureusement symétrique, nous avons des courants identiques ( $I_{C1} = I_{C2}$  dans le cas de transistors bipolaires et  $I_{D1} = I_{D2}$  pour des transistors à effet de champ). Pour des transistors de mêmes caractéristiques, on obtient

$$I_- = I_+ = I_p$$

Les courants  $I_-$  et  $I_+$  sortants (avec des transistors PNP) ou entrants (avec des transistors NPN) représentent les courants de base. Dans le cas des transistors à effet de champ, ces courants, quoique très faibles (courant de fuite), ont un sens différent en fonction du canal utilisé (canal N ou P). La figure 4.9 illustre ces sens des courants.

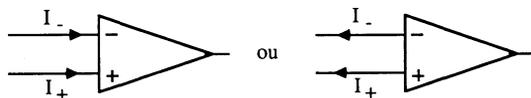


Figure 4.9.

En pratique, comme il existe une dissymétrie inéluctable, les courants de polarisation sont différents. On définit alors le courant de polarisation  $I_p$  comme étant la valeur moyenne des deux courants  $I_-$  et  $I_+$ .

$$I_p = \frac{I_- + I_+}{2}$$

#### 4.1.2.2. Influence sur la sortie

A partir du schéma de la figure 4.10, nous allons déterminer l'influence des courants de polarisation sur la sortie d'un amplificateur inverseur dont l'entrée est mise à zéro. Comme le courant  $I_-$  représente la somme de deux courants circulant dans  $R_1$  et  $R_2$ , les chutes de tensions associées imposent  $e_- \neq 0$ . Il est donc nécessaire d'ajouter une résistance  $R$  entre l'entrée (+) et la masse afin d'obtenir  $e_+ \neq 0$ . La valeur de la résistance  $R$  est définie à partir des deux équations de mailles

$$s = R_2 I + R_1 (I - I_-)$$

et

$$R_1 (I - I_-) + RI_+ = 0$$

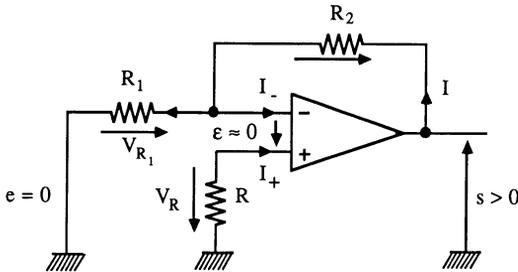


Figure 4.10.

Si on considère l'étage d'entrée symétrique ( $I_- = I_+ = I_p$ ), on détermine l'expression de  $R$  en fonction de  $R_1$  et  $R_2$  pour une erreur nulle en sortie soit  $s = 0$ . Nous avons alors

$$\begin{aligned} 0 &= (R_1 + R_2) I - R_1 I_p \\ R_1 I + I_p (R - R_1) &= 0 \end{aligned}$$

et la condition

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Le « bon sens physique » aurait pu nous guider. En effet pour  $s = 0$ , l'entrée (-) « voit » les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  en parallèle par rapport à la masse, alors que l'entrée (+) ne « voit » que  $R$ . Si les courants de polarisation sont égaux, les chutes de tensions sont identiques lorsque  $R = R_1 // R_2$ .

**Remarques**

— Les courants de polarisation sont des courants continus de repos. Ils ne doivent pas être interrompus quel que soit le fonctionnement linéaire ou non linéaire.

— Les entrées (-) et (+) doivent « voir » la même valeur résistive « statique » par rapport à la masse (en régime linéaire).

— On n'a pas intérêt à prendre des résistances de trop fortes valeurs sinon les potentiels des entrées (-) et (+) s'éloignent de zéro, ce qui diminue la dynamique d'entrée de mode commun.

— Ces courants de polarisation évoluent en fonction de la température et peuvent prendre des valeurs exagérées dans le cas des transistors à effet de champ.

**4.1.2.3. Méthodes de mesure**

La mesure des courants de polarisation dépend de leur ordre de grandeur donc de la technologie de l'amplificateur différentiel d'entrée (transistors bipolaires ou à effet de champ).

**Cas des transistors bipolaires.** Les courants  $I_-$  et  $I_+$  sont de l'ordre de 1 nA à 1  $\mu$ A. Leur valeur est obtenue à partir de la figure 4.11.

— pour  $K_2$  fermé et  $K_1$  ouvert, nous avons

$$e_+ \simeq e_- = s = -RI_+ \quad \text{soit} \quad I_+ = -\frac{s}{R}$$

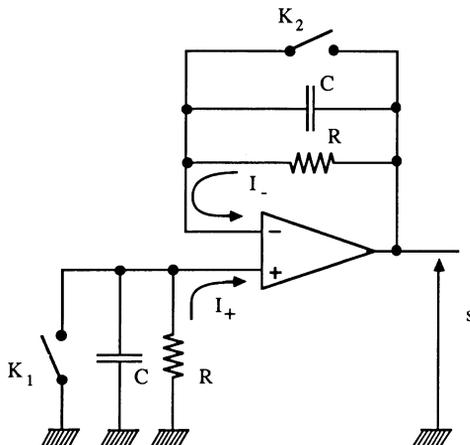


Figure 4.11.

— pour  $K_1$  fermé et  $K_2$  ouvert, nous avons

$$e_+ \simeq e_- = 0$$

et

$$s = RI_- \quad \text{soit} \quad I_- = \frac{s}{R}$$

Cette manipulation impose un réglage préalable d'offset avec  $K_1$  et  $K_2$  fermés et des valeurs de résistances telles que l'on puisse apprécier une lecture correcte de la tension de sortie  $s$ . Les capacités  $C$  permettent de limiter l'influence du bruit.

**Cas des transistors à effet de champ.** Les courants  $I_-$  et  $I_+$  sont de quelques dizaines de picoampères à 25 °C. Leur valeur évolue rapidement en fonction de la température. On sait que le courant de fuite d'une jonction double tous les 10 °C. Ainsi, pour  $\Delta\theta = 100$  °C, on passe de 10 pA à 10 nA. Pour ces faibles courants, la méthode précédente imposerait des valeurs trop importantes de résistances. On utilise alors la charge d'un condensateur à courant constant ainsi que l'indique la figure 4.12. Après avoir effectué le réglage préalable d'offset pour  $K_1$  et  $K_2$  fermés (réglage non indiqué sur la figure), on ouvre l'un ou l'autre des interrupteurs. Le condensateur « libéré » se charge à courant constant. Comme  $e_- \simeq e_+$ , la variation de la tension de sortie est en forme de rampe et définie par les relations

$$s = -\frac{I_+}{C} t \quad \text{ou} \quad s = +\frac{I_-}{C} t$$

Une mesure simultanée de  $s$  et de  $t$  permet d'obtenir la valeur des courants de polarisation.

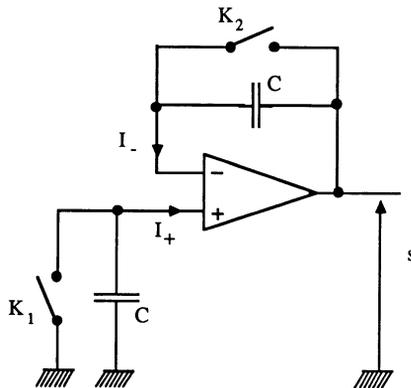


Figure 4.12.

#### 4.1.2.4. Améliorations technologiques

Plusieurs solutions pratiques sont proposées pour diminuer la valeur des courants de polarisation. On exclut, pour des transistors bipolaires, la

diminution exagérée des courants collecteurs à une valeur inférieure à  $10 \mu\text{A}$  afin de ne pas « écrouler » le gain en tension de l'étage différentiel (sauf pour les amplificateurs opérationnels programmables).

— **Montage Darlington.** Cette méthode consiste à ramener les courants de polarisation à une valeur voisine du nanoampère. Toutefois, l'augmentation de la tension de décalage et du bruit font que cette technologie reste limitée.

— **Intégration de transistors super-bêta.** Elle consiste à diffuser profondément les émetteurs dans les bases, diminuant l'épaisseur de celles-ci. Il s'ensuit une valeur du gain en courant de plusieurs milliers pour des courants collecteurs de l'ordre du microampère. Cette technique utilisée dans la deuxième génération (LM 108) est encore rencontrée dans la quatrième (OP 07 par exemple). L'inconvénient majeur est la faible tension de claquage entre collecteur et émetteur, tension limitée par un montage approprié. L'étage différentiel fonctionne en configuration cascode car les transistors super-bêta pilotent directement des transistors polarisés en base commune.

— **Transistors à effet de champ d'entrée.** Une tentative d'amplificateur différentiel a été faite par Fairchild dans la deuxième génération d'amplificateur opérationnel avec le  $\mu\text{A} 740$ . Mais la tension de décalage était très importante (100 mV). La troisième génération a apporté la solution avec les amplificateurs opérationnels BIFET et BIMOS utilisant la technique de l'implantation ionique. Ces composants, encore très utilisés actuellement à cause de leur rapport performances-prix, sont très intéressants lorsqu'ils travaillent à des températures voisines de  $25^\circ\text{C}$ . Au delà, leurs courants de polarisation peuvent atteindre des valeurs identiques à ceux des transistors bipolaires. Donnons comme exemple :

OP 07 (bipolaire) :  $I_p \simeq 2 \text{ nA}$  à  $25^\circ\text{C}$  et  $4 \text{ nA}$  à  $125^\circ\text{C}$ ,

OPA 111 (JFET) :  $I_p \simeq 2 \text{ pA}$  à  $25^\circ\text{C}$  et  $2 \text{ nA}$  à  $125^\circ\text{C}$ .

— **Compensation des courants de polarisation.** Cette technique consiste à fournir aux bases des transistors bipolaires d'entrée le courant nécessaire à leur polarisation à l'aide d'un générateur de courant interne au circuit intégré. Celui-ci est bootstrappé grâce à la charge cascode de l'amplificateur différentiel. Cette technique, utilisée par exemple dans le circuit OP 07, apporte un courant de bruit important.

#### 4.1.2.5. Exemples

A partir des caractéristiques présentées au chapitre 8, et pour une température voisine de  $25^\circ\text{C}$ , nous obtenons les valeurs des courants de polarisation positionnées dans le tableau 4.2.

#### Remarques

— Les transistors bipolaires sont très faiblement influencés par la température alors que les FET voient leur courant de polarisation sérieusement augmenté.

**Tableau 4.2. Courants de polarisation - *input bias current*, courant de décalage - *input offset current*, coefficient de température du courant de décalage - *average input offset current drift***

Génération technologique	Circuit	Courant de polarisation $I_{p_{max}}$ à 25 °C	Courant de polarisation à température supérieure	Courant de décalage $I_d$	Dérive du courant de décalage $\frac{\Delta I_d}{\Delta \theta}$	Technologie
Première (abandonnée)	LM 709	750 nA	750 nA à 85 °C	300 nA	2 nA/°C	Bipolaire
Deuxième	LM 101 A LM 301 A UA 741	75 nA 250 nA 500 nA	100 nA à 125 °C 300 nA à 125 °C 500 nA à 125 °C	10 nA 50 nA 200 nA	0,1 nA/°C 0,3 nA/°C -	Bipolaire Bipolaire Bipolaire
Troisième	LF 155 A TL 080 M CA 3140 B CA 3160 B	50 pA 200 pA 30 pA 20 pA	25 nA à 150 °C 50 nA à 125 °C 30 nA à 125 °C 15 nA à 125 °C	10 pA 100 pA 10 pA 10 pA	- - - -	BIFET BIFET BIMOS BIMOS
Quatrième	TL 087 C LM 118 OP 07 A OP 37 A OP 50 A HA 2539	400 pA 250 nA $\pm 2$ nA $\pm 40$ nA $\pm 5$ nA 20 $\mu$ A	7 nA à 70 °C 500 nA à 125 °C $\pm 5$ nA à 125 °C $\pm 60$ nA à 125 °C $\pm 8$ nA à 125 °C 25 $\mu$ A à 75 °C	100 pA 50 nA 2 nA 35 nA 1 nA 6 $\mu$ A	- - - - - -	BIFET ajust. Zener Bipolaire Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Bipolaire

— L'indication ( $\pm$ ) pour les circuits OP – vient du fait que le courant de base est compensé par un générateur de courant interne, ce qui crée des courants  $I_-$  et  $I_+$  positifs ou négatifs suivant l'imprécision de la compensation.

La figure 4.13 indique l'évolution des courants de polarisation en fonction de la température pour les circuits LM 101 A et LF 155 A.

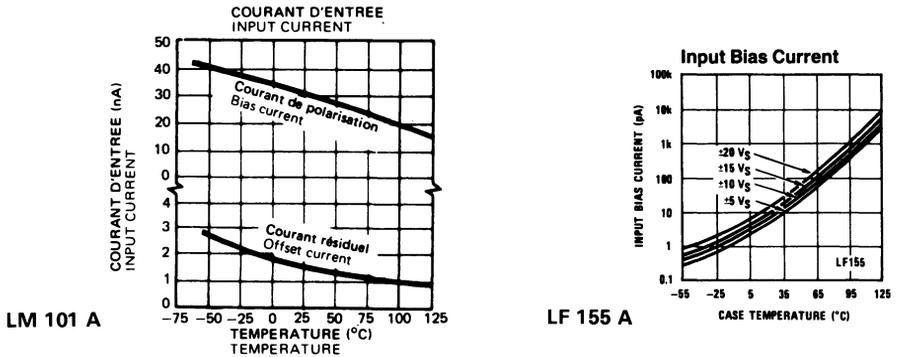


Figure 4.13 (Documents Thomson et N.S.).

4.1.2.6. Exercices

**Exercice 1.** Les figures 4.14, 4.15 et 4.16 représentent trois montages différents à amplificateurs opérationnels. Quelle doit-être la valeur de R, dans ces trois cas, permettant de minimiser l'influence des courants de polarisation ( $R_1 = 10\text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 100\text{ k}\Omega$ ) ?

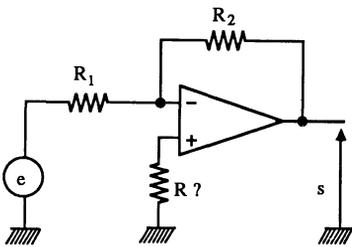


Figure 4.14.

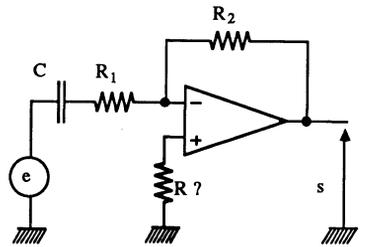


Figure 4.15.

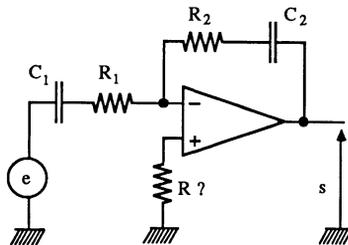


Figure 4.16.

**Solution**

**Figure 4.14.** Le courant de polarisation se partage en deux courants circulant dans  $R_1$  et  $R_2$ . Il faut

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 9,1 \text{ k}\Omega$$

**Figure 4.15.** Le courant de polarisation  $I_p$  ne circule que dans  $R_2$  via la sortie de l'amplificateur opérationnel. Alors

$$R = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

**Figure 4.16.** Le courant de polarisation  $I_p$ , dans ce cas, ne peut circuler. **Le fonctionnement correct de l'ensemble est impossible.** Cet exemple indique que, dans le cas de schémas utilisant des circuits intégrés analogiques et présentant une liaison purement capacitive sur l'une de leurs entrées, il faut vérifier que la polarisation est alors effectuée à l'intérieur de ces circuits donc intégrée.

**Exercice 2.** L'intégrateur de la figure 4.17 est attaqué par un générateur fournissant une tension sinusoïdale  $e = E \sin \omega t$  à partir de  $t = 0$ . En considérant les conditions initiales nulles :

- déterminer l'expression temporelle de la sortie,
- quelle dérive obtient-on à cette sortie pour un courant de polarisation de  $1\mu\text{A}$  et une capacité  $C$  de  $10 \text{ nF}$  ? On suppose que toutes les autres « erreurs » sont nulles.

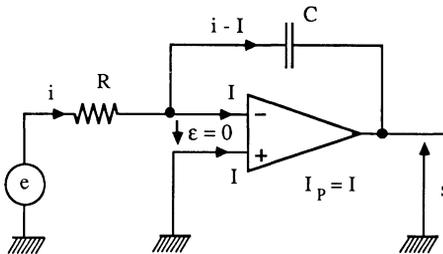


Figure 4.17.

A partir des relations

$$e = Ri = E \sin \omega t \quad \text{et} \quad s = -\frac{1}{C} \int (i - I) dt$$

Nous obtenons

$$s = \frac{E}{RC\omega} \cos \omega t + K_1 + \frac{I}{C} t + K_2$$

Les conditions initiales nous permettent de déterminer les constantes d'intégration  $K_1$  et  $K_2$ . Nous avons enfin

$$s = \frac{E}{RC\omega} \cos \omega t - \frac{E}{RC\omega} + \frac{I}{C} t$$

Le dernier terme est celui de dérive

$$\Delta s = \frac{I}{C} \Delta t$$

A partir des valeurs numériques données, nous trouvons

$$\frac{\Delta s}{\Delta t} = \frac{I}{C} = \frac{10^{-6}}{10^{-8}} = 100 \text{ V/s}$$

La conclusion est évidente : limiter cette dérive impose de travailler avec des capacités de valeurs importantes et des amplificateurs opérationnels à très faible courant de polarisation.

**Remarque.** La réalisation d'intégrateurs précis impose une dérive  $\frac{\Delta s}{\Delta t}$  très réduite. Il faut utiliser des amplificateurs opérationnels présentant une très faible tension d'offset (voir paragraphes précédents) et des courants de polarisation réduits. C'est dans la quatrième génération des amplificateurs opérationnels que l'on trouve les meilleures caractéristiques (technologie à transistors super-bêta avec ajustement laser, appariement rigoureux des éléments, circuits auto-zéro...).

**Exercice 3.** Un convertisseur numérique-analogique est représenté sur la figure 4.18. Il présente quatre entrées correspondant à 4 bits avec état 0 logique : 0 volt, et état 1 logique : + E. Les courants de polarisation de  $1 \mu\text{A}$  sont sortants.

- Déterminer l'expression de s à partir des états logiques A, B, C, D, pour un amplificateur opérationnel parfait.
- Quelle doit être la valeur de R pour toutes les entrées à zéro ?
- Quelle erreur relative sur la sortie apporte l'influence des courants de polarisation pour la combinaison  $A \bar{B} \bar{C} \bar{D}$  puis pour  $\bar{A} \bar{B} \bar{C} D$  (toutes les autres « erreurs » étant nulles). On prendra  $E = 0,8 \text{ volt}$ .

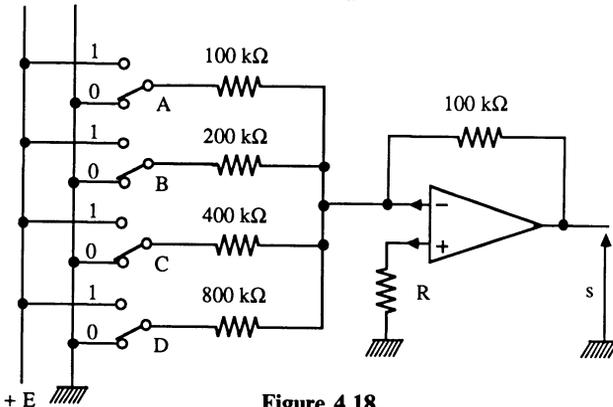


Figure 4.18.

**Solution**

Le montage est un additionneur. Pour chaque entrée séparée (théorème de superposition) nous avons

$$\begin{aligned}
 s &= - E && \text{avec la combinaison } A \bar{B} \bar{C} \bar{D}, \\
 s &= - \frac{E}{2} && \text{avec la combinaison } \bar{A} B \bar{C} \bar{D}, \\
 s &= - \frac{E}{4} && \text{avec la combinaison } \bar{A} \bar{B} C \bar{D}, \\
 s &= - \frac{E}{8} && \text{avec la combinaison } \bar{A} \bar{B} \bar{C} D
 \end{aligned}$$

La relation globale s'écrit alors

$$s = - E \left( \frac{A}{1} + \frac{B}{2} + \frac{C}{4} + \frac{D}{8} \right)$$

La résistance R est égale à la valeur de toutes les autres résistances mises en parallèle soit

$$R = 100 \text{ k}\Omega // 100 \text{ k}\Omega // 200 \text{ k}\Omega // 400 \text{ k}\Omega // 800 \text{ k}\Omega$$

ce qui donne

$$R \simeq 35 \text{ k}\Omega$$

Pour calculer l'erreur relative dans les deux cas demandés, on utilise le schéma de la figure 4.19. Les équations

$$\begin{aligned}
 E &= R_1 i + 0,035 \\
 R' i' &= 0,035 \\
 0,035 &= R_2 (i + 10^{-6} - i') + s
 \end{aligned}$$

nous fournissent l'expression de la sortie

$$s = - \frac{R_2}{R_1} (E - 0,035) + \frac{R_2}{R'} 0,035 - 0,065$$

Pour la combinaison  $A \bar{B} \bar{C} \bar{D}$  et  $E = 0,8 \text{ V}$ , nous avons

$$\begin{aligned}
 s &= - E + 0,035 + \frac{10^5}{1,14 \cdot 10^5} \cdot 0,035 - 0,065 \\
 s &= - E
 \end{aligned}$$

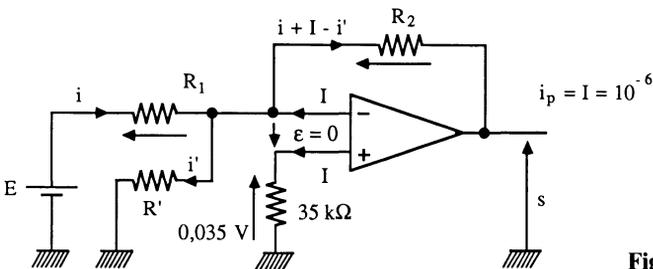


Figure 4.19.

soit  $s = - 0,8$  volt et une erreur relative nulle.

Pour la combinaison  $\bar{A} \bar{B} \bar{C} D$  et  $E = 0,8$  V, nous avons

$$s = - \frac{E}{8} + \frac{0,035}{8} + \frac{10^5}{0,56 \cdot 10^5} \cdot 0,035 - 0,065$$

$$s = - \frac{E}{8} + 0,001$$

soit  $s = - 0,099$  volt et une erreur relative de  $\simeq 1$  %

### Remarques

— L'erreur relative d'un tel montage est très faible malgré, dans certains cas, un courant de travail  $i$  voisin du courant de polarisation. Ceci est dû à l'existence de la résistance  $R$ .

— Sans cette dernière, l'erreur relative deviendrait très importante. On trouverait ainsi, à partir des équations

$$E = R_1 i \quad \text{et} \quad s = - R_2 (i + I)$$

la relation générale

$$s = - \frac{R_2}{R_1} E - R_2 I$$

et pour la condition  $\bar{A} \bar{B} \bar{C} D$

$$s = - \frac{E}{8} - 0,1 = - 0,2$$

donc une erreur relative de 100 %.

## 4.1.3. COURANT DE DÉCALAGE — *OFFSET CURRENT*

### 4.1.3.1. Définition

Le courant de décalage  $I_d$  aussi appelé courant d'offset ou courant différentiel d'entrée est lié à la dissymétrie de l'étage différentiel d'entrée et principalement à l'appariement des deux transistors (différence du gain en courant  $\beta$ ). Son expression est

$$I_d = |I_+ - I_-|$$

où  $I_+$  et  $I_-$  représentent les courants de polarisation des entrées (+) et (-).

#### 4.1.3.2. Influence sur la sortie

L'influence du courant de décalage  $I_d$  sur la sortie est identique à celle de  $V_d$ . Lorsque les entrées (-) et (+) voient la même résistance  $R$ , la tension différentielle d'erreur obtenue est

$$RI_+ - RI_- = RI_d = V'_d$$

Il s'ensuit une tension de décalage totale

$$V_{dt} = V_d + V'_d = V_d + RI_d$$

Nous verrons, sous forme d'exercice, que le terme  $V'_d$  est négligeable devant  $V_d$  pour des résistances « autour » de l'amplificateur opérationnel de l'ordre de la dizaine de kilohm.

La tension d'erreur en sortie est

$$s_{dt} = (R_d + RI_d) \frac{1}{B}$$

avec  $B$ , coefficient de retour.

#### 4.1.3.3. Méthodes de mesure

Les méthodes de mesure du courant de décalage sont identiques à celles utilisées pour la mesure des courants de polarisations.

**Transistors bipolaires** (figure 4.11). Après compensation de la tension d'offset, nous ouvrons les deux interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$ . Nous avons alors

$$s_d = RI_d$$

**Transistors à effet de champ** (figure 4.12). Après compensation de la tension d'offset, nous ouvrons les deux interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$ . La tension de sortie évolue suivant la relation

$$s = \left| \frac{I_+}{C} t - \frac{I_-}{C} t \right| = \left| \frac{I_+ - I_-}{C} \right| t = \frac{I_d}{C} t$$

Une mesure simultanée de  $s$  et de  $t$  permet de déduire la valeur de  $I_d$ .

#### 4.1.3.4. Dérive du courant de décalage

Comme pour la tension de décalage  $V_d$ , le courant de décalage  $I_d$  évolue suivant les trois paramètres : la température, la variation de la tension d'alimentation et le temps (vieillessement). L'influence de la tension d'alimenta-

tion est incluse dans le taux de réjection de mode commun. La dérive thermique est définie par la relation

$$D I_d = \frac{\Delta I_d}{\Delta \theta} \quad \text{en nA/°C ou pA/°C}$$

Son influence est d'autant plus importante que les résistances R « vues » par les entrées (+) et (-) sont grandes.

#### 4.1.3.5. Améliorations technologiques

L'amélioration technologique au niveau de la conception du circuit intégré sont les mêmes que pour la tension de décalage. Toutefois deux conditions sont respectées :

- l'appariement des éléments de l'amplificateur différentiel d'entrée dans la quatrième génération,
- le positionnement correct des transistors d'entrée par rapport à la ligne normale thermique.

#### 4.1.3.6. Exemples de valeurs

A partir des caractéristiques présentées au chapitre 8 nous indiquons dans le tableau 4.2 quelques valeurs maximales de courant de décalage, positionnées par rapport au courant de polarisation ainsi que leur coefficient de dérive autour de 25 °C.

La figure 4.20 représente l'évolution du courant de polarisation en fonction de la tension de mode commun et l'évolution du courant de décalage en fonction de la température pour un amplificateur opérationnel OP50.

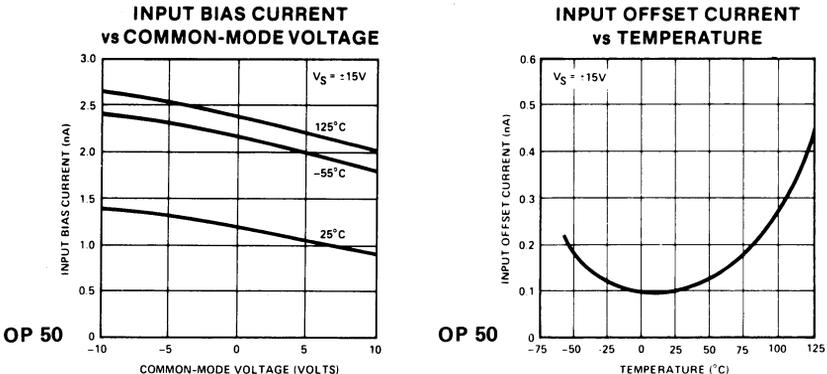


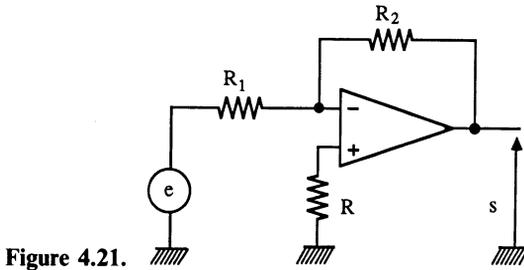
Figure 4.20 (Document PMI).

## 4.1.3.7. Exercices

**Exercice 1.** Un amplificateur inverseur de gain en tension  $-10$  est défini par la figure 4.21. L'amplificateur opérationnel utilisé est un UA 741 dont les caractéristiques d'offset ( $V_d$  et  $I_d$ ) sont présentées précédemment.

— Déterminer la valeur des éléments pour une résistance d'entrée de  $10\text{ k}\Omega$ . Quelle tension d'erreur d'offset en sortie obtient-on ? La température de fonctionnement est  $25\text{ }^\circ\text{C}$ .

— Même question pour une résistance d'entrée de  $100\text{ k}\Omega$ .

**Solution**

**Résistance d'entrée de  $10\text{ k}\Omega$ .** Les caractéristiques électriques

$$R_e = R_1 \quad \text{et} \quad G_{v_0} = \frac{s}{e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

nous imposent

$$R_1 = 10\text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad R_2 = 100\text{ k}\Omega$$

En conséquence

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \simeq 9\text{ k}\Omega$$

La tension d'erreur en sortie s'écrit

$$s_{d_t} = (V_d + RI_d) \frac{1}{B} \quad \text{avec} \quad B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{11}$$

Les caractéristiques d'erreurs maximales pour le circuit UA 741 sont

$$V_d = 10\text{ mV} \quad \text{et} \quad I_d = 200\text{ nA}$$

Ainsi

$$s_{d_t} = (5 \cdot 10^{-3} + 9 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-7}) \cdot 11 = (5 \cdot 10^{-3} + 0,18 \cdot 10^{-2}) \cdot 11$$

$$s_{d_t} \simeq 74,8\text{ mV}$$

**Résistance d'entrée de 100 kΩ.** Les nouvelles valeurs des résistances sont

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 1 \text{ M}\Omega \quad \text{et} \quad R \simeq 90 \text{ k}\Omega$$

La tension d'erreur en sortie devient

$$s_{dt} = (5 \cdot 10^{-3} + 9 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-7}) 11 = (5 \cdot 10^{-3} + 1,8 \cdot 10^{-2}) 11$$

$$s_{dt} \simeq 253 \text{ mV}$$

**Exercice 2.** On effectue la mesure des courants de polarisation et d'offset d'un amplificateur opérationnel en utilisant le schéma de la figure 4.12. Après avoir compensé correctement la tension d'offset et en supposant que celle-ci ne dérive pas, on obtient deux séries de résultats à partir du temps  $t = 0$  et pour des capacités  $C = 10 \text{ nF}$  :

- $K_1$  fermé,  $K_2$  ouvert :  $t = 0$ ,  $s = 0$  puis  $t = 10$  secondes,  $s = -1 \text{ V}$ ,
- $K_1$  ouvert,  $K_2$  fermé :  $t = 0$ ,  $s = 0$  puis  $t = 10$  secondes,  $s = +1,2 \text{ V}$ .

En déduire la valeur des courants de polarisation, leur sens et la valeur du courant de décalage.

### Solution

Déterminons d'abord le sens des courants de polarisation. Pour  $K_1$  fermé et  $K_2$  ouvert, nous avons  $e_+ = 0$  et  $e_- \simeq 0$ . La tension de sortie  $s$  évoluant en négatif, le courant  $I_-$  est sortant. Pour  $K_1$  ouvert et  $K_2$  fermé,  $e_- \simeq e_+ \neq 0$  et  $e_- = s$ . La tension de sortie  $s$  évoluant en positif, le courant  $I_+$  est sortant. Ainsi, à des courants  $I_-$  et  $I_+$  sortants correspond un amplificateur différentiel à transistors bipolaires PNP ou à effet de champ à jonction canal N. La valeur des courants de polarisation est définie par la relation

$$\frac{\Delta s}{\Delta t} = \frac{I_p}{C}$$

ce qui donne

$$\frac{1}{10} = \frac{I_-}{C} \quad \text{soit} \quad I_- = \frac{10^{-8}}{10} = 10^{-9} = 1 \text{ nA}$$

$$\text{et} \quad \frac{1,2}{10} = \frac{I_+}{C} \quad \text{soit} \quad I_+ = \frac{1,2 \cdot 10^{-8}}{10} = 1,2 \cdot 10^{-9} = 1,2 \text{ nA}$$

Le courant de décalage est facilement déductible

$$I_d = |I_+ - I_-| = 0,2 \text{ nA}$$

### 4.1.4. COMPENSATION DE L'ERREUR DE DÉCALAGE — BALANCING CIRCUIT

L'erreur totale de décalage incluant la tension  $V_d$  et le courant  $I_d$  peut être compensée de deux manières différentes :

- compensation interne au circuit intégré apportant un déséquilibre opposé au déséquilibre naturel, en utilisant un réseau externe prévu par le constructeur,

- compensation purement externe dont l'opération consiste en une addition ou une soustraction de composante continue.

Ces deux méthodes imposent que les résistances « vues » par les entrées soient de valeurs identiques afin de minimiser les dérives. Toutefois, tant que cela est possible, on utilisera la compensation préconisée par le constructeur.

Les circuits stabilisés par chopper et « auto-zéro » compensent eux-mêmes, et séquentiellement, leur tension de décalage (voir chapitre 6).

#### 4.1.4.1. Compensation agissant à l'intérieur du circuit

Nous indiquons quelques exemples de compensation de l'erreur de décalage à partir des circuits présentés au chapitre 8. Un examen de l'étage différentiel de l'entrée permet de voir où agit le réglage.

**Circuits LM 101 A - 201 A - 301 A.** La figure 4.22 représente l'amplificateur différentiel d'entrée, le brochage des circuits en boîtier DIL 8

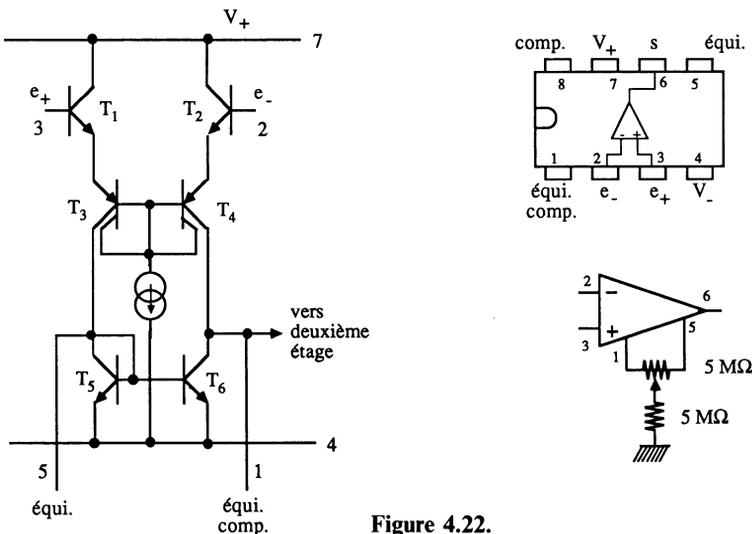


Figure 4.22.

broches et le circuit de compensation de l'offset (balancing circuit). Ce circuit agit directement sur les collecteurs des transistors  $T_3$  et  $T_4$  fonctionnant en base commune et chargés par le miroir de courant ( $T_5 - T_6$ ). La forte valeur des résistances d'équilibrage vient du fait que l'on agit à un endroit du montage où les courants sont faibles et surtout où les impédances sont élevées à cause de la présence des sources de courant. Les bornes 1 et 5 permettent la compensation de la tension d'offset ou l'équilibrage alors que les bornes 1 et 8 sont prévues pour la compensation en fréquence (voir chapitre 5).

**Circuits UA 741.** Ces circuits, faisant partie de la même génération que celle des précédents, sont construits de façon similaire. Le miroir de courant (figure 4.23) est réalisé avec, en plus, deux résistances de  $1\text{ k}\Omega$ . Elles permettent la connexion du potentiomètre d'équilibrage et surtout une faible valeur de celui-ci. La borne marquée NC est isolée du circuit (NC = *No Connected*).

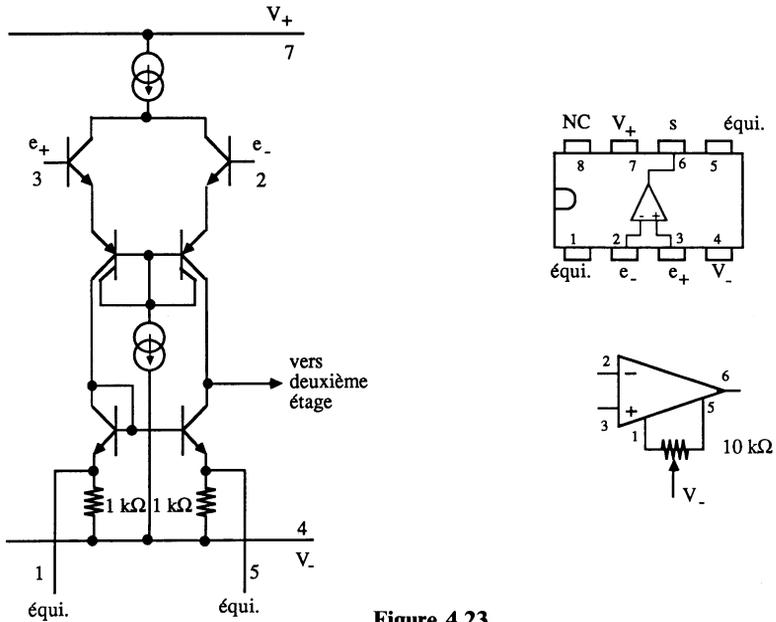


Figure 4.23.

**Circuits LF 155 - 156 - 157.** Ce sont des amplificateurs opérationnels de la troisième génération, en technologie BIFET. L'étage différentiel d'entrée est constitué de transistors à effet de champ « canal P ». Le circuit d'équilibrage s'effectue par un potentiomètre de  $25\text{ k}\Omega$  dont le curseur est relié à l'alimentation positive et les extrémités à deux transistors JFET. Ces derniers permettent de modifier les courants différentiels allant vers le deuxième étage, lui aussi différentiel, mais à transistors bipolaires (figure 4.24).

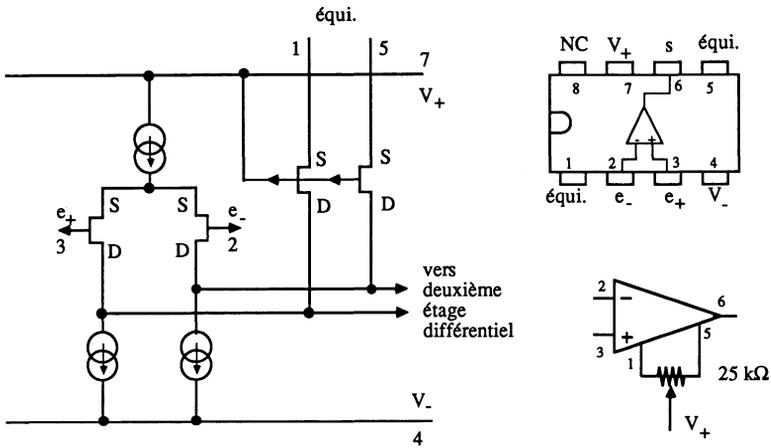


Figure 4.24.

**Circuits OP 07 - 27 - 37.** Ce sont des amplificateurs opérationnels de la quatrième génération dont les caractéristiques ont été améliorées en utilisant des transistors super-bêta avec compensation des courants de polarisation et ajustement laser. La figure 4.25 représente le premier étage différentiel de ces circuits. La double charge résistive permet de minimiser le bruit. L'équilibrage s'effectue au point commun de ces résistances à l'aide d'un potentiomètre de 10 à 20 kΩ.

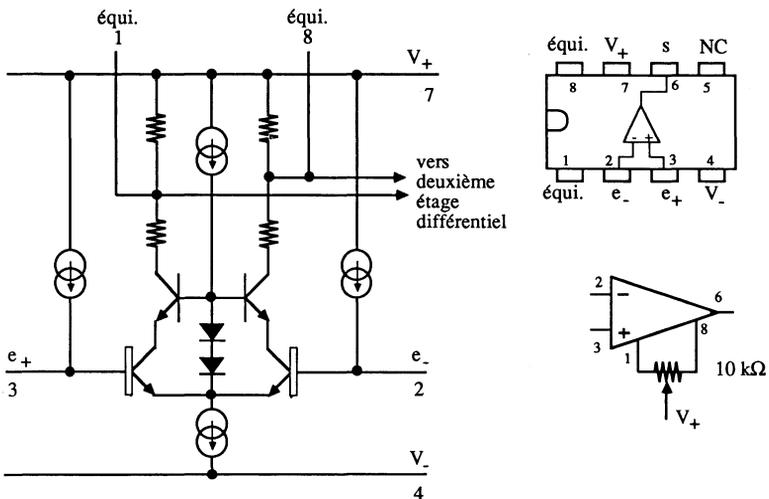


Figure 4.25.

**Remarque générale.** Pour un même boîtier (ici le DIL 8 broches), les broches 2 - 3 - 4 - 6 - 7 présentent les mêmes fonctions  $e_-$ ,  $e_+$ ,  $V_-$ ,  $s$  et  $V_+$ . Lorsqu'on utilise seulement ces cinq bornes, il y a interchangeabilité des circuits quel que soit le type (101 - 741 - 155 - OP 07...). Dès que le circuit d'équilibrage ou compensation de la tension de décalage est connecté, l'interchangeabilité n'est plus possible car on risque de complètement modifier le comportement de l'amplificateur opérationnel.

#### 4.1.4.2. Compensation agissant à l'extérieur du circuit

On utilise ce type de compensation dans les trois cas suivants :

- lorsque aucun circuit de compensation interne n'est prévu (exemple amplificateur opérationnel (HA 2539),
- pour éventuellement les « quad » qui renferment quatre amplificateurs opérationnels dans un même boîtier DIL 14 broches,
- lorsqu'on n'est pas en possession des caractéristiques du constructeur (cas très peu probable).

De nombreux schémas existent ; toutefois, on rencontre le réglage du type additionneur (figure 4.26) ou soustracteur (figure 4.27). On essaiera toujours de respecter la condition d'égalité des résistances vues par les entrées de l'amplificateur opérationnel.

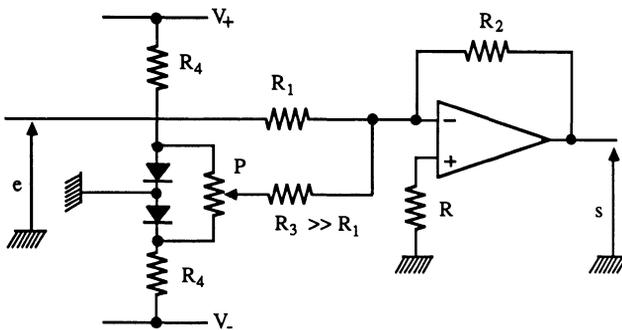


Figure 4.26.

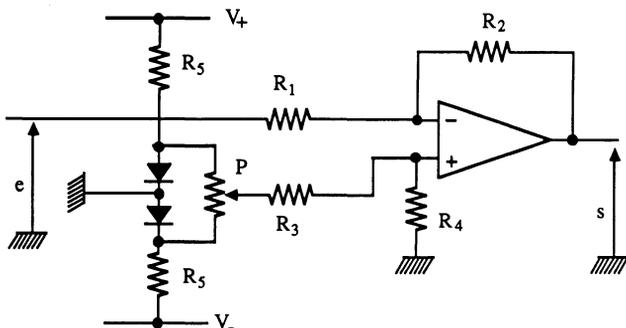


Figure 4.27.

Les deux diodes permettent de « figer » les potentiels d'alimentation du potentiomètre P aux valeurs  $\pm 0,6$  V. Les éléments d'équilibrage doivent être définis de manière à assurer la meilleure sensibilité de réglage. Il sera nécessaire de tenir compte de l'influence de ces composants sur les caractéristiques de bruit.

#### 4.1.4.3. Exercices

**Exercice 1.** L'amplificateur inverseur de la figure 4.26 travaille avec les conditions suivantes :  $G_{v0} = -100$ ,  $R_e = 10$  k $\Omega$ . L'amplificateur opérationnel utilisé est caractérisé par sa tension d'offset  $V_d$  de 5 mV, son courant d'offset de 50 nA et son courant de polarisation de 250 nA. Déterminer les éléments résistifs permettant un bon fonctionnement de ce circuit avec un minimum d'erreur statique. L'alimentation est  $\pm 15$  V.

##### Solution

La fonction seule impose

$$R_e = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

et 
$$G_{v0} = -\frac{R_2}{R_1} = -100 \quad \text{soit} \quad R_2 = 1 \text{ M}\Omega$$

La minimisation du courant de polarisation est obtenue par la relation

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{soit} \quad R \simeq 10 \text{ k}\Omega$$

Il reste à déterminer les éléments du réglage de l'offset. Le potentiomètre P, dont la valeur ohmique est petite devant  $R_3$  (plus exactement  $P/4 \ll R_3$  où  $P/4$  représente sa résistance de Thévenin maximale), fournit une tension comprise entre  $\pm 0,6$  V. Il faut que cette valeur puisse compenser l'erreur d'offset en sortie, définie par la relation

$$s_{d1} = \pm (V_d + RI_d) \frac{1}{B} \quad \text{avec} \quad B = \frac{1}{101}$$

soit

$$s_{d1} = \pm (5 \cdot 10^{-3} + 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-8}) \cdot 101 = 0,555 \text{ V}$$

Le gain en tension de la « partie compensation » doit être

$$\frac{0,555}{0,6} \simeq \frac{R_2}{R_3} = 0,92$$

La résistance  $R_3$  vaut alors

$$R_3 = \frac{R_2}{0,92} = \frac{10^6}{0,92} = 1,08 \text{ M}\Omega$$

Pour les éléments du diviseur de tension, on peut prendre  $P = 10\text{ k}\Omega$  et  $R_4 = 10\text{ k}\Omega$ , ce qui permet un courant de polarisation de diode de 1,32 mA.

**Exercice 2.** L'amplificateur inverseur précédent ( $R_c = 10\text{ k}\Omega$  et  $G_{v0} = -100$ ) est réalisé avec un circuit LM 301 A puis avec un circuit LM 101 A.

— Représenter le schéma de cette fonction en indiquant le réglage interne d'offset.

— Le niveau continu mesuré est de  $10\text{ }\mu\text{V}$ . Quelle erreur relative maximale trouve-t-on en sortie sans réglage d'offset ?

— On effectue le réglage à  $25\text{ }^\circ\text{C}$  mais la température ambiante évolue jusqu'à  $65\text{ }^\circ\text{C}$ . Que devient la nouvelle erreur relative en supposant que la température de la puce est celle de l'extérieur ?

**Solution**

Le schéma de la figure 4.28 est celui de la fonction demandée, avec le réglage d'offset valable pour les deux circuits LM 101 A et LM 301 A. L'erreur relative E.R. apportée par l'offset est définie par la relation

$$E.R. = \frac{s_{d1}}{s_i} \quad \text{avec} \quad s_{d1} = (V_d + RI_d) \frac{1}{B}$$

et 
$$s_i = -\frac{R_2}{R_1} \cdot e = -1 \text{ volt}$$

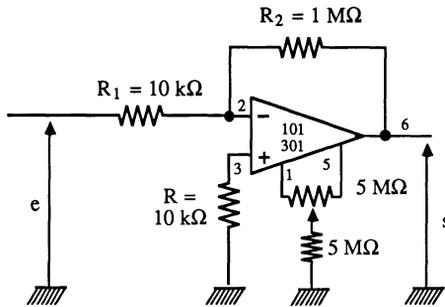


Figure 4.28.

**Sans réglage**

— Pour le circuit LM 301 A, nous avons  $V_d = 10\text{ mV}$  et  $I_d = 50\text{ nA}$ . Il vient

$$s_{d1} = \pm (10^{-2} + 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-8}) 101 = \pm 1,06\text{ V}$$

et une erreur relative

$$E.R. = \frac{1,06}{1} = 1,06 \quad \text{soit} \quad 106\%$$

— Pour le circuit LM 101 A, nous avons  $V_d = 3 \text{ mV}$  et  $I_d = 10 \text{ nA}$ .  
Les calculs fournissent

$$s_d = \pm (3 \cdot 10^{-3} + 10^4 \cdot 10^{-8}) 101 = \pm 0,313 \text{ V}$$

et 
$$\text{E.R.} = \frac{0,313}{1} \quad \text{soit} \quad 31,3 \%$$

#### Avec réglage

Si la température de la « puce » reste à  $25^\circ\text{C}$ , l'erreur relative en sortie est obligatoirement nulle. Mais comme elle atteint une valeur de  $65^\circ\text{C}$ , il faut tenir compte des dérives avec les nouvelles relations

$$\text{E.R.} = \frac{\Delta s_d}{s_i} \quad \text{avec} \quad \Delta s_d = \Delta\theta (D V_d + R D I_d) \cdot B$$

— Pour le circuit LM 301 A

$$D V_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta\theta} = 30 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \quad \text{et} \quad D I_d = \frac{\Delta I_d}{\Delta\theta} = 0,3 \text{ nA}/^\circ\text{C}$$

Les relations précédentes deviennent

$$\Delta s_d = 40 (3 \cdot 10^{-5} + 10^4 \cdot 3 \cdot 10^{-10}) 101 = 0,133 \text{ V}$$

et 
$$\text{E.R.} = \frac{0,133}{1} \quad \text{soit} \quad 13,3 \%$$

— Pour le circuit LM 101 A

$$D V_d = 15 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \quad \text{et} \quad D I_d = 0,1 \text{ nA}/^\circ\text{C}$$

Ce qui nous permet d'obtenir

$$\Delta s_d = 40 (1,5 \cdot 10^{-5} + 10^4 \cdot 10^{-10}) 101 = 0,064 \text{ V}$$

et 
$$\text{E.R.} = \frac{0,064}{1} \quad \text{soit} \quad 6,4 \%$$

## 4.1.5. IMPÉDANCES D'ENTRÉE — INPUT IMPEDANCES

### 4.1.5.1 Définition (figure 4.29)

L'étude de l'amplificateur différentiel à transistor bipolaires nous fournit :

— une résistance d'entrée différentielle  $r_{ed}$  vue entre les deux bases et définie par la relation

$$r_{ed} = 2 h_{11} \quad \text{avec} \quad h_{11} = \frac{\beta}{40 I_C} \quad \text{à } 25^\circ\text{C}$$

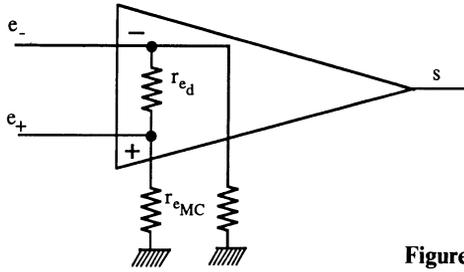


Figure 4.29.

— une résistance d'entrée de mode commun vue sur chaque entrée par rapport à la masse

$$r_{eMC} = 2 \beta R_E$$

où  $R_E$  représente la résistance de polarisation des émetteurs, connectée entre ceux-ci et une ligne d'alimentation.

Comme en pratique, et pour obtenir un très bon taux de réjection de mode commun, la résistance  $R_E$  est remplacée par une source à courant constant, nous avons

$$r_{eMC} \gg \gg r_{ed}$$

C'est pour cette raison que les caractéristiques des amplificateurs opérationnels à transistors bipolaires des première et deuxième générations ne fournissent que la valeur de  $r_{ed}$ .

### Remarques

— Dans le cas de transistors à effet de champ, les résistances d'entrée  $r_{ed}$  et  $r_{eMC}$  sont du même ordre de grandeur ( $\approx 10^{12} \Omega$ ).

— En haute fréquence, il faut aussi considérer la capacité différentielle  $C_{ed}$  et la capacité de mode commun  $C_{eMC}$  dont les valeurs sont autour du picofarad.

— La dérive en température des résistances d'entrée est rarement indiquée sur les caractéristiques. Notons que :

- pour les transistors bipolaires, la résistance d'entrée différentielle est quasi constante alors que celles de mode commun évolue comme le  $\beta$ .

- pour les transistors à effet champ, l'évolution de  $r_{ed}$  et  $r_{eMC}$  suit l'évolution des courants de polarisation (variation importante).

#### 4.1.5.2. Influence des impédances d'entrée

Les résistances d'entrée de l'amplificateur opérationnel interviennent sur la résistance d'entrée de certains montages amplificateurs et sur la réponse de l'intégrateur.

Les capacités d'entrée peuvent faire osciller certaines fonctions électroniques, leur influence est étudiée au chapitre suivant.

(144-147)

**Cas de l'amplificateur non inverseur.** L'étude de ce montage, faite au paragraphe 3.2.2.2, nous a permis d'obtenir

$$R_e \simeq AB r_{ed} / r_{eMC}$$

où AB représente le module du gain de boucle à la fréquence de travail.

**Cas de l'amplificateur inverseur.** Son étude, effectuée au paragraphe 3.2.3.2., nous donne

$$R_e \simeq R_1 + \frac{R_2}{A \frac{R_2}{r_{ed}}}$$

Cette relation indique que, en configuration « inverseur », les résistances  $r_{ed}$  et  $r_{eMC}$  sont d'influence négligeable.

**Cas de l'intégrateur.** L'entrée (+) étant au zéro électrique, les résistances d'entrée de mode commun  $r_{eMC}$  sont d'influence négligeable dans les cas des transistors bipolaires. Par contre, la résistance d'entrée différentielle  $r_{ed}$  modifie la constante de temps lorsque la résistance R de l'entrée est de valeur importante (voir exercice suivant).

#### 4.1.5.3. Mesure des impédances d'entrée

La mesure des impédances d'entrée n'est pratiquement possible que dans le cas des amplificateurs opérationnels à transistors bipolaires. Pour les JFET ou MOSFET, l'utilisation d'appareils de mesures sophistiqués est nécessaire, en prenant soin de minimiser les perturbations apportées par le bruit basse fréquence.

**Mesure de la résistance d'entrée différentielle** (figure 4.30). Dans la configuration « inverseur » la résistance  $r_{eMC}$  de l'entrée (+) n'intervient pas,

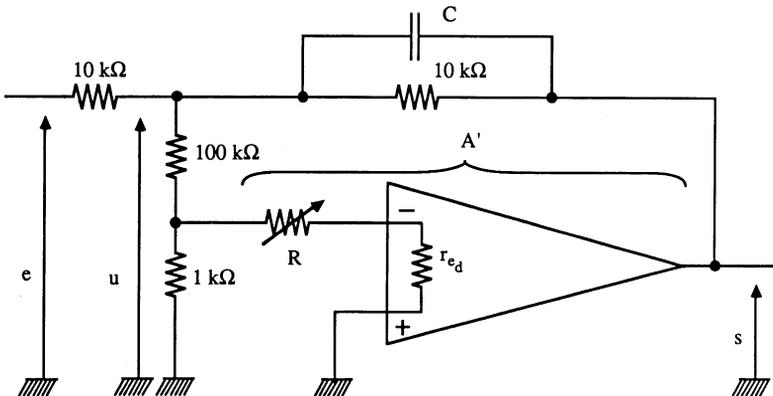


Figure 4.30.

alors que l'autre résistance  $r_{eMC}$  [de l'entrée (-)] se trouve en parallèle avec  $r_{ed}$ . Comme  $r_{eMC} \gg r_{ed}$ , [aux bornes des entrées (-) et (+)], nous ne tenons compte que de  $r_{ed}$ .

La variation de la tension de sortie  $s$  de l'amplificateur opérationnel est

$$s = A' \cdot \frac{1}{101} \cdot u$$

En appliquant un signal  $e$  à l'entrée du circuit de mesure, on définit alors

$$A' = 101 \frac{s}{u}$$

Comme  $A' = \frac{r_{ed}}{R + r_{ed}} \cdot A$ , lorsque le quotient  $\frac{s}{u}$  évolue dans un rapport 2 (pour  $R = 0$ , puis  $R \neq 0$ ), nous obtenons  $R = r_{ed}$ .

Cette méthode est dérivée de la méthode classique de la mesure des résistances d'entrée des amplificateurs. Mais dans le cas de l'amplificateur opérationnel, il est difficile d'effectuer une mesure en boucle ouverte. Toutefois, on peut voir dans la littérature, une méthode de mesure par pont fonctionnant en régime sinusoïdal où l'entrée différentielle du circuit (alimenté normalement) est un élément de ce pont.

**Mesure de la résistance d'entrée de mode commun** (figure 4.31). Connaissant la valeur de  $r_{ed}$  définie par la manipulation précédente, les deux relations suivantes

$$s = \frac{r_e}{R + r_e} \cdot e \quad \text{et} \quad r_e = r_{eMC} // A r_{ed}$$

permettent d'obtenir la valeur de  $r_{eMC}$  si on connaît celle de  $A$ .

La capacité  $C$  minimise l'influence du bruit.

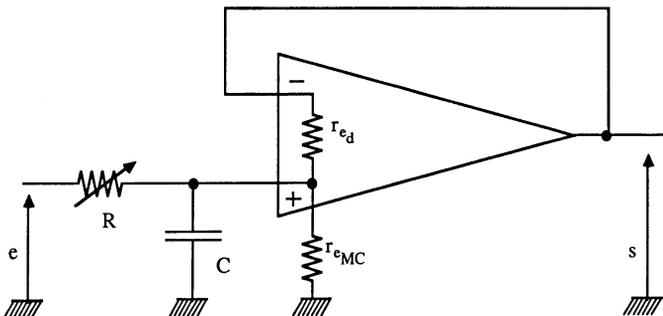


Figure 4.31.

#### 4.1.5.4. Améliorations technologiques

Résistance d'entrée différentielle et courants de polarisation sont étroitement liés. On rencontre les améliorations technologiques suivantes :

- utilisation de Darlington (LM 118...),
- attaque de l'amplificateur différentiel par des collecteurs communs (HA 2500 - 2510 - 2520...),
- utilisation de transistors super-bêta (LM 11 - OP 07...),
- amplificateur différentiel d'entrée à transistors à effet de champ (LF 155 - 255 - 355...),
- polarisation par bootstrapp (OP 07 - 27 - 37 - 50...).

La résistance d'entrée de mode commun est liée à la résistance dynamique de la source de courant  $\frac{1}{h_{22}}$ .

Ainsi

$$r_{eMC} = 2 \beta \cdot \frac{1}{h_{22}}$$

L'augmentation de ce paramètre s'effectue en utilisant une configuration cascode (OP 07...) ou des transistors à effet de champ pour lesquels  $r_{ed} \simeq r_{eMC}$ .

#### 4.1.5.5. Exemples de valeurs

A partir des caractéristiques présentées au chapitre 8 nous indiquons, dans le tableau 4.3, quelques valeurs de résistances d'entrée minimales (impédances d'entrée).

#### 4.1.5.6. Exercices

**Exercice 1.** Un amplificateur opérationnel possède un amplificateur différentiel classique à transistors bipolaires polarisé par un miroir de courant. Les transistors ont comme caractéristiques  $\beta = 100$  et  $1/h_{22} = 1 \text{ M}\Omega$ . Sachant que le courant de polarisation est de 100 nA, déterminer la valeur des résistances différentielle  $r_{ed}$  et de mode commun  $r_{eMC}$ .

##### Solution

Le courant de polarisation de 100 nA correspond à un courant collecteur  $I_C = 10 \text{ }\mu\text{A}$ . Comme  $h_{11} \simeq \beta/40 I_C$ , il vient

$$r_{ed} = 2 h_{11} = 2 \cdot \frac{10^2}{40 \cdot 10^{-5}} = 500 \text{ k}\Omega$$

**Tableau 4.3. Impédance d'entrée différentielle - differential input resistance, tension d'entrée maximale - maximum input voltage, tension différentielle d'entrée maximale - maximum differential input voltage, tension d'entrée limite - input voltage range**

Génération technologique	Circuit	Impédance d'entrée différentielle $r_{ed}$ minimale	$V_{e\text{diff,max}}$ Tension d'entrée maximale $V_{ID,max}$ pour $\pm V$	Tension différentielle d'entrée maximale $V_{ID,max}$	Tension d'entrée limite $V_{li}$	Technologie
Première (abandonnée)	LM 709	70 k $\Omega$	$\pm 10$ V pour $\pm 15$ V	$\pm 5$ V	$\pm 8$ V	Bipolaire
Deuxième	LM 101 A LM 301 A UA 741	1,5 M $\Omega$ 500 k $\Omega$ 300 k $\Omega$	$\pm 15$ V pour $\pm 15$ V $\pm 15$ V pour $\pm 15$ V $\pm 15$ V pour $\pm 15$ V	$\pm 30$ V $\pm 30$ V $\pm 30$ V	$\pm 15$ V $\pm 12$ V $\pm 12$ V	Bipolaire Bipolaire Bipolaire
Troisième	LF 155 A TL 080 M CA 3140 B CA 3140 B	$10^{12} \Omega$ , $C_{ed} = 3$ pF $10^{12} \Omega$ $1,5 \cdot 10^{12} \Omega$ , $C_{ed} = 4$ pF $1,5 \cdot 10^{12} \Omega$ , $C_{ed} = 4$ pF	$\pm 20$ V pour $\pm 15$ V $\pm 15$ V pour $\pm 15$ V $+ 8$ V pour $+ 15$ V $- 0,5$ V pour $0$ V $+ 8$ V pour $+ 15$ V $- 0,5$ V pour $0$ V	$\pm 40$ V $\pm 30$ V $\pm 8$ V $\pm 8$ V	$\pm 11$ V $\pm 11$ V $+ 12$ V $0$ $+ 10$ V $0$	BIFET BIFET BIMOS BIMOS
Quatrième	TL 087 C LM 118 OP 07 A OP 37 A OP 50 A HA 2539	$10^{12} \Omega$ 1 M $\Omega$ 20 M $\Omega$ 1,5 M $\Omega$ 2 M $\Omega$ 10 k $\Omega$	$\pm 15$ V pour $\pm 15$ V $\pm 15$ V pour $\pm 15$ V $\pm 15$ V pour $\pm 15$ V $\pm 22$ V pour $\pm 22$ V $\pm 15$ V pour $\pm 15$ V -	$\pm 30$ V $\pm 10$ V $\pm 15$ V $\pm 7$ V $\pm 10$ V $\pm 6$ V	$\pm 11$ V $\pm 11,5$ V $\pm 12$ V $\pm 11$ V $\pm 12$ V $\pm 10$ V	BIFET ajust. Zener Bipolaire Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Bipolaire

Les résistances d'entrée de mode commun sont définies par la relation  $r_{eMC} = 2 \beta R_E$ . La résistance  $R_E$  est remplacée par le générateur à courant constant constitué par le miroir de courant. Nous avons alors  $R_E = 1/h_{22}$ . La résistance  $r_{eMC}$  vaut donc

$$r_{eMC} = 2.100 \cdot 10^6 = 2.10^8 = 0,2 \text{ G}\Omega$$

**Exercice 2.** Un amplificateur non inverseur de gain en tension  $G_v = 10$ , utilise un amplificateur opérationnel dont les caractéristiques sont  $r_{e_d} = 1 \text{ M}\Omega$  et  $r_{eMC} = 1 \text{ G}\Omega$ . Quelle est la résistance d'entrée du montage à 10 Hz, 1 000 Hz puis 10 000 Hz, sachant qu'à ces fréquences, le gain en tension A de l'amplificateur opérationnel vaut respectivement  $10^5$ ,  $10^4$  et  $10^3$ .

### Solution

L'expression de la résistance d'entrée d'un amplificateur non inverseur est

$$R_e \simeq r_{eMC} // AB \cdot r_{e_d}$$

où AB représente le gain de boucle. Ceci nous donne pour les différentes fréquences :

- 10 Hz :  $R_e = 10^9 // 10^5 \cdot \frac{1}{10} \cdot 10^6 \simeq 10^9 \simeq r_{eMC}$
- 1 000 Hz :  $R_e = 10^9 // 10^4 \cdot \frac{1}{10} \cdot 10^6 = 5.10^8$
- 10 000 Hz :  $R_e = 10^9 // 10^3 \cdot \frac{1}{10} \cdot 10^6 \simeq 10^8 \simeq AB r_{e_d}$

**Exercice 3.** Un intégrateur est défini par le schéma de la figure 4.32. Les éléments extérieurs à l'amplificateur opérationnel sont :  $R = 1 \text{ M}\Omega$  et  $C = 1 \mu\text{F}$ . En supposant, pour simplifier, que le gain en tension de l'amplificateur opérationnel est  $S/\varepsilon = A$ , déterminer la fonction de transfert de l'ensemble avec  $r_{e_d} = R' = \infty$  puis  $r_{e_d} = R' = 1 \text{ M}\Omega$ . Représenter  $s(t)$  à partir d'un échelon de tension  $e(t) = E$ , appliqué dans les deux cas, à l'entrée.

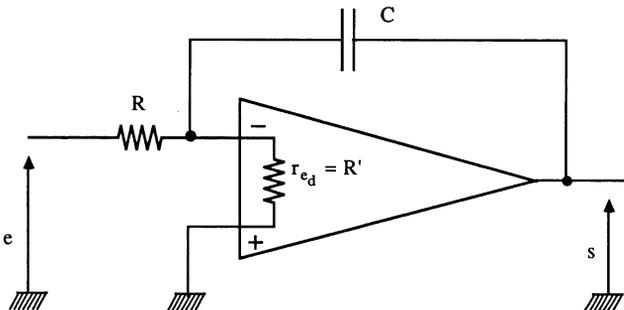


Figure 4.32.

**Solution**

Pour  $r_{ed} = R' = \infty$ , nous avons les relations

$$S(p) = A \varepsilon(p)$$

et 
$$\varepsilon(p) = - \left( \frac{E(p)}{1 + RC_p} + S(p) \frac{RC_p}{1 + RC_p} \right)$$

soit 
$$S(p) = - A \left( \frac{E(p)}{1 + RC_p} + S(p) \frac{RC_p}{1 + RC_p} \right)$$

et 
$$S(p) \left( 1 + \frac{A RC_p}{1 + RC_p} \right) = - \frac{AE(p)}{1 + RC_p}$$

La relation finale est

$$S(p) = - \frac{A}{1 + ARC_p} E(p)$$

Pour  $r_{ed} = R' = 1 \text{ M}\Omega$ , les relations deviennent

$$S(p) = A \varepsilon(p)$$

et 
$$\varepsilon(p) = - \left( E(p) \frac{R'}{R + R'} \frac{1}{1 + \frac{RR'}{R + R'} C_p} + S(p) \frac{\frac{RR'}{R + R'} C_p}{1 + \frac{RR'}{R + R'} C_p} \right)$$

Ce qui donne

$$S(p) = - \frac{R'}{R + R'} A \frac{1}{1 + A \frac{RR'}{R + R'} C_p} E(p) \quad \text{avec} \quad R' = R$$

La représentation de l'évolution de  $s(t)$  est située sur la figure 4.33. Comme  $e(t)$  est un échelon de tension de valeur  $E$ , la sortie évolue exponentiellement à partir de la tangente à l'origine, qui est la même dans les deux cas

$$\frac{AE}{ARC} \quad \text{pour} \quad R' = \infty$$

$$\frac{\frac{A}{2} E}{\frac{A}{2} RC} \quad \text{pour} \quad R' = R = 1 \text{ M}\Omega$$

Si  $AE$  et  $\frac{A}{2} E$  sont suffisamment grands devant la tension de saturation  $V_{\text{sat}}$  de l'amplificateur opérationnel, alors l'influence de  $R'$  est négligeable malgré la modification de la constante de temps. Une réponse plus rigoureuse ferait intervenir la fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel (voir chapitre

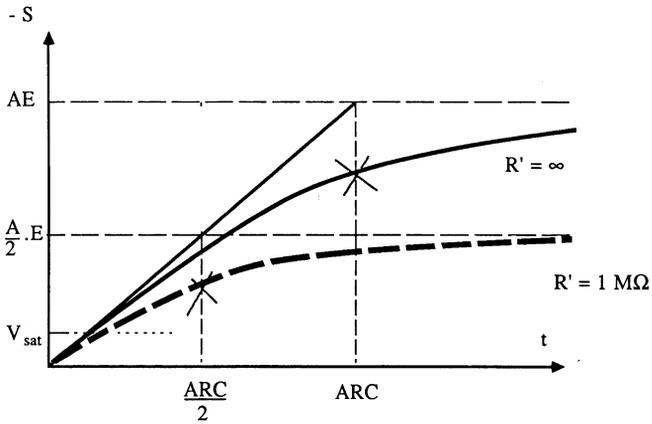


Figure 4.33.

5). On voit toutefois qu'une diminution de gain statique entraîne une légère erreur supplémentaire. Le diagramme de Bode de la figure 4.34 indique que la pulsation de coupure  $\frac{1}{RC}$  n'est pas modifiée par rapport à l'idéalisation.

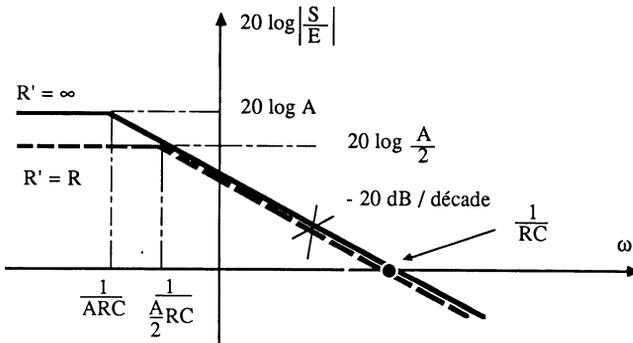


Figure 4.34.

#### 4.1.6. TENSIONS MAXIMALES D'ENTRÉE — MAXIMUM INPUT VOLTAGE

##### 4.1.6.1. Définition

- On définit deux tensions maximales d'entrée :
- tension maximale différentielle,
  - tension maximale de mode commun.

$V_{IDmax}$ 

**Tension maximale d'entrée en mode différentiel.** C'est la tension appliquée entre les deux bases ou les deux grilles des transistors d'entrée. La limite correspond à la somme des tensions d'avalanche et de seuils rencontrés. Il y a toujours lieu de consulter les caractéristiques des composants afin de connaître cette valeur maximale et surtout de vérifier si une protection est intégrée. On rencontre en effet dans certains montages non linéaires tels que les monostables, des tensions différentielles égales au double de la tension d'alimentation ( $2 V_{sat}$ ) lors des transitions (voir paragraphe 3.4.2.2.).

 $V_{I_{max}}$ 

**Tension maximale d'entrée en mode commun.** Pour une tension différentielle voisine de zéro, la tension maximale en mode commun est celle pour laquelle les transistors atteignent leur limite de fonctionnement linéaire (saturation ou blocage). Cette tension maximale dépend de la valeur des alimentations et c'est elle qui, dans certains cas, impose le choix de  $V_+$  et  $V_-$  (montage suiveur, alimentation régulée...). Dans le cas de transistors bipolaires, nous avons

$$V_- < e_+ \text{ et } e_- < V_+ \quad \text{en régime linéaire}$$

sauf dans certains cas (amplificateurs alimentés par une seule source et présentés au chapitre 6) où

$$V_- \leq e_+ \text{ et } e_- < V_+ \quad \text{en régime linéaire}$$

Les étages différentiels à transistors MOS peuvent travailler avec une tension d'entrée de mode commun légèrement inférieure à celle de l'alimentation  $V_-$ . C'est le cas des circuits CA 3130 - 40 - 60 de RCA.

**Exemple de limitation.** Le schéma de la figure 4.35 représente le circuit d'entrée d'un amplificateur opérationnel « imaginaire » mais simple.  $T_1$  et  $T_2$  sont les transistors de l'amplificateur différentiel d'entrée chargés par la

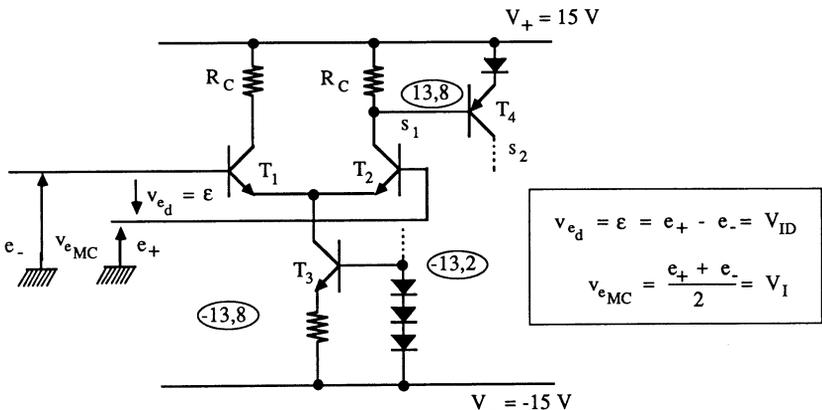


Figure 4.35.

source à courant constant constituée de  $T_3$ . Le transistor  $T_4$  travaille en émetteur commun (étage intermédiaire). Nous supposons que la tenue en tension maximale  $V_{EB}$  est de 5 volts. On en déduit

$$\bullet V_{ID_{\max}} = v_{e_{d\max}} = V_{EB_{\max}} + 0,6$$

$$V_{ID} = \pm 5,6 \text{ V}$$

$$\bullet V_{I_{\max}} = v_{e_{MC_{\max}}}$$

en positif : lorsque  $T_2$  se sature tout juste,

$$V_{I+} = 13,8 + 0,6 = 14,4 \text{ V}$$

en négatif : lorsque  $T_3$  se sature tout juste

$$V_{I-} = -13,8 + 0,6 = -13,2 \text{ V}$$

soit

$$-13,2 \text{ V} \leq V_I \leq 14,4 \text{ V} \quad \text{pour} \quad \pm V = \pm 15 \text{ volts}$$

**Phénomène de latch-up.** En fonctionnement hors saturation, pour  $e_- = 0$ , lorsque  $e_+$  évolue en positif, nous avons

$$e_+ \nearrow, s_1 \searrow, s_2 \nearrow \quad \text{et} \quad s \nearrow$$

ou  $s$  n'est pas représenté (push-pull de sortie). Pour un niveau important de  $e_+$ , le transistor  $T_2$  se sature. Comme  $V_{CE_2} = 0$ , nous avons

$$e_+ \nearrow, s_1 \nearrow, s_2 \searrow \quad \text{et} \quad s \searrow$$

Ce phénomène d'inversion de phase, pour un niveau d'entrée trop important, transforme une contre-réaction en réaction dans les montages à fonctionnement linéaire. La saturation en sortie est inéluctable ; il faut tout initialiser (couper les alimentations et imposer  $V_I = 0$ ) pour retrouver le fonctionnement linéaire. **Ce phénomène, appelé latch-up est annulé :**

— par limitation de dynamique d'entrée (réseau connecté à l'extérieur du circuit),

— par modification du schéma de principe de l'amplificateur différentiel (collecteur commun pilotant une base commune).

#### 4.1.6.2. Améliorations technologiques

**Augmentation de la tension différentielle  $V_{ID}$ .** Ce paramètre est intéressant à augmenter pour les applications non linéaires telles que comparateurs, bascules... Nous venons de voir que l'utilisation de transistors NPN limitait  $V_{ID}$  à  $\pm 5,6 \text{ V}$ . L'augmentation de cette tension s'effectue suivant différentes technologies :

— utilisation de transistors Darlington où

$$V_{ID_{\max}} = 2 V_{EB} + 1,2 = 11,2 \text{ V}$$

— utilisation de transistors PNP, ceux-ci présentent une tension d'avalanche très importante à cause de leur faible dopage (faible  $\beta$ ). On peut ainsi atteindre  $V_{ID_{max}} = 25 \text{ V}$  ;

— une très bonne solution consiste à utiliser la technique de la deuxième génération (741, 101...) présentée sur la figure 4.36. Les transistors  $T_1$  et  $T_2$ , travaillant en collecteur commun, pilotent l'amplificateur différentiel  $T_3$  et  $T_4$  travaillant en base commune. Comme ces derniers sont des PNP, la tension maximale différentielle, définie par  $V_{BE_1} + V_{EB_3} + V_{BE_4} + V_{EB_2}$  dans le sens direct  $\varepsilon$  vaut

$$V_{ID_{max}} = 0,6 + 0,6 + 25 + 5 = 31,2 \text{ V}$$

valeur annoncée sur les caractéristiques.

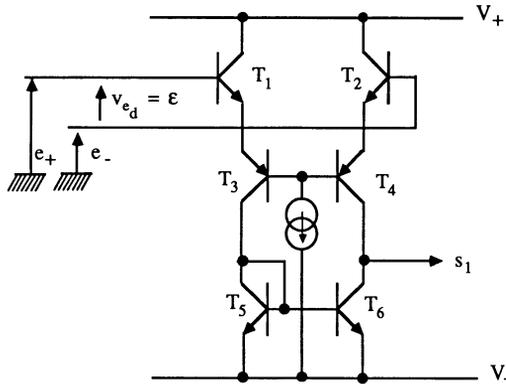


Figure 4.36.

### Remarques

— Dans les deux premiers cas, l'inversion de signe du premier étage peut engendrer le phénomène de latch-up.

— Ce phénomène est impossible dans le troisième cas à cause de la non inversion de signe apportée par l'ensemble collecteur commun - base commune.

— On peut rencontrer, dans certains circuits, des résistances connectées en série avec les bases et intégrées. Ces résistances ne modifient pas le phénomène d'avalanche mais limitent la destruction des jonctions.

— Dans le cas des transistors JFET de la troisième génération, les jonctions grille-source présentent une tension d'avalanche de l'ordre de 30 à 40 V.

— Pour les BIMOS, la zone isolante des transistors MOSFET étant très peu épaisse, le champ électrique devient « vite » important ce qui limite à quelques volts la tension différentielle.

**Augmentation de la tension de mode commun  $V_1$ .** Ce paramètre est intéressant à améliorer dans les applications linéaires pour deux cas :

— le montage suiveur dont la dynamique maximale de sortie est celle de l'entrée,

— les montages à alimentation unique qui doivent rester linéaires aux abords de  $e = 0$  et  $s = 0$ .

Les indications fournies par les caractéristiques dépendent de la valeur de la tension d'alimentation. Améliorer la dynamique, revient à :

— utiliser des sources de courant travaillant avec une tension minimale la plus faible possible (101 - 201...)

— utiliser des transistors PNP ou MOS pour conserver la linéarité de fonctionnement lorsque  $e_- = e_+ = 0 = V_-$  (voir chapitre 6).

**Remarques.** La mesure des tensions limites d'entrée peut s'effectuer très facilement.

— **Pour la tension de mode commun**, on utilise un suiveur. En augmentant le niveau d'entrée, on voit apparaître la distorsion. Dans le cas où celle-ci serait due à la limitation de la dynamique de sortie, on peut toujours utiliser le montage atténuateur de la figure 3.21, en prenant les précautions nécessaires (fonctionnement stable).

— **Pour la tension différentielle**, une manipulation simple consiste à mettre une entrée à la masse et à connecter en série avec l'autre entrée une résistance  $R$  (figure 4.37). On applique un signal  $e$  basse fréquence. Les mesures effectuées avec un oscilloscope sur les deux voies  $Y_A$  et  $Y_B$  permettent de définir la valeur de  $V_{ID,max}$ . Le courant d'avalanche apparaît lorsque  $Y_B$  devient inférieure à  $Y_A$ . On choisit la valeur de  $R$  tel que

$$R \ll r_{ed}$$

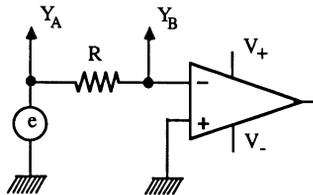


Figure 4.37.

#### 4.1.6.3. Exemples

A partir des caractéristiques présentées au chapitre 8, nous indiquons dans le tableau 4.3 les valeurs maximales  $V_{I,max}$  et  $V_{ID,max}$ , ainsi que la valeur limite minimale en fonctionnement linéaire de  $V_{I1}$ , pour une alimentation symétrique  $\pm V = \pm 15$  volts.

La figure 4.38 représente l'évolution de la tension d'entrée limite de mode commun en fonction de la tension d'alimentation pour les circuits LM 101 A et LF 155.

**Remarque.** Dans certains cas, les constructeurs fournissent la valeur maximale du courant en mode différentiel :

- OP 37 :  $I_{Dmax} = \pm 25 \text{ mA}$
- OP 50 :  $I_{Dmax} = \pm 20 \text{ mA}$

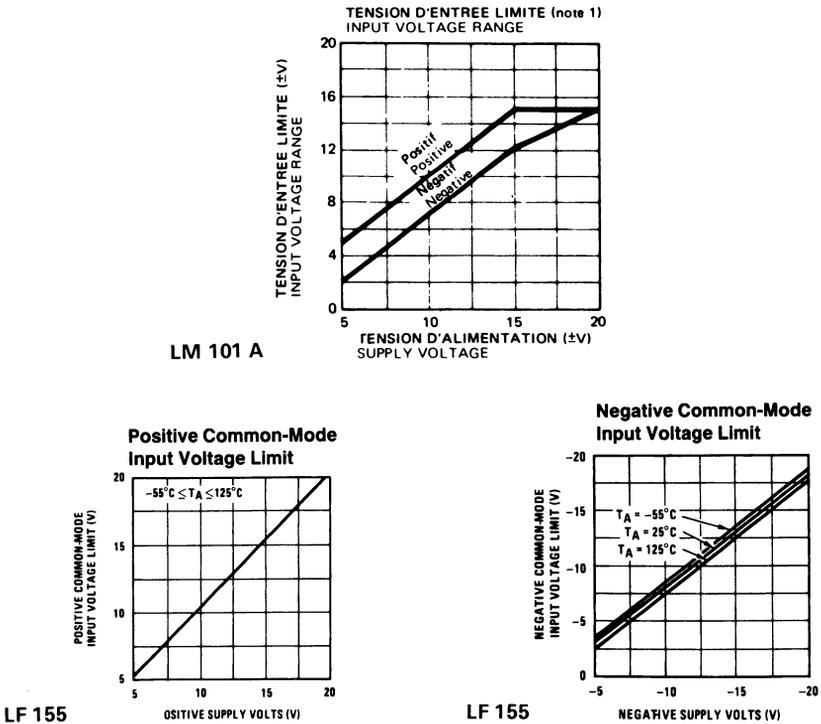


Figure 4.38 (Documents Thomson et N.S.).

4.1.6.4. Exercice

On veut réaliser deux fonctions électroniques linéaires et non linéaires avec les amplificateurs opérationnels UA 741, LF 155 A et HA 2539 qui sont respectivement lent, moyennement rapide et rapide (ces notions de rapidité sont définies à partir du slew rate et du produit gain-bande passante étudiés plus loin). La tension d'alimentation est symétrique  $\pm 15 \text{ V}$ . Indiquer les limites technologiques de fonctionnement

- d'un monostable,
- d'un amplificateur suiveur.

**Solution**

**Fonctionnement en monostable.** L'étude de cette fonction est faite au paragraphe 3.4.2.2. Les graphes de l'évolution des tensions d'entrée  $e_-(t)$  et  $e_+(t)$  indiquent que, au moment de la transition, la tension différentielle  $e_+ - e_-$  atteint une valeur de  $2 V_{\text{sat}}$ , soit approximativement 30 volts pour un amplificateur opérationnel alimenté entre  $\pm 15$  V. A partir du tableau 4.3, on vérifie quelle tension différentielle maximale supportent les circuits intégrés

UA 741	$V_{\text{IDmax}} = \pm 30$ V
LF 155 A	$V_{\text{IDmax}} = \pm 40$ V
HA 2539	$V_{\text{IDmax}} = \pm 6$ V

Ces valeurs indiquent que les deux premiers amplificateurs opérationnels travaillent dans des conditions correctes alors que le troisième impose un circuit de protection d'entrée (circuit présenté à la fin de ce chapitre).

**Fonctionnement en amplificateur suiveur.** Ce montage linéaire, de gain en tension unité, travaille avec une tension de mode commun égale à la dynamique maximale de sortie

$$s = e_- \simeq e_+ = e$$

La limite de fonctionnement linéaire, au vu de l'entrée (en excluant les problèmes de limite en sortie) est celle de mode commun fournie sur les caractéristiques, pour une tension d'alimentation donnée. Le tableau 4.3 nous donne la dynamique maximale :

UA 741	$V_{\text{Ic}} = \pm 12$ V
LF 155 A	$V_{\text{Ic}} = \pm 11$ V
HA 2539	$I_{\text{Ic}} = \pm 10$ V

pour  $\pm 15$  V d'alimentation.

#### 4.1.7. BRUIT ÉLECTRIQUE RAMENÉ A L'ENTRÉE DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Dans les amplificateurs de signaux à faibles amplitudes et forts gains en tension, les paramètres « dérive d'offset » et bruit deviennent prépondérants. Les amplificateurs opérationnels monolithiques de la quatrième génération présentent des caractéristiques nettement améliorées par rapport à leurs prédécesseurs, ce qui permet d'obtenir des fonctions linéaires extrêmement précises et très peu coûteuses. Il est évident que, dans ces conditions, les problèmes ne sont plus traités « idéalement ».

De par sa nature aléatoire, le bruit électrique ne peut être, en général, décrit que par ses propriétés statiques. Son étude n'est jamais très simple. Elle fait intervenir des mathématiques approfondies. Nous allons, dans cet

ouvrage, essayer de simplifier la présentation des effets du bruit et donner des « recettes » de calcul inspirées de quelques articles de revues\*.

#### 4.1.7.1. Les sources de bruits

Elles sont très nombreuses, tant extérieures qu'intérieures aux circuits intégrés linéaires, dans une bande de fréquences allant de 0,001 Hz à 100 MHz.

— **Bruits extérieurs aux amplificateurs opérationnels.** On peut les classer en fonction de la fréquence :

- contamination des circuits imprimés, de 0,001 Hz à 1 Hz,
- vibrations mécaniques des circuits et des câbles coaxiaux, de 0,001 Hz à 100 Hz,
- secteur, ondulation d'alimentation, champ électromagnétique des transformateurs, 50 Hz, 100 Hz (double alternance), 150 Hz (harmonique 3),
- fréquences d'intermodulation,
- fréquences parasites des circuits de l'électronique de puissance travaillant en commutation, de quelques centaines de hertz à quelques centaines de kilohertz,
- fréquences parasites des radioémetteurs à partir de 100 kHz,
- bruit blanc généré dans les résistances connectées autour des amplificateurs opérationnels.

— **Bruits intérieurs aux amplificateurs opérationnels.** Ils sont de différentes natures et peuvent être classés en deux grandes catégories.

● Les bruits très basses fréquences qui ne peuvent être définis de manière pessimiste qu'en valeur crête-à-crête. Citons les **dérives d'offset** en température et le **bruit de sauts** appelé « pop corn noise » dû aux variations brusques du gain en courant des transistors dans les circuits intégrés monolithiques.

● Les bruits basses, moyennes et hautes fréquences, d'origine statistique, dépendant de la bande passante du montage et définis par leurs valeurs quadratiques. Citons : le **bruit blanc** (*white noise*) dont la densité spectrale est fonction de la fréquence (par analogie à la lumière blanche) et le **bruit rose** (*pink noise*) dont la densité spectrale varie de manière inversement proportionnelle à la fréquence, se situant à gauche du bruit blanc dans le diagramme des fréquences.

Cette description générale des bruits internes à l'amplificateur opérationnel impose de rentrer un peu plus dans les détails afin de les minimiser. Nous rencontrons :

---

\* Minimisation du bruit dans les circuits à amplificateurs opérationnels, *Toute l'Electronique*, avril 1982, n° 473, p. 85 à 93.

L'optimisation du rapport signal sur bruit des amplificateurs opérationnels, *Electronique industrielle*, 15 février 1983, n° 47, p. 41 à 44.

— **Le bruit thermique ou bruit de Johnson** situé dans une bande de fréquence comprise entre 1 Hz et 100 kHz. Il est dû à l'agitation thermique des électrons dans les parties résistives des composants. Le déplacement erratique de ces charges donne une tension efficace de bruit

$$E_j^2 = 4 k TR \Delta f$$

où  $k$  est la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/k}^{-1}$ ),  $T$  la température absolue en degrés Kelvin,  $R$  la résistance en ohms et  $\Delta f$  la bande de fréquence de travail en hertz.

— **Le bruit de grenaille ou bruit Schottky** situé, lui aussi, dans une bande de fréquence de 1 Hz à 100 kHz. Il est dû à la recombinaison des paires électron-trou au niveau des jonctions des semiconducteurs. Il est équivalent à un courant efficace de bruit

$$I_s^2 = 2 q I_b \Delta f$$

où  $q$  représente la charge de l'électron ( $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ),  $I_b$  le courant de base du transistor et  $\Delta f$  la bande de fréquence de travail en hertz.

— **Le bruit de scintillement (flicker noise) ou bruit en  $1/f$** , situé entre 0,1 Hz et 10 Hz. Il est dû aux défauts de surface des circuits intégrés. Son amplitude décroît avec une pente régulière de  $-3 \text{ dB}$  par octave.

— **Le bruit de saut ou pop corn** dont la présence erratique ne permet pas de définir sa valeur efficace. Il est donné en valeur crête-à-crête.

Les sources de bruits dépendent des composants utilisés dans les circuits intégrés. Une présentation très succincte permet de les situer.

— **Les résistances.** Elle sont le siège :

- d'un bruit thermique,
- d'un bruit de scintillement (résistances au carbone).

— **Les diodes.** Elles présentent :

- un bruit de grenaille,
- un bruit de scintillement.

— **Les transistors bipolaires.** On rencontre :

- le bruit thermique dans la résistance intrinsèque de base  $r_{bb}$ ,
- le bruit de grenaille lié aux courants dans les jonctions,
- le bruit de scintillement causé par les effets de surface.

— **Les transistors à effet de champ.** On rencontre :

- le bruit thermique de la résistance du canal,
- le bruit de grenaille de la jonction canal-grille,
- le bruit de scintillement produit par la zone de charge d'espace.

#### 4.1.7.2. Aspect mathématique du bruit d'origine statistique

Tension et courant de bruit sont définis par :

— leur densité spectrale de bruit  $e_n$  et  $i_n$  pour une seule fréquence d'un spectre continu,

— la valeur efficace totale de bruit  $E_n$  et  $I_n$  dans une bande de fréquence donnée  $\Delta f = f_H - f_B$ .

Les relations mathématiques reliant la densité spectrale  $e_n$  et la valeur efficace  $E_n$  sont

$$e_n^2(f) = \frac{d}{df} E_n^2 \quad \text{et} \quad E_n^2 = \int_{f_B}^{f_H} e_n^2(f) df$$

Il en est de même pour les courants  $i_n$  et  $I_n$

$$i_n^2(f) = \frac{d}{df} I_n^2 \quad \text{et} \quad I_n^2 = \int_{f_B}^{f_H} i_n^2(f) df$$

A partir d'un spectre de bruit continu, de forme quelconque, on peut toujours linéariser par segments de droites. Ainsi, pour chaque segment compris entre deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , on définit la valeur efficace  $E_{1-2}^2$ . On recommence pour le segment suivant compris entre  $f_2$  et  $f_3$ , qui donne  $E_{2-3}^2$  et ainsi de suite. La valeur efficace totale de bruit est alors

$$E^2 = E_{1-2}^2 + E_{2-3}^2 + \dots + E_{n-n+1}^2$$

Dans le cas des amplificateurs opérationnels, les spectres de bruit en tension et en courant sont toujours voisins de ceux présentés sur la figure 4.39. Ils sont composés d'un spectre de bruit blanc et d'un spectre de bruit rose ou de scintillement en  $1/f$ . La fréquence  $f_0$  appelée «  $1/f$  corner » est très importante à connaître pour les réalisations à faible bruit. Elle est située entre 1 Hz et 1 000 Hz. Plus cette fréquence est faible, meilleures sont les caractéristiques de bruit.

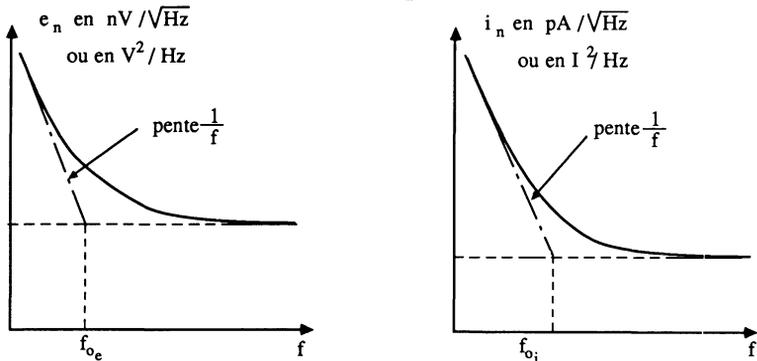


Figure 4.39.

4.1.7.3. Evaluation du bruit à la sortie d'un amplificateur opérationnel

Indépendamment du bruit pop corn défini en volts crête-à-crête en sortie, pour un gain en tension donné, ou en valeur ramenée à l'entrée (indiquée sur les caractéristiques par  $e_{n.p.p.}$  et  $i_n p.p.$ ), on utilise le schéma de la figure 4.40. Trois générateurs de bruits sont alors représentés.

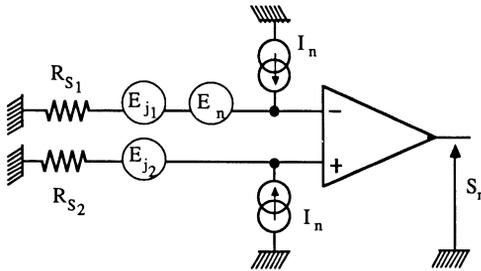


Figure 4.40.

— **Un générateur de tension  $E_n$ .** Il correspond à la valeur efficace de la tension totale de bruit obtenue à partir de la densité spectrale  $e_n$  en fonction de la fréquence, pour une bande de fréquence de travail  $\Delta f = f_H - f_B$

$$E_n \text{ pour } \Delta f = \sqrt{\int_{f_B}^{f_H} e_n^2(f) df}$$

— **Deux générateurs de courant  $I_n$ ,** considérés de valeurs identiques. Ils correspondent à la valeur efficace du courant total de bruit obtenue à partir de la densité spectrale  $i_n$  en fonction de la fréquence, pour la même bande de fréquence de travail  $\Delta f = f_H - f_B$

$$I_n \text{ pour } \Delta f = \sqrt{\int_{f_B}^{f_H} i_n^2(f) df}$$

— **Deux générateurs de tension de bruit thermique ou Johnson  $E_{j1}$  et  $E_{j2}$**  définis par les relations

$$E_{j1} = \sqrt{4 k T R_{s1} \Delta f} \quad \text{et} \quad E_{j2} = \sqrt{4 k T R_{s2} \Delta f}$$

où  $R_{s1}$  et  $R_{s2}$ , appelées résistances de source, sont les résistances équivalentes vues par les entrées (-) et (+) de l'amplificateur opérationnel.

La tension totale de bruit ramenée à l'entrée pour la bande de fréquence de travail  $\Delta f$  est

$$E_{n_t} = \sqrt{E_n^2 + (I_n \cdot R_{s1})^2 + (I_n \cdot R_{s2})^2 + E_{j1}^2 + E_{j2}^2}$$

Le signal de bruit en sortie s'écrit

$$E_{n_s} = G_n \cdot E_{n_i}$$

où  $G_n$  représente le gain de bruit caractérisé par

$$G_n = \frac{1}{B} \quad \text{ou} \quad G_n = \frac{H_0}{1 + H_0 B}$$

$B$  représente le coefficient de retour. **Il est important de limiter la bande passante du gain de bruit à celle du signal à transmettre.** Cette bande passante (définie plus loin), correspond à la fréquence de cassure  $f_C$  à 3 dB. L'intégration de la surface délimitée par le diagramme de Bode du module donne, comme fréquence haute  $f_H$ , la valeur

$$f_H = f_C \cdot \frac{\pi}{2} \simeq 1,58 f_C$$

A partir de la valeur du signal de bruit en sortie, nous obtenons deux relations importantes :

— **le rapport signal/bruit.** Il est défini par

$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{\text{signal utile}}{\text{bruit}} = 20 \log \frac{S}{E_{n_s}}$$

— **le facteur de bruit.** Il permet d'évaluer la qualité d'un amplificateur et se caractérise par

$$F = \frac{\text{puissance totale de bruit en sortie}}{\text{puissance de bruit en sortie due au générateur d'attaque}}$$

L'amplificateur est parfait pour  $F = 1$ .

#### 4.1.7.4. Méthodes simplifiées de l'évaluation du bruit

**Première méthode.** A partir des densités spectrales  $e_n$  et  $i_n$  de la figure 4.39, on détermine les tensions efficaces de bruit blanc à droite de la fréquence  $f_0$  (1/f corner) et de scintillement à gauche de  $f_0$ .

— **Le bruit blanc.** A cause du volume constant dans chaque hertz de la bande, il est défini par les relations

$$\begin{aligned} E_{n_b} &= e_n \sqrt{f_H - f_b} \simeq e_n \sqrt{f_H} \\ I_{n_b} &= i_n \sqrt{f_H - f_B} \simeq i_n \sqrt{f_H} \end{aligned} \quad \text{si } f_H \gg f_B$$

et

Pour  $f_H = f_B = 1$  Hz, on retrouve la définition de la densité spectrale en volts par racine de hertz ou en ampères par racine de hertz

$$\begin{array}{l} \text{et} \\ e_n \quad \text{en } V/\sqrt{\text{Hz}} \quad \text{ou} \quad \text{en } V^2/\text{Hz} \\ i_n \quad \text{en } A/\sqrt{\text{Hz}} \quad \text{ou} \quad \text{en } A^2/\text{Hz} \end{array}$$

— **Le bruit de scintillement.** A cause de la décroissance de  $-3$  dB par octave (bruit en  $1/f$ ), la densité spectrale de bruit est de la forme

$$e_n = K \sqrt{\frac{1}{f}} \quad \text{et} \quad i_n = K' \sqrt{\frac{1}{f}}$$

et après intégration dans la bande de fréquence de travail, nous obtenons

$$E_{\text{nsc}} = K \sqrt{\text{Ln} \frac{f_H}{f_B}} \quad \text{et} \quad I_{\text{nsc}} = K' \sqrt{\text{Ln} \frac{f_H}{f_B}}$$

— **Le bruit total.** A partir des deux relations précédentes, on obtient une relation simplifiée qui est

$$\begin{array}{l} \text{et} \\ n \quad \text{pour } \Delta f = e_n \sqrt{f_{0e} \cdot \text{Ln} \frac{f_H}{f_B} + (f_H - f_B)} \\ I_n \quad \text{pour } \Delta f = i_n \sqrt{f_{0i} \cdot \text{Ln} \frac{f_H}{f_B} + (f_H - f_B)} \end{array}$$

avec  $e_n$ , densité en tension de bruit blanc,  
 $i_n$ , densité en courant de bruit blanc,  
 $f_{0e}$ , point  $1/f$  corner en tension,  
 $f_{0i}$ , point  $1/f$  corner en courant,  
 $f_H$ , fréquence haute de fonctionnement,  
 $f_B$ , fréquence basse de fonctionnement.

Le bruit de Johnson défini précédemment peut se ramener à la relation simplifiée

$$E_j \simeq 1.3 \cdot 10^{-10} \sqrt{R_s (f_H - f_B)} \quad \text{pour } T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$$

L'expression du bruit total ramené à l'entrée est

$$E_{n_t} = \sqrt{E_n^2 + I_n^2 (R_{s_1} + R_{s_2})^2 + E_{j_1}^2 + E_{j_2}^2}$$

en volts efficaces

L'aspect aléatoire du bruit permet de représenter son amplitude suivant une distribution gaussienne. En multipliant la valeur efficace précédente  $E_{n_t}$  par un coefficient **six**, on obtient la valeur crête-à-crête du bruit avec erreur très réduite

$$e_{n_t} \text{ crête-à-crête} \simeq 6 \cdot E_{n_t}$$

**Deuxième méthode.** Comme l'évolution de la densité de bruit est relativement « lente » en fonction de la fréquence, plutôt que d'intégrer  $e_n$  et  $i_n$  dans la bande de fréquences de fonctionnement, on calcule la valeur efficace totale par décades en partant de la fréquence basse  $f_B$  jusqu'à  $1.58 f_H$ , fréquence supérieure prévue de la bande passante. A chaque fréquence  $f_i$  on aura

$$E_{ni}^2 = e_n^2 + i_n^2 (R_{s1} + R_{s2})^2 + 4 kT (R_{s1} + R_{s2})$$

avec  $e_n$  et  $i_n$ , densité de bruit à cette fréquence  $f_i$ .

La valeur efficace totale de bruit ramenée à l'entrée est alors approximativement

$$E_{nt} = \sqrt{E_{n2}^2 (f_2 - f_1) + E_{n3}^2 (f_3 - f_2) + \dots + E_{nj}^2 (f_j - f_{j-1})}$$

avec  $f_1 = f_B$ ,  $f_2 = 10 f_B$ , ...,  $f_j \simeq 1,6 f_H$

Une application numérique de ces deux méthodes est indiquée dans l'exercice suivant. La première méthode est mieux adaptée pour une bande de fréquence basse alors que la seconde est plus correcte pour les fréquences hautes (à droite du point  $f_0$ ,  $1/f$  corner).

#### 4.1.7.5. Méthode de minimisation de bruit

**Bruits intérieurs aux amplificateurs opérationnels.** Les fabricants d'amplificateurs opérationnels diminuent l'influence du bruit de différentes manières. Il est toutefois impossible de minimiser, en même temps, les deux paramètres  $e_n$  et  $i_n$ . Citons toutefois les améliorations suivantes :

— Les amplificateurs à transistors à effet de champ présentent un courant de bruit très faible mais une tension  $e_n$  relativement importante.

— Pour les transistors bipolaires, la minimisation du bruit se fait en réduisant la résistance de base, en augmentant le gain en courant et en diminuant le courant  $I_C$ . En plus, il faut éviter les montages Darlington, les charges actives, les éléments de protection interne à l'entrée.

— Le bruit pop corn est minimisé en apportant un soin spécial au traitement de surface (exemple, le procédé triple passivation de PMI).

**Bruits extérieurs aux amplificateurs opérationnels.** Il faut d'abord considérer les résistances de sources  $R_{s1}$  et  $R_{s2}$  autour du circuit intégré. Elles doivent être à couche métallique. La valeur minimale théorique est définie par la relation

$$R_s = \frac{E_n}{I_n}$$

Mais dans le cas où cette relation aboutit à des valeurs impossibles, alors le choix de l'amplificateur opérationnel est fonction de  $R_s$  :

$R_s < 30 \text{ k}\Omega$ , technologie bipolaire

$R_s > 30 \text{ k}\Omega$ , technologie JFET

Dans le cas où l'amplificateur travaille depuis le continu jusqu'à quelques kilohertz, le bruit extérieur doit être minimisé par les artifices suivants : filtrage d'alimentation rigoureux, utilisation d'écrans et blindages, câblage en étoile, connexions d'entrée courtes, utilisation d'anneaux de garde...

**Règle générale.** Pour minimiser le bruit dans les montages à amplificateurs opérationnels, il faut :

- les fréquences  $f_{0e}$  et  $f_{0i}$  ( $1/f$  corner) les plus faibles possibles,
- des impédances de sources de valeurs très faibles,
- une bande passante du circuit de même valeur que celle du signal,
- un câblage, blindage et filtrage correct.

**Remarque.** La société Linear Technology préconise d'utiliser la méthode de moyennage d'un signal à partir du schéma de la figure 4.41. Les  $n$  amplificateurs opérationnels fonctionnant en amplificateurs inverseurs présentent le même gain en tension  $G_1$ . L'additionneur de sortie, de gain  $G_2$ , permet d'obtenir un gain total

$$G = G_1 \cdot G_2$$

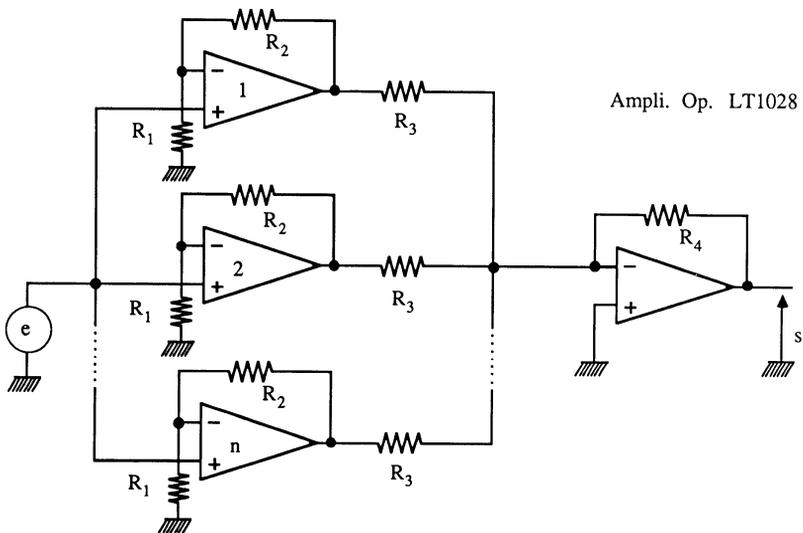


Figure 4.41.

Pour un signal d'entrée constitué du signal utile  $e(t)$  et du bruit  $b(t)$ , nous aurions, avec un seul amplificateur de gain en tension  $G$

$$s(t) = G \cdot e(t) + G \cdot b(t)$$

Dans le cas du montage moyenneur, l'expression de la sortie est alors

$$s(t) = G \cdot e(t) + \sqrt{G_1} \cdot G_2 \cdot b(t)$$

#### 4.1.7.6. Mesure du bruit

La mesure du bruit s'effectue surtout dans la zone à décroissance en  $1/f$ . Le schéma de la figure 4.42 représente le circuit de mesure du bruit pour un amplificateur opérationnel OP 50 de PMI. La bande de fréquence de mesure est comprise entre 0,1 Hz et 10 Hz. Remarquons les faibles résistances de source, le découplage d'alimentations, le réglage d'offset et un gain en tension du premier étage de 10 000. Le second étage, à gain en tension de 5, utilise un filtre passe-bas en entrée à pente de  $-40$  dB par décade et un second filtre passe-bas en sortie à pente de  $-20$  dB par décade. La mesure s'effectue à l'aide d'un analyseur de spectre ou plus modestement à l'aide d'un oscilloscope.

Pour des mesures de densité de bruit à des fréquences quelconques, on utilise un filtre sélectif accordé à la fréquence souhaitée.

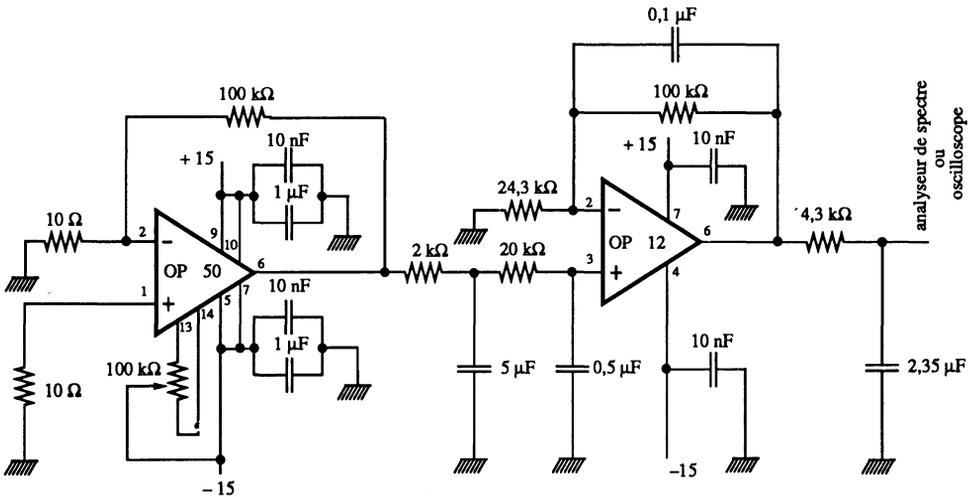


Figure 4.42.

#### 4.1.7.7. Exemples de valeurs

A partir des caractéristiques des constructeurs présentées au chapitre 8, nous indiquons dans le tableau 4.4 les valeurs des fréquences  $1/f$  corner en tension et en courant, les densités spectrales  $e_n$  et  $i_n$  ainsi que les valeurs crêtes-à-crêtes des tensions et courants de bruit dans la bande 0,1 Hz – 10 Hz.

Les figures 4.43 et 4.44 représentent les densités spectrales en tension et en courant pour les amplificateurs opérationnels UA 741 et HA OP 07.

**Tableau 4.4. Densité de la tension de bruit  $e_n$  - *input noise voltage density*, tension de bruit  $e_n$  p.p. - *input noise voltage*, densité du courant de bruit  $i_n$  - *input noise current density*, courant de bruit  $i_n$  p.p. - *input noise current***

Génération technologique	Circuit	1/f corner en tension	1/f corner en courant	$e_n$	$i_n$	$e_n$ p.p. de 0,1 Hz à 10 Hz	$i_n$ p.p. de 0,1 Hz à 10 Hz	Technologie
Première (abandonnée)	LM 709	–	–	–	–	–	–	Bipolaire
Deuxième	LM 101 A	500 Hz	1 kHz	$14 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,14 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	Bipolaire
	LM 301 A	500 Hz	2 kHz	$14 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,17 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	Bipolaire
	UA 741	200 Hz	1 kHz	$20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	Bipolaire
Troisième	LF 155 A	100 Hz	–	$25 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	BIFET
	TL 080 M	40 Hz	–	$25 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	–	BIFET
	CA 3140 B	500 Hz	–	$40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	–	BIMOS
	CA 3160 B	500 Hz	–	$70 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	–	BIMOS
Quatrième	TL 087 C	200 Hz	–	$18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	–	BIFET ajust. Zener
	LM 118	200 Hz	–	$10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	–	Bipolaire
	HA-OP 07A	70 Hz	70 Hz	$9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,6 \mu\text{V}$	15 pA	Super $\beta$ , ajust. laser
	HA-OP 37A	3 Hz	< 10 Hz	$3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,08 \mu\text{V}$	–	Super $\beta$ , ajust. laser
	OP 50A	6 Hz	2 Hz	$4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,12 \mu\text{V}$	2 pA	Super $\beta$ , ajust. laser
	HA 2539	80 Hz	200 Hz	$5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	–	Bipolaire

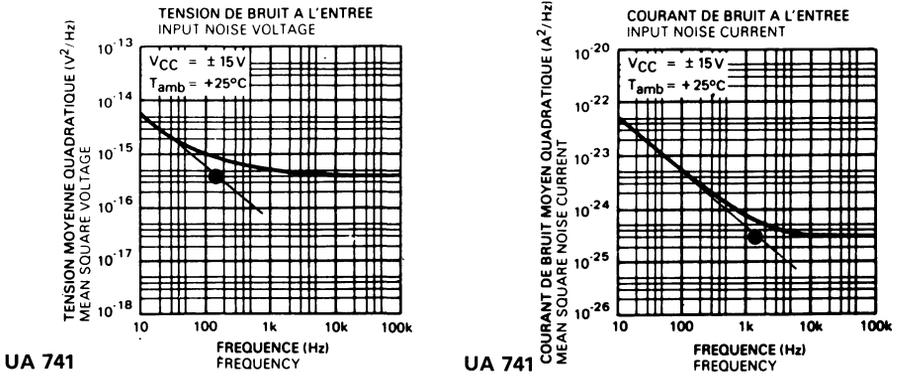


Figure 4.43 (Document Thomson).

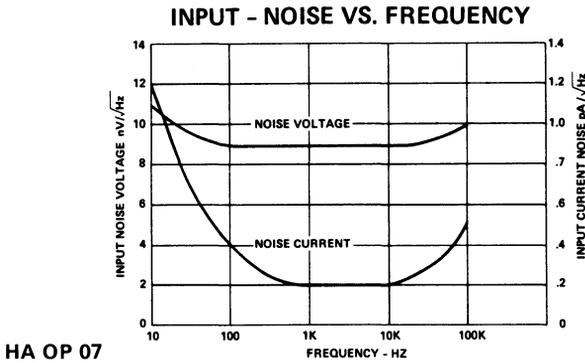


Figure 4.44 (Document Harris Semiconductor).

4.1.7.8. Exercice

Le schéma de la figure 4.45 représente un amplificateur non inverseur. Le générateur d'attaque, de résistance interne de 1kΩ, fournit un signal utile de 100 μV. La bande de fréquence de travail est 10 Hz – 10 kHz. Déterminer le rapport signal sur bruit de ce montage à partir des deux méthodes préconisées

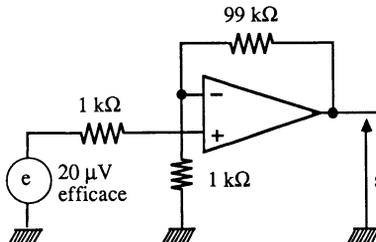


Figure 4.45.

et pour deux amplificateurs opérationnels : HA OP 07 et UA 741 dont les caractéristiques de bruit sont présentées sur les figures précédentes.

### Solution

**Première méthode.** Les résistances de sources étant identiques,  $R_{s_1} = R_{s_2} = 1 \text{ k}\Omega$ , l'expression du bruit total ramenée à l'entrée est

$$E_{nt} = \sqrt{E_n^2 + I_n^2 (2 R_s)^2 - E_j^2}$$

avec

$$E_n = e_n \sqrt{f_{0c} \cdot \text{Ln} \frac{f_H}{f_B} + (f_H - f_B)}$$

$$I_n = i_n \sqrt{f_{0i} \cdot \text{Ln} \frac{f_H}{f_B} + (f_H - f_B)}$$

$$E_j = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{2 R_s (f_H - f_B)}$$

— Pour le circuit HA OP 07, nous avons

$$e_n = 9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}, \quad i_n = 0,2 \text{ pA} \sqrt{\text{Hz}}$$

$$f_{0c} = 70 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad f_{0i} = 70 \text{ Hz}$$

Ainsi

$$E_n = 9 \cdot 10^{-9} \sqrt{70 \text{ Ln} \frac{10^4}{10} + (10^4 - 10)} \simeq 0,9 \text{ }\mu\text{V}$$

$$I_n = 0,2 \cdot 10^{-12} \sqrt{70 \cdot \text{Ln} \frac{10^4}{10} + (10^4 - 10)} \simeq 20 \text{ pA},$$

$$E_j = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{2 \cdot 10^3 (10^4 - 10)} \simeq 0,6 \text{ }\mu\text{V}$$

Ce qui nous donne

$$E_{nt} = \sqrt{(0,9 \cdot 10^{-6})^2 + (2 \cdot 10^{-11} \cdot 2 \cdot 10^{-3})^2 + (0,6 \cdot 10^{-6})^2} \simeq \mathbf{1,07 \text{ }\mu\text{V}}$$

et un rapport signal sur bruit

$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{20}{1,07} = \mathbf{25 \text{ dB}}$$

— Pour le circuit UA 741, nous avons

$$e_n = 20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}, \quad i_n = 0,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$f_{0c} = 200 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad f_{0i} = 1 \text{ kHz}$$

Ainsi

$$E_n = 20 \cdot 10^{-9} \sqrt{200 \cdot \text{Ln} \frac{10^4}{10} + (10^4 - 10)} \simeq 2,1 \text{ }\mu\text{V}$$

$$I_n = 0,5 \cdot 10^{-12} \sqrt{1000 \cdot \text{Ln} \frac{10^4}{10} + (10^4 - 10)} \simeq 65 \text{ pA}$$

$$E_j = 0,6 \text{ }\mu\text{V}$$

Ce qui nous donne

$$E_{n_i} \simeq 2,2 \mu\text{V} \quad \text{et} \quad \frac{S}{N} = 20 \log \frac{20}{2,2} = 19 \text{ dB}$$

**Deuxième méthode.** Nous calculons la valeur efficace pour les fréquences de 10 Hz, 100 Hz, 1 000 Hz et 16 000 Hz. Pour chacune de ces fréquences nous extrayons les valeurs de  $e_n$  et  $i_n$  à partir de la densité spectrale des figures 4.43 et 4.44.

— Pour le circuit HA OP 07 A, nous avons

$$\begin{aligned} E_n^2(100 \text{ Hz}) &\simeq (9 \cdot 10^{-9})^2 + (0,4 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^{-3})^2 + 33 \cdot 10^{-18} \simeq 1,14 \cdot 10^{-16} \\ E_n^2(1 \text{ 000 Hz}) &\simeq 1,14 \cdot 10^{-16} \\ E_n^2(10 \text{ 000 Hz}) &\simeq 1,14 \cdot 10^{-16} \\ E_n^2(16 \text{ 000 Hz}) &\simeq 1,14 \cdot 10^{-16} \end{aligned}$$

La valeur efficace totale du bruit ramenée à l'entrée est

$$\begin{aligned} E_{n_i} &= \sqrt{\frac{1,14 \cdot 10^{-16} (100-10) + 1,14 \cdot 10^{-16} (1 \text{ 000}-100)}{+ 1,14 \cdot 10^{-16} (10 \text{ 000}-1 \text{ 000}) + 1,14 \cdot 10^{-16} (16 \text{ 000}-10 \text{ 000})}} \\ &= \sqrt{1,14 \cdot 10^{-16} (90 + 900 + 9 \text{ 000} + 6 \text{ 000})} = 1,34 \mu\text{V} \\ \text{et} \quad \frac{S}{N} &= 20 \log \frac{20}{1,34} = 23,5 \text{ dB} \end{aligned}$$

— Pour le circuit UA 741, la constance de densité spectrale donne

$$E_n^2 = 4 \cdot 10^{-16}$$

ce qui nous permet d'obtenir

$$E_{n_i} = 2,5 \mu\text{V} \quad \text{et} \quad \frac{S}{N} = 18 \text{ dB}$$

### Remarques

La différence de valeurs obtenues pour les circuits n'est due qu'à la différence des densités en tension. L'influence des courants de bruit est pratiquement négligeable à cause des faibles valeurs des résistances de sources.

— Avec le terme en  $\text{Ln}(f_H/f_B)$ , la première méthode est mieux adaptée pour les fréquences de travail très basses, situées en dessous de  $f_{0c}$  ( $1/f$  corner).

## 4.2 CARACTÉRISTIQUES DU GÉNÉRATEUR DE SORTIE\*

La sortie d'un amplificateur peut s'effectuer :

— soit en tension (figure 4.46), on définit alors les éléments de Thévenin et en particulier la résistance de sortie qui est de la forme  $R/\beta$  (où  $\beta$  représente le gain en courant des transistors),

\* Voir ouvrage *Amplificateurs de puissance*.

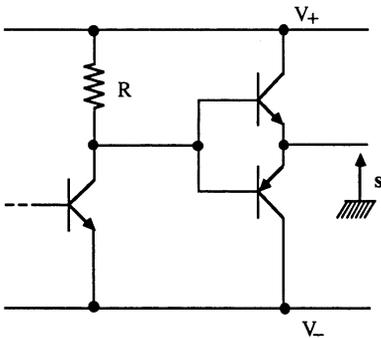


Figure 4.46.

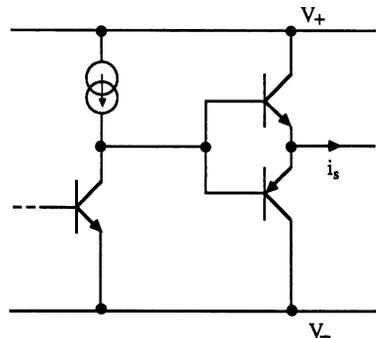


Figure 4.47.

— soit en courant (figure 4.47), on définit alors les éléments de Norton. Dans ce cas les éléments parasites  $1/h_{22}$  des transistors peuvent contribuer à transformer le générateur de Norton en générateur de Thévenin.

En règle générale, les caractéristiques du générateur de Thévenin de sortie sont : la résistance dynamique  $r_s$ , la tension maximale et le courant maximum.

## 4.2.1. RÉSISTANCE DE SORTIE

### 4.2.1.1 Définition et influence

La résistance de sortie  $r_s$  d'un amplificateur opérationnel est extraite de la relation de Thévenin

$$s = A \varepsilon - r_s i_s$$

Cette valeur n'est pas toujours donnée par le constructeur. Elle évolue entre quelques dizaines d'ohms et quelques centaines d'ohms. Pour les amplificateurs opérationnels protégés contre les surcharges, la résistance effective de limitation se trouve en série avec la résistance dynamique et contribue à augmenter cette dernière.

L'influence de  $r_s$  intervient :

- sur la dynamique de sortie en régime non linéaire (voir tension maximale de sortie),
- sur la dynamique de sortie en régimes linéaire et haute fréquence,
- sur la fonction de transfert de la boucle lorsque l'amplificateur opérationnel est chargé par une impédance quelconque.

**Dynamique de sortie en régime linéaire.** Nous avons montré au chapitre 3, que la résistance de sortie d'un montage utilisant un amplificateur opérationnel et fonctionnant en régime linéaire présente une résistance de sortie

$$R_s = \frac{r_s}{AB}$$

où AB est le gain de boucle à la fréquence de travail. Il est évident que, pour une fréquence de travail élevée, la résistance de sortie du montage tend vers celle de l'amplificateur opérationnel. Une illustration de ce phénomène est indiquée sur les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel OP 50 pour deux gains statiques 1 000 et 100 (figure 4.48)

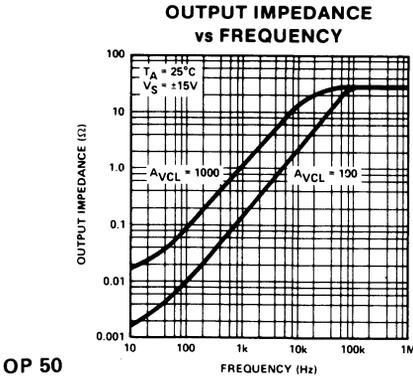


Figure 4.48 (Document PMI).

**Fonction de transfert de la boucle.** A partir du schéma bloc de la figure 4.49, on définit la fonction de transfert  $S(p)/E(p)$  de l'ensemble, en utilisant le diviseur de tension constitué par  $r_s$  et l'impédance de charge  $Z_{ch}$ . Cette fonction de transfert étudiée et utilisée au chapitre 5 peut être simplifiée en prenant  $H_0(p) = A$  et  $Z_{ch} = R_{ch}$ .

Alors le gain en tension du montage devient

$$\frac{S}{E} = G_v = \frac{A \frac{R_{ch}}{r_s + R_{ch}}}{1 + AB \frac{R_{ch}}{r_s + R_{ch}}}$$

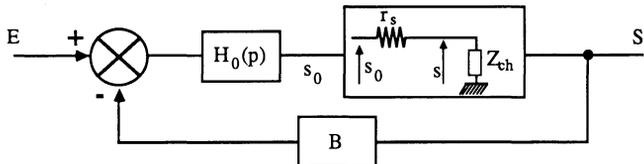


Figure 4.49.

Si le nouveau gain de boucle  $AB \frac{R_{ch}}{r_s + R_{ch}}$  est très grand devant l'unité, le gain en tension est  $G_v \simeq \frac{1}{B}$ . Dans le cas où l'on veut tenir compte de l'erreur de gain, cette erreur relative s'écrit

$$\Delta G = \frac{1}{AB \frac{R_{ch}}{r_s + R_{ch}}} \quad \text{au lieu de} \quad \frac{1}{AB}$$

erreur faible par rapport à celle apportée par le gain de boucle AB.

#### 4.2.1.2. Mesure de la résistance de sortie

La mesure ne peut s'effectuer qu'en régime linéaire, hors saturation. La méthode classique consisterait à utiliser l'amplificateur opérationnel sans contre-réaction et hors saturation. Cette méthode n'est pratiquement pas possible à cause du grand gain en tension et des erreurs d'offset. Il faut contre-réactionner l'amplificateur.

Dans ces conditions deux mesures sont possibles.

— **En régime statique ou dynamique**, on mesure la tension de sortie à vide  $s_0$  puis en charge  $s$ . Ces deux valeurs nous permettent d'écrire

$$\frac{R_{ch}}{R_s + R_{ch}} s_0 = s \quad \text{avec} \quad R_s = \frac{r_s}{AB}$$

Encore faut-il connaître la valeur du gain de boucle à la fréquence de mesure !

— **En régime dynamique**, on applique à l'entrée d'un amplificateur de gain en tension supérieur à 1 (afin de ne pas être perturbé par la limitation d'entrée) un signal sinusoïdal, basse fréquence, afin que, à vide et en charge, on vienne tangenter la saturation. Dans ces conditions

$$\begin{aligned} \text{à vide} \quad s_0 &= s_{\max} \\ \text{en charge} \quad s &= s_{\max} \frac{R_{ch}}{r_s + R_{ch}} \end{aligned}$$

Il est facile d'en déduire la valeur de  $r_s$ .

**Remarque.** N'oublions pas que le phénomène d'asservissement modifie la valeur de la fem de sortie  $s_0$  afin de maintenir  $s$  tel que  $e_- \simeq e_+$ . C'est ce qui permet d'obtenir une résistance de sortie du montage  $R_s$  très faible (ne pas confondre  $R_s$  = résistance de sortie du montage et  $r_s$  = résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel).

#### 4.2.2. TENSION MAXIMALE DE SORTIE

- La tension maximale de sortie d'un amplificateur opérationnel dépend :
- de l'état de saturation du dernier étage,
  - de la charge.

La figure 4.50 représente schématiquement l'étage de sortie du circuit 741. A vide, la tension positive maximale est voisine de  $V_+ - 0,6$  alors que la tension négative maximale est  $V_- + 1,2$ . Ainsi pour une tension d'alimentation symétrique de  $\pm 15$  V, la dynamique maximale à vide est théoriquement  $+ 14,4$  V et  $- 13,8$  V.

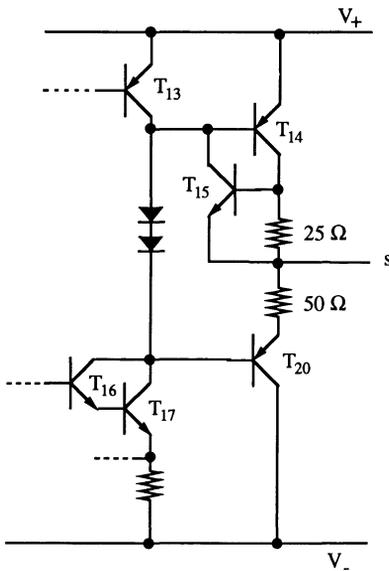


Figure 4.50.

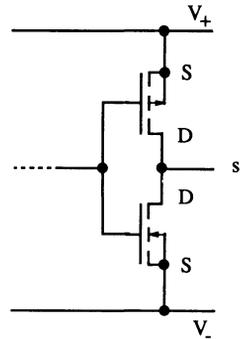


Figure 4.51.

La figure 4.51 représente l'étage de sortie du circuit BIMOS CA 3160. Pour une tension d'alimentation symétrique de  $\pm 15$  V, la dynamique de sortie maximale à vide est  $\pm 15$  V. Les constructeurs fournissent comme caractéristique, la tension disponible en sortie en fonction de la tension d'alimentation pour différentes charges. Deux exemples en sont donnés pour le LM 101 A et le OP 05 sur la figure 4.52.

La mesure de la dynamique de sortie à vide et en charge est facile à effectuer en utilisant un oscilloscope.

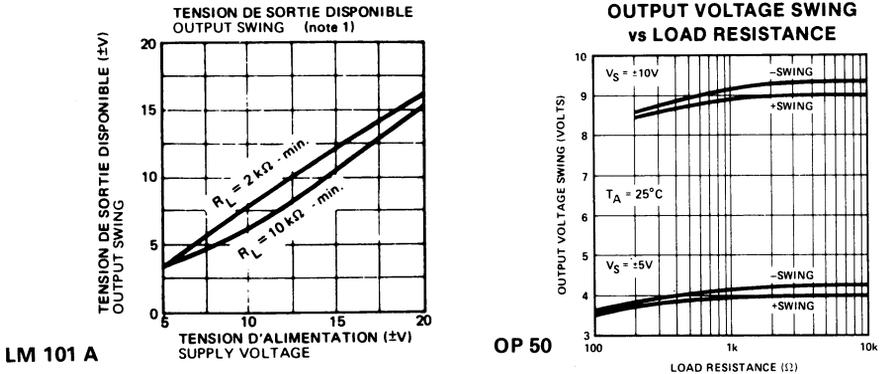


Figure 4.52 (Documents Thomson et PMI).

### 4.2.3. COURANT MAXIMUM DE SORTIE

Il faut distinguer deux courants maxima :

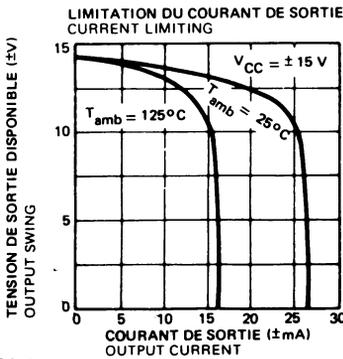
- le courant limite de fonctionnement normal,
- le courant de protection contre les surcharges.

Pour un courant de protection de 20 mA, le courant limite de fonctionnement normal est bien inférieur et il est raisonnable de s'imposer moins de la moitié de la valeur précédente sinon **certaines instabilités de fonctionnement peuvent apparaître sous la forme d'une déformation du signal de sortie (contre-réaction transformée en réaction à cause des interactions thermiques présentées au paragraphe 4.3.1.4.)**. La figure 4.50 représente l'étage de sortie de l'amplificateur opérationnel 741. En consultant la figure 2.17, on voit que la limitation positive est assurée par  $T_{15}$  et la limitation négative par trois jonctions (jonction base-collecteur de  $T_{15}$  plus les deux diodes). Dans les deux cas, le courant limite est

$$i_{s_{\max}} = \frac{0,6}{25} = \frac{1,2}{50} = 24 \text{ mA à } 25^\circ\text{C}$$

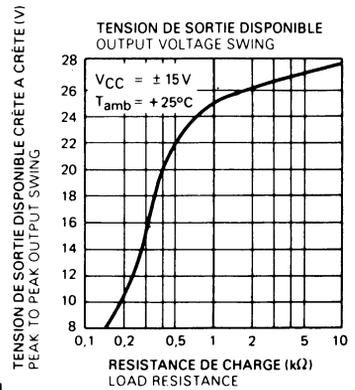
Comme le principe de la limitation en courant est la conduction de jonction, la valeur maximale de celui-ci dépend de la température. Le graphe de la figure 4.53 illustre cette limitation pour le circuit LM 101 A dont l'étage de sortie est identique à celui du UA 741.

Le constructeur fournit aussi la valeur de la tension de sortie disponible en fonction de la résistance de charge pour une alimentation imposée. La figure 4.54 illustre cette disponibilité pour un circuit UA 741.



LM 101 A

Figure 4.53.



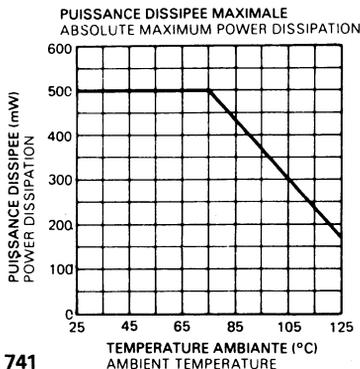
UA 741

Figure 4.54.

(Documents Thomson)

#### 4.2.4. PUISSANCE DISSIPÉE MAXIMALE

Ce paramètre est toujours indiqué sur les caractéristiques comme valeur absolue à ne pas dépasser. Il est aussi accompagné par la durée maximale de court-circuit. Comme pour les composants discrets, la puissance dissipée maximale dans le transistors du dernier étage dépend de la température extérieure au circuit. Elle décroît lorsque la température augmente ainsi que l'indique la figure 4.55 pour le circuit UA 741. Le cas le plus critique de dissipation est celui où la sortie est reliée accidentellement à une ligne d'alimentation. Dans ces conditions, pour  $\pm V = \pm 15$  volts, l'un des transistors de puissance de sortie voit une tension totale de 30 volts et est parcouru par le courant de limitation. Si celui-ci vaut 20 mA, la puissance



UA 741

Figure 4.55 (Document Thomson).

dissipée dans le transistor est de 600 mW alors que la limite absolue correspond à 500 mW. La destruction de l'étage de sortie d'un amplificateur opérationnel est souvent liée à ce genre de défaut.

#### 4.2.5. EXEMPLES DE VALEURS

Le tableau 4.5 indique les valeurs : de la résistance de sortie, de la dynamique de sortie, de la valeur maximale du courant et de la puissance dissipée pour quelques circuits présentés au chapitre 8. Notons que les amplificateurs opérationnels sont presque tous protégés contre les courts-circuits de sortie.

#### 4.2.6. EXERCICES

**Exercice 1.** Un amplificateur opérationnel LM 101 A, alimenté par  $\pm 15$  V, est chargé par une résistance  $R_{ch} = 2 \text{ k}\Omega$ . Quelle est, approximativement, la puissance dissipée dans l'étage de sortie :

— pour un signal sinusoïdal de 20 V crête-à-crête issu d'un fonctionnement linéaire,

— pour un signal carré de rapport cyclique 0,5 issu d'un fonctionnement en comparateur.

##### Solution

Dans les deux cas, on définira la puissance dissipée dans l'étage de sortie du circuit intégré comme étant la différence entre la puissance fournie par les deux alimentations  $P_f$  et la puissance dans la charge  $P_s$  (on ne tiendra pas compte du courant de repos).

**Signal sinusoïdal.** La puissance de sortie  $P_s$  est définie par la relation

$$P_s = \frac{S_{\text{eff}}^2}{R_{ch}} = \frac{\left(\frac{10}{\sqrt{2}}\right)^2}{2\,000} = 25 \cdot 10^{-13} = 25 \text{ mW}$$

La puissance fournie par les alimentations  $P_f$ , par raison de symétrie, représente deux fois la puissance fournie par l'alimentation positive. Celle-ci correspond au produit de la tension continue  $V$  par la valeur moyenne du courant fourni à la charge

$$P_f = 2 \cdot 15 \cdot \frac{10}{\pi \cdot 2\,000} = 0,048 \text{ W} = 48 \text{ mW}$$

**Tableau 4.5. Impédance de sortie  $r_s$  - *output resistance*, dynamique de sortie - *output voltage swing*, limitation du courant de sortie - *output current limiting*, puissance maximale dissipable - *internal power dissipation***

Génération technologique	Circuit	Résistance de sortie $r_s$	Dynamique de sortie maximale à vide pour $\pm 15$ V	Dynamique de sortie maximale en charge pour $\pm 15$ V	Limitation en intensité à 25 °C	Puissance dissipable	Technologie
Première (abandonnée)	LM 709	150 $\Omega$	$\pm 14$ V	$\pm 13$ V (2 k $\Omega$ )	inexistante	500 mW	Bipolaire
Deuxième	LM 101 A LM 301 A UA 741	– – –	$\pm 14$ V $\pm 14$ V $\pm 14$ V	$\pm 13$ V (2 k $\Omega$ ) $\pm 13$ V (2 k $\Omega$ ) $\pm 13$ V (2 k $\Omega$ )	26 mA 26 mA 24 mA	500 mW 500 mW 500 mW	Bipolaire Bipolaire Bipolaire
Troisième	LF 155 A TL 080 M CA 3140 B  CA 3160 B	– – 60 $\Omega$  –	$\pm 13$ V $\pm 13$ V + 13 V – 14,4 V + 15 V alim + 15 V 0 0 V	$\pm 12$ V (2 k $\Omega$ ) $\pm 12$ V (2 k $\Omega$ ) –  + 13,3 0,002	25 mA existante 40 mA  22 mA	670 mW 680 mW 630 mW  630 mW	BIFET BIFET BIMOS  BIMOS
Quatrième	TL 087 C LM 118 HA-OP 07 A HA-OP 37A OP 50 A HA 2539	– – 45 $\Omega$ 70 $\Omega$ – 30 $\Omega$	$\pm 13$ V $\pm 14$ V $\pm 13$ V – $\pm 14,2$ V $\pm 12$ V	$\pm 12$ V (2 k $\Omega$ ) $\pm 13$ V (2 k $\Omega$ ) $\pm 12$ V (2 k $\Omega$ ) $\pm 13$ V (2 k $\Omega$ ) $\pm 13$ V (300 $\Omega$ ) $\pm 10$ V (1 k $\Omega$ )	existante 21 mA existante existante 60 mA 50 mA crête	680 mW 500 mW 500 mW 500 mW 500 mW 870 mW	BIFET ajust. Zener Bipolaire Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Bipolaire

Ainsi la puissance dissipée dans le premier étage est

$$P_d = P_f + P_s = 23 \text{ mW}$$

**Signal carré.** Pour une tension d'alimentation de  $\pm 15 \text{ V}$  et une résistance de charge de  $2 \text{ k}\Omega$ , la dynamique de sortie est  $11 \text{ volts}$  (figure 4.52). Alors

$$P_s = \frac{11^2}{2000} = 0,060 \text{ W} = 60 \text{ mW}$$

et 
$$P_f = 15 \cdot \frac{11}{2000} = 0,082 \text{ W} = 82 \text{ mW}$$

La puissance dissipée dans le circuit devient

$$P_d = P_f - P_s = 22 \text{ mW}$$

**Exercice 2.** L'amplificateur opérationnel de la figure 4.56 présente les caractéristiques suivantes :

- gain en tension  $A = 10^5$  pour  $f = 0$ ,
- gain en tension  $A = 10^2$  pour  $f = 10 \text{ kHz}$ ,
- résistance dynamique de sortie  $r_s = 100 \Omega$ ,
- dynamique maximale de sortie à vide  $s_{\max}$  crête-à-crête =  $16 \text{ V}$  pour  $\pm 10 \text{ V}$  d'alimentation.

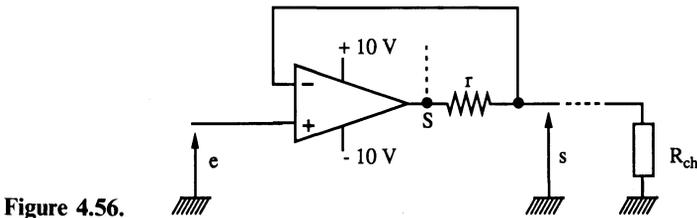


Figure 4.56.

Pour  $r = 0$ , déterminer la valeur de la résistance dynamique  $R_s$  de sortie de la fonction « suiveur » aux deux fréquences  $f = 0$  puis  $f = 10 \text{ kHz}$ , ainsi que la dynamique maximale de sortie avec une charge  $R_{ch} = 900 \Omega$  (limite de distorsion). On connecte une résistance  $r$  afin de limiter l'influence des surcharges. Déterminer sa valeur si, à  $10 \text{ kHz}$ , la nouvelle résistance  $R'_s$  de la fonction est  $2 \Omega$ . Calculer les valeurs des dynamiques de sortie à vide et en charge.

Que deviennent la résistance de sortie  $R'_s$  et la dynamique maximale de sortie si la contre-réaction est appliquée en S avec  $r = 100 \Omega$  ?

**Solution**

Pour  $r = 0$ . La résistance de sortie  $R_s$  d'un montage contre-réactionné est donnée par la relation

$$R_s = \frac{r_s}{AB} \quad \text{avec} \quad AB = \text{gain de boucle}$$

Comme le montage est un amplificateur suiveur :  $B = 1$ .  
Ainsi

$$R_s = \frac{100}{10^5} = 0,001 \Omega \quad \text{en statique.}$$

$$R_s = \frac{100}{10^2} = 1 \Omega \quad \text{à } 10 \text{ kHz}$$

La dynamique maximale de sortie correspond à la limite de saturation

$$s_{\max} = 8 \frac{R_{\text{ch}}}{R_{\text{ch}} + r_s} = 8 \frac{900}{1\,000} = 7,2 \text{ V (14,4 V crête-à-crête)}$$

N'oublions pas que l'alimentation vaut  $\pm 10 \text{ V}$ .

**Pour  $r \neq 0$ .** La nouvelle résistance de sortie  $R'_s$  est

$$R'_s = \frac{r_s + r}{10^2} = 2 \Omega$$

On en déduit  $r = 100 \Omega = r_s$

La nouvelle dynamique maximale devient

$$s_{\max} = 8 \cdot \frac{R_{\text{ch}}}{R_{\text{ch}} + r_s + r} = 8 \cdot \frac{900}{1\,100} = 6,5 \text{ V (13 V crête-à-crête)}$$

**Contre-réaction en S.** La résistance de sortie vaut

$$R''_s = \frac{r_s}{A} + r = 101 \Omega$$

La dynamique de sortie maximale reste inchangée

$$s_{\max} = 6,5 \text{ V} \quad \text{soit} \quad 13 \text{ V crête-à-crête}$$

### 4.3. CARACTÉRISTIQUES DE TRANSFERT

Les caractéristiques de transfert d'un amplificateur opérationnel sont définies par :

- le gain en tension en boucle ouverte,
- les temps d'établissement et de recouvrement,
- le phénomène de triangulation ou slew rate,
- le taux de réjection de mode commun.

### 4.3.1. GAIN EN TENSION EN BOUCLE OUVERTE

Il faut considérer le gain en tension statique puis le gain en tension dynamique ou réponse en fréquence.

#### 4.3.1.1. Gain en tension statique

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur à liaisons directes donc continu. Le gain en tension se détermine à partir du schéma réel et des valeurs des courants de repos ainsi que nous l'avons vu dans l'exemple de l'exercice 2 du paragraphe 2.2.5. On définit alors deux éléments :

— La courbe de transfert  $s(\epsilon)$  représentée sur la figure 4.57 et décentrée par l'influence de la tension de décalage  $V_d$ . Cette courbe mesurée en  $x-y$  sur l'oscilloscope permet de vérifier la linéarité de l'amplificateur.

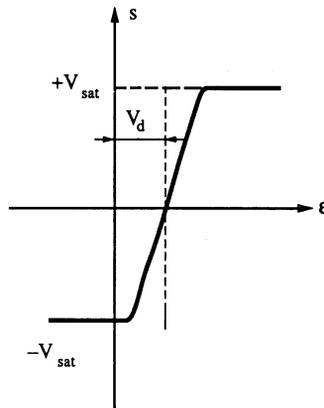


Figure 4.57.

— Le gain en tension en boucle ouverte défini par le rapport des variations « lentes » de la tension de sortie et de la tension différentielle d'entrée

$$G_v = A_d = A = \frac{\Delta s}{\Delta \epsilon} = \frac{s}{\epsilon}$$

#### 4.3.1.2. Influence de la valeur non infinie du gain en tension

Nous avons vu qu'un système asservi électronique simple présente une fonction de transfert

$$\frac{S}{E} = \frac{A}{1 + AB}$$

où  $A$  est le gain de la chaîne directe et  $AB$  le gain de boucle.

Dans les applications basses fréquences et à gain en tension en boucle fermée « modeste », l'expression précédente devient

$$\frac{S}{E} \simeq \frac{1}{B} \quad \text{en considérant} \quad 1 \ll AB$$

L'erreur de calcul vaut alors  $\frac{1}{AB}$ . Mais si on souhaite obtenir une « forte amplification », l'erreur devient tellement importante qu'il faut avoir recours, soit à la mise en cascades d'étages amplificateurs, soit à l'utilisation d'amplificateurs à très fort gain en tension ( $10^7$  par exemple).

**Remarques**

— Comme le gain en tension d'un amplificateur opérationnel diminue en fonction de la fréquence, l'erreur croît avec cette dernière (voir exercice de fin de paragraphe).

— Dans les amplificateurs à générateur de Norton de sortie, le gain en tension dépend directement de la résistance de charge. A cause des imperfections des transistors ( $1/h_{22}$ ), cette dépendance est moindre en pratique. Les constructeurs en indiquent les valeurs sur les caractéristiques.

— De même, l'influence de la tension d'alimentation intervient sur le gain, à cause de la modification plus ou moins marquée des courants de repos (charges résistives ou actives). La figure 4.58 indique cette variation du gain en tension en fonction des alimentations pour le circuit LM 709 (charges résistives) et LM 101 A (charges actives). Dans le deuxième cas, la « dynamique » d'alimentation est beaucoup plus importante.

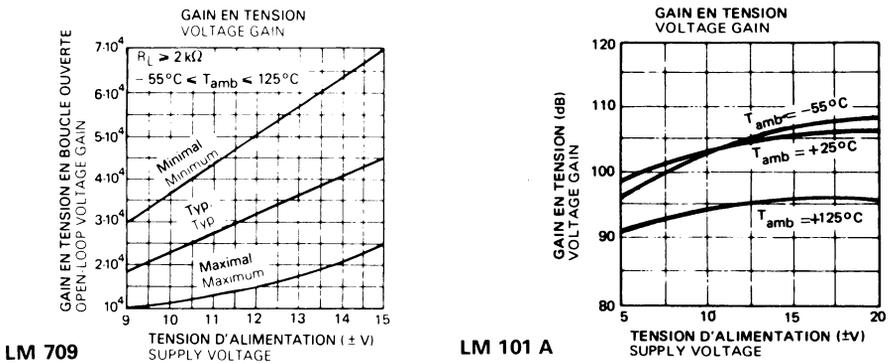


Figure 4.58 (Documents Thomson).

**4.3.1.3 Mesure du gain en tension**

La mesure des paramètres d'un amplificateur opérationnel étant difficile à effectuer en boucle ouverte, il faut trouver une méthode imposant la

contre-réaction. La mesure du gain en tension sera alors effectuée à partir du schéma de la figure 4.59, schéma voisin de celui utilisé pour mesurer la résistance d'entrée différentielle. Nous avons les relations

$$s = A\varepsilon \quad \text{et} \quad \varepsilon \simeq -\frac{s'}{100}$$

Ce qui nous donne

$$A = -100 \frac{s}{s'}$$

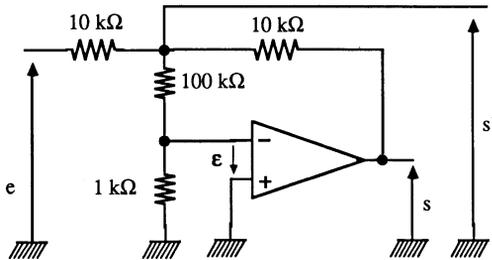


Figure 4.59.

#### 4.3.1.4. Effets des interactions thermiques sur le gain\*

Un amplificateur opérationnel monolithique est constitué d'une puce de silicium dont la surface est voisine de  $1 \text{ mm}^2$ . A cause de la puissance dissipée dans les deux transistors de l'étage push-pull de sortie et de la bonne conductibilité thermique du matériau de base, il y a interaction vers l'étage différentiel d'entrée. Cette interaction se traduit par une variation de la tension de seuil de  $2 \text{ mV}$  par degré Celsius. A titre d'exemple, un  $\Delta\theta = 0,01 \text{ }^\circ\text{C}$  entraîne un  $\Delta V_{BE} = 20 \text{ } \mu\text{V}$ .

La figure 4.60 représente l'amplificateur différentiel d'entrée auquel on a ajouté les deux générateurs de tension  $\Delta V_{BE1}$  et  $\Delta V_{BE2}$ . Si les interactions thermiques sont équilibrées, il s'ensuit une variation symétrique telle que

$$\Delta V_{BE1} - \Delta V_{BE2} = 0$$

Dans ces conditions, le gain en tension n'est pas perturbé. Par contre, si les résistances thermiques entre l'étage de sortie et chaque transistor d'entrée  $T_1$  et  $T_2$  sont différentes, nous aurons  $\Delta V_{BE1} \neq \Delta V_{BE2}$  soit

$$\Delta V_{BE1} - \Delta V_{BE2} = v_\theta \neq 0$$

\* Inspiré de l'article *Interactions thermiques dans les amplificateurs opérationnels à fort gain* par R. Micolet - EMI - 1.4.1973, n° 170, p. 61 à 68.

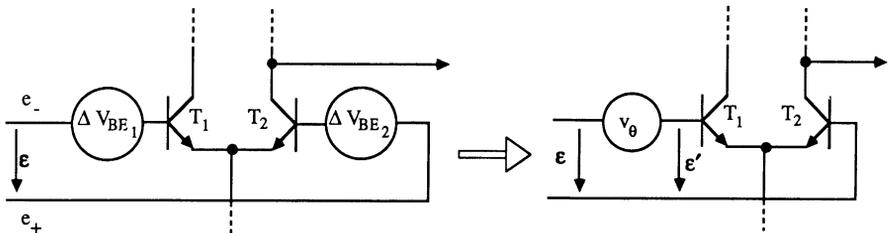


Figure 4.60.

Cette tension  $v_\theta$  vient s'ajouter à la tension différentielle  $\epsilon$  pour fournir une nouvelle tension  $\epsilon'$  amplifiée par le circuit tel que

$$s = A \epsilon'$$

La courbe de transfert  $s(\epsilon)$  de la figure 4.57 est alors modifiée. Pour en connaître le nouveau tracé, il faut avoir une idée de l'évolution de la puissance dissipée dans les transistors du push-pull de sortie en fonction de la tension de sortie  $s$ , pour une résistance de charge donnée. On sait que pour un transistor, la puissance dissipée est nulle lorsque celui-ci est bloqué ou saturé et maximale lorsque  $V_{CE} = V/2$ . Pour l'ensemble des deux transistors NPN et PNP, l'évolution de la puissance dissipée est représentée sur la figure 4.61. Son influence sur l'entrée peut être schématisée sur les graphes de la figure 4.62 représentant les courbes de transfert  $s(\epsilon)$  et  $s(\epsilon')$ .

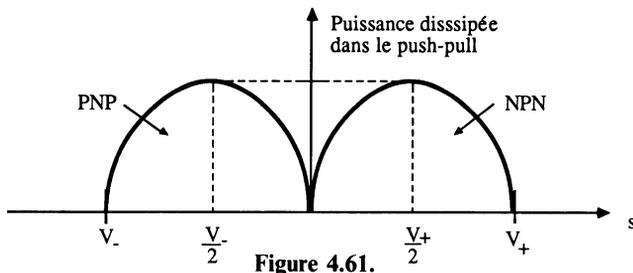


Figure 4.61.

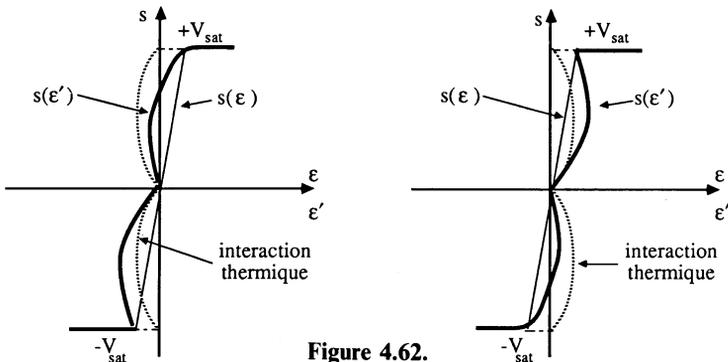


Figure 4.62.

**Remarque**

— L'interaction thermique n'est pas forcément symétrique. Elle dépend du positionnement des transistors.

— Plus la résistance de charge est faible et plus l'interaction se manifeste.

— On peut, dans certains cas, obtenir des pentes  $s(\epsilon')$  inverses de  $s(\epsilon)$ , alors la contre-réaction devient une réaction. La figure 4.63 indique la forme d'un signal de sortie déformé pour un fonctionnement en amplificateur chargé par une résistance  $R_{ch}$  de faible valeur, en restant toutefois dans les limites de surcharges (par exemple  $R_{ch} = 2 \text{ k}\Omega$  pour une alimentation de  $\pm 15 \text{ V}$  et un courant de sortie maximum de  $20 \text{ mA}$ ).

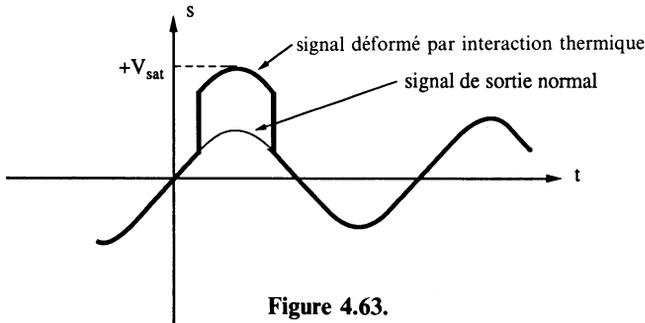


Figure 4.63.

— L'interaction thermique considérée comme une réaction ou une contre-réaction est représentée sur le schéma-bloc de la figure 4.64. Dans certains cas de forte amplification en boucle fermée, le taux de contre-réaction  $B$  peut être inférieur au taux de réaction  $B(\theta)$ . Il s'ensuit alors un fonctionnement non linéaire saturant l'amplificateur opérationnel, même pour des charges raisonnables.

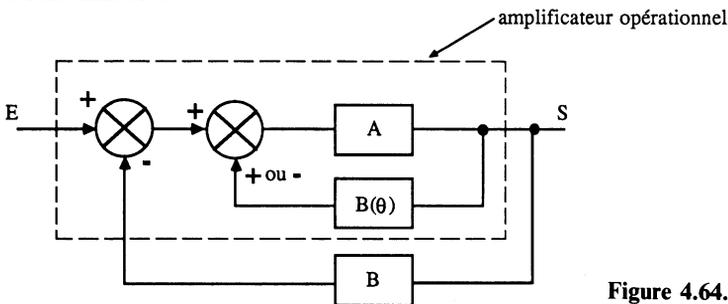


Figure 4.64.

**4.3.1.5. Réponse en fréquence en boucle ouverte**

Précisons plusieurs points :

— La réponse en fréquence en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel dépend des éléments parasites capacitifs et, en premier lieu, de l'effet Miller associé à l'émetteur commun.

— Il y a deux types de réponses :

- en petits signaux (régime linéaire),
- en grands signaux (influence du slew rate).

— La mesure du gain en tension pour différentes fréquences s'effectue avec le même montage que celui de la figure 4.59.

— Les réponses générales en fréquence en boucle ouverte, en boucle fermée puis la stabilité et les compensations sont étudiées en détail au chapitre 5.

L'amplificateur opérationnel classique (par exemple le 741 de la figure 2.21) est constitué de trois étages (figure 4.65). La capacité  $C_{bc}$  positionnée entre la base et le collecteur du transistor de l'émetteur commun est ramenée à l'entrée de cet étage par effet Miller et vaut approximativement

$$C = A_2 C_{bc}$$

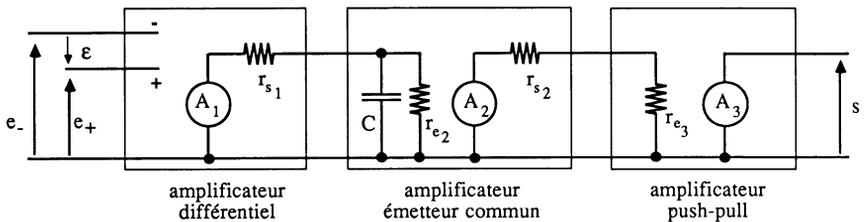


Figure 4.65.

Rappelons que  $C_{bc}$  représente la capacité parasite, renforcée dans certains cas par une capacité de compensation. En supposant le diviseur de tension statique (ou atténuation) entre le premier étage et le second étage, inclus dans le gain  $A_1$ , la fonction de transfert de l'ensemble s'écrit

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\epsilon(p)} = \frac{A_1 A_2 A_3}{1 + \frac{p}{\omega_1}} = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_1}}$$

avec

$$\omega_1 = \frac{1}{\frac{r_{s1} r_{e2}}{r_{s1} + r_{e2}} \cdot A_2 C_{bc}} = \frac{1}{r C}$$

La représentation de Bode, en fréquence, est indiquée sur la figure 4.66. **La fréquence de transition  $f_T$  est celle pour laquelle le gain en tension en boucle ouverte est égal à l'unité (0 dB).** Comme, dans ce cas, la décroissance est de  $-20$  dB par décade, nous avons la relation

$$f_T = A_0 f_1$$

que l'on appelle aussi produit gain-bande passante.

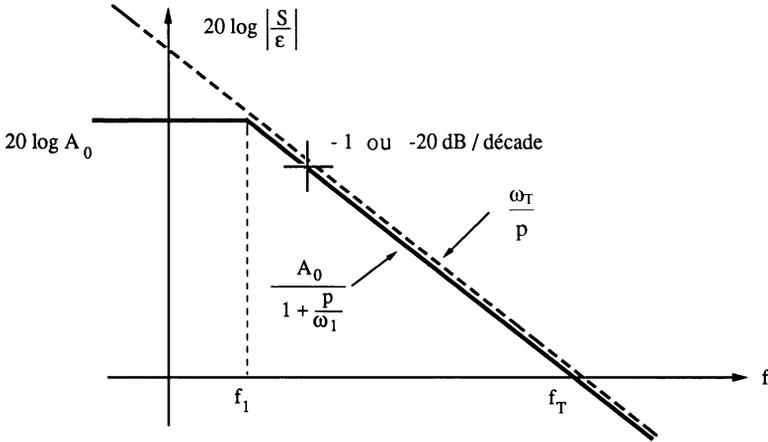


Figure 4.66.

**Remarque.** Dans les cas où le module de la fonction de transfert en boucle fermée est négligeable devant le gain statique  $A_0$ , on écrit

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_1}} \simeq \frac{\omega_T}{p} \quad \text{avec} \quad \omega_T = A_0 \omega_1$$

#### 4.3.1.6. Produit gain-bande passante

La fonction de transfert d'un amplificateur non inverseur s'écrit

$$\frac{S(p)}{E(p)} = H(p) = \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p) B} \quad \text{avec} \quad \alpha(p) = 1$$

En utilisant la fonction de transfert  $H_0(p)$  définie précédemment, nous avons

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_1}}}{1 + \frac{A_0 B}{1 + \frac{p}{\omega_1}}} = \frac{A_0}{1 + A_0 B + \frac{p}{\omega_1}} \simeq \frac{1}{B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{p}{A_0 B \omega_1}}$$

en supposant  $A_0 B \gg 1$ .

Cet amplificateur est alors défini par

— son gain statique  $\frac{1}{B}$ ,

- sa fréquence de cassure  $A_0 B f_1$  à 3 dB,
- son produit gain-bande passante  $\frac{1}{B} \cdot A_0 B f_1 \approx A_0 f_1 = f_T$

**On voit que le produit gain-bande passante est conservé. On conclut que, plus le gain statique d'un montage amplificateur est important, plus la bande passante est réduite.**

#### 4.3.1.7. Amélioration du gain en tension et de la réponse en fréquence

**Gain en tension.** La gain en tension statique classique se situe autour de  $10^5$ . Dans certains cas d'utilisation, afin de minimiser les erreurs de mesure, un gain en tension de  $10^7$  ou plus est nécessaire. Ceci impose d'utiliser quatre étages amplificateurs :

- premier étage différentiel à charge résistive (OP 27) ou cascode (OP 07),
- deuxième étage différentiel (OP 07),
- troisième étage émetteur commun,
- quatrième étage push-pull.

Ces amplificateurs imposent une disposition rigoureuse des éléments afin de minimiser les interactions thermiques. Plusieurs capacités de compensation en fréquence permettent un fonctionnement stable.

**Réponse en fréquence.** Les éléments qui « freinent » l'amplificateur opérationnel en fréquence sont :

- la capacité Miller ramenée à l'entrée du deuxième étage (constante de temps  $rA_2 C_{bc}$ ),
- la capacité ramenée à la sortie de ce même étage (constante de temps  $r_{s2} C_{bc}$ ,
- les PNP latéraux de l'amplificateur différentiel,
- les capacités parasites entre composants et caissons.

Les temps de transit des électrons dans la base des transistors NPN correspondent à une fréquence de cassure située autour de 600 MHz.

L'amélioration de la réponse en fréquence s'effectue de plusieurs manières :

- utilisation d'une compensation par avance de phase (feedforward compensation) dont le rôle est de court-circuiter les PNP latéraux en haute fréquence (LM 101 A - LM 118),
- utilisation des transistors à effet de champ d'entrée (LF 155 -157),
- travailler avec des courants de repos importants (LM 118),
- utiliser des montages cascades comme charge de l'amplificateur différentiel d'entrée (OP 07),
- isolation des caissons par oxyde (HA 2539).

4.3.1.8. Exemples de valeurs

Le tableau 4.6 fournit les valeurs du gain en tension statique et du produit gain-bande passante, pour un gain en boucle fermée  $G_v$  stable. La figure 4.67 représente les réponses en fréquences des amplificateurs opérationnels UA 741 et OP 50.

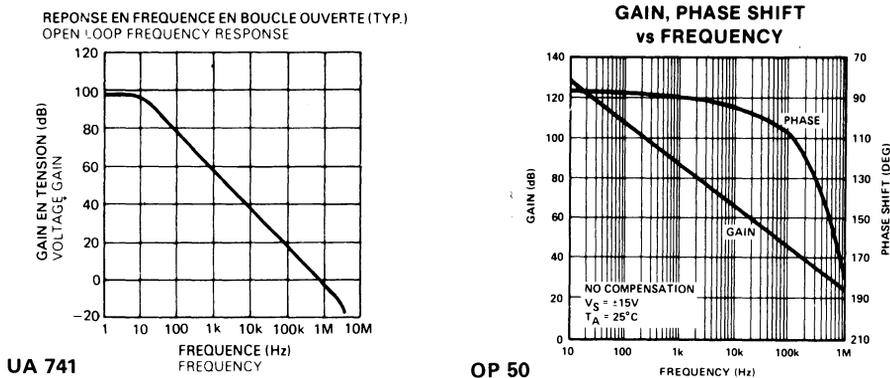


Figure 4.67 (Documents Thomson et PMI).

4.3.1.9 Exercices

**Exercice 1.** Un amplificateur opérationnel présente un gain en tension  $A = 10^5$  en continu et  $A = 10^2$  à 10 kHz. Pour ces deux fréquences, déterminer l'erreur relative apportée par  $A$  sur le gain en tension  $G_{v_0}$  en boucle fermée :

— dans le cas de l'amplificateur non inverseur avec

$$G_{v_0} = 1 \quad \text{puis} \quad G_{v_0} = 100$$

— dans le cas de l'amplificateur inverseur avec

$$G_{v_0} = -1 \quad \text{puis} \quad G_{v_0} = -100$$

Quel gain en tension doit présenter un amplificateur opérationnel fonctionnant à 10 kHz, si on veut une erreur relative de gain en boucle fermée  $G_{v_0}$  de  $10^{-4}$  dans le cas des montages précédents ?

**Solution**

Le gain en tension en boucle fermée, pour une fréquence donnée, s'écrit

$$\frac{S}{E} = G_{v_0} = \alpha \frac{A}{1 + AB}$$

**Tableau 4.6. Amplification en tension - *large signal voltage gain*, produit gain-bande passante - *gain-bandwidth*, pente maximale du signal de sortie - *slew rate***

Génération technologique	Circuit	Amplification en tension gain statique	Produit gain x bande passante sans compensation	Slew rate en V/ $\mu$ s	Technologie
Première (abandonnée)	LM 709	45 000	—	0,25	Bipolaire
Deuxième	LM 101 A LM 301 A UA 741	160 000 160 000 200 000	10 MHz, $G_v \geq 10$ 10 MHz, $G_v \geq 10$ 1 MHz, $G_v \geq 1$	5 5 0,5	Bipolaire Bipolaire Bipolaire
Troisième	LF 155 A TL 080 M CA 3140 B CA 3160 B	200 000 200 000 100 000 320 000	4 MHz, $G_v \geq 1$ 3 MHz, $G_v \geq 1$ 4,5 MHz, $G_v \geq 1$ 4 MHz, $G_v \geq 1$	5 13 9 10	BIFET BIFET BIMOS BIMOS
Quatrième	TL 087 C LM 118 HA-OP 07 A HA-OP 37 A OP 50 HA 2539	200 000 200 000 10 000 000 1 800 000 20 000 000 15 000	3 MHz, $G_v \geq 1$ 15 MHz, $G_v \geq 1$ 2,5 MHz, $G_v \geq 1$ 80 MHz, $G_v \geq 1$ 25 MHz, $G_v \geq 50$ 600 MHz, $G_v \geq 1$	13 70 0,8 20 3 600	BIFET ajust. Zener Bipolaire Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Super $\beta$ , ajust. laser Bipolaire

**Amplificateur non inverseur**

— Pour un gain statique théorique de 1, nous avons  $\alpha = 1$  et  $B = 1$  (c'est le suiveur)

- en statique ,  $G_{v_0} = \frac{10^5}{1 + 10^5} = 0,99999$  , erreur  $10^{-5}$

- $f = 10$  kHz ,  $G_{v_0} = \frac{10^2}{1 + 10^2} = 0,99$  , erreur  $10^{-2}$

— Pour un gain statique théorique de 100, nous avons

$$\alpha = 1 \text{ et } B = 1/100$$

- en statique ,  $G_{v_0} = \frac{10^5}{1 + 10^3} = 99,9$  , erreur  $10^{-3}$

- $f = 10$  kHz ,  $G_{v_0} = \frac{10^2}{1 + 1} = 50$  , erreur 50 %

**Amplificateur inverseur**

— Pour un gain statique théorique de  $-1$ , nous avons  $\alpha = \frac{1}{2}$  et  $B = \frac{1}{2}$   
(voir chapitre 3)

- en statique ,  $G_{v_0} = -\frac{1}{2} \frac{10^5}{1 + 5 \cdot 10^{-4}} = -0,99998$  , erreur  $2 \cdot 10^{-5}$

- $f = 10$  kHz ,  $G_{v_0} = -\frac{1}{2} \frac{10^2}{1 + 50} = -0,98$  , erreur  $2 \cdot 10^{-2}$

— Pour un gain statique théorique de  $-100$  nous avons  
 $\alpha = \frac{100}{101}$  et  $B = \frac{1}{101}$

- en statique ,  $G_{v_0} = -\frac{100}{101} \cdot \frac{10^5}{1 + 990,1} = -99,9$  , erreur  $10^{-3}$

- $f = 10$  kHz ,  $G_{v_0} = -\frac{100}{101} \cdot \frac{10^2}{1 + 0,99} = -49,7$  , erreur 49,7 %

**Erreur de  $10^{-4}$  à 10 kHz.** Si on prend l'exemple de l'amplificateur non inverseur de gain 100 (c'est dans ce cas que l'erreur relative est la plus importante), nous aurons un gain  $G_{v_0} = 99,99$  pour l'erreur imposée. On écrit alors

$$\frac{A}{1 + AB} = \frac{A}{1 + \frac{A}{100}} = 99,99$$

ce qui donne  $A = 999\,900$ .

On aurait pu aussi s'approcher de cette valeur, en prenant la relation

$$\frac{1}{AB} = 10^{-4} \quad \text{car} \quad \frac{A}{1 + AB} \simeq \frac{1}{B} \quad \text{avec} \quad 1 \ll AB$$

soit

$$A = 10^6$$

Ce résultat montre une quasi-impossibilité de trouver un amplificateur présentant de telles caractéristiques à 10 kHz.

**Exercice 2.** L'amplificateur opérationnel de la figure 2.21 est défini par sa fonction de transfert

$$H_0(p) = \frac{A_1 A_2 A_3}{1 + \frac{p}{\omega_1}} \quad \text{avec} \quad \omega_1 = \frac{1}{r C}$$

$A_1$  représente le gain en tension du premier étage,  $A_2$  celui de l'émetteur commun et  $A_3 = 1$ . La capacité Miller  $C$  est égale à  $A_2 C_{bc}$  et  $r$  représente la résistance de Thévenin du diviseur de tension  $r_{s_1} - r_{e_2}$  (paragraphe 4.3.1.5.). Sachant que le générateur de courant de l'amplificateur différentiel d'entrée fournit  $32 \mu A$ , que la capacité de compensation  $C_{bc}$  vaut  $30 \text{ pF}$ , et que le gain statique  $A_1 A_2 A_3 = A_0$  est de  $10^5$ , déterminer :

- la fréquence de transition  $f_T$ ,
- la fréquence de cassure  $f_1$ ,
- le produit gain-bande passante de cet amplificateur opérationnel.

**Solution**

Nous avons les relations

$$H_0(p) = \frac{A_1 A_2}{1 + \frac{p}{\omega_1}}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{r C_{bc} A_2} \quad \text{et} \quad A_1 = g r$$

où  $g$  représente la pente de l'amplificateur différentiel d'entrée

$$g = \frac{i_{s_1}}{\varepsilon} = \frac{\beta}{h_{11}} = 40 I_C$$

La pulsation de transition  $\omega_1$  s'écrit

$$\omega_1 = A_0 \omega_1 = \frac{A_1 A_2}{r C_{bc} A_2} = \frac{A_1}{r C_{bc}} = \frac{g r}{r C_{bc}}$$

Ainsi 
$$\omega_1 = \frac{g}{C_{bc}} = \frac{40 \cdot 16 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-12}} = 21,33 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

**Remarquons d'une part, qu'augmenter la fréquence de transition, donc le produit gain-bande passante, revient à augmenter  $g$  (soit le courant  $I_C$ ) et diminuer  $C_{bc}$  (capacité de compensation). D'autre part, que le gain en tension de l'amplificateur différentiel est double à cause du miroir de courant.**

Les applications numériques nous donnent :

- fréquence de transition  $f_T = 3,4 \text{ MHz}$ ,
- fréquence de cassure  $f_1 = 34 \text{ Hz}$ ,
- produit gain-bande passante  $3,4 \text{ MHz}$ .

### 4.3.2. PHÉNOMÈNE DE TRIANGULATION — SLEW RATE

#### 4.3.2.1. Définition

Le slew rate, appelé aussi pente maximale du signal de sortie ou vitesse de balayage  $\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max} = SR$ , est un phénomène non linéaire. Lorsqu'un amplificateur opérationnel est sollicité par des signaux « rapides » il y a saturation du premier étage :

— soit pour des fonctions non linéaires où

$$\varepsilon = e_+ - e_- \neq 0$$

— soit pour des fonctions linéaires, lorsque la sortie  $s$  n'a pas le temps de venir équilibrer l'entrée

$$e_- \neq e_+$$

Dans ces conditions, le courant maximum que peut fournir ce premier étage vient charger, à courant constant, la capacité parasite  $C_{bc}$  ainsi que l'indique la figure 4.68. Pour un échelon de tension  $\varepsilon$  négatif,  $T_2$  est saturé,  $T_1$ ,  $T_3$  et  $T_4$  sont bloqués. La capacité  $C_{bc}$  se charge à courant constant  $2I$ ,

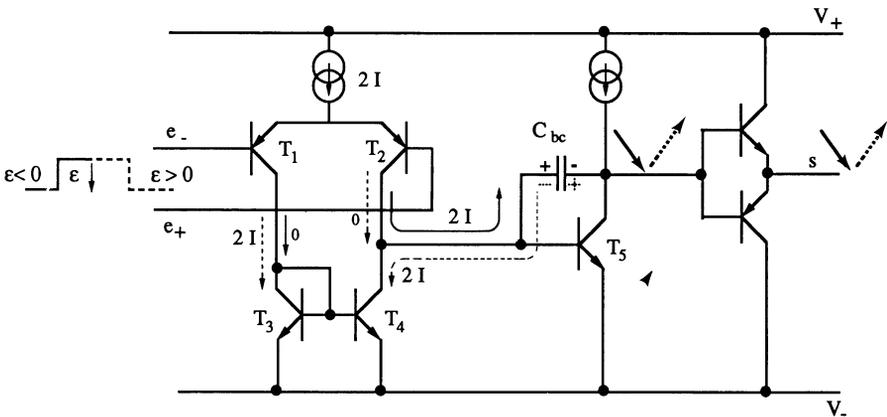


Figure 4.68.

la tension de sortie  $s$  évolue négativement en forme de rampe. Pour un échelon de tension  $\varepsilon$  positif,  $T_2$  est bloqué,  $T_1$  est saturé,  $T_3$  et  $T_4$  sont parcourus par le courant  $2I$  (miroir de courant). La condensateur  $C_{bc}$  se charge en inverse à courant constant  $2I$ , la tension de sortie  $s$  évolue positivement en forme de rampe. Dans les deux cas de variations, l'émetteur commun travaille en

régime linéaire jusqu'à la saturation en sortie. Son courant absorbé à la base est alors négligeable devant celui qui charge ou décharge le condensateur.

Le slew rate est défini par la relation

$$\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max} = \frac{2 I}{C_{bc}}$$

où  $C_{bc}$  représente la capacité totale située entre base et collecteur de l'émetteur commun intermédiaire.

#### 4.3.2.2. Influence et mesure du slew rate

La figure 4.69 représente un amplificateur inverseur de gain statique  $-\frac{R_2}{R_1}$ . Lorsque ce montage est sollicité par un signal carré, la sortie varie trapézoïdalement avec un temps de montée  $t_r$  égal au temps de descente  $t_f$  et suivant la relation

$$\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max} = S R = \frac{R_2}{R_1} \frac{E}{t_r} = \frac{R_2}{R_1} \frac{E}{t_f}$$

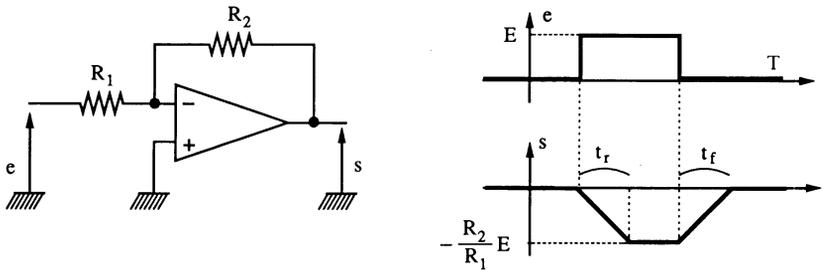


Figure 4.69.

→ Dans le cas d'un signal sinusoïdal, la limite de triangulation correspond à la tangente à l'origine de la fonction sinus (figure 4.70). Ainsi pour

$$s = S \sin \omega t$$

nous avons  $\frac{d}{dt} s = S \omega \cos \omega t$

Au temps  $t = 0$ , cette relation devient

$$\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max} = S \omega$$

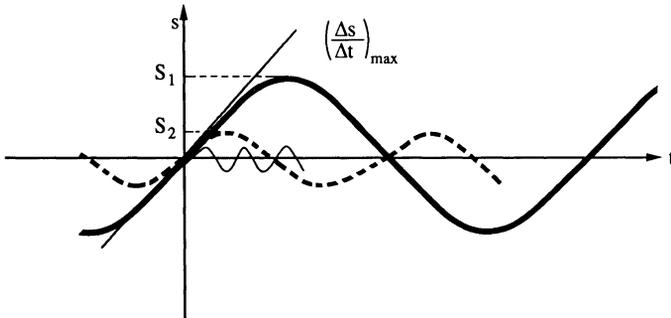


Figure 4.70.

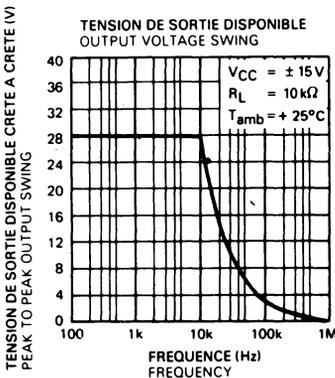
La fréquence limite de fonctionnement est alors

$$f_{\max} = \frac{\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max}}{2 \pi S}$$

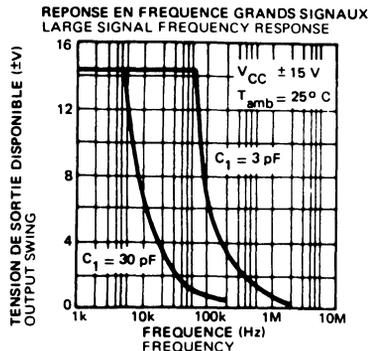
Les constructeurs donnent la valeur de la dynamique maximale de sortie sans déformation en fonction de la fréquence. Deux exemples se trouvent sur la figure 4.71 :

— Pour un amplificateur opérationnel UA 741. La fréquence maximale de fonctionnement en régime sinusoïdal est de 10 kHz avec une amplitude de 28 volts crête-à-crête (alimentation  $\pm 15$  V).

— Pour un amplificateur opérationnel LM 101 A, dans les mêmes conditions d'alimentation, le maximum disponible en sortie est aussi de 28 volts crête-à-crête jusqu'à 50 kHz avec capacité de compensation de 3 pF, et 5 kHz avec 30 pF.



UA 741



LM 101 A

Figure 4.71 (Documents Thomson).

Remarquons que la faible fréquence de fonctionnement du 741, sans déformation à pleine amplitude, est due à la capacité  $C_{bc}$  de 30 pF intégrée, alors que pour le 101, elle est éventuellement connectée à l'extérieur du circuit (voir la compensation au chapitre 5). Quelques valeurs de slew rate sont indiquées sur le tableau 4.6. En pratique, ce paramètre évolue de 0,1 V/ $\mu$ s à 600 V/ $\mu$ s. Dans certains cas de fonctionnement (par exemple suiveur) ou en technologie hybride, on peut rencontrer des slew rate de 1 500 V/ $\mu$ s.

La mesure du slew rate s'effectue très facilement en régime non linéaire (comparateurs) ou en régime linéaire (amplificateur sollicité par un signal carré d'entrée). Il suffit de prendre la tangente à la variation de sortie au milieu de son évolution (autour de zéro pour une amplification symétrique). Un cas particulier de fonctionnement est le suiveur, il est présenté sous forme d'exercice en fin de paragraphe.

#### 4.3.2.3. Amélioration du slew rate

Nous avons vu les deux relations

$$SR = \frac{2 I}{C_{bc}} \quad \text{et} \quad \omega_t = \frac{g}{C_{bc}}$$

On en déduit

$$SR = \omega_t \cdot \frac{2 I}{g}$$

avec  $g = 40 I$  pour les transistors bipolaires à 25 °C. Le slew rate SR et la fréquence de transition  $f_t$  sont liés par le courant I de polarisation qui traverse chaque transistor de l'étage différentiel et par la pente g de ce même étage. On peut dire qu'à 0,5 V/ $\mu$ s, correspond  $f_t = 1$  MHz. De nombreuses méthodes permettent d'améliorer le slew rate. Elles peuvent être dans certains cas très complexes. Citons en quelques-uns :

- résistances d'émetteurs de l'amplificateur différentiel diminuant la pente g de celui-ci (LM 118 avec 50 V/ $\mu$ s),
- correction par avance de phase externe (LM 101 A avec 10 V/ $\mu$ s, LM 118 avec 150 V/ $\mu$ s, tous les deux, travaillant en inverseur),
- utilisation de transistors à effet de champ d'entrée présentant une pente g plus faible que celle des bipolaires (LF 157 avec 50 V/ $\mu$ s),
- utilisation du montage cascode où les transistors PNP de la base commune travaillent avec un courant plus important que les NPN d'entrée (HA 2539 avec 600 V/ $\mu$ s, ce circuit possède aussi des résistances d'émetteurs),
- augmentation du courant dans les transistors NPN d'entrée dont les bases sont polarisées par des générateurs de courant (OP 37 - OP 50), isolation des caissons par oxyde.

## 4.3.2.4. Exercices

**Exercice 1.** Un amplificateur opérationnel présente un slew rate de 2 V/ $\mu$ s lorsque la capacité totale de l'émetteur commun intermédiaire vaut 10 pF.

— Déterminer les limites de fonctionnement en régime linéaire, sinusoïdal, pour une amplitude de sortie crête-à-crête de 20 volts puis de 2 volts.

— A quelle fréquence, ce même amplificateur opérationnel, travaillant en comparateur positif de zéro, alimenté par  $\pm 15$  V et sollicité par des signaux carrés de rapport cyclique 0,75, fournit-il un signal triangulaire de 10 V crête-à-crête ? Représenter le signal.

— Que deviennent les valeurs précédentes si  $C_{bc} = 30$  pF ?

**Solution**

**Régime sinusoïdal.** La valeur de la fréquence maximale sans déformation est

$$f_{\max} = \frac{\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max}}{2 \pi} = \frac{2/10^{-6}}{2 \pi \text{ S}}$$

— Pour un signal de 20 volts crête-à-crête, la fréquence maximale est

$$f_{\max} = \frac{2 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 10} = 31,8 \text{ kHz} \quad (\text{pour } 10 \text{ pF})$$

Si  $C_{bc} = 30$  pF, le slew rate est divisé par trois ainsi que la fréquence soit

$$f_{\max} = 10,6 \text{ kHz} \quad (\text{pour } 30 \text{ pF})$$

— Pour un signal de 2 volts crête-à-crête, nous aurons

$$f_{\max} = \frac{2 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 1} = 318 \text{ kHz} \quad (\text{pour } 10 \text{ pF})$$

$$f_{\max} = 106 \text{ kHz} \quad (\text{pour } 30 \text{ pF})$$

**Fonctionnement en comparateur.** En considérant le slew rate symétrique en pente, on ne peut obtenir un signal triangulaire pur que si le rapport cyclique  $\eta$  du signal carré d'entrée est 0,5. Pour un  $\eta = 0,75$  la saturation positive apparaît en sortie, pendant un temps égal à la moitié de la période  $T$  (figure 4.72). Une variation « triangulaire » d'amplitude de 10 V pendant l'autre moitié de la période s'effectue à partir de la relation

$$\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max} = \frac{10}{T/4} = \frac{2}{10^{-6}}$$

soit

$$f = \frac{1}{T} = 50\,000 \text{ Hz}$$

Dans le cas où  $C_{bc} = 30$  pF, la fréquence est divisée par trois.

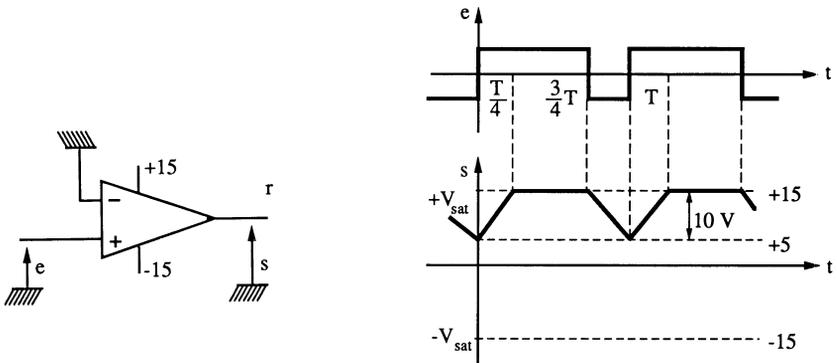


Figure 4.72.

**Exercice 2.** Le schéma de la figure 4.73 représente un amplificateur opérationnel fonctionnant en suiveur. Sans la capacité parasite d'isolement  $C'$ , le slew rate est

$$SR = \frac{2I}{C_{bc}} = 3 \text{ V}/\mu\text{s} \quad \text{avec} \quad C_{bc} = 10 \text{ pF}$$

Que devient l'évolution de la sortie pour un échelon de tension positif, puis négatif, sachant que  $C' = 5 \text{ pF}$ ? Représenter  $e(t)$  et  $s(t)$ . En déduire les « nouveaux slew rate ».

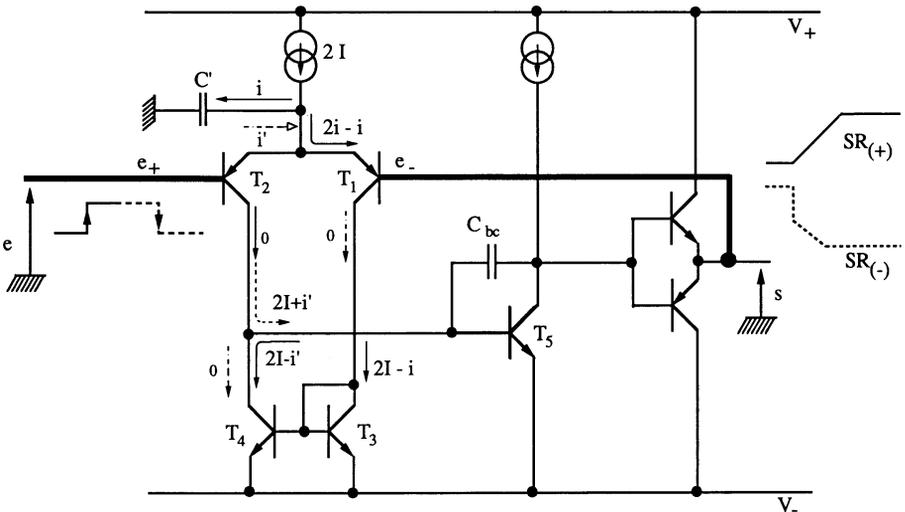


Figure 4.73.

**Solution**

**Echelon positif.**  $T_2$  est bloqué et  $T_1$  saturé. La variation de la tension de sortie se trouve aux bornes de  $C'$  créant un courant  $i$ . A cause du miroir de courant, le condensateur  $C_{bc}$  se charge avec un courant  $2 I - i$ . Nous avons les relations

$$i = C' \frac{ds}{dt}$$

et

$$2 I - i = C_{bc} \frac{ds}{dt}$$

Ce qui nous donne

$$\frac{ds}{dt} = \frac{2 I}{C_{bc} + C'} = SR_{(+)} = 2 V/\mu s = \frac{SR}{1,5}$$

**Echelon négatif.**  $T_1$  est bloqué et  $T_2$  saturé. La variation de la tension d'entrée se trouve aux bornes de  $C'$  créant un courant  $i'$  opposé au précédent. Le condensateur  $C_{bc}$  se charge avec un courant  $2 I + i'$ . Les nouvelles relations s'écrivent

$$i' = C' \frac{de}{dt}$$

et

$$s = - \frac{1}{C_{bc}} \int (2 I + i') dt$$

Ce qui nous donne

$$s = \frac{2 I}{C_{bc}} \cdot t - \frac{C'}{C_{bc}} \int \frac{de}{dt} dt$$

$$s = \frac{2 I}{C_{bc}} \cdot t - \frac{C'}{C_{bc}} \cdot e$$

et comme  $e = E$  (valeur de l'échelon), nous obtenons

$$s = \frac{2 I}{C_{bc}} \cdot t - \frac{C'}{C_{bc}} E$$

soit

$$s = - SR - \frac{C'}{C_{bc}} E = - SR - \frac{1}{2} E$$

La représentation de  $e(t)$  et  $s(t)$  est positionnée sur la figure 4.74. La réponse en pointillés correspond au slew rate normal de  $3 V/\mu s$ , la réponse en trait plein est celle, réelle, avec  $2 V/\mu s$  à la montée et  $- 3 V/\mu s$  à la descente, suite à la variation instantanée

$$- \frac{C'}{C_{bc}} E = - \frac{E}{2}$$

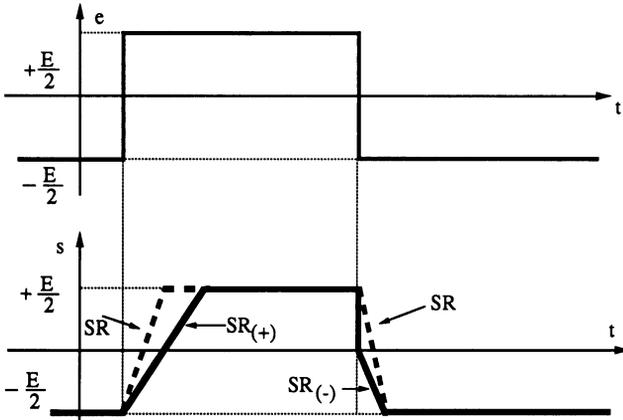


Figure 4.74.

### 4.3.3. TEMPS DE RECOUVREMENT ET TEMPS D'ÉTABLISSEMENT

#### 4.3.3.1. Temps de recouvrement

On l'appelle aussi temps de récupération après surcharge (*recovery time*). C'est le temps nécessaire à l'amplificateur opérationnel pour revenir à un fonctionnement linéaire après saturation de l'un de ses étages, à la suite d'un signal d'entrée d'amplitude trop importante. Ce paramètre est rarement donné sur les caractéristiques car il est inclus dans le temps d'établissement, pour un échelon de tension d'entrée d'amplitude importante. La mesure du temps de recouvrement s'effectue avec un montage contre-réactionné, pour différentes amplitudes du signal impulsionnel d'entrée.

#### 4.3.3.2. Temps d'établissement

Le temps d'établissement (*setting time*) représente le temps que met un amplificateur opérationnel contre-réactionné, sollicité par un échelon d'entrée, pour atteindre la valeur correcte en sortie, avec une erreur imposée.

Il dépend de plusieurs paramètres :

- de la précision souhaitée,
- de la fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel,
- du slew rate (dans le cas de signaux de forte amplitude),
- de la charge.

La figure 4.75 indique quelques formes de variations de la tension de sortie, pour un amplificateur suiveur sollicité par une tension en forme

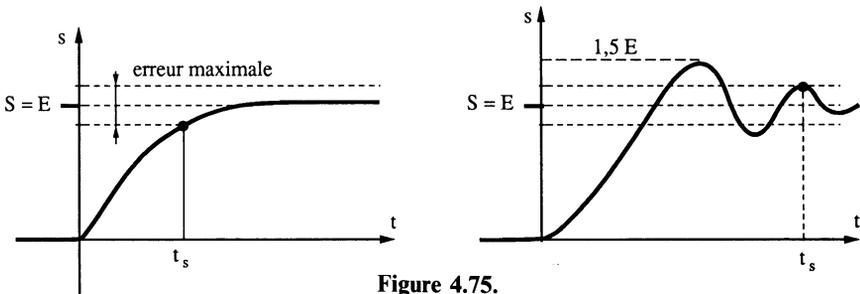


Figure 4.75.

d'échelon. Le temps d'établissement  $t_s$  est celui où la sortie est incluse dans la fourchette d'erreur admise.

On peut aussi définir les paramètres suivants :

— Le temps de montée  $t_r$  (*rise time*), représentant l'intervalle de temps entre 10 % et 90 % de l'évolution de la tension de sortie pour un échelon d'entrée.

— Le rebondissement (*over-shoot factor*), correspondant à l'amplitude de dépassement relative à la valeur stable de la sortie. Dans le cas de la figure précédente, le dépassement est de 50 %. Ce paramètre n'existe que dans le cas de fonctions de transfert du deuxième ordre ou plus.

La mesure du temps d'établissement est en général effectuée avec un montage suiveur. On visualise l'entrée et la sortie sur un oscilloscope, puis on effectue une différence des deux signaux, ce qui permet d'obtenir directement l'erreur d'établissement. Nous indiquons quelques valeurs de  $t_s$  pour les amplificateurs opérationnels présentés au chapitre 8.

LM 709	$t_s = 0,3 \mu\text{s}$	à 10 %
UA 741	$t_s = 0,3 \mu\text{s}$	à 10 %
LF 155	$t_s = 4 \mu\text{s}$	à 0,01 %
OP 50	$t_s = 30 \mu\text{s}$	à 0,01 %
HA 2539	$t_s = 200 \text{ ns}$	à 0,1 %

#### 4.3.4. TAUX DE RÉJECTION DE MODE COMMUN

Il est appelé aussi CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*).

##### 4.3.4.1. Définition

L'amplificateur opérationnel, comme pour tout amplificateur différentiel est défini par la relation

$$s = A_d (e_+ - e_-) + A_{MC} \left( \frac{e_+ + e_-}{2} \right)$$

où  $A_d$  est l'amplification différentielle,  
 $A_{MC}$  l'amplification de mode commun.

Le taux de réjection de mode commun donné en décibels

$$CMRR = TRMC = 20 \log \frac{A_d}{A_{MC}}$$

dépend de la température, de la fréquence de fonctionnement, du niveau de la tension de mode commun d'entrée. C'est une fonction non linéaire qu'il est difficile de compenser contrairement à l'erreur d'offset. On l'améliore par procédés technologiques.

#### 4.3.4.2. Influence et mesure du TRMC

L'influence du taux de réjection de mode commun n'est importante que pour les montages à fort gain en tension et forte amplitude d'entrée de mode commun. On exclut ainsi tous les montages où  $e_+ = 0$  puis les amplificateurs non inverseurs à une seule entrée car, en régime linéaire,  $e_+$  et  $e_-$  sont voisins de zéro à fort gain en tension. En pratique il n'y a qu'un seul montage sensible au TRMC, c'est le comparateur ou soustracteur. Deux exemples de calcul d'erreur sont donnés dans les exercices de fin de paragraphe.

La mesure du taux de réjection de mode commun est dérivée du montage soustracteur représenté sur la figure 4.76. En nous aidant des résultats de l'exercice précité, on obtient la relation

$$CMRR = TRMC \simeq \frac{\alpha}{B} \cdot \frac{e}{s}$$

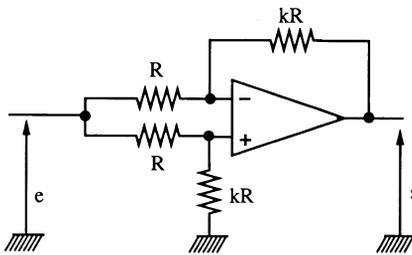


Figure 4.76.

#### 4.3.4.3. Amélioration du TRMC et exemples de valeurs

Pour un amplificateur différentiel à transistors bipolaires, le gain de mode commun est défini par la relation

$$A_{MC} = \frac{R_C}{2 R_E}$$

où  $R_C$  représente la résistance de charge du collecteur et  $R_E$  la résistance commune aux deux émetteurs. Augmenter le taux de réjection de mode commun revient à diminuer  $A_{MC}$  (donc diminuer  $R_C$  et augmenter  $R_E$ ). Les solutions sont alors :

- remplacer la résistance  $R_E$  par une source de courant,
- éviter les charges actives de collecteur,
- utiliser le montage cascode dont la résistance vue par les émetteurs communs représente la résistance d'entrée des bases communes (faible résistance d'entrée).

Indiquons quelques valeurs de TRMC à partir des caractéristiques du chapitre 8 :

LM 709	90 dB
LM 101	96 dB
UA 741	90 dB
LF 155	100 dB
TL 080	86 dB
CA 3140	94 dB
LM 118	100 dB
HA-OP 07	120 dB
HA-OP 37	126 dB
OP 50	140 dB
HA 2539	60 dB

Remarquons que les amplificateurs de la quatrième génération (les OP...) présentent des taux de réjection de mode commun très importants, ce qui permet de les utiliser en instrumentation.

La figure 4.77 représente la variation du CMRR (TRMC) en fonction de la fréquence, pour l'amplificateur opérationnel OP 50. Cette valeur décroît très rapidement. Elle passe de 140 dB pour 1 Hz à 90 dB pour 1 kHz.

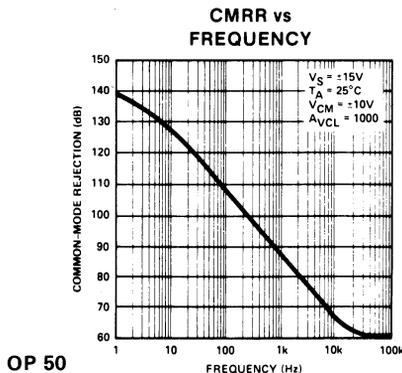


Figure 4.77 (Document Thomson).

4.3.4.4. Exercices

**Exercice 1.** Un amplificateur soustracteur amplifie la tension de déséquilibre d'un pont de Wheatstone (figure 4.78). Pour un composant parfait, la tension de sortie serait nulle lorsque  $R = 1\text{ k}\Omega$ .

— Que vaut la vraie valeur de  $s$  sachant que  $e = 10$  volts crête-à-crête,  $A_d = 10^5$  et  $\text{TRMC} = 80\text{ dB}$  (toujours dans le cas où  $R = 1\text{ k}\Omega$ ) ?

— Que deviendrait  $s$  pour  $A_d = 10^5$  et  $\text{TRMC} = 120\text{ dB}$ .

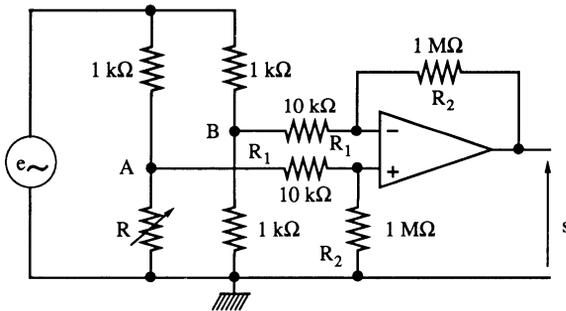


Figure 4.78.

**Solution**

Il faut d'abord considérer les valeurs des résistances de Thévenin du pont de Wheatstone, très faibles devant les résistances d'entrée du montage soustracteur. Ensuite il faut déterminer la valeur du gain de mode commun  $A_{MC}$  à partir de la relation

$$20 \log \frac{A_d}{A_{MC}} = 80\text{ dB}$$

ce qui donne

$$\frac{A_d}{A_{MC}} = 10^4 \quad \text{et} \quad A_{MC} = 10$$

Nous écrivons ensuite les expressions de  $e_-$  et  $e_+$

$$\left. \begin{aligned} e_- &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_B + \frac{R_1}{R_1 + R_2} s \\ e_+ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_A \end{aligned} \right\} \text{avec } V_A = V_B = \frac{e}{2}$$

et 
$$s = A_d (e_+ - e_-) + A_{MC} \left( \frac{e_+ + e_-}{2} \right)$$

Ceci nous donne

$$s = 10^5 \left( \frac{100}{101} \cdot \frac{e}{2} - \frac{100}{101} \cdot \frac{e}{2} - \frac{1}{101} s \right) + \frac{10}{2} \left( \frac{200}{101} \cdot \frac{e}{2} + \frac{1}{101} s \right)$$

soit

$$s = - \frac{10^5}{101} s + \frac{500}{101} e + \frac{5}{101} s$$

En négligeant  $\frac{5}{101}$  et 1 devant  $\frac{10^5}{101}$ , il vient

$$s = \frac{500}{10^5} e = \frac{5\,000}{10^5} \text{ volts crête-à-crête}$$

$$s = 50 \text{ mV crête-à-crête}$$

Pour un taux de réjection de mode commun égal à 120 dB, le gain de mode commun serait 0,1 et

$$s = 0,5 \text{ mV crête-à-crête}$$

**Remarque.** Tout amplificateur d'instrumentation mesurant des tensions de déséquilibre de pont, doit présenter un très bon taux de réjection de mode commun.

**Exercice 2.** Déterminer les expressions littérales de la sortie en fonction de la ou des entrées pour les montages de la figure 4.79 (soustracteur et amplificateur non inverseur) en tenant compte du taux de réjection CMRR

$$= \frac{A_d}{A_{MC}} \gg \gg 1.$$

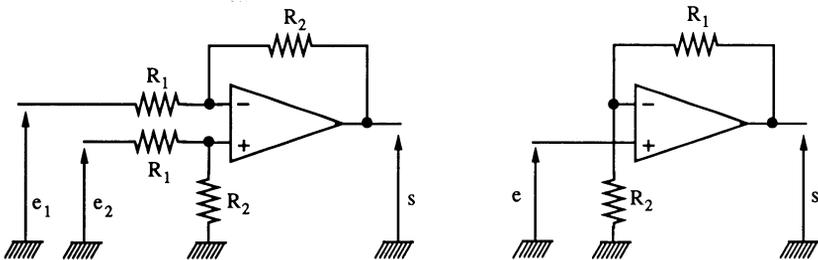


Figure 4.79.

**Solution**

**Montage soustracteur.** Les expressions de  $e_-$  et  $e_+$  en fonction des entrées  $e_1$ ,  $e_2$  et de la sortie fournissent les atténuations

$$\alpha = \alpha_1 = \alpha_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

On en déduit

$$s = A_d (\alpha e_2 - \alpha e_1 - B s) + \frac{A_d}{\text{CMRR}} \left( \frac{\alpha e_2 + \alpha e_1 + B s}{2} \right)$$

En regroupant les termes en  $s$ , nous obtenons

$$s \left( 1 + A_d B - \frac{A_d B}{2 \text{CMRR}} \right) = \alpha A_d (e_2 - e_1) + \frac{\alpha A_d}{\text{CMRR}} \left( \frac{e_1 + e_2}{2} \right)$$

Comme  $1 \ll A_d B$ , il vient

$$s B \left( \frac{2 \text{CMRR} - 1}{2 \text{CMRR}} \right) = \alpha (e_2 - e_1) + \frac{\alpha}{\text{CMRR}} \left( \frac{e_1 + e_2}{2} \right)$$

soit

$$s = \frac{\alpha}{B} (e_2 - e_1) \frac{2 \text{CMRR}}{2 \text{CMRR} - 1} + \frac{\alpha}{B} \cdot \frac{2}{(2 \text{CMRR} - 1)} \frac{e_1 + e_2}{2}$$

Une autre simplification  $1 \ll 2 \text{CMRR}$ , nous permet d'obtenir

$$s = \frac{\alpha}{B} (e_2 - e_1) + \frac{\alpha}{B} \cdot \frac{e_1 + e_2}{2} \cdot \frac{1}{\text{CMRR}}$$

L'application numérique de l'exercice précédent nous donne  $s = 50 \text{ mV}$  crête-à-crête pour  $e_2 = e_1$ .

**Montage amplificateur.** Les atténuations d'entrée et de sortie sont

$$\alpha = 1 \quad \text{et} \quad B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

L'expression de la sortie s'écrit

$$s = A_d (e - B s) + \frac{A_d}{\text{CMRR}} \left( \frac{e + B s}{2} \right)$$

Nous regroupons les termes en  $s$  et  $e$

$$s \left( 1 + A_d B + \frac{A_d B}{2 \text{CMRR}} \right) = e \left( A_d + \frac{A_d}{2 \text{CMRR}} \right)$$

En négligeant 1 devant  $A_d B$ , il vient

$$s B \left( 1 - \frac{1}{2 \text{CMRR}} \right) = e \left( 1 + \frac{1}{2 \text{CMRR}} \right)$$

soit

$$\frac{s}{e} = \frac{1}{B} \frac{1 + \frac{1}{2 \text{CMRR}}}{1 - \frac{1}{2 \text{CMRR}}}$$

Comme  $\frac{1}{2 \text{ CMRR}} \ll 1$ , l'expression devient

$$\frac{s}{e} = \frac{1}{B} \left( 1 + \frac{1}{2 \text{ CMRR}} \right)^2 \quad \text{car} \quad \frac{1 + \varepsilon}{1 - \varepsilon} \simeq (1 + \varepsilon)^2$$

et  $\frac{s}{e} \simeq \frac{1}{B} \left( 1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \right)$  car  $(1 + \varepsilon)^2 \simeq 1 + 2\varepsilon$

Cette expression montre la faible influence du CMRR devant le gain en tension.

#### 4.4. CARACTÉRISTIQUES D'ALIMENTATION

On entend par caractéristiques d'alimentation :

- la tension d'alimentation,
- le courant absorbé au repos,
- la puissance consommée au repos,
- le taux de réjection d'alimentation.

##### 4.4.1. TENSION D'ALIMENTATION

Un amplificateur opérationnel « classique » travaille avec des tensions d'alimentation définies, au maximum, par les valeurs extrêmes à ne pas dépasser et, au minimum, par les caractéristiques graphiques. A titre d'exemples, nous avons :

LM 709	$\pm 9 \text{ V} \leq \pm \text{V} \leq \pm 18 \text{ V}$
LM 101 A	$\pm 5 \text{ V} \leq \pm \text{V} \leq \pm 22 \text{ V}$
UA 741	$\pm 5 \text{ V} \leq \pm \text{V} \leq \pm 18 \text{ V}$
LF 155 A	$\pm 5 \text{ V} \leq \pm \text{V} \leq \pm 22 \text{ V}$
HA-OP 07 A	$\pm 6 \text{ V} \leq \pm \text{V} \leq \pm 22 \text{ V}$

Ces tensions sont indiquées en symétrique, mais rien n'empêche de travailler avec une seule alimentation à condition de respecter les valeurs des dynamiques d'entrée de mode commun et de sortie, pour un fonctionnement linéaire. En dehors de ces valeurs classiques, il existe des amplificateurs hautes et basses tensions décrits au chapitre 6. Citons quelques chiffres.

**Amplificateurs opérationnels haute tension monolithiques :**

LM 143,  $\pm 4 \text{ V} \leq \pm V \leq \pm 40 \text{ V}$

**Amplificateurs opérationnels basse tension monolithiques :**

LM 10  $+ 1,1 \text{ V} \leq V_+ - 0 \leq + 40 \text{ V}$

**4.4.2. COURANT ABSORBÉ AU REPOS ET PUISSANCE CONSOMMÉE**

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur traditionnel intégré. Il absorbe un courant à vide (sans charge) quelle que soit la fonction réalisée, linéaire ou non linéaire. Sa valeur indiquée par les constructeurs pour  $s = 0$  (cas d'une alimentation symétrique  $\pm V$ ) est fondamentale à connaître pour les « applications portables ». Il est évident que ce courant augmente en fonction de la charge et il représente approximativement la somme du courant consommé à vide et du courant de sortie.

La puissance fournie par les alimentations à vide est

$$P_{f_0} = I_0 (V_+ - V_-)$$

Dans certains cas, cette puissance peut être contrôlable dans les amplificateurs opérationnels programmables.

La figure 4.80 indique quelques valeurs de consommation à vide pour les amplificateurs opérationnels LM 101-301 et TL 080. Cette consommation quasi constante en fonction de la valeur des alimentations varie notablement en fonction de la température.

Remarquons que, pour les amplificateurs opérationnels classiques, la consommation est autour de 1 mA soit 30 mW (pour une alimentation de  $\pm 15 \text{ V}$ ).

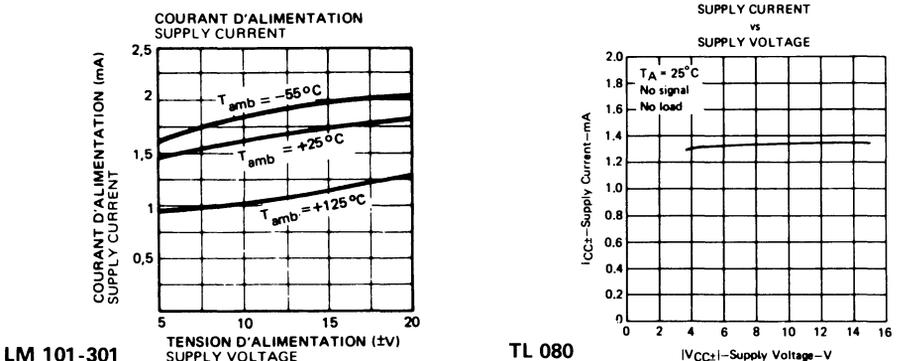


Figure 4.80 (Documents Thomson et Texas Instruments).

#### 4.4.3. TAUX DE RÉJECTION D'ALIMENTATION

Le TRA (taux de réjection d'alimentation) est aussi appelé SVRR (*Supply Voltage Rejection Ratio*) ou PSRR (*Power Supply Rejection Ratio*). Il représente la variation de la tension de sortie  $\Delta s$  par rapport à la variation de la tension d'alimentation  $\Delta V$  dans les montages contre-réactionnés maintenus au repos ( $e = 0$ ). Le TRA est défini de deux manières différentes :

— soit 
$$\text{TRA} = 20 \log \frac{\Delta V}{\Delta s} \quad \text{en dB,}$$

— soit 
$$\text{TRA} = \frac{\Delta s}{\Delta V} \quad \text{en } \mu\text{V/V.}$$

Si le taux de réjection de mode commun est relativement facile à calculer, il n'en est pas de même pour le taux de réjection d'alimentation. Le processus est pourtant simple à comprendre à partir du schéma de la figure 4.81. Le montage émetteur commun de cette figure est alimenté par une source continue  $V$  représentant une variation  $\Delta V$ . Le schéma équivalent en régime variable permet, à partir du théorème de superposition, d'obtenir

$$s = \frac{\beta R_{ch}/1/h_{22}}{h_{11}} e + \frac{R_{ch}}{R_{ch} + 1/h_{22}} \Delta V$$

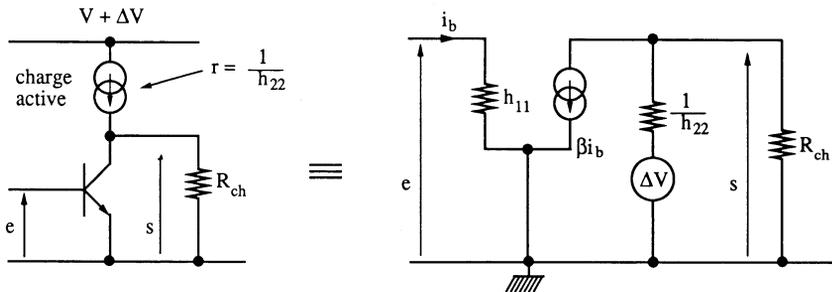


Figure 4.81.

Le premier terme représente le gain en tension, en charge, de cet étage, alors que le deuxième est le coefficient multiplicateur de  $\Delta V$ . Pour des charges résistives, le TRA est beaucoup plus faible que pour des charges actives. Citons comme exemples :

LM 709	TRA non défini car sa valeur est trop faible
LM 101 A	TRA = 96 dB
LF 155	TRA = 100 dB

CA 3140	TRA = 90 dB
HA-OP 07	TRA = 130 dB
OP 50	TRA = 0,1 μV/V (140 dB)
HA 2539	TRA = 60 dB

La valeur du TRA suit celle du taux de réjection de mode commun. Son influence sur la sortie dépend du gain en tension. Considéré comme un générateur de bruit basse fréquence, on peut le ramener à l'entrée de l'amplificateur opérationnel, ainsi que l'indique la démonstration qui suit. Pour un amplificateur non inverseur les atténuations d'entrée et de sortie sont

$$\alpha = 1 \quad \text{et} \quad B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

En supposant que, sans signal, nous avons

$$s = K\Delta V \quad \text{avec} \quad K = \frac{1}{\text{TRA}}$$

en fonctionnement normal, l'expression

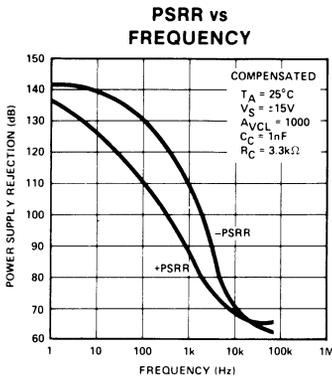
$$s = A(e_+ - e_-) + K\Delta V$$

conduit à

$$s = \frac{1}{B}e + \frac{1}{B}K\Delta V \quad \text{si } B \ll 1$$

La figure 4.82 représente l'influence de la fréquence sur le taux de réjection de mode commun pour un OP 50. Le TRA se dégrade aussi rapidement que le taux de réjection de mode commun.

Mesurer le TRA revient à alimenter un amplificateur opérationnel fonctionnant à fort gain en tension par des alimentations présentant des ondulations importantes et variables en fréquence (superposition d'une tension continue et d'une tension variable sur chaque alimentation séparée).



OP 50

Figure 4.82 (Document PMI).

L'amélioration du TRA est effective, intérieurement, dans les amplificateurs opérationnels présentant des charges actives et, extérieurement, par des découplages rigoureux.

#### 4.4.4. EXERCICE

Un amplificateur opérationnel fonctionne en amplificateur inverseur de gain en tension + 10. Il est chargé par une résistance de 10 kΩ et est alimenté par deux tensions symétriques ± 15 V. Sachant que le courant de repos est 2 mA, quelle est sa consommation lorsque le signal d'entrée est de 1 volt. Quelle ondulation de sortie obtient-on si l'alimentation présente un ΔV de 2 V, et que le TRA est de 60 dB ?

##### Solution

Si l'on veut que la puissance consommée par l'ensemble amplificateur plus charge soit optimale, il faut que le pont de retour B constitué des résistances R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub> absorbe un courant très faible devant celui parcouru par la charge. Ceci impose

$$R_1 + R_2 \gg R_{ch}$$

En prenant

$$R_1 + R_2 = 100 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 10$$

il vient

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad R_1 = 90 \text{ k}\Omega$$

Pour e = 1 volt, la sortie s fournit 10 volts. Le courant d'alimentation positive représente la somme du courant de repos (2 mA), du courant dans la charge (1 mA) et du courant de polarisation (0,1 mA). Ainsi :

- alimentation positive :

$$I = 3,1 \text{ mA} \quad \text{et} \quad P = 15 \times 0,0031 = 46,5 \text{ mW}$$

- alimentation négative :

$$I = 2 \text{ mA} \quad \text{et} \quad P = 15 \times 0,002 = 30 \text{ mW}$$

L'ondulation de sortie est définie par la relation

$$\Delta s = \frac{1}{B} \cdot K \cdot \Delta V \quad \text{avec} \quad K = \frac{1}{\text{TRA}}$$

Pour TRA = 60 dB, nous aurons

$$\Delta s = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 2 = 20 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta s = 20 \text{ mV}$$

## 4.5. PROBLÈMES TECHNOLOGIQUES ASSOCIÉS A L'UTILISATION DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

- On rencontre, en pratique, deux problèmes importants :
- les protections des amplificateurs opérationnels,
  - le câblage des montages à fonctionnement linéaire.

### 4.5.1. PROTECTIONS DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

#### 4.5.1.1. Protections d'entrée

Les amplificateurs opérationnels classiques (741 - 101 - LM 155) présentent des tensions maximales d'entrées suffisamment importantes (tension de mode commun égale à  $\pm V$  et tension différentielle égale à  $\pm 2 V$ ). Par contre, d'autres circuits ne peuvent admettre qu'une faible dynamique d'entrée. Il faut prévoir une protection telle que celles présentées sur les figures suivantes :

— **Protection différentielle** (figure 4.83). On utilise soit des diodes de signal connectées en tête-bêche parallèle (protection à  $\pm 0,6 V$ ) soit des diodes régulatrices de tension connectées en tête-bêche série (protection à  $+ V_z + 0,6$  et  $- V_z - 0,6$ ). Les résistances  $R$  sont définies suivant plusieurs critères : limitation du courant de conduction interne au circuit, influence négligeable vis-à-vis des éléments du montage, limitation du courant dans les diodes...

— **Protection de mode commun** (figure 4.84). En plus des protections précédentes, on utilise le montage classique à diodes régulatrices de tension connectées en tête-bêche série entre une entrée et la masse.

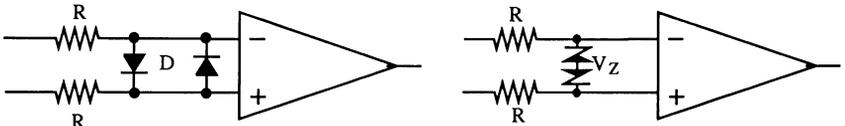


Figure 4.83.

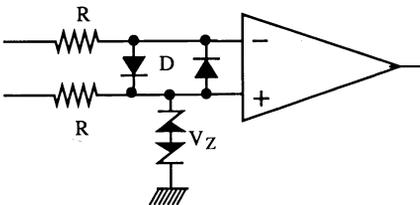


Figure 4.84.

Ces protections sont rarement utilisées. Toutefois, même pour des amplificateurs opérationnels présentant de fortes excursions d'entrée, il y a lieu de prévoir des limitations sérieuses dans les circuits de puissance et les circuits hautes tensions à cause des surtensions transitoires ( $L \frac{di}{dt}$ ,  $\frac{dv}{dt}$  importants).

Pour certains amplificateurs opérationnels, on peut rencontrer le phénomène de latch-up. Afin d'éviter son influence, on connectera le circuit de protection préconisé par le constructeur.

#### 4.5.1.2. Protections en sortie

Les amplificateurs opérationnels sont presque tous protégés en sortie contre les surcharges (par rapport à la masse pour des alimentations symétriques). Il faut dans certains cas renforcer la protection :

— **En connectant une résistance  $r$**  en série avec la sortie (figure 4.85). Cette résistance, dont la valeur est définie à partir des éléments du montage, limite la dynamique de sortie, augmente la résistance interne et rend plus sensible le montage aux charges capacitives.

— **Par des diodes anti-dépassement** ainsi que l'indique la figure 4.86. Ces diodes permettent de limiter l'excursion de la sortie à la valeur des alimentations (à 0,6 volt près) en cas de surtensions extérieures. Ces surtensions sont, en effet, souvent causes de destruction de l'étage de sortie (cas des amplificateurs de puissance, des alimentations régulées...).

On peut rencontrer des circuits de limitation de dynamique, connectés entre la sortie et l'entrée (-) permettant de limiter l'influence du temps de recouvrement dans certains amplificateurs du type « chopper ».

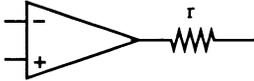


Figure 4.85.

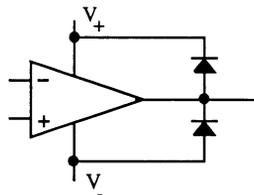


Figure 4.86.

#### 4.5.1.3. Protections d'alimentation

Il y a deux types de protections d'alimentations.

— **Protection contre l'inversion d'alimentation** (figure 4.87). Dans certains cas, une seule diode suffit, mais attention à la conduction par rapport à la masse !

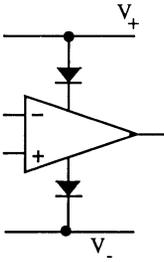


Figure 4.87.

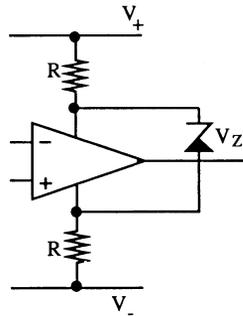


Figure 4.88.

— **Protection contre les surtensions d'alimentation** (figure 4.88). Cette protection peut aussi être efficace contre les inversions. La diode régulatrice de tension doit être définie par l'inégalité

$$V_Z > (V_+ - V_-)$$

et en fonction de la valeur des résistances R (qui peuvent servir pour le découplage).

## 4.5.2. CÂBLAGES ET DÉCOUPLAGES

Le câblage des amplificateurs ressort plus du domaine de la pratique que de celui de la théorie. Un mauvais câblage apporte les inconvénients suivants :

- l'instabilité du montage appelé « accrochage »,
- l'introduction de parasites électriques émanant de l'extérieur et contribuant à une augmentation du bruit.

Un câblage rigoureux doit être respecté dans les cas suivants :

- montage fonctionnant à très faibles niveaux et à fort gain en tension,
- montages fonctionnant en hautes fréquences et utilisant des amplificateurs opérationnels rapides,
- montages fonctionnant en forte puissance en régime linéaire ou découpage.

### 4.5.2.1. Masses et câblage

Nous donnons ici quelques conseils concernant le câblage des montages amplificateurs.

— **Les masses** (au nombre de trois), ont chacune leur fonction. Le schéma de la figure 4.89 représente un amplificateur constitué d'un amplificateur opérationnel et d'un amplificateur de puissance. Tous les points actifs du montage sont reliés à la masse « haute qualité » afin qu'il n'y ait aucune chute de tension parasite, les connexions doivent être les plus courtes possibles (torsadées pour les liaisons « volantes »), le signal d'entrée doit être acheminé par câble coaxial. La masse haute qualité est reliée au zéro électrique de l'alimentation au niveau du point commun des condensateurs de filtrage. Ce point est, lui-même, relié au châssis qui représente la « terre » du secteur.

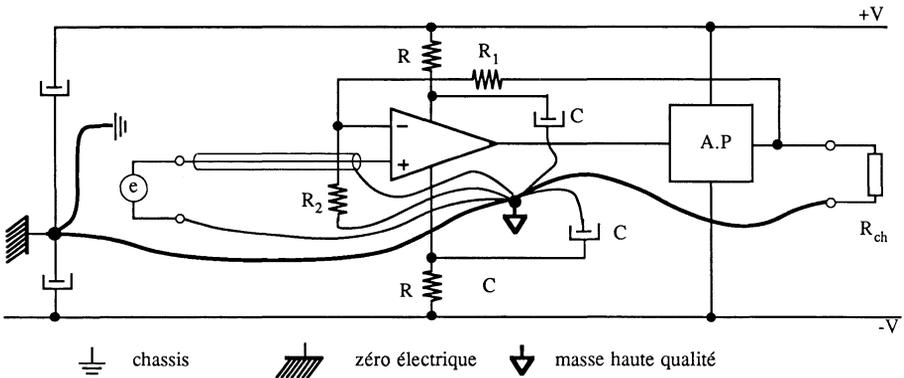


Figure 4.89.

— **Les écrans** protègent les entrées haute impédance des amplificateurs. Ils sont souvent préconisés par le constructeur de circuits intégrés ainsi que l'indique la figure 4.90 pour le LM 11.

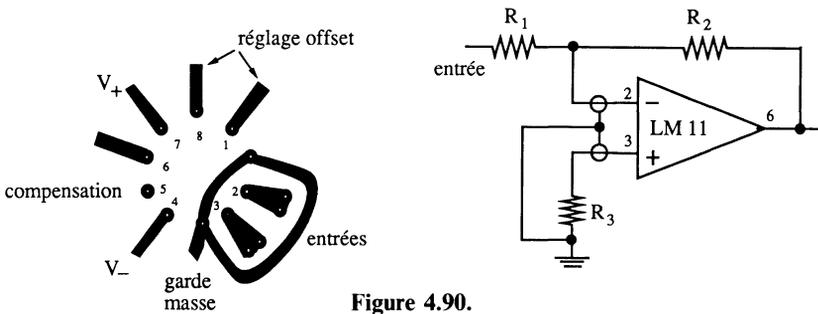


Figure 4.90.

— **Les blindages** représentent une enveloppe en matériau magnétique à haute perméabilité, alors que les écrans sont en matériau à très faible résistivité. Tous les deux limitent les couplages électromagnétiques et électrostatiques. Ils sont reliés au zéro électrique.

Notons : blindage = *shielding*,  
écran = *guard* ou *screen*.

### 4.5.2.2. Découplages

Les circuits de découplage sont nécessaires chaque fois que le circuit travaille en petits signaux, en haute fréquence ou en commutation (circuit numérique - découpage). La figure 4.91 représente différents types de circuits de découpages. On rencontre :

- le découplage par un seul condensateur polarisé ou non, surtout utilisé dans les fonctionnements en commutation.

- le réseau RC où le condensateur est polarisé (efficacité en basse fréquence),

- le réseau R,  $C_1$ ,  $C_2$  dont l'efficacité est correcte en basse fréquence par  $C_1$  et en haute fréquence par  $C_2$ .

En plus de toutes ces précautions précédentes, il faut disposer les éléments tels que le couplage électrostatique entre eux soit le plus faible possible.

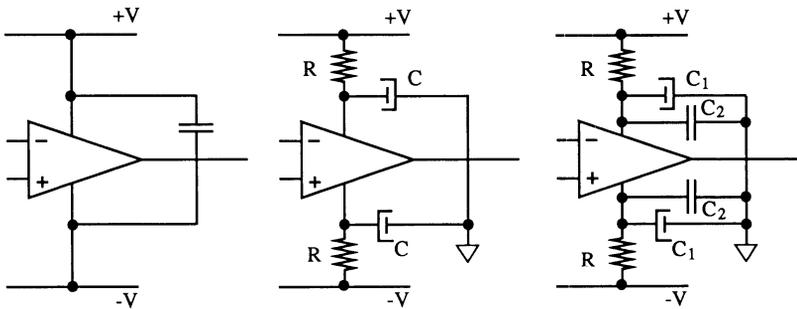


Figure 4.91.

### 4.5.3. EXERCICE

Un amplificateur opérationnel est alimenté par  $\pm 15$  volts. Il absorbe un courant à vide  $I_0 = 2$  mA et est chargé par une résistance  $R_{ch} = 2$  k $\Omega$ . Déterminer le double réseau RC de découplage permettant une atténuation de 20 dB des signaux issus des alimentations (ondulation à 100 Hz) :

- pour un fonctionnement du montage à 10 kHz,
- pour un fonctionnement en statique.

On adoptera une chute de tension de 2 volts aux bornes des résistances R et une dynamique maximale en sortie. Dans le cas d'un découplage à deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , déterminer leur valeur sachant que l'efficacité de  $C_1$  s'arrête à 10 kHz.

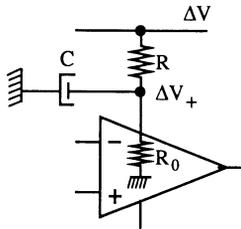
**Solution**

**Fréquence de fonctionnement à 1 kHz.** Cette fréquence haute devant celle à filtrer, rend indépendante la chute de tension statique dans la résistance R. Ainsi, seul le courant de repos  $I_0$  intervient

$$R = \frac{2}{I_0} = \frac{2}{2 \cdot 10^{-3}} = 1000 = 1 \text{ k}\Omega$$

Pour déterminer la valeur de C, il faut représenter le schéma équivalent dynamique de la figure 4.92. La résistance  $R_0$  représente la résistance équivalente de l'amplificateur opérationnel. Cette résistance dynamique est de valeur très élevée à cause des sources de courant interne (courant  $I_0$  quasi constant quelle que soit la tension d'alimentation). La résistance de charge est sans grande influence à cause du TRA. La fonction de transfert de l'ensemble est définie par la relation

$$\frac{\Delta V_+}{\Delta V} = \frac{R_0}{R + R_0} \cdot \frac{1}{1 + R_0 // R \cdot C_p} \approx \frac{1}{1 + RC_p}$$



**Figure 4.92.**

La fréquence de cassure du circuit équivalent doit être de 10 Hz si on veut une atténuation de 20 dB. Ainsi :

$$10 = \frac{1}{2 \pi RC}$$

soit

$$C \approx 16 \mu\text{F}$$

**Fonctionnement en statique.** Le courant circulant dans la résistance R en régime statique n'est plus  $I_0$  mais  $I_0 + I_S$  avec

$$I_S = \frac{S_{\max}}{R_{\text{ch}}} \approx \frac{V_+}{R_{\text{ch}}} = \frac{15 - 2}{2000} = 6,5 \text{ mA}$$

La valeur de R devient

$$R = \frac{2}{8,5 \cdot 10^{-3}} = 235 \Omega$$

La fonction de transfert précédente reste valable avec la nouvelle valeur de R ce qui nous donne

$$C \simeq 68 \mu\text{F}$$

Dans le cas du découplage par deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  nous aurons

$$C_1 = C = 68 \mu\text{F}$$

et

$$C_2 = 68 \text{ nF}$$

car il y a un rapport 1 000 entre les fréquences de 10 Hz pour  $C_1$  et 10 kHz pour  $C_2$ .

## CHAPITRE 5

# Réponse, stabilité et compensation des montages à amplificateurs opérationnels

### 5.1. STABILITÉ ET COMPENSATION DES SYSTÈMES ASSERVIS ÉLECTRONIQUES\*

#### 5.1.1. SYSTÈME ASSERVI ÉLECTRONIQUE

Un système électronique linéaire est, dans la plupart des cas, asservi (contre-réactionné). Il présente une ou plusieurs entrées ainsi que l'indique la figure 5.1. Les différents blocs sont définis de la manière suivante :

- $H_0(p)$  = fonction de transfert de la chaîne directe,
- $B(p)$  = fonction de transfert de retour,
- $\alpha_1(p) \dots \alpha_n(p)$  = fonctions de transfert ou atténuations d'entrée,
- $H_0(p) \cdot B(p)$  = fonction de transfert de la boucle ouverte.

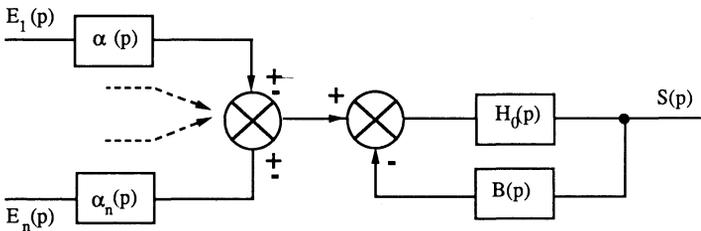


Figure 5.1.

\* Consulter aussi l'ouvrage *Amplificateurs de puissance*.

L'expression de la sortie s'écrit

$$S(p) = [\alpha_1(p) \cdot E_1(p) + \dots + \alpha_n(p) \cdot E_n(p)] \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p) \cdot B(p)}$$

Le dénominateur  $1 + H_0(p) \cdot B(p)$  s'écrit  $1 + \underline{H_0} \cdot \underline{B}$  en régime sinusoïdal. Lorsque  $\underline{H_0} \cdot \underline{B} = -1$  (module = 1 et argument  $\varphi = -\pi$ ), ce dénominateur s'annule, rendant infinie la fonction  $\underline{S}$ . Il y a instabilité du système indépendamment des atténuations d'entrée  $\alpha_i$ .

### 5.1.2. ÉTUDE DE LA STABILITÉ

L'étude de la stabilité représente une part très importante de l'étude des systèmes asservis. Plusieurs méthodes sont utilisées :

- à partir de la réponse de Nyquist de la boucle  $\underline{H_0} \underline{B}$ ,
- à partir de la réponse de Bode de la boucle  $\underline{H_0} \underline{B}$ ,
- à partir de la réponse de Nichols de la boucle  $\underline{H_0} \underline{B}$ ,
- à partir du critère de Routh et du signe des pôles de la fonction de

transfert  $\frac{S(p)}{E(p)} = H(p)$ ,

- à partir de l'étude directe de la fonction de transfert  $\frac{S(p)}{E(p)} = H(p)$  du système.

#### 5.1.2.1. Critère de Nyquist

On représente dans le plan complexe, le lieu des extrémités des vecteurs de la fonction de transfert de la boucle  $\underline{H_0} \cdot \underline{B}$  en fonction de la fréquence. La règle du revers dit que, si ce lieu passe par le point  $-1$  ou à gauche de celui-ci, dans le sens des fréquences croissantes, il y a instabilité (figure 5.2).

On ne quitte pas la zone d'oscillation pure (critère de Barkhausen  $\underline{H_0} \underline{B} = 1$  et  $\varphi = -\pi$ ), sans nous imposer une marge de sécurité évitant la zone à dépassement important en régime impulsionnel. Cette marge de sécurité ou d'utilisation correcte est définie en phase et en module :

- **Marge de phase  $\Phi_M$ .** La fonction de transfert de la boucle doit présenter une phase égale ou supérieure à  $-135^\circ$ , pour un module égal à 1. C'est la marge de phase de  $45^\circ$  (par rapport à  $-180^\circ$ ).

- **Marge de gain  $G_M$ .** La fonction de transfert de la boucle doit présenter un module égal ou inférieur à 15 dB pour une phase égale à  $-\pi$  (on trouve aussi  $G_M = 10$  dB ou 6 dB).

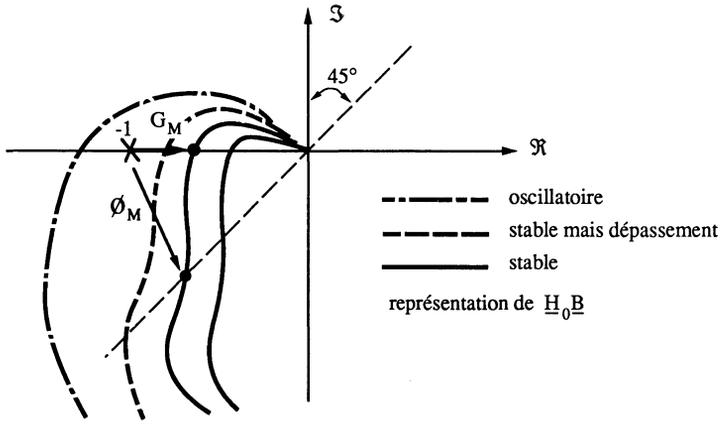


Figure 5.2.

Ces notions de marge de phase et marge de gain sont plus faciles à exploiter dans les plans de Bode.

### 5.1.2.2. Représentation de Bode

L'étude de la stabilité par le diagramme de Bode revient à représenter le module et la phase de la boucle  $\underline{H_0 B}$ . La figure 5.3 correspond à cette représentation. Les marges de phase et de gain sont positionnées à leur limite acceptable :

$$\begin{aligned} \Phi_M &= 45^\circ && \text{pour } |H_0 B| = 1 \\ G_M &= -15 \text{ dB} && \text{pour } \varphi_{H_0 B} = -\pi \end{aligned}$$

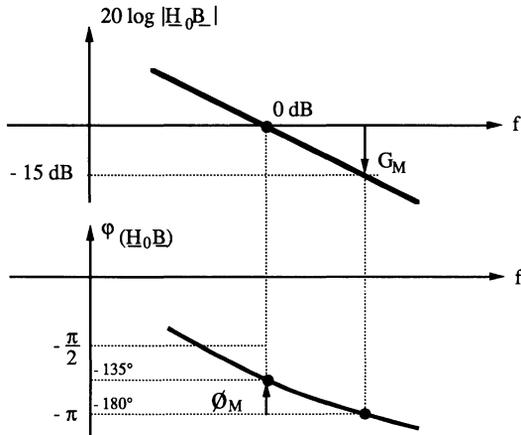


Figure 5.3.

### 5.1.2.3. Représentation de Nichols (ou de Black-Nichols)

L'abaque de Nichols permet, après avoir représenté la fonction  $\underline{H}_0 \underline{B}$  dans un système d'axes rectangulaires,  $\varphi$  en degrés et argument en décibels, d'obtenir directement la réponse du système en boucle fermée. Cette représentation, très utilisée dans les systèmes asservis électromécaniques (servomécanismes) est détaillée dans la littérature appropriée.

### 5.1.2.4. Critère de Routh

A partir de la fonction de transfert d'un système bouclé de la forme

$$\frac{S(p)}{E(p)} = H(p) = K \frac{1 + ap + bp^2 + cp^3 + \dots}{1 + a'p + b'p^2 + c'p^3 + \dots}$$

on décompose cette fonction en recherchant les pôles (annulant le dénominateur) et les zéros (annulant le numérateur). On obtient

$$H(p) = K' \frac{(p - z_1)(p - z_2)(\dots)}{(p - p_1)(p - p_2)(\dots)}$$

puis, après décomposition en fractions rationnelles,

$$H(p) = \frac{A_1}{p - p_1} + \frac{A_2}{p - p_2} + \dots$$

En appliquant une impulsion unitaire à l'entrée  $\delta(t) = e(t)$ , la sortie  $S(p)$  devient

$$S(p) = E(p) \cdot H(p) = \mathcal{L}[\delta(t)] \cdot H(p) = H(p)$$

Ainsi la fonction  $S(p)$  précédente se ramène-t-elle à la fonction temporelle

$$s(t) = + A_1 e^{+p_1 t} + A_2 e^{+p_2 t} + \dots$$

Pour qu'un système soit stable, il faut que tous les coefficients  $p_i$  soient négatifs. Une étude plus détaillée est indiquée dans l'ouvrage *Oscillateurs et horloges*. Ce critère de Routh, peu utilisé pour étudier les systèmes électroniques, permet de justifier de manière différente de celle déjà vue, la contre-réaction sur l'entrée (-) en prenant un amplificateur opérationnel défini par sa fonction de transfert

$$\frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = H_0(p) = \frac{A_0}{1 + \tau p}$$

**Retour sur l'entrée (-).** La fonction de transfert d'un amplificateur non inverseur s'écrit

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p) \cdot B(p)} = \frac{\frac{A_0}{1 + \tau p}}{1 + \frac{A_0}{1 + \tau p} \cdot B}$$

Pour une impulsion excitatrice d'entrée ( $E(p) = 1$ ), il vient

$$S(p) = \frac{A_0}{\tau} \cdot \frac{1}{p + \frac{A_0 B}{\tau}}$$

soit

$$s(t) = \frac{A_0}{\tau} \cdot e^{-\frac{A_0 B}{\tau} t}$$

Le pôle  $p_1 = -\frac{A_0 B}{\tau}$  est négatif, le système est stable.

Ce dernier présente, comme nous le verrons plus loin, une constante de temps  $\tau' = \frac{A_0 B}{\tau}$ . La représentation de la réponse impulsionnelle est indiquée sur la figure 5.4.

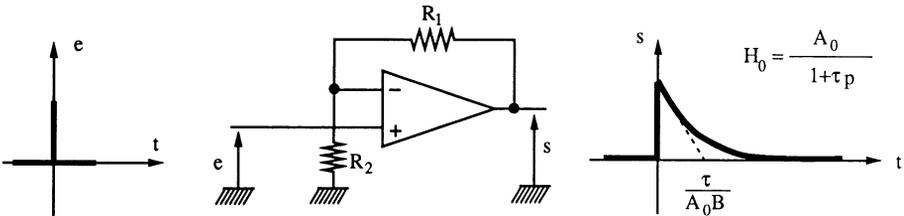


Figure 5.4.

Dans le cas où la fonction de transfert  $H_0(p)$  est du second ordre ou plus, on peut trouver :

— soit des pôles uniquement réels et négatifs, alors la réponse impulsionnelle est décroissante,

— soit des pôles imaginaires, alors la réponse impulsionnelle est sinusoïdale amortie, sinusoïdale à amplitude constante (oscillateur pur,  $|H_0 B| = 1$  et  $\varphi_{H_0 B} = +\pi$ ) ou sinusoïdale à amplitude croissante.

**Retour sur l'entrée (+).** En inversant les bornes d'entrée de l'amplificateur opérationnel, la fonction de transfert devient

$$\frac{S(p)}{E(p)} = -\frac{H_0(p)}{1 - H_0(p) \cdot B(p)} = -\frac{\frac{A_0}{1 + \tau p}}{1 - \frac{A_0}{1 + \tau p} \cdot B}$$

Pour une impulsion excitatrice d'entrée, il vient

$$S(p) = -\frac{A_0}{\tau} \cdot \frac{1}{p - \frac{A_0 B}{\tau}}$$

soit

$$s(t) = -\frac{A_0}{\tau} \cdot e^{+\frac{A_0 B}{\tau} t}$$

L'exponentielle à coefficient positif (pôle  $p_1$  positif) correspond à une divergence, donc à une saturation ainsi que l'indique la figure 5.5.

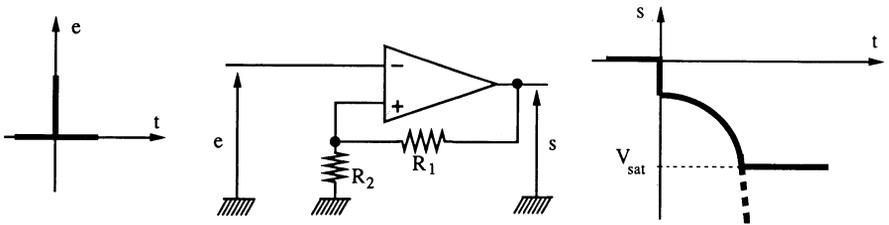


Figure 5.5.

### 5.1.2.5. Etude de la fonction de transfert du système

Par rapport aux autres méthodes, celle-ci présente la double avantage :

- de connaître la fonction de transfert du système,
- de définir sa stabilité.

L'étude de la stabilité se fait à partir de l'ordre de la fonction de transfert :

— **Premier ordre** : le système est toujours stable.

— **Deuxième ordre** : la valeur du coefficient d'amortissement  $z$  permet de conclure ainsi :

- si  $z \geq 0,5$ , le système est utilisable, ceci correspond à une marge de phase  $\Phi_M \geq 45^\circ$
- si  $z \leq 0,5$ , le système présente un dépassement exagéré et peut même osciller en permanence ( $z \leq 0$ ).

— **Troisième ordre** : décomposée en un produit (premier ordre et second ordre), l'étude de la stabilité s'effectue à partir de la valeur de  $z$  du second ordre.

A partir du troisième ordre, la fonction de transfert doit être décomposée en forme canonique c'est-à-dire en produits de second ordre et un premier ordre si l'ordre général est impair. Dans ces conditions l'étude devient rapidement difficile et on se rabat vers les tracés de Bode.

### 5.1.3. RÉALITÉS PHYSIQUES DE LA STABILITÉ

La figure 5.6 représente la réponse d'un amplificateur contre-réactionné, sollicité par une impulsion d'entrée, et pour différentes valeurs de  $z$  ou de  $\Phi_M$ . En pratique, les impulsions parasites sont toujours présentes (mise sous tension, bruit dans les composants, parasites électromagnétiques). Ces impulsions excitent en permanence un système asservi de manière plus ou moins marquée. Nous pouvons commenter les six cas représentés :

—  $\Phi_M \gg 45^\circ$  ou  $z \gg 0,5$ . C'est le cas d'un montage à très grande constante de temps. Il est très stable mais pratiquement inintéressant à cause de sa lenteur.

—  $\Phi_M \geq 45^\circ$  ou  $z \geq 0,5$ . Nous sommes dans le cas de fonctionnement correct d'un montage électronique. Pour  $\Phi_M = 45^\circ$  ou  $z = 0,5$ , le dépassement ou rebondissement ou overshoot correspond à 20 % de l'impulsion excitatrice (ou éventuellement d'un échelon).

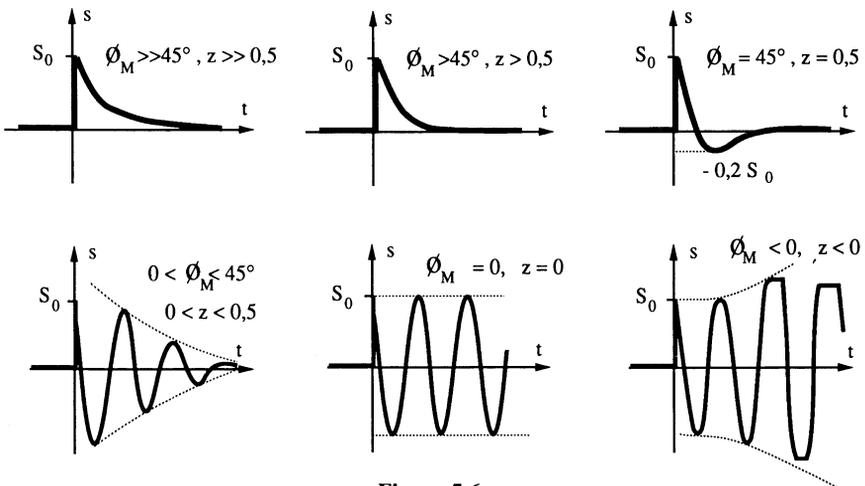


Figure 5.6.

—  $0 < \Phi_M \leq 45^\circ$  ou  $0 < z \leq 0,5$ . Le fonctionnement est oscillatoire amorti. C'est l'accrochage intermittent (excité par exemple par le 50 Hz, tous les 10 ms), tant connu des électroniciens et inacceptable.

—  $\Phi_M = 0$  ou  $z = 0$ . Nous sommes dans les conditions d'oscillation pure de Barkhausen (fonctionnement en oscillateur).

—  $\Phi_M < 0$  ou  $z < 0$ . C'est encore un fonctionnement en oscillateur mais à amplitude divergente. Le signal déformé par la saturation est limité aux valeurs des alimentations.

**Remarques fondamentales**

— En pratique, l'étude de la stabilité d'un système électronique se fait suivant les deux méthodes :

- réponse de Bode de la boucle  $\underline{H}_0 \underline{B}$ ,
- étude de la fonction de transfert  $H(p) = \frac{S(p)}{E(p)}$ .

Lorsqu'un système électronique est oscillatoire amorti ou non amorti, la pulsation d'oscillation correspond approximativement :

- à la pulsation de coupure du diagramme « module » avec l'axe des abscisses (0 dB) pour  $\underline{H}_0 \underline{B}$ ,
- à la pulsation  $\omega_0$  de la fonction de transfert du second ordre pour  $H(p)$ .

**L'atténuation B de retour peut être différente avec générateur d'attaque ou entrée « en l'air ».**

#### 5.1.4. EXERCICES SUR L'ÉTUDE DE LA STABILITÉ DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES

**Exercice 1.** La figure 5.7 représente le schéma fonctionnel ou schéma-bloc d'un système asservi électronique. Étudier la stabilité :

- à partir des tracés de Bode,
- à partir de l'expression de la fonction de transfert  $H(p) = \frac{S(p)}{E(p)}$

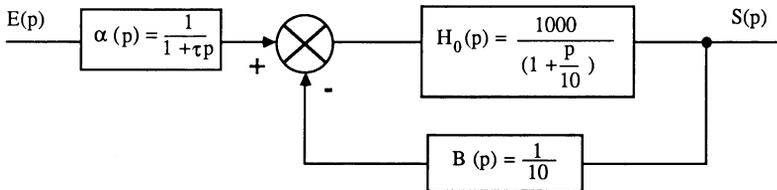


Figure 5.7.

**Solution**

Les représentations asymptotiques et réelles de Bode de la boucle  $\underline{H}_0 \underline{B} = \frac{100}{1 + j \frac{\omega}{10}}$  sont situées sur la figure 5.8. Pour une pulsation de coupure

de 1 000 rad/s, la marge de phase est  $\Phi_M = 90^\circ$ . Le système est stable. La marge de gain  $G_M$  ne peut être définie car la phase n'atteint pas  $-\pi$ .

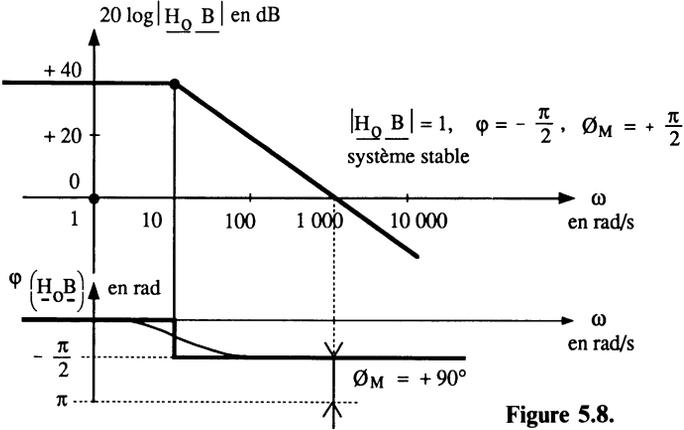


Figure 5.8.

La fonction de transfert de l'ensemble s'écrit

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{1}{1 + \tau p} \cdot \frac{1 + \frac{p}{10}}{1 + \frac{100}{1 + \frac{p}{10}}} \approx \frac{1}{1 + \tau p} \cdot \frac{10}{1 + \frac{p}{1000}}$$

$$H(p) = \alpha(p) \cdot \frac{10}{1 + \frac{p}{1000}}$$

Indépendamment de  $\alpha(p)$ , la fonction de transfert de la partie bouclée

$\frac{10}{1 + p/1000}$  est du premier ordre ; le système est stable.

**Exercice 2.** Etudier la stabilité du système électronique représenté par son schéma fonctionnel de la figure 5.9, à partir des deux méthodes :

- tracés de Bode,
- expression de la fonction de transfert  $H(p) = \frac{S(p)}{E(p)}$ .

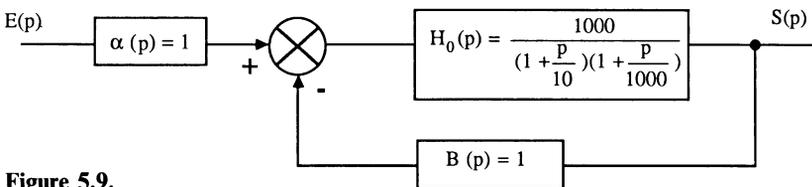


Figure 5.9.

**Solution**

La fonction de transfert de la boucle

$$H_o(p) \cdot B(p) = \frac{1\,000}{\left(1 + \frac{p}{10}\right)\left(1 + \frac{p}{1\,000}\right)}$$

est représentée sur les diagrammes de Bode de la figure 5.10. A la pulsation de coupure voisine de 5 000 rad/s, correspond une marge de phase très inférieure à 45°. Le système est inutilisable (oscillatoire amorti).

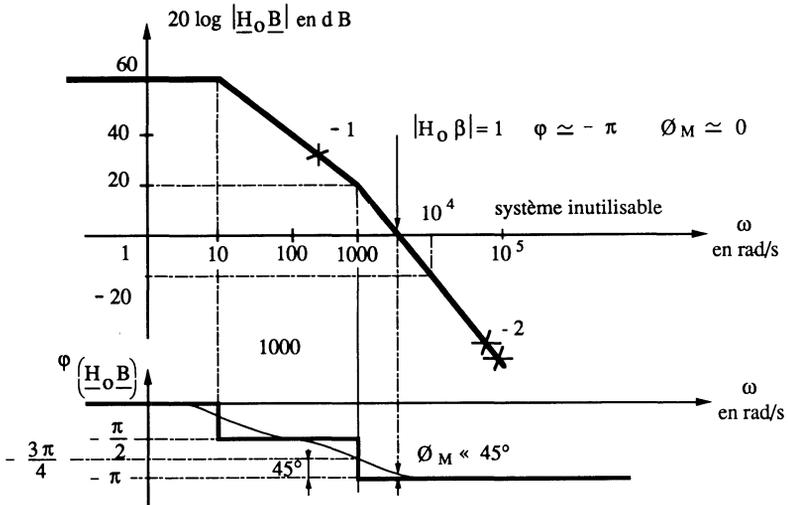


Figure 5.10.

La fonction de transfert totale H(p) s'écrit

$$H(p) = \frac{1\,000}{1 + \frac{1\,000}{\left(1 + \frac{p}{10}\right)\left(1 + \frac{p}{1\,000}\right)}} = \frac{1\,000}{1 + \frac{p}{10} + \frac{p}{1\,000} + \frac{p^2}{10^4} + 1\,000}$$

soit en négligeant deux termes

$$H(p) \simeq \frac{10^3}{10^3 + \frac{p}{10} + \frac{p^2}{10^4}} = \frac{1}{1 + \frac{p}{10^4} + \frac{p^2}{10^7}}$$

Cette fonction étant identifiable à la fonction généralisée du second ordre

$$F(p) = \frac{1}{1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

nous obtenons

$$\begin{aligned}\omega_0 &= 3\,160 \text{ rad/s} \\ z &= 0,16\end{aligned}$$

#### Remarques

- La faible valeur de  $z$  ( $z < 0,5$ ) indique que le système est oscillatoire amorti,
- La pulsation d'oscillation est  $\omega_0 = 3\,160$  rad/s, valeur approximativement trouvée sur le diagramme de Bode.
- La fonction de transfert du système correspond à un amplificateur suiveur (souvent instable, surtout avec des amplificateurs opérationnels rapides).

## 5.1.5. COMPENSATION DES SYSTÈMES ASSERVIS ÉLECTRONIQUES

Un système électronique est instable lorsque la fonction de transfert de la boucle  $\underline{H}_0 \underline{B}$  présente deux cassures, ou plus, au-dessus de l'axe des abscisses (voir exercice 2 précédent). Les méthodes de compensation correspondent à déplacer ces fréquences en utilisant des réseaux correcteurs passifs, de manière à retrouver une marge de phase et une marge de gain correctes. On exclut le principe qui consiste à diminuer le gain statique puisque, à l'origine, l'amplificateur opérationnel a été prévu volontairement à très fort gain en tension.

### 5.1.5.1. Compensation par déplacement de la première fréquence de cassure

A partir de la fonction de transfert de la boucle  $H_0(p) B(p)$  vue dans l'exercice 2 précédent

$$H_0(p) B(p) = \frac{1\,000}{\left(1 + \frac{p}{10}\right) \left(1 + \frac{p}{1\,000}\right)}$$

et de sa représentation de Bode, on voit que, pour rendre stable le système, il faut positionner la deuxième cassure sur l'axe des abscisses (0 dB). Alors la marge de phase est de 45°. Cette condition n'est possible que si la première

cassure se déplace vers la gauche de une décade. La figure 5.11 représente en traits pleins la réponse du système non compensé, en traits pointillés la réponse du système compensé et en « petits points » le réseau correcteur  $R(p)$  nécessaire au déplacement de cette première cassure.

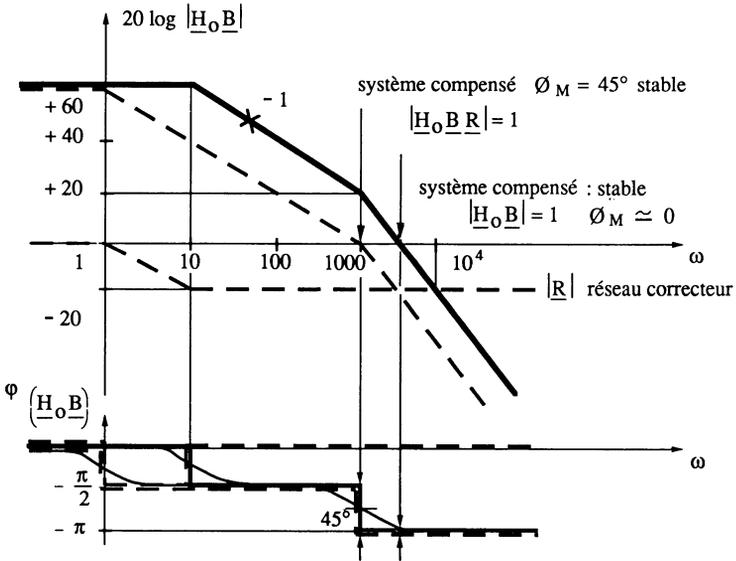


Figure 5.11.

**Remarque.** Pour les montages à amplificateurs opérationnels, le déplacement vers la gauche de la première fréquence de cassure se fait de deux manières différentes et indépendantes :

- en diminuant la première fréquence de cassure par effet Miller,
- en ajoutant un réseau correcteur à retard de phase  $R(p)$  à l'entrée du composant.

### 5.1.5.2. Compensation par déplacement de la deuxième fréquence de cassure

Toujours à partir de la fonction de transfert de la boucle  $H_o(p) \cdot B(p)$  précédente, nous rendons stable le système en déplaçant la deuxième cassure vers la droite jusqu'à ce qu'elle soit positionnée sur l'axe des abscisses. Dans ces conditions, le système présente une marge de phase de  $45^\circ$ , et est rendu utilisable. La figure 5.12 représente en traits pleins la réponse du système non compensé, en traits pointillés, la réponse du système compensé et en « petits points »

points » le réseau correcteur  $R(p)$  nécessaire au déplacement de la deuxième cassure.

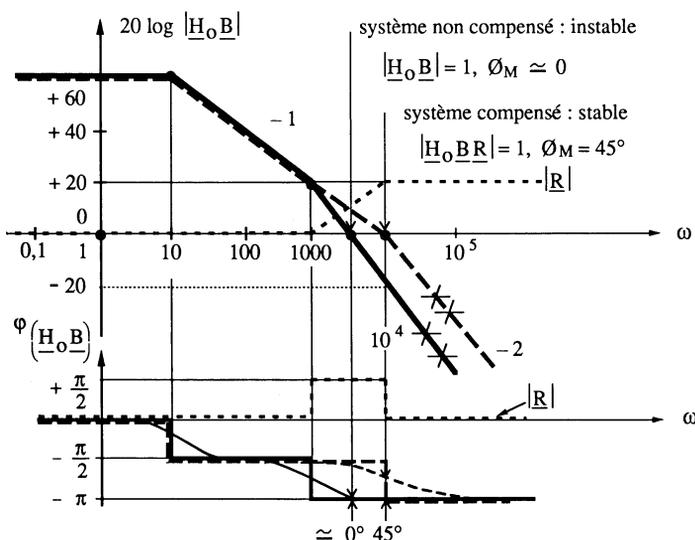


Figure 5.12.

**Remarque.** Pour les montages à amplificateurs opérationnels, le déplacement vers la droite de la deuxième cassure ne peut s'effectuer que par compensation active interne appelée *feedforward compensation*, à effet équivalent à un réseau à avance de phase actif.

### 5.1.5.3. Déformation de la réponse sans toucher aux deux fréquences de cassure

Afin de ne pas diminuer le gain de boucle aux fréquences basses et dans le cas où la compensation par avance de phase n'est pas possible, on utilise un réseau  $R(p)$  à retard de phase agissant à l'intérieur ou à l'extérieur du circuit. Il permet une marge de phase de  $45^\circ$ . La figure 5.13 représente une telle compensation. En respectant les mêmes tracés que précédemment, les traits pleins correspondent au système non compensé, les traits pointillés au système compensé et les « petits points » au réseau correcteur  $R(p)$ .

**Remarque.** Pour les montages à amplificateurs opérationnels, le réseau  $R(p)$  agit :

- soit aux bornes de sortie de l'amplificateur différentiel d'entrée,
- soit entre le second et le troisième étage.

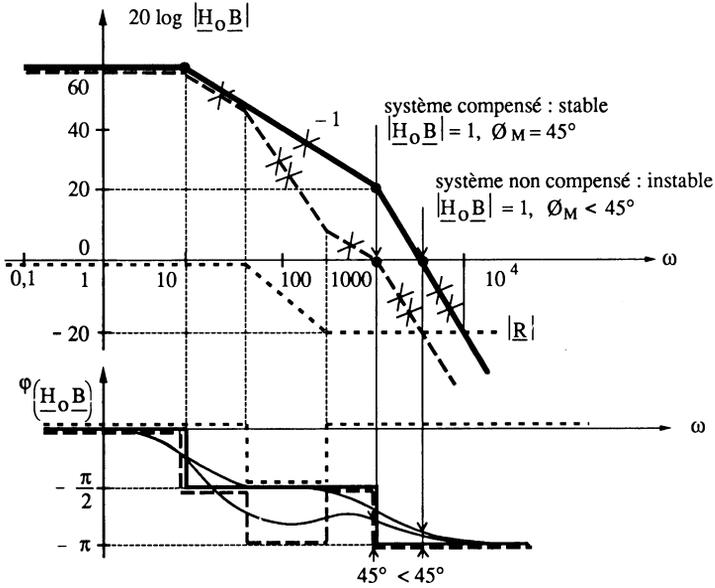


Figure 5.13.

### 5.1.6. PRÉSENTATION DE QUELQUES RÉSEAUX CORRECTEURS PASSIFS

La compensation des montages électroniques s'effectue avec des condensateurs ou des réseaux RC. Ces éléments sont associés aux impédances propres des circuits actifs. L'ensemble forme des structures de compensation courantes. Nous en citons trois à titre d'exemples.

#### 5.1.6.1. Réseau à retard de phase (figure 5.14)

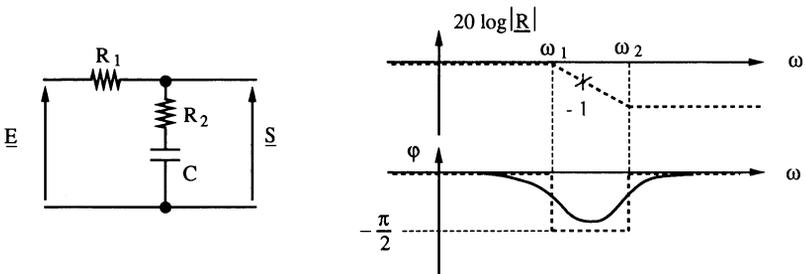


Figure 5.14.

La structure d'un diviseur de tension nous donne

$$R(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} \quad \text{avec} \quad Z_1(p) = R_1 \quad \text{et} \quad Z_2(p) = R_2 + \frac{1}{Cp}$$

soit

$$R(p) = \frac{1 + R_2 Cp}{1 + (R_1 + R_2) Cp} = \frac{1 + \frac{p}{\omega_2}}{1 + \frac{p}{\omega_1}}$$

La représentation de Bode nous indique ce retard de phase situé entre les deux pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$ .

### 5.1.6.2. Réseau à avance de phase (figure 5.15)

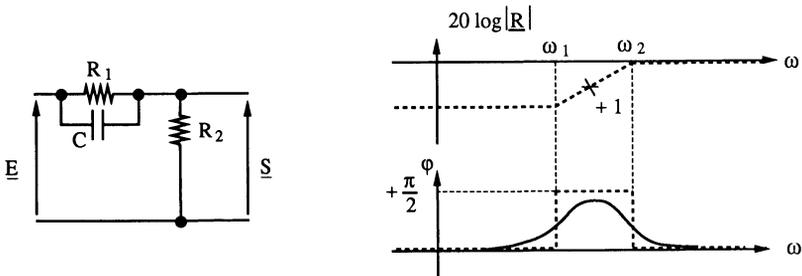


Figure 5.15.

A partir des impédances

$$Z_1(p) = \frac{R_1}{1 + R_1 Cp} \quad \text{et} \quad Z_2(p) = R_2$$

nous obtenons

$$R(p) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + R_1 Cp}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cp} = K \frac{1 + \frac{p}{\omega_1}}{1 + \frac{p}{\omega_2}}$$

L'avance de phase se situe entre les deux pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$ .

### 5.1.6.3. Réseau à retard et avance de phase (figure 5.16)

Nous avons

$$Z_1(p) = \frac{R_1}{1 + R_1 C_1 p} \quad \text{et} \quad Z_2(p) = R_2 + \frac{1}{C_2 p}$$

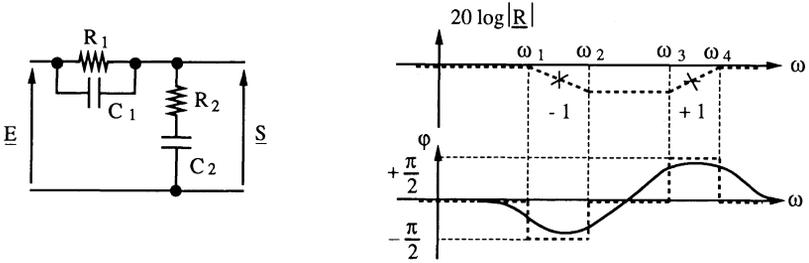


Figure 5.16.

puis

$$R(p) = \frac{(1 + R_1 C_1 p)(1 + R_2 C_2 p)}{1 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2) p + R_1 C_1 R_2 C_2 p^2}$$

Le dénominateur, fonction du second ordre, est décomposable en un produit de deux premiers ordres. Ceci nous permet d'écrire

$$R(p) = \frac{\left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_3}\right)}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_4}\right)}$$

Cette correction de phase est moins utilisée que les deux précédentes dans les circuits électroniques.

### 5.1.7. EXERCICE SUR LA COMPENSATION DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES

On veut compenser le système de la figure 5.9 par le réseau à retard de phase  $R(p)$  de la figure 5.14. Le schéma fonctionnel de l'ensemble est celui de la figure 5.17. Déterminer les éléments du réseau  $R(p)$  sachant que l'on souhaite obtenir une marge de phase de  $45^\circ$  et une impédance d'entrée de  $100\text{ k}\Omega$  (sous entendre l'impédance minimale vue à l'entrée de ce réseau).

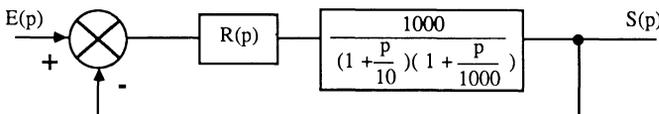


Figure 5.17.

**Solution**

Les réponses du système non compensé puis compensé sont indiquées sur la figure 5.11. Les deux pulsations de cassure du réseau correcteur doivent être

$$\omega_1 = 1 \text{ rad/s} \quad \text{et} \quad \omega_2 = 10 \text{ rad/s}$$

Les expressions permettant de déterminer les éléments  $R_1$ ,  $R_2$  et  $C$  deviennent alors

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2)C} = 1 \text{ rad/s}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C} = 10 \text{ rad/s}$$

$$R_1 + R_2 = 10^5 = 100 \text{ k}\Omega$$

La première expression fournit la valeur de  $C$ ,

$$C = \frac{1}{R_1 + R_2} = 10 \text{ }\mu\text{F}$$

la deuxième, la valeur de  $R_2$ ,

$$R_2 = \frac{1}{10 \cdot 10^{-5}} = 10^4 = 10 \text{ k}\Omega$$

la troisième, la valeur de  $R_1$

$$R_1 = 10^5 - R_2 = 90 \text{ k}\Omega$$

## 5.2. FONCTIONS DE TRANSFERT DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

### 5.2.1. FONCTION DE TRANSFERT GÉNÉRALISÉE

Les amplificateurs opérationnels sont, pour la plupart, réalisés à partir de trois étages fondamentaux :

- amplificateur différentiel,
- émetteur commun,
- push-pull de sortie.

Dans certains cas, afin d'obtenir des gains en tension statiques importants (amplificateurs opérationnels de la quatrième génération), quatre étages sont nécessaires :

- premier amplificateur différentiel,

- second amplificateur différentiel,
- émetteur commun,
- push-pull de sortie.

Dans tous les cas, de nombreuses fréquences de cassure apparaissent et la fonction de transfert générale s'écrit

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_3}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_4}\right) \dots}$$

La première fréquence de cassure  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$  est due à l'effet Miller de l'émetteur commun. Elle se situe entre 0,1 Hz (OP 07) et 20 kHz (HA 2539), en passant par des valeurs plus classiques : 10 Hz (741), 100 Hz (101 et 157).

Les deuxièmes et troisièmes fréquences de cassure  $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$  et  $f_3 = \frac{\omega_3}{2\pi}$  sont dues à plusieurs raisons :

- l'utilisation des PNP latéraux dans les amplificateurs différentiels d'entrée (fréquence de cassure autour du mégahertz),
- l'influence de la capacité parasite de Miller reportée à la sortie de l'émetteur commun (fréquence de cassure de quelques mégahertz),
- l'influence des capacités parasites des caissons d'isolement au niveau de la source de courant de l'amplificateur différentiel d'entrée (fréquence de cassure voisine de 10 MHz).

Une quatrième fréquence de cassure  $f_4 = \frac{\omega_4}{2\pi}$  est liée aux capacités de jonctions des transistors. On peut aussi citer les valeurs limites apportées par le temps de transit des électrons associées à la fréquence de transition  $f_T$  des transistors NPN (fréquences de cassure au-delà de la centaine de mégahertz).

## 5.2.2. FONCTIONS DE TRANSFERT UTILISÉES

### 5.2.2.1. Éléments fournis par les constructeurs

Les caractéristiques constructeurs fournissent :

- les valeurs du gain statique, du produit gain-bande passante (gain statique multiplié par la première fréquence de cassure) et le gain statique à partir duquel le montage est stable sans compensation (correspondant à la deuxième fréquence de cassure),
- la réponse réelle en fréquence du module (et, dans certains cas, de la phase).

Prenons comme exemples, les réponses des amplificateurs opérationnels TL 087 et HA 2539 de la figure 5.18. Ces réponses nous fournissent les renseignements suivants :

**Pour le circuit TL 087 :**

- gain statique  $2.10^5$ ,
- première fréquence de cassure  $\simeq 20$  Hz ( $\varphi = -45^\circ$ ),
- deuxième fréquence de cassure  $\simeq 5$  MHz ( $\varphi = -135^\circ$ ),
- la pente asymptotique est de  $-20$  dB par décade jusqu'à la fréquence de transition.

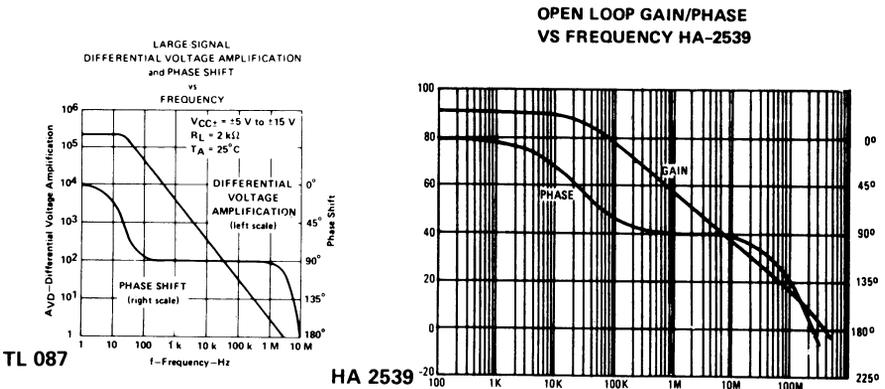


Figure 5.18 (Documents Texas Instruments et Harris Semiconductor).

Ces valeurs sont à comparer à celles indiquées sur le tableau des caractéristiques :

- gain statique typique 200 mV/V,  $R_L > 2$  k $\Omega$ ,
  - produit gain-bande passante 3 MHz jusqu'au gain unité  $A_v \geq 1$ .
- Elles sont en correspondance avec les précédentes.

**Pour le circuit HA 2539 :**

- gain statique 90 dB,
- première fréquence de cassure  $\simeq 20$  kHz ( $\varphi = -45^\circ$ ),
- deuxième fréquence de cassure  $\simeq 100$  MHz ( $\varphi = -135^\circ$ ),
- la pente asymptotique est de  $-20$  dB par décade jusqu'à environ  $+20$  dB.

Le tableau des caractéristiques fournit :

- gain statique 15 000, (soit 83 dB),
- produit gain-bande passante 600 MHz pour  $A_v \geq 10$ .

Le produit gain-bande passante de 600 MHz correspond au produit du gain statique 30 000 (90 dB) et de la première fréquence de cassure 20 kHz. Il est défini pour un gain en boucle fermée en fonctionnement stable à partir de  $+20$  dB ce qui correspond à une fréquence de cassure  $f_2$  positionnée à  $+20$  dB.

Ces deux exemples de réponses en fréquence nous permettent de définir deux types d'amplificateurs opérationnels :

- le type I présentant une seule cassure du module au-dessus de l'axe des abscisses,
- le type II présentant deux cassures au-dessus de l'axe des abscisses.

### 5.2.2.2. Amplificateurs opérationnels de type I

Leur réponse en fréquence est représentée sur la figure 5.19. La fonction de transfert s'écrit

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_1}} \quad \text{avec} \quad \omega_1 = 2 \pi f_1$$

Dans certains cas, cette fonction de transfert est insuffisante :

- pour déterminer la phase d'un système, aux alentours de la fréquence de transition,
- pour comprendre mieux certains phénomènes d'instabilité.

Alors, on fait intervenir la deuxième fréquence de cassure qui est voisine de  $f_T$  (positionnée sur l'axe des abscisses ou légèrement en dessous ainsi que l'indique la figure 5.20. La fonction de transfert devient

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

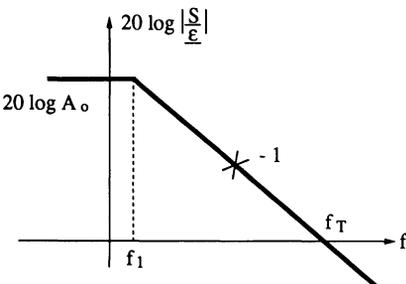


Figure 5.19.

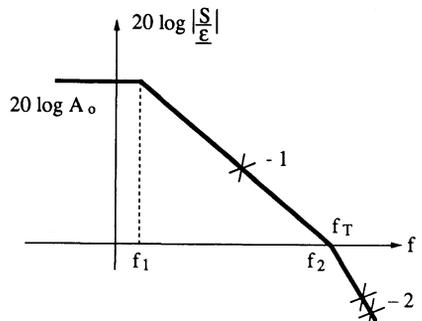


Figure 5.20.

### 5.2.2.3. Amplificateurs opérationnels de type II

Leur réponse en fréquence est représentée sur la figure 5.21. La fonction de transfert est de forme identique à la précédente

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

mais la deuxième cassure est au-dessus de l'axe des abscisses, à une valeur en module donnée par le constructeur  $A_v$  (ou  $20 \log A_v$ ).

Dans certains cas de détermination rigoureuse de phase ou d'étude de la stabilité, il faut tenir compte de la troisième fréquence de cassure  $f_3$  (figure 5.22). La fonction de transfert s'écrit alors

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_3}\right)}$$

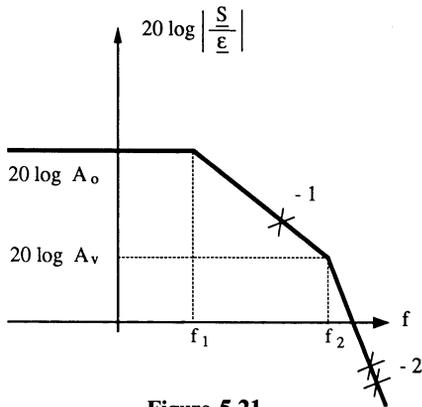


Figure 5.21.

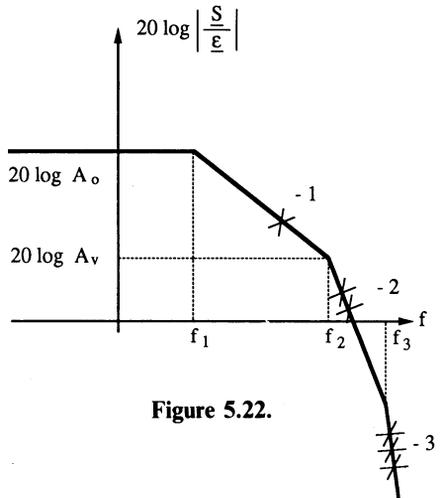


Figure 5.22.

### 5.2.2.4. Atténuations d'entrée et de retour

L'étude de la fonction de transfert d'un montage ainsi que sa stabilité, ne s'effectue que dans le cas où la sortie est asservie à l'entrée ( $e_-$  comparée à  $e_+$ ). La détermination des fonctions de transfert des atténuations d'entrées  $\alpha_i$  ou de retour  $B$  se fait en écrivant les expressions des entrées ( $-$ ) et ( $+$ ) ainsi que nous l'avons vu au chapitre 3. Le terme multiplicateur de  $S(p)$  représente l'atténuation de retour  $B(p)$ . Il en est de même pour les atténuations d'entrée  $\alpha_i(p)$ . C'est une application directe du théorème de superposition. L'exercice 3 de fin de paragraphe concrétise ces considérations.

### 5.2.3. EXERCICES

**Exercice 1. Déterminer la fonction de transfert  $H_0(p)$  des amplificateurs opérationnels TL 087 et HA 2539 présentés précédemment.**

#### Solution

**Amplificateur opérationnel TL 087.** La deuxième fréquence de cassure étant 5 MHz (donc cassure positionnée en dessous de l'axe des abscisses), l'amplificateur opérationnel est de type I. Les valeurs  $A_0 = 2.10^5$ ,  $f_1 = 20$  Hz et  $f_2 = 5$  MHz permettent d'obtenir  $\omega_1 = 126$  rad/s et  $\omega_2 = 31,4.10^6$  rad/s. La fonction de transfert à un seul pôle s'écrit

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{2.10^5}{1 + \frac{p}{126}}$$

et celle à deux pôles

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{2.10^5}{\left(1 + \frac{p}{126}\right)\left(1 + \frac{p}{31,4.10^6}\right)}$$

**Amplificateur opérationnel HA 2539.** La deuxième cassure étant située au-dessus de l'axe des abscisses à environ + 20 dB, l'amplificateur opérationnel est de type II. Sa fonction de transfert à deux pôles s'écrit

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{30\,000}{\left(1 + \frac{p}{12,5.10^4}\right)\left(1 + \frac{p}{6,3.10^7}\right)}$$

avec

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \cdot 2.10^4$$

et

$$\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi.10^7$$

La fonction de transfert à trois pôles ne peut être obtenue à cause du manque d'informations sur la phase (fréquence  $f_3$  pour  $\varphi = -225^\circ$ ).

**Exercice 2. Déterminer la fonction de transfert d'un amplificateur opérationnel défini par :**

- son gain statique 120 dB,
  - son produit gain-bande passante de 10 MHz avec  $A_v \geq 40$  dB.
- Représenter sa réponse en fréquence.

**Solution**

Le gain statique de 120 dB correspond à  $A_0 = 10^6$ . Le produit gain-bande passante est défini par

$$A_0 f_1 = 10^7 \text{ Hz}$$

La première fréquence de cassure  $f_1$  est alors de 10 Hz.

A partir de celle-ci, la pente décroît de  $-20$  dB par décade jusqu'à  $+40$  dB où l'on rencontre la deuxième fréquence de cassure  $f_2$ . Ainsi de 120 dB à 40 dB, il y a 80 dB ( $4 \times 20$  dB), donc 4 décades entre  $f_1$  et  $f_2$ , ce qui situe  $f_2$  à 100 kHz. Le graphe de la figure 5.23 représente cette réponse en fréquence (réponse asymptotique). Les fréquences  $f_1 = 10$  Hz et  $f_2 = 100$  kHz permettent d'obtenir  $\omega_1 = 62,8$  rad/s et  $\omega_2 = 6,28 \cdot 10^5$  rad/s soit

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{10^6}{\left(1 + \frac{p}{62,8}\right) \left(1 + \frac{p}{6,28 \cdot 10^5}\right)}$$

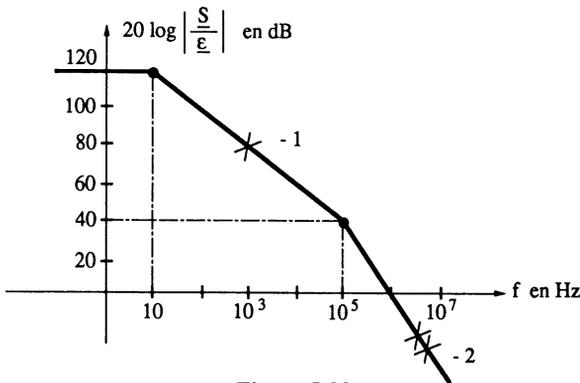


Figure 5.23.

**Exercice 3.** L'intégrateur de somme de la figure 5.24 est attaqué par deux générateurs de tension parfaits  $e_1$  et  $e_2$  (résistance interne négligeable devant  $R_1$  et  $R_2$ ). Déterminer les expressions des atténuations d'entrée  $\alpha_1(p)$ ,  $\alpha_2(p)$  et de retour  $B(p)$ .

**Solution**

**Atténuation de retour  $B(p)$ .** Elle est définie par le diviseur de tension équivalent lorsque  $e_1$  et  $e_2$  sont éteints (remplacés par leur résistance interne qui, dans notre exemple, est nulle). Ainsi

$$B(p) = \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + \frac{1}{Cp}} = \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cp}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cp}$$

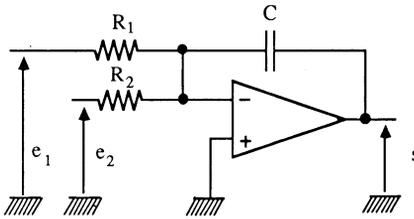


Figure 5.24.

**Atténuation d'entrée  $\alpha_1(p)$ .** Elle est définie par le diviseur de tension équivalent lorsque  $e_2$  et  $s$  sont éteints

$$\alpha_1(p) = \frac{R_2 \frac{1}{Cp}}{R_2 \frac{1}{Cp} + R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cp}$$

**Atténuation d'entrée  $\alpha_2(p)$ .** Elle est identique à la précédente en permutant les résistances  $R_1$  et  $R_2$

$$\alpha_2(p) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cp}$$

### 5.3. RÉPONSE EN FRÉQUENCE, STABILITÉ ET COMPENSATION DES MONTAGES A AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS DE TYPE I

Les amplificateurs opérationnels de type I présentent une seule cassure au-dessus de l'axe des abscisses. Ils sont, en général, compensés en fréquence par un ou plusieurs condensateurs intégrés. Ils sont dits inconditionnellement stables et ne présentent aucune borne de compensation. Toutefois, dans certains cas, le montage les utilisant est oscillatoire. Il ne peut être stabilisé qu'en agissant sur les éléments extérieurs au circuit intégré.

#### 5.3.1. MONTAGES OÙ $\alpha_i$ ET B SONT RÉELS

C'est le cas des montages où il n'y a que des résistances autour de l'amplificateur opérationnel (amplificateurs, additionneurs, soustracteurs...).

### 5.3.1.1. Amplificateur non inverseur

Ce montage, étudié au chapitre 3, présente comme atténuations

$$\alpha = 1 \quad \text{et} \quad B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

A partir de la fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel seul

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_1}} = \frac{A_0}{1 + \tau_1 p}$$

nous obtenons, en boucle fermée

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p) \cdot B} = \frac{\frac{A_0}{1 + \tau_1 p}}{1 + \frac{A_0}{1 + \tau_1 p} \cdot B}$$

soit

$$H(p) = \frac{1}{B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\tau_1}{A_0 B} p}$$

Cette relation indique :

- que le gain statique est  $\frac{1}{B}$ ,
- que la fréquence de cassure est  $A_0 B f_1$ ,
- que le produit gain-bande passante est conservé et égal à  $A_0 f_1$ ,
- que **le système est stable** car nous sommes en présence d'une fonction de transfert du premier ordre (marge de phase  $\Phi_M = \pi/2$ ).

Dans le cas où on utiliserait la fonction de transfert à deux pôles, le système serait encore stable avec une marge de phase  $\Phi_M \geq 45^\circ$  (voir exercice de fin de paragraphe). Et ceci serait vrai, quels que soient les montages rencontrés (avec  $\alpha$  et  $B$  réels).

### 5.3.1.2. Amplificateur inverseur

Ce montage, lui aussi étudié au chapitre 3, présente les atténuations suivantes :

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = -\alpha \cdot \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p) B} = -\alpha \frac{\frac{A_0}{1 + \tau_1 p}}{1 + \frac{A_0 B}{1 + \tau_1 p}}$$

soit

$$H(p) = -\frac{\alpha}{B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\tau_1}{A_0 B} p}$$

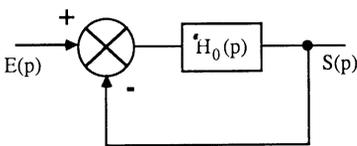
Cette fonction, de même forme que la précédente, permet des conclusions identiques. Toutefois, il est intéressant de constater que la bande passante n'est pas la même dans les deux cas, ceci, à cause de l'atténuation d'entrée de l'inverseur. Comparons le suiveur et l'inverseur présents sous forme de schémas fonctionnels (schéma-bloc) de la figure 5.25. Les fonctions de transfert associées sont :

— pour le suiveur

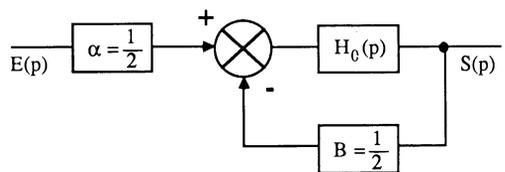
$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{p}{A_0 \omega_1}}$$

— pour l'inverseur

$$H(p) = -1 \cdot \frac{1}{1 + \frac{2p}{A_0 \omega_1}}$$



suiveur,  $\alpha = 1$  et  $B = 1$



inverseur,  $\alpha = \frac{1}{2}$  et  $B = \frac{1}{2}$

Figure 5.25.

La différence entre les deux cassures, de 1 octave, est facile à vérifier concrètement. Si  $f_1 = 10$  Hz et  $A_0 = 10^5$ , il vient :

- pour le suiveur, une bande passante de 1 MHz,
- pour l'inverseur, une bande passante de 500 kHz.

La figure 5.26 représente les réponses du suiveur  $H_1(p)$  et de l'inverseur  $H_2(p)$ . L'atténuation d'entrée de + 6 dB pour l'inverseur est compensée par

un gain en tension de valeur identique (gain de 2). C'est ce processus de compensation qui diminue la bande passante de l'ensemble par rapport au suiveur.

La différence de bande passante entre l'amplificateur non inverseur et l'amplificateur inverseur de gain statique identique diminue lorsque ce gain statique augmente.

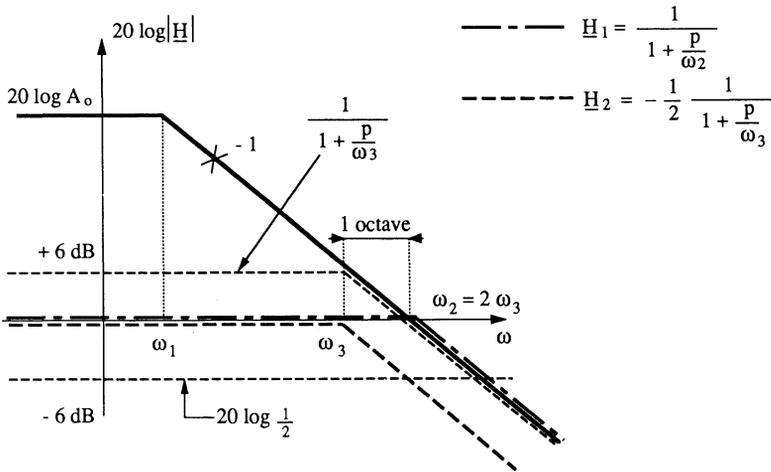


Figure 5.26.

**Conclusion.** Un amplificateur opérationnel de type I « entouré » de résistances est toujours stable si on ne tient pas compte des éléments capacitifs parasites.

### 5.3.2. MONTAGES OÙ $\alpha_i$ ET B SONT IMAGINAIRES

C'est le cas des montages utilisant des résistances et des condensateurs (intégrateurs, dérivateurs, filtres, correcteurs de bandes passantes...). Les inductances sont rarement utilisées. Comme on ne peut présenter tous les montages, c'est au travers de l'intégrateur et du dérivateur que l'on étudie les problèmes de bande passante, stabilité et compensation éventuelle.

#### 5.3.2.1. Intégrateur

**Réponse en fréquence.** Ce montage étudié au chapitre 3 est représenté sur la figure 5.27. Les atténuations sont

$$\alpha(p) = \frac{1}{1 + RCp} \quad \text{et} \quad B(p) = \frac{RCp}{1 + RCp}$$

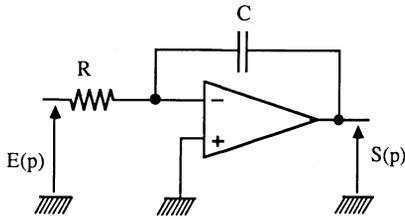


Figure 5.27.

La fonction de transfert de l'ensemble s'écrit

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = -\alpha(p) \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p) B(p)}$$

$$H(p) = -\frac{1}{1 + RCp} \cdot \frac{\frac{A_0}{1 + \tau_1 p}}{1 + \frac{A_0}{1 + \tau_1 p} \cdot \frac{RCp}{1 + RCp}}$$

Après réduction au même dénominateur  $(1 + \tau_1 p)(1 + RCp)$  et quelques simplifications, cette fonction devient

$$H(p) = -\frac{A_0}{1 + A_0 RCp + \tau_1 RCp^2}$$

Il est difficile, dans un premier temps, de la comparer à celle obtenue avec l'amplificateur opérationnel idéal

$$H'(p) = -\frac{1}{RCp}$$

C'est une fonction du second ordre identifiable à l'expression « universelle »

$$\frac{A_0}{1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \equiv \frac{A_0}{1 + A_0 RCp + \tau_1 RCp^2}$$

On en déduit la pulsation propre du système non amorti

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 RC}}$$

et le coefficient d'amortissement

$$z = \frac{A_0}{z} \sqrt{\frac{RC}{\tau_1}} \gg 1$$

Ce résultat avec  $z \gg 1$  nous indique que le système est toujours stable. Il nous faut représenter la réponse en fréquence de  $H(p)$  mais avant, nous devons discuter autour de la fonction du second ordre pour des valeurs de  $z$  très importantes. Nous avons vu, au chapitre 1, que dans ce cas, la fonction est décomposable en un produit de deux fonctions du premier ordre

$$\frac{1}{1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

Les pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont situées de part et d'autre de  $\omega_0$ . On peut établir un tableau des « distances » de  $\omega_1$  et  $\omega_2$  par rapport à  $\omega_0$  :

### 1 octave

$$\frac{1}{\left(1 + \frac{p}{2\omega_0}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_0/2}\right)} = \frac{1}{1 + 2,5 \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \rightarrow z = 1,25$$

### 1 décade

$$\frac{1}{\left(1 + \frac{p}{10\omega_0}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_0/10}\right)} = \frac{1}{1 + 10,1 \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \rightarrow z = 5,5,$$

### 2 décades

$$\frac{1}{\left(1 + \frac{p}{100\omega_0}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_0/100}\right)} = \frac{1}{1 + 100,01 \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \rightarrow z = 50,05$$

**3 décades**,  $z \simeq 500$ ,

**4 décades**,  $z = 5\,000$ .

Pour notre intégrateur, en prenant pour simplifier  $\tau_1 = RC$  et  $A_0 = 10^4$  (80 dB), nous avons

$$H(p) = \frac{10^4}{1 + 10^4 \cdot \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

Dans ces conditions  $\omega_0 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{RC} = 10$  rad/s et  $z = 5\,000$ . Les pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , distantes de 4 décades par rapport à  $\omega_0$ , sont représentées sur la figure 5.28. La réponse réelle est celle en « petits points », valable en intégrateur de  $10^{-3}$  rad/s à  $10^5$  rad/s ; la réponse idéale  $H'(p)$  est celle en pointillés.

**Etude de la stabilité par les diagrammes de Bode.** Nous venons de voir que, du fait d'une très forte valeur de  $z$ , le système était stable. Nous le vérifions

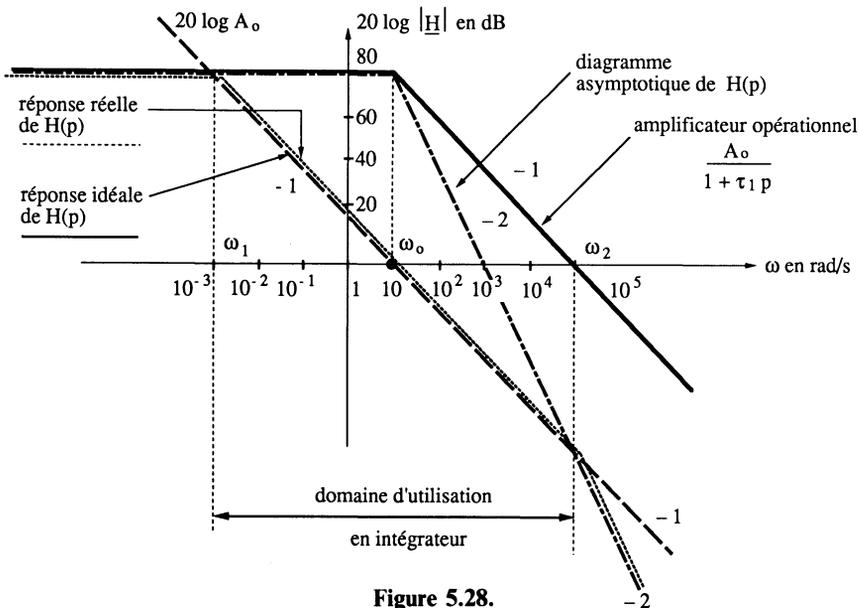


Figure 5.28.

graphiquement. La figure 5.29 représente les diagrammes asymptotiques de  $\underline{H}_0$ ,  $\underline{B}$ ,  $\underline{H}_0 \underline{B}$  et à titre indicatif  $\underline{H}$ . L'étude de la stabilité s'effectue à partir de  $\underline{H}_0 \underline{B}$ , réponse de la boucle. Celle-ci coupe l'axe des abscisses en deux

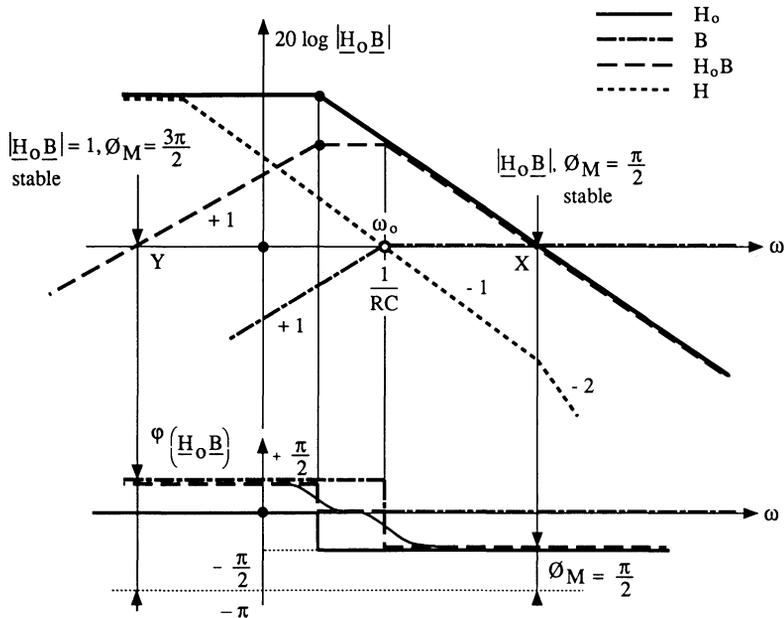


Figure 5.29.

endroits différents. Pour le point X, la marge de phase est égale à  $+\frac{\pi}{2}$  et pour le point Y, elle est égale à  $+\frac{3\pi}{2}$ . Ce dernier point peut être « douteux ».

Alors le doute est levé en traçant le lieu de Nyquist de la fonction  $\underline{H}_0 \underline{B}$ , représenté sur la figure 5.30. Le point  $(-1)$  étant toujours à gauche de ce lieu, le système est stable de par la règle du revers.

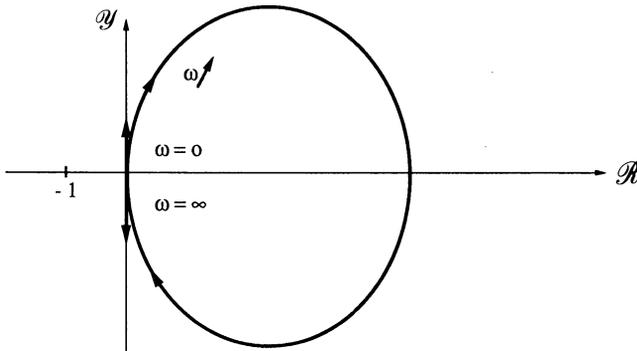


Figure 5.30.

### 5.3.2.2. Dérivateur

**Réponse en fréquence.** Ce montage étudié au chapitre 3 est représenté sur la figure 5.31. Les atténuations sont

$$\alpha(p) = \frac{RCp}{1 + RCp} \quad \text{et} \quad B(p) = \frac{1}{1 + RCp}$$

La fonction de transfert de l'ensemble s'écrit

$$H(p) = -\alpha(p) \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p) B(p)}$$

$$H(p) = -\frac{RCp}{1 + RCp} \cdot \frac{\frac{A_0}{1 + \tau_1 p}}{1 + \frac{A_0}{1 + \tau_1 p} \cdot \frac{1}{1 + RCp}}$$

Après réduction au même dénominateur  $(1 + RCp)(1 + \tau_1 p)$  et quelques simplifications, cette fonction devient

$$H(p) = -\frac{RCp}{1 + \frac{\tau_1 + RC}{A_0} p + \frac{\tau_1 RC}{A_0} p^2}$$

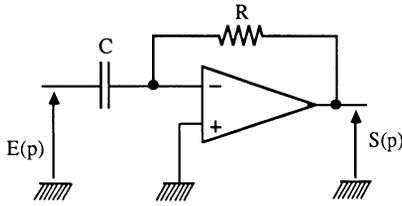


Figure 5.31.

Elle peut être comparée à la fonction de transfert idéalisée  $H'(p) = -RCp$  car le terme du second ordre est dû à la réponse décroissante de l'amplificateur opérationnel. Après identification avec la fonction du second ordre « universelle », on obtient :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_0}{\tau_1 RC}} \quad \text{et} \quad z = \sqrt{\frac{A_0}{\tau_1 RC}} \cdot \frac{\tau + RC}{2 A_0}$$

Pour des valeurs de  $RC$  proches de celles de  $\tau_1$ , le coefficient d'amortissement est bien inférieur à 0,5. Le système est oscillatoire. La figure 5.32 représente plusieurs réponses  $H_0(p)$  en fonction de  $RC$ . Lorsque cette valeur augmente, le coefficient  $z$  augmente aussi. C'est ainsi que les réponses 1, 2 et 3 présentent des dépassements alors que la réponse 4 est correcte. La valeur des dépassements est définie à partir du module de la fonction  $\underline{H}$  pour  $\omega = \omega_0$ . Ce module vaut

$$|\underline{H}| = \frac{RC}{\tau + RC} A_0 \quad (\omega = \omega_0)$$

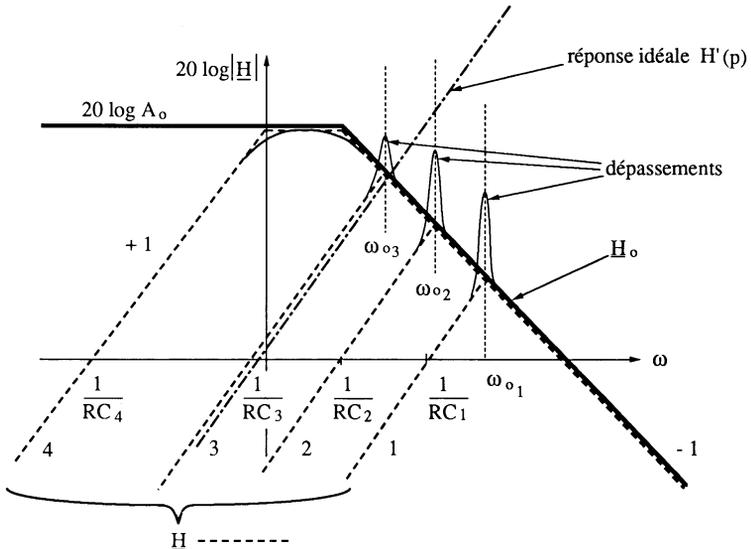


Figure 5.32.

Lorsque  $RC \gg \tau$ ,  $|\underline{H}| \simeq A_0$  et en sens inverse  $RC \ll \tau$ ,  $|\underline{H}| \simeq \frac{RC}{\tau} A_0$ .

La réponse idéalisée  $H(p)$  correspond à la partie croissante de la fonction  $H(p)$  (pente de + 20 dB décade).

**Étude de la stabilité par les diagrammes de Bode.** La représentation de  $\underline{H_0 B}$  nécessaire à l'étude de la stabilité est située sur les diagrammes de la figure 5.33. On voit que, pour la pulsation de coupure  $\omega_0$  de  $\underline{H_0 B}$  avec l'axe des abscisses ( $|\underline{H_0 B}| = 1$ ), la phase est voisine de  $-\pi$ . La marge de phase

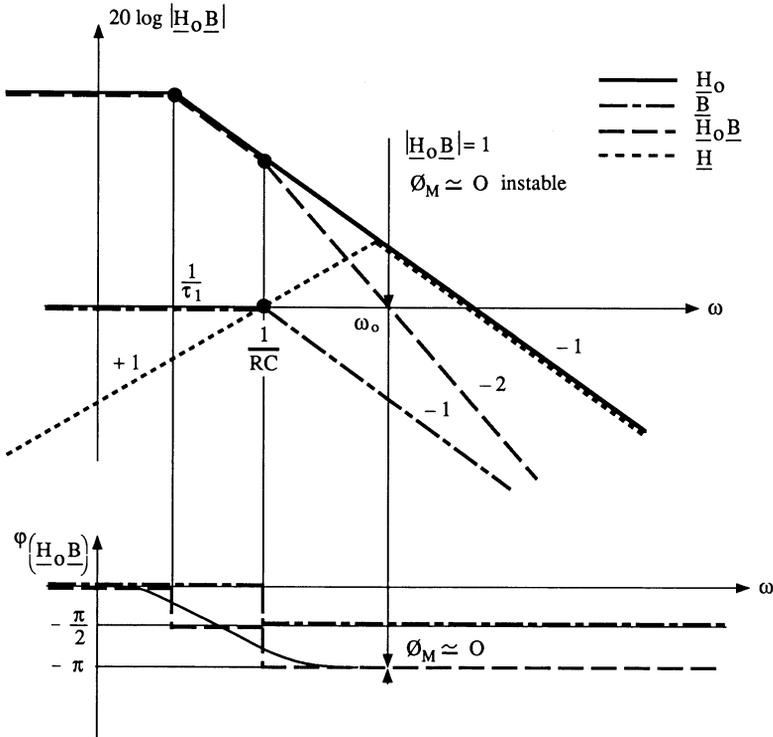


Figure 5.33.

$\Phi_M$ , proche de zéro, indique que le système est oscillatoire et que la pulsation d'oscillation vaut  $\omega_{os} = \omega_0 = \sqrt{\frac{A_0}{\tau RC}}$ , pulsation propre de la fonction du second ordre précédente.

**Compensation du dérivateur.** Elle s'effectue en connectant en série avec le condensateur C une résistance R' de valeur faible par rapport à R (figure

5.34). Dans certains cas, la résistance interne du générateur d'attaque suffit pour rendre utilisable le montage. Les atténuations d'entrée et de sortie sont

$$\alpha(p) = \frac{RCp}{1 + (R + R') Cp} \quad \text{et} \quad B(p) = \frac{1 + R' Cp}{1 + (R + R') Cp}$$

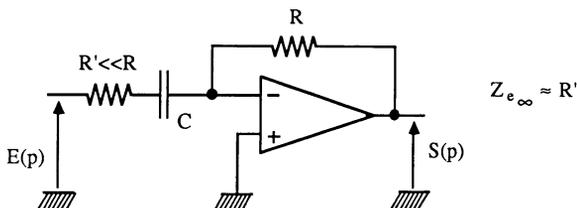


Figure 5.34.

La représentation de  $\underline{H}_0$ ,  $\underline{B}$ ,  $\underline{H}_0 \underline{B}$  et  $\underline{H}$  est située sur la figure 5.35. Pour  $|\underline{H}_0 \underline{B}| = 1$  (coupure avec l'axe des abscisses), la marge de phase est voisine de  $90^\circ$ . Le système est rendu stable sans que la bande passante en dérivateur ne soit trop affectée. La réponse idéalisée est

$$H'(p) = - \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = - \frac{\alpha(p)}{B(p)} = - \frac{RCp}{1 + R' Cp}$$

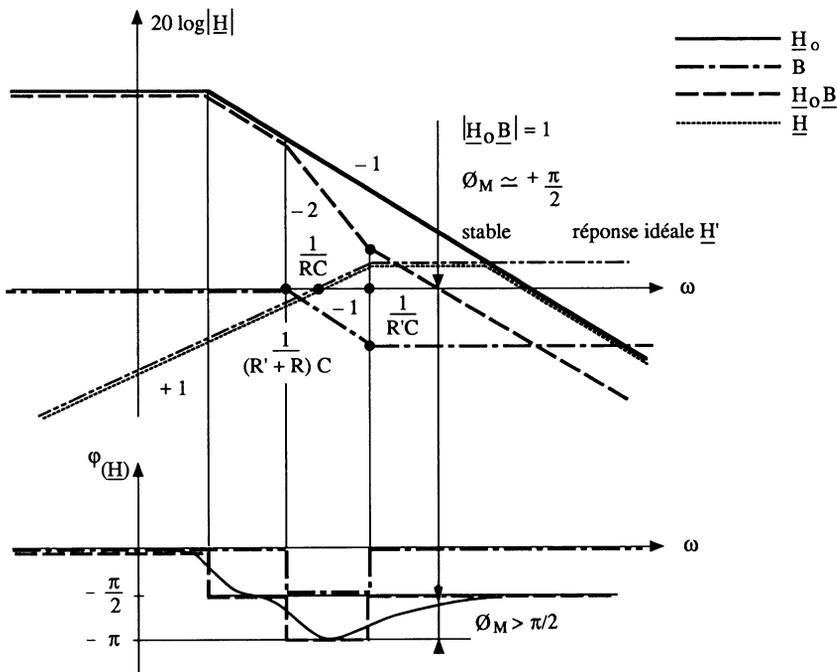
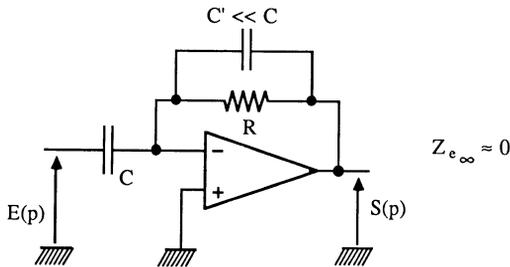


Figure 5.35.

**Remarques**

— On peut compenser le montage dérivateur en connectant une capacité aux bornes de la résistance  $R$  (figure 5.36). Dans ces conditions l'atténuation de retour  $B(p)$  s'écrit

$$B(p) = \frac{1 + RC' p}{1 + R(C + C') p}$$

**Figure 5.36.**

Elle est de forme identique à celle de la figure 5.34 donc de même efficacité. Elle n'est pas utilisée car l'impédance d'entrée du montage  $Z_e$  est nulle aux fréquences infinies alors qu'elle vaut  $R'$  dans le montage précédent.

— Le montage dérivateur présente une fonction idéalisée  $-RCp$ . Le gain en tension tend vers l'infini pour les fréquences infinies. En réalité la pente de  $+20$  dB par décade se transforme instantanément en  $-20$  dB par décade à cause de la réponse de l'amplificateur opérationnel. C'est ce qui traduit la fonction du second ordre au dénominateur de la réponse réelle et la faible valeur du coefficient d'amortissement. **Il en est ainsi pour tous les montages présentant, dans le cas idéal, un gain infini pour les fréquences infinies**

(fonctions  $RCp$ ,  $1 + RCp$ ,  $-\frac{R_2}{R_1}(1 + R_1Cp)$ ,...). Compenser ces fonctions revient à connecter en série avec la capacité « fautive » une résistance  $R'$  de faible valeur (voir exercice de fin de paragraphe).

**5.3.3. INFLUENCE DES CHARGES CAPACITIVES**

Tout montage électronique asservi, chargé par une capacité  $C$ , peut être oscillatoire. Le montage de la figure 5.37 représente un réseau RC comme charge. Si on étudie directement la stabilité à partir de la fonction de transfert du premier ordre, la marge de phase  $\Phi_M$  est  $\geq 45^\circ$ . Le système est

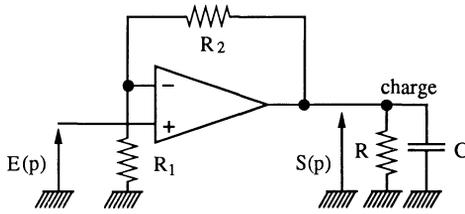


Figure 5.37.

donc stable. Mais n'oublions surtout pas que la fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel définie par

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{1 + \tau_1 p} = \frac{S_0(p)}{\varepsilon(p)}$$

n'est autre que la fonction de transfert à vide. Dès qu'une charge est connectée en sortie, celle-ci vient perturber le circuit à cause de l'influence de la résistance interne  $r_s$  du composant. La figure 5.38 représente cet état de fait et la fonction de transfert de la chaîne directe devient

$$H'_0(p) = H_0(p) \cdot H'(p) = H_0(p) \cdot \frac{S(p)}{S_0(p)}$$

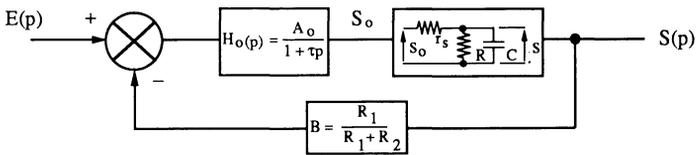


Figure 5.38.

Cette fonction  $H'(p)$  représente un diviseur de tension et son expression est

$$H'(p) = \frac{\frac{R}{1 + RCp}}{r_s + \frac{R}{1 + RCp}} = \frac{R}{R + r_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R r_s}{R + r_s} Cp}$$

Comme,  $r_s \ll R$ , il vient

$$H'(p) \simeq \frac{1}{1 + r_s Cp}$$

L'étude de la stabilité est établie à partir du tracé de la fonction de transfert de la nouvelle boucle  $\underline{H}_0 \cdot \underline{B} \cdot \underline{H}'$  représentée sur la figure 5.39 par des pointillés. Les pulsations de cassure  $\omega'$  apportées par ce réseau perturbateur de sortie ( $\omega' = \frac{1}{r_s C}$ ), varient en fonction de la valeur de C. A titre d'exemple, on voit que pour  $\omega'_1$ , la seconde cassure de la boucle  $\underline{H}_0 \cdot \underline{B} \cdot \underline{H}'$  est située

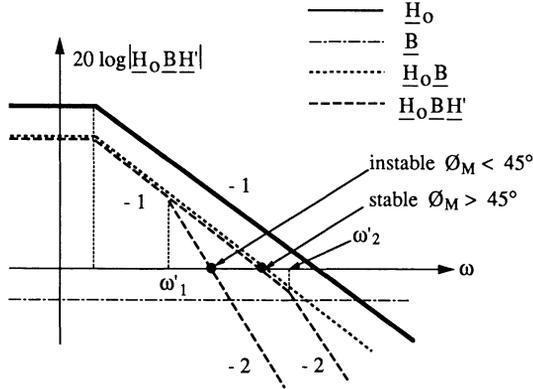


Figure 5.39.

au-dessus de 0 dB. La marge de phase, non représentée, est inférieure à  $45^\circ$  (à une pente de  $-40$  dB par décade correspond une phase asymptotique de  $-\pi$ ). Pour  $\omega'_2$ , la cassure est en dessous de 0 dB ; la marge de phase est supérieure à  $45^\circ$ . Ainsi il existe une pulsation  $\omega'$  (donc une capacité C) telle que le système soit tout juste acceptable, comprise entre  $\omega'_1$  (régime oscillatoire) et  $\omega'_2$  (régime utilisable). Cette pulsation doit correspondre au positionnement de la deuxième cassure de  $\underline{H}_0 \cdot \underline{B} \cdot \underline{H}'$  sur l'axe des abscisses ( $|\underline{H}_0 \underline{B} \underline{H}'| = 1, \Phi_M = 45^\circ$ ).

### Remarques

- La valeur de la capacité de charge C d'un amplificateur opérationnel est, dans certains cas, indiquée sur les caractéristiques des fabricants.
- La valeur limite de C dépend de l'atténuation de retour B, donc du gain en tension du montage (voir exercice en fin de paragraphe).
- La résistance de charge R n'intervient pratiquement pas.
- Le slew rate est modifié par une charge capacitive ainsi que l'indique la figure 5.40. L'amplificateur opérationnel OP 50 voit son slew rate diminuer à partir d'une charge de 10 nF pour un gain en tension de 10.

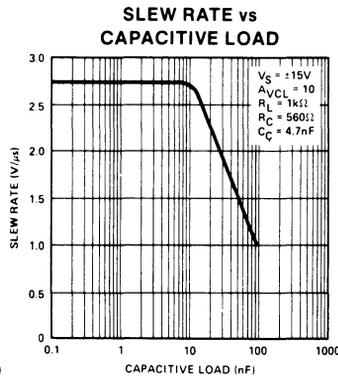


Figure 5.40 (Document PMI).

OP 50

### 5.3.4. INFLUENCE DES CAPACITÉS PARASITES

De nombreux montages à amplificateurs opérationnels de type I, rapides, sans charges capacitives, oscillent. Cette instabilité est due à trois causes :

- mauvais découplage d'alimentation,
- mauvaise répartition des masses et mauvais câblage,
- influence des capacités parasites dont la valeur est de quelques picofarads.

#### 5.3.4.1. Montage amplificateur inverseur

**Présentation de l'instabilité.** Le schéma de l'amplificateur inverseur est indiqué sur la figure 5.41. La capacité  $C$  représente la valeur totale des capacités parasites de l'entrée (-) par rapport à la masse. Le réseau de retour  $B(p)$ , pour  $E(p) = 0$  s'écrit

$$B(p) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C p}$$

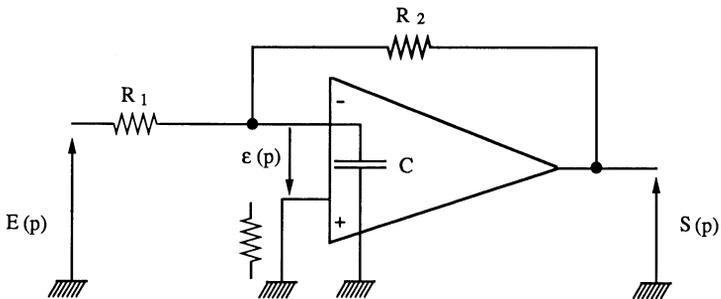


Figure 5.41.

A partir du schéma fonctionnel de la figure 5.42, on représente le diagramme de Bode de la boucle  $|\underline{H}_0 \underline{B}|$  sur la figure 5.43. La deuxième cassure étant située au-dessus de l'axe des abscisses, pour  $|\underline{H}_0 \underline{B}| = 1$  la marge de phase  $\Phi_M$  est inférieure à  $45^\circ$  et peut être nulle. Le système est oscillatoire.

Ce phénomène est fréquent dans le cas de l'utilisation des amplificateurs opérationnels rapides ou à transistors à effet de champ d'entrée.

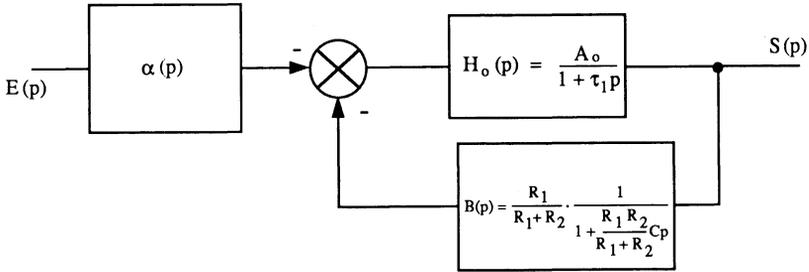


Figure 5.42.

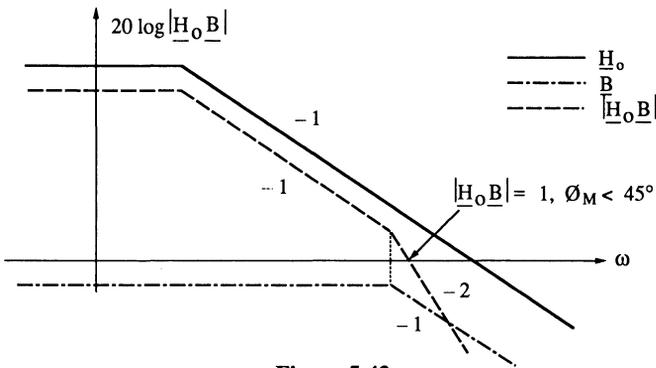


Figure 5.43.

**Compensation du montage.** Une solution consisterait à déplacer la deuxième fréquence de cassure parasite vers la droite en diminuant la valeur des résistances. Toutefois ces dernières peuvent être définies à partir d'autres critères technologiques. Alors, en pratique, on connecte un condensateur  $C'$  aux bornes de la résistance de retour (figure 5.44). On s'arrange pour que les

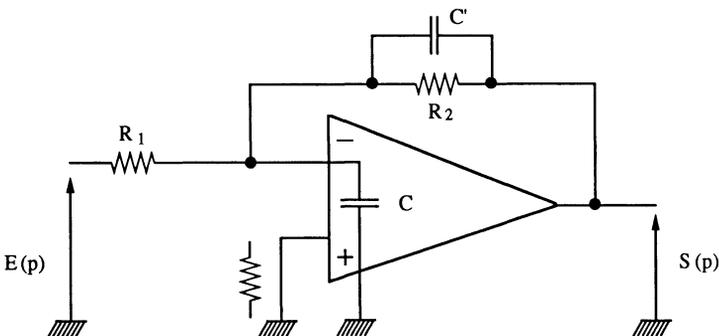


Figure 5.44.

deux diviseurs, résistif et capacitif, présentent la même atténuation (principe de la sonde atténuatrice d'oscilloscope).

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{C'}{C + C'}$$

alors  $R_1 C = R_2 C'$  et  $B(p) = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

La représentation de Bode de cette nouvelle valeur de  $\underline{B}$  ainsi que celle de la boucle  $\underline{H}_0 \cdot \underline{B}$  est située sur la figure 5.45. Pour  $|\underline{H}_0 \underline{B}| = 1$ , la marge de phase  $\Phi_M$  est supérieure à  $45^\circ$ . Comme on ne connaît pas avec exactitude la valeur de la capacité parasite, on connecte une capacité de compensation  $C'$  de valeur approximative. Si  $C'$  est trop importante, le montage est stabilisé ; la bande passante du montage s'en trouve réduite.

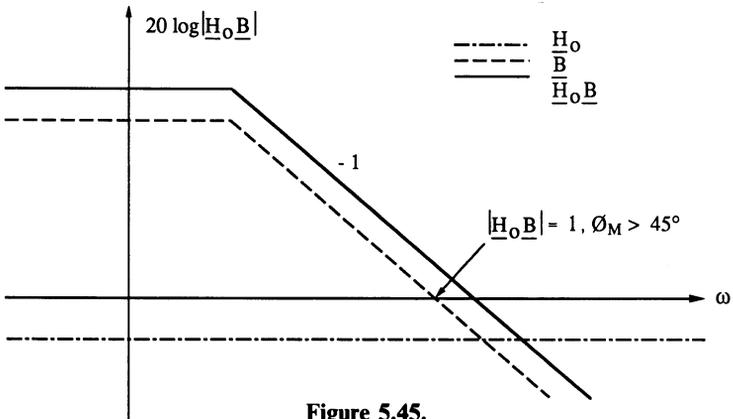


Figure 5.45.

### 5.3.4.2. Montage amplificateur non inverseur

Ce montage, représenté sur la figure 5.46, présente les mêmes « symptômes » que le montage précédent. La capacité  $C$  regroupe les éléments parasites de l'amplificateur opérationnel. Le montage peut être oscillatoire. Il est compensé en connectant une capacité  $C'$  aux bornes de  $R_1$  suivant les mêmes critères que précédemment.

#### Remarques

— Les capacités parasites de câblage (circuit imprimé...) viennent renforcer les éléments parasites du circuit intégré.

— Si on effectue une mesure sur l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel, il faut bien vérifier que cette opération ne rend pas instable le montage par l'influence de la capacité d'entrée de la sonde de mesure (visualisation simultanée de la sortie).

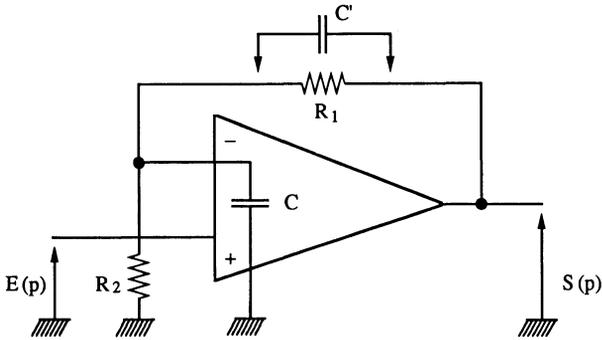


Figure 5.46.

### 5.3.5. EXERCICES

**Exercice 1.** Un amplificateur opérationnel du type 1 (par exemple le 741) présente un gain statique de 100 dB et une fréquence de transition  $f_T$  (ou fréquence pour le gain unité) de 1 MHz. A cette fréquence correspond aussi la deuxième cassure.

— Déterminer sa fonction de transfert à deux pôles

$$\frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = H_0(p)$$

— Définir la fonction de transfert d'un amplificateur suiveur et donner la valeur du coefficient d'amortissement  $z$

— On applique à ce montage un échelon de tension de 100 mV tel que le slew rate n'intervienne pas. Donner la valeur du dépassement.

#### Solution

La fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel de type I, seul, est

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

A partir des données, on obtient :

- $20 \log A_0 = 100 \text{ dB}$  soit  $A_0 = 10^5$ ,
- $1 \times f_T = A_0 f_1$  (produit gain-bande passante),

$$f_1 = 10 \text{ Hz}, \omega_1 = 62,8 \text{ rad/s}$$

•  $\omega_2 = \omega_T = 6,28 \cdot 10^6$  rad/s.

Ainsi

$$H_0(p) = \frac{10^5}{\left(1 + \frac{p}{62,8}\right) \left(1 + \frac{p}{6,28 \cdot 10^6}\right)}$$

La fonction de transfert en suiveur s'écrit

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p)}$$

$$H(p) = \frac{\frac{A_0}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}}{1 + \frac{A_0}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \tau_1 = \frac{1}{\omega_1} \\ \tau_2 = \frac{1}{\omega_2} \end{cases}$$

soit après simplification

$$H(p) \simeq \frac{1}{1 + \frac{\tau_1}{A_0} p + \frac{\tau_1 \tau_2}{A_0} p^2}$$

La pulsation propre  $\omega_0$  du montage est

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_0}{\tau_1 \tau_2}} = 6,28 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \quad \text{soit} \quad f_0 = 1 \text{ MHz}$$

et le coefficient d'amortissement

$$z = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{\tau_1}{A_0} = 0,5$$

A cette valeur  $z = 0,5$ , est associée une marge de phase de  $45^\circ$  et un dépassement de 20 %. Ainsi, à un échelon d'entrée de 100 mV correspond un échelon de sortie de valeur identique et présentant un dépassement de 20 mV au-dessus de la valeur permanente.

**Exercice 2.** Un amplificateur opérationnel de type I défini par sa fonction de transfert à un pôle

$$H_0(p) = \frac{10^5}{1 + \frac{p}{100}}$$

est utilisé dans le montage de la figure 5.47.

- Déterminer la stabilité par le diagramme de Bode de la boucle.
- Sollicitée par un échelon d'entrée de faible amplitude, la sortie est oscillatoire amortie, quelle est la fréquence d'oscillation ?
- Aurait-on pu prévoir l'instabilité au vu de la fonction de transfert du système idéalisé ?

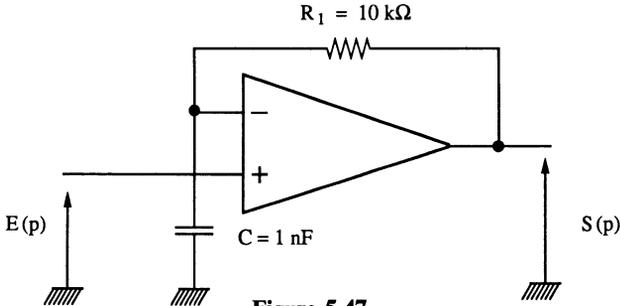


Figure 5.47.

**Solution**

La fonction de transfert du retour  $B(p)$  s'écrit

$$B(p) = \frac{1}{1 + RCp} = \frac{1}{1 + 10^{-5} p}$$

Sa pulsation de cassure correspond à  $\omega_c = \frac{1}{\tau} = 10^5 \text{ rad/s}$ . La représentation de  $\underline{H}_0$ ,  $\underline{B}$  et  $\underline{H}_0 \underline{B}$  est située sur la figure 5.48. Pour  $|\underline{H}_0 \underline{B}| = 1$ , la marge de phase  $\Phi_M$  se situe autour de zéro, car la coupure avec l'axe des abscisses s'effectue avec une pente de  $-40 \text{ dB}$  par décade. Le montage est oscillatoire.

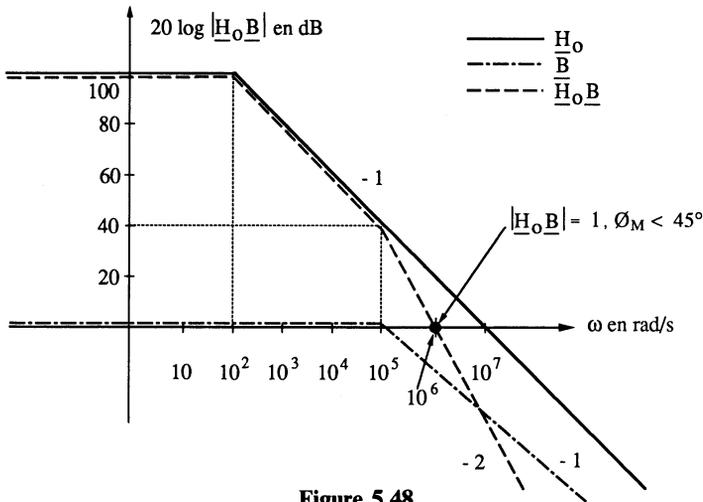


Figure 5.48.

La fréquence d'oscillation est celle pour laquelle

$$|\underline{H}_0 \underline{B}| = 1$$

ce qui donne

$$\omega_{os} = 10^6 \text{ rad/s} \quad \text{soit} \quad f_{os} = 160 \text{ kHz.}$$

La fonction de transfert pour un amplificateur opérationnel idéal est obtenue à partir des relations

$$E_+(p) = E(p)$$

$$E_-(p) = \frac{1}{1 + RCp} S(p)$$

Comme  $E_-(p) \simeq E_+(p)$ , il vient

$$H(p)_{\text{idéal}} = \frac{S(p)}{E(p)} = 1 + RCp$$

Cette fonction présente un gain infini aux fréquences infinies ce qui est, bien sûr, impossible et rend le montage oscillatoire.

**Exercice 3.** Un amplificateur opérationnel de type I est chargé par une résistance  $R = 20 \text{ k}\Omega$  et une capacité  $C = 0,8 \text{ }\mu\text{F}$  (figure 5.49). Sachant que sa fonction de transfert est

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0}{1 + \tau_1 p} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} A_0 = 10^5 \\ f = \frac{1}{2\pi\tau_1} = 10 \text{ Hz,} \end{cases}$$

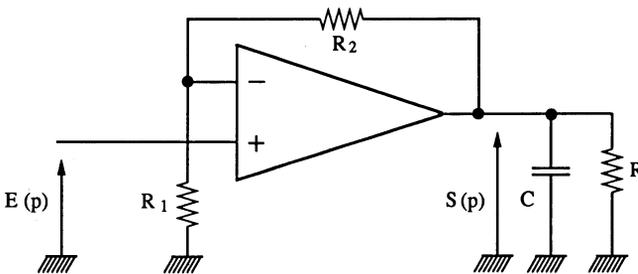


Figure 5.49.

que sa résistance de sortie  $r_s$  vaut  $200 \text{ }\Omega$  et que  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 90 \text{ k}\Omega$ ,

- déterminer le schéma-bloc du système,
- déterminer la stabilité par les tracés de Bode,
- quelle est la fréquence d'oscillation ?
- quelle doit être la valeur minimale de la capacité  $C$  rendant utilisable le montage ?

**Solution**

Le schéma-bloc de l'ensemble est représenté par la figure 5.50. Les différentes fonctions de transfert sont

$$H_0(p) = \frac{10^5}{1 + 0,016 p} \quad , \quad B(p) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{10}$$

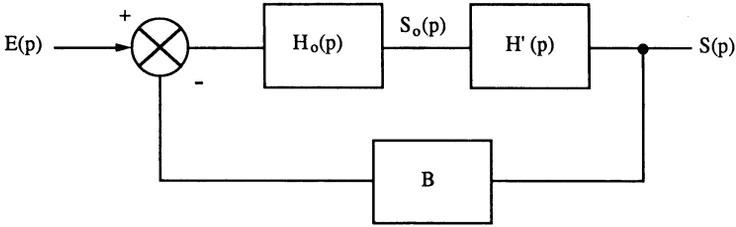


Figure 5.50.

et 
$$H'(p) = \frac{S(p)}{S_o(p)} \approx \frac{1}{1 + r_s C p} = \frac{1}{1 + 1,6 \cdot 10^{-4} p}$$

La constante de temps du réseau  $H'$  est  $r_s C$  car la résistance équivalente de  $R$  en parallèle avec  $R_1 + R_2$  est d'influence négligeable par rapport à  $r_s$ . La fréquence de cassure  $\frac{1}{2 \pi r_s C}$  est de 1 000 Hz.

La représentation des diagrammes de Bode de la boucle située sur la figure 5.51, indique que le système est oscillatoire ( $|\underline{H_o} \underline{B} \underline{H}'| = 1, \Phi_M < 45^\circ$ ).

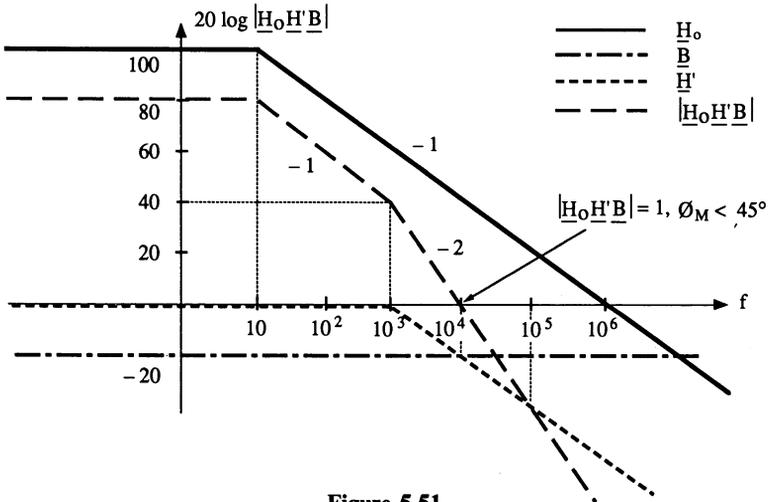


Figure 5.51.

La fréquence d'oscillation correspond à la fréquence de coupure de  $\underline{H_o} \underline{B} \underline{H}'$  avec l'axe des abscisses. Nous avons  $f_{os} = 10 \text{ kHz}$ . Pour que le système fonctionne correctement, il faut que la deuxième cassure de  $\underline{H_o} \underline{B} \underline{H}'$  soit située sur l'axe des abscisses ou en dessous de cet axe. Ceci correspond à une fréquence de  $10^5 \text{ Hz}$  soit

$$\frac{1}{2 \pi r_s C} \geq 10^5 \quad \text{et} \quad C \leq 8 \text{ nF}$$

**Exercice 4.** On considère le montage précédent avec une capacité  $C = 8 \text{ nF}$ . Déterminer la marge de phase puis la marge de gain  $\Phi_M$ , en prenant la fonction de transfert à deux pôles correspondant aux fréquences de cassure  $f_1 = 10 \text{ Hz}$  et  $f_2 = 1 \text{ MHz}$ .

**Solution**

La représentation de Bode de la nouvelle fonction  $\underline{H}_0$  puis celle de la boucle  $\underline{H}_0 \cdot \underline{B} \cdot \underline{H}'$  se situe sur la figure 5.52. En première approximation, pour  $|\underline{H}_0 \cdot \underline{B} \cdot \underline{H}'| = 1$ , la marge de phase  $\Phi_M$  est légèrement inférieure à  $45^\circ$  et pour  $\varphi_{\underline{H}_0 \underline{B} \underline{H}'} = -\pi$ , la marge de gain  $G_M$  est voisine de  $-10 \text{ dB}$ . Dans ces

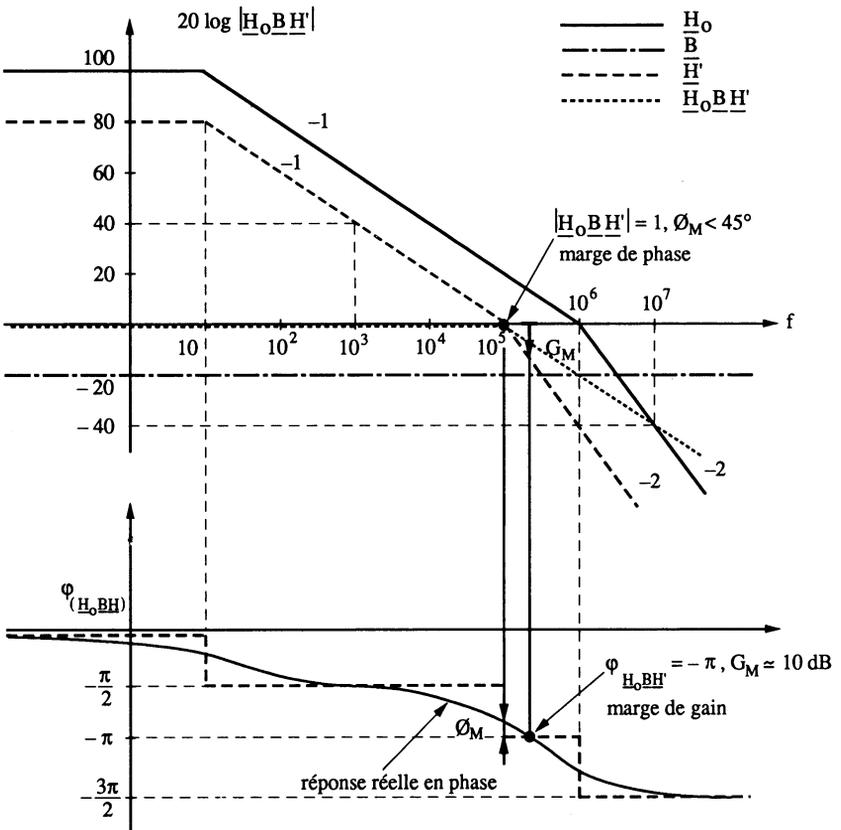


Figure 5.52.

conditions, le montage fonctionne encore correctement. Une détermination plus rigoureuse de  $\Phi_M$  et  $G_M$  imposerait un tracé sur papier semi-logarithmique avec les valeurs des écarts aux diagrammes asymptotiques présentées au chapitre 1.

## 5.4. RÉPONSE EN FRÉQUENCE, STABILITÉ ET COMPENSATION DES MONTAGES A AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS DE TYPE II

### 5.4.1. MONTAGES OÙ $\alpha_i$ ET B SONT RÉELS

Ce sont les montages amplificateurs, additionneurs, soustracteurs... n'utilisant que des résistances autour de l'amplificateur opérationnel.

#### 5.4.1.1. Fonction de transfert

A partir de la fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel à deux pôles

$$\frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = H_0(p) = \frac{A_0}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}$$

nous obtenons, pour un montage à une seule entrée

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \alpha \cdot \frac{\frac{A_0}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}}{1 + \frac{A_0 B}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}}$$

Soit, après réduction et simplification

$$H(p) = \frac{\alpha}{B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\tau_1 + \tau_2}{A_0 B} p + \frac{\tau_1 \tau_2}{A_0 B} p^2}$$

Cette fonction, identifiable à celle du second ordre, fournit

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_0 B}{\tau_1 \tau_2}} \quad \text{et} \quad z = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{A_0 B}}$$

Nous allons, à partir d'une application numérique, déterminer la réponse en fréquence et la limite d'utilisation pour différents gains statiques en boucle



$$\omega_{02} = \sqrt{\frac{10^4}{10^{-2} \cdot 10^{-6}}} = 10^6 \text{ rad/s}$$

et

$$z_2 = \frac{10^{-6} + 10^{-2}}{2 \sqrt{10^{-6} \cdot 10^{-2}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{10^4}} = 0,5$$

C'est tout juste la limite acceptable avec dépassement de 20 % de la sortie « permanente » en régime impulsionnel.

Pour un gain  $\frac{\alpha}{B} = 100$  ( $\alpha = 1$  et  $B = \frac{1}{100}$ ), nous avons

$$\omega_{03} = \sqrt{\frac{10^3}{10^{-2} \cdot 10^{-6}}} = 3,16 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$$

et

$$z_3 = \frac{10^{-6} + 10^{-2}}{2 \sqrt{10^{-6} \cdot 10^{-2}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{10^3}} = 1,6$$

Le montage n'est plus du tout oscillatoire.

### Remarques

— Un amplificateur opérationnel de type II est stable lorsque le gain en tension statique en boucle fermée est égal ou supérieur au module de la deuxième cassure en boucle ouverte. Dans notre cas, la deuxième cassure étant située à + 20 dB, le montage est stable à partir de cette valeur (gain de 10).

— Lorsque les constructeurs fournissent la valeur du produit gain-bande passante, c'est toujours pour un montage stable (à partir de  $A_v$  donné). Dans notre cas, le produit gain-bande passante est de 10 MHz à partir de  $A_v = 10$ .

— Les fonctions de transfert, en boucle fermée, étant au minimum du second ordre, il est souhaitable de revoir les propriétés de la fonction du second ordre de base présentée au premier chapitre.

#### 5.4.1.2. Tracé de Bode de la boucle $\underline{H}_0 \underline{B}$ (figure 5.54)

A partir des valeurs numériques de l'exemple précédent nous représentons le module puis l'argument des fonctions  $\underline{H}_0 \underline{B}$  pour  $B = 1$ ,  $B = \frac{1}{10}$  puis

$$B = \frac{1}{100}.$$

Pour  $B = 1$ , cas du suiveur, la marge de phase  $\Phi_M$  est inférieure à 45° (système oscillatoire), tracé en pointillés.

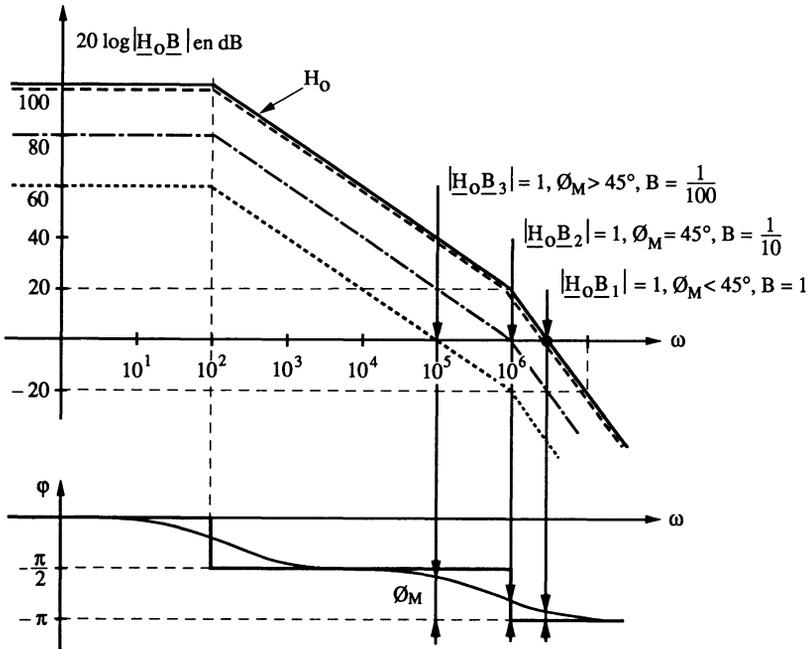


Figure 5.54.

Pour  $B = \frac{1}{10}$ , cas de l'amplificateur de gain 10,  $\Phi_M = 45^\circ$  (système juste utilisable), tracé en traits mixtes.

Pour  $B = \frac{1}{100}$ , cas de l'amplificateur de gain 100,  $\Phi_M > 45^\circ$  (système utilisable), tracé en « petits points ».

Nous retrouvons les mêmes conclusions que précédemment.

### Remarques

— Le tracé des diagrammes de Bode de la boucle ne fournit aucun renseignement sur la bande passante du système.

— Pour des gains statiques en boucle fermée, faibles, il faudrait représenter la fonction  $H_0(p)$  à trois pôles. On trouverait, en effet, une marge de phase inférieure à celle définie précédemment.

— Certains amplificateurs opérationnels présentent aux hautes fréquences (vers 0 dB du module) des variations de phase assez curieuses, fournies par les constructeurs. Il faut alors utiliser celles-ci et définir la marge de la phase  $\Phi_M$  et la marge de gain  $G_M$ .

### 5.4.2. MONTAGES OÙ $\alpha_i$ ET B SONT IMAGINAIRES

Comme pour les amplificateurs opérationnels de type I, nous pouvons étudier la stabilité de l'intégrateur et du dérivateur. Ce dernier, étant instable dans le cas précédent, est forcément instable avec les amplificateurs de type II.

#### 5.4.2.1. Intégrateur

L'étude de la stabilité est effectuée à partir des diagrammes de Bode de la boucle  $\underline{H}_0 \underline{B}$  représentés sur la figure 5.55. Pour  $|\underline{H}_0 \underline{B}| = 1$ , la marge de phase est voisine de zéro. Théoriquement le système est oscillatoire amorti. La marge de phase serait nulle ou négative avec une réponse de  $H_0(p)$  à trois pôles.

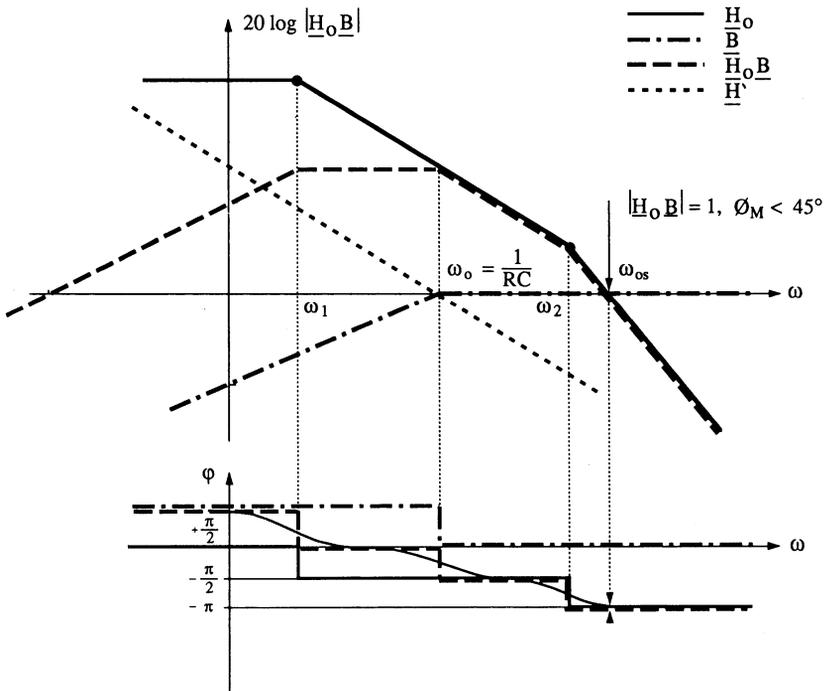


Figure 5.55.

### 5.4.2.2. Dérivateur

La figure 5.56 représente la réponse de la boucle  $\underline{H}_0 \underline{B}$  du dérivateur. Pour  $|\underline{H}_0 \underline{B}| = 1$ , la marge de phase est négative (avec  $\underline{H}_0(p)$  à deux pôles). Le système est complètement oscillatoire et la tension de sortie est une sinusoïde tronquée à la valeur des alimentations, de fréquence  $f_{0s}$ .

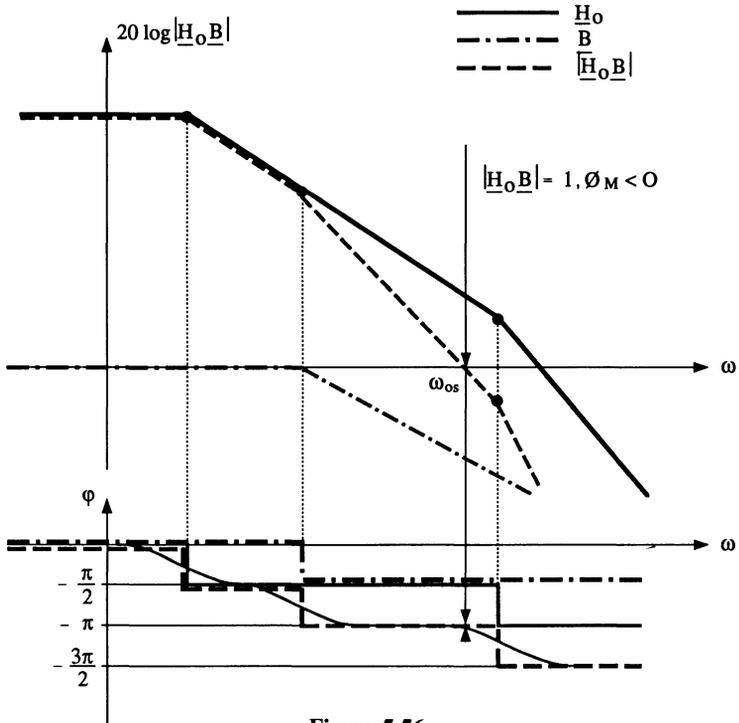


Figure 5.56.

### 5.4.3. COMPENSATION DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS DE TYPE II

Les amplificateurs opérationnels de type II sont très souvent oscillatoires. Les compensations sont de deux types :

— **Compensations internes.** Préconisées par les constructeurs sur les caractéristiques, elles agissent de manière à déplacer une ou deux fréquences de cassure. Plusieurs solutions sont proposées. Leur choix dépend du montage

et de la modification des caractéristiques du composant (slew rate, diminution du gain de boucle, bande passante...).

Les amplificateurs de la première génération utilisent plusieurs réseaux de compensation (LM 709...) alors que les plus récents ont leur compensation intégrée (OP 37, HA 2539...).

— **Compensations externes.** On rencontre le réseau de compensation à retard de phase qui modifie la fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel ainsi que les éléments de compensation vus dans le paragraphe 5.3 concernant l'influence des capacités parasites.

#### 5.4.3.1. Compensation interne « un pôle » (*single pole*)

La figure 5.57 indique cette compensation. Elle consiste à connecter un condensateur  $C_1$  entre base et collecteur de l'émetteur commun intermédiaire (effet Miller). Ceci a pour influence de déplacer la première pulsation de cassure  $\omega_1$  vers la gauche (figure 5.58). Comme  $\omega_2$  ne change pas, la deuxième

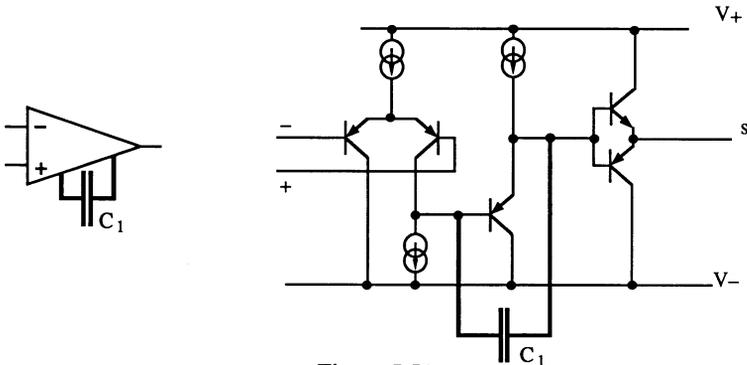


Figure 5.57.

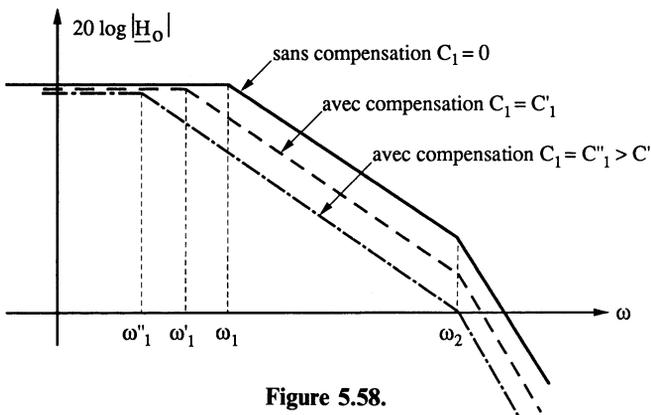


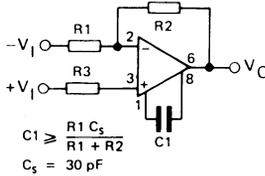
Figure 5.58.

cassure de  $\underline{H}_0$  se translate verticalement vers l'axe des abscisses. La valeur de cette translation, donc de  $C_1$ , dépend du coefficient  $B$  de retour. Ainsi, pour un montage suiveur où  $B = 1$ ,  $\omega_1$  doit se traduire vers  $\omega_1''$ . Pour un amplificateur de gain  $+ 2$ , ( $B = \frac{1}{2}$  soit  $- 6$  dB), il suffit que la seconde cassure de  $\underline{H}_0$  soit au-dessus de l'axe des abscisses d'une valeur de  $+ 6$  dB. Alors  $\omega_1' = 2 \omega_1''$  (un octave) et  $C_1' = C_1''/2$ .

La figure 5.59 représente la « correction un pôle » pour le circuit LM 101-301. La valeur capacitive maximale est 30 pF. La caractéristique donne

$$C_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot C_s = BC_s$$

COMPENSATION A UN POLE  
SINGLE POLE COMPENSATION

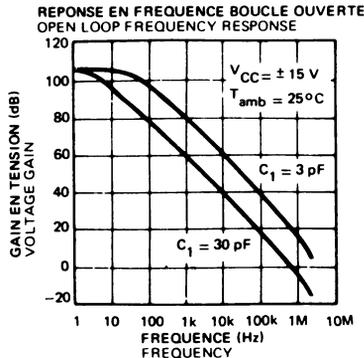


LM 101-301

Figure 5.59 (Document Thomson).

Les réponses en fréquence, en fonction de  $C_1$  sont fournies sur la figure 5.60. Le gros inconvénient de cette compensation est la diminution du slew rate. Ceci se traduit par une bande passante aux grands signaux, réduite. La

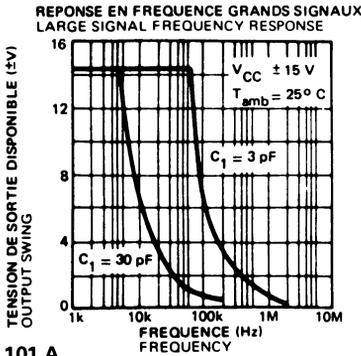
COMPENSATION A UN POLE  
STANDARD COMPENSATION



LM 101-301

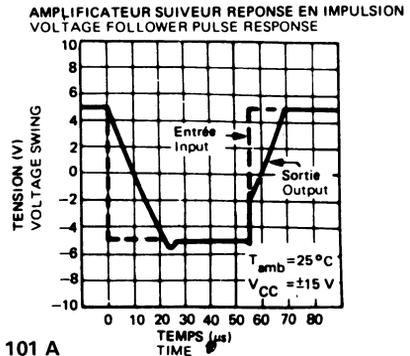
Figure 5.60 (Document Thomson).

figure 5.61 représente la valeur de la tension de sortie disponible sans déformation, en régime sinusoïdal, en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs de  $C_1$  (entre 30 pF et 3 pF minimum). La figure 5.62 représente la réponse impulsionnelle du suiveur avec  $C_1 = 30$  pF. La différence des pentes est due à la capacité parasite du générateur de courant du premier étage (voir paragraphe 4.3.2.).



LM 101 A

Figure 5.61 (Document Thomson).



LM 101 A

Figure 5.62 (Document Thomson).

### Remarques

— Dans la plupart des amplificateurs opérationnels dits « inconditionnellement » stables, la capacité  $C_1$  est intégrée (le UA 741 possède cette capacité de 30 pF intégrée sur le tiers de la surface de la puce).

— Cette compensation diminue le gain de boucle aux basses fréquences, ce qui a pour effet d'augmenter les erreurs.

— On trouve un effet de compensation sensiblement identique lorsque  $C_1$  est connectée entre la base de l'émetteur commun et la sortie générale, à cause du gain unité du push-pull (figure 5.63).

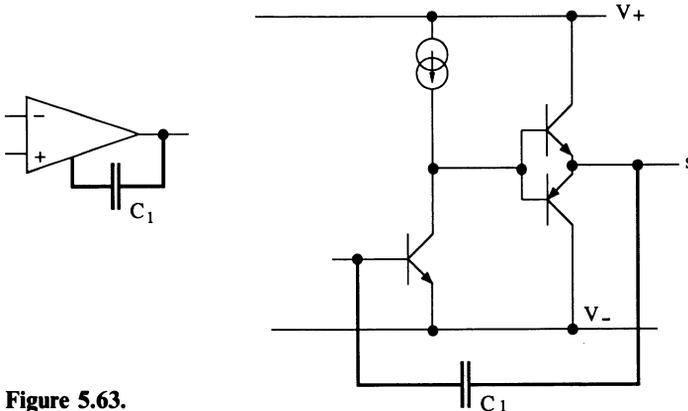


Figure 5.63.

**5.4.3.2. Compensation interne « deux pôles » (two poles)**

Cette compensation particulière fait suite à la compensation un pôle, dans le sens où elle améliore le gain de boucle aux basses fréquences (quelques centaines de hertz). Elle est présentée sur la figure 5.64. Une liaison capacitive avec la sortie est réalisée avec  $C_2 \gg C_1$  (en pratique  $C_2 = 10 C_1$ ). En réalité, cette compensation est inactive aux basses fréquences et effective vers les hautes fréquences. Deux présentations, l'une qualitative, l'autre quantitative, permettent de comprendre son processus.

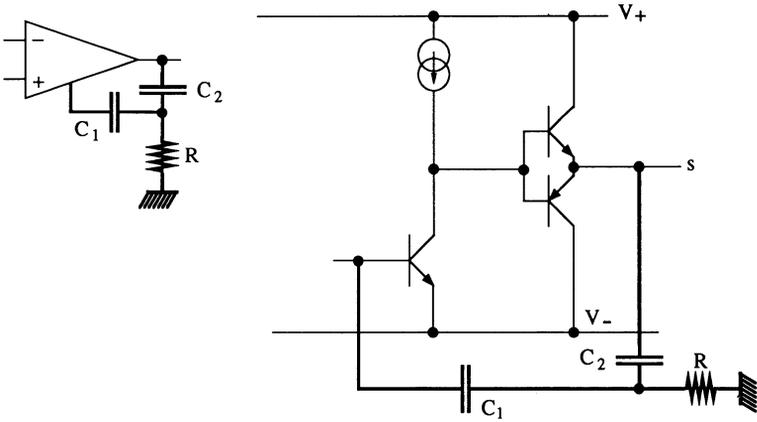


Figure 5.64.

**Présentation qualitative.** Le réseau  $C_1, C_2, R$  intervient différemment aux basses et aux hautes fréquences. Si on suppose l'effet Miller inexistant aux basses fréquences à cause de  $C_2$ , nous avons la réponse de la figure 5.65. Par contre, si l'impédance équivalente de  $C_2$  devient très faible, alors l'effet Miller est présent. La réponse en fréquence est celle de la figure 5.66. En

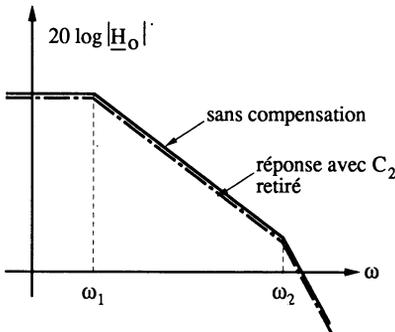


Figure 5.65.

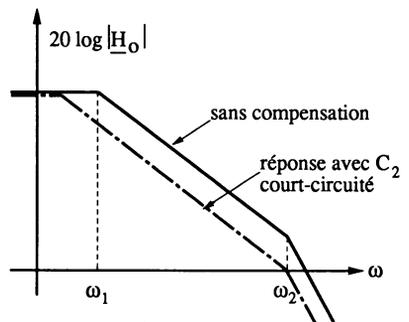


Figure 5.66.

conjugant ces deux réponses, on obtient celle de la figure 5.67. En pratique, la fréquence  $f_3$  ( $\omega_3/2 \pi$ ) apparaît à quelques kilohertz. Dans un montage amplificateur, la réponse de la boucle  $\underline{H}_0 \underline{B}$  est celle de  $\underline{H}_0$  translatée vers le bas. Le montage ne sera stable que lorsque la coupure avec l'axe des abscisses s'effectuera pour une pente de  $-20$  dB par décade .

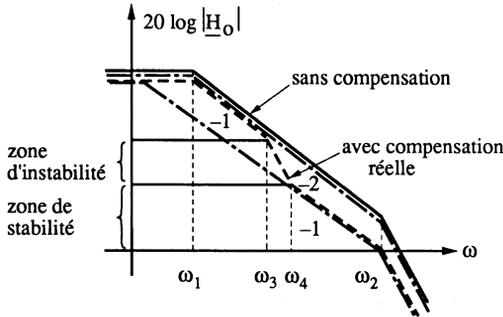


Figure 5.67.

**Présentation quantitative.** On considère le schéma équivalent de la figure 5.68 constitué de la résistance de sortie  $R_0$  du premier étage et du réseau  $C_1, C_2, R$  pour  $s = 0$  (théorème de superposition). La fonction de transfert  $H_0(p)$  s'écrit

$$\frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = A_0 \frac{1 + R (C_1 + C_2) p}{1 + (RC_2 + R_0 C_1 + RC_1) p + RR_0 C_1 C_2 p^2}$$

soit

$$\frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{A_0 (1 + \tau_4 p)}{(1 + \tau_1 p) (1 + \tau_3 p)}$$

correspondant à la réponse de la figure 5.67, sans tenir compte de  $\omega_2$ .

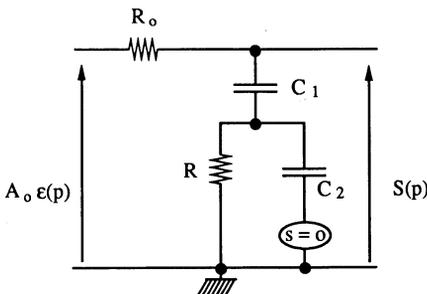


Figure 5.68.

Théoriquement nous avons

$$\omega_4 = \frac{1}{RC_2}$$

Le schéma de la figure 5.69 représente cette compensation « deux pôles » pour le circuit LM 101 A.

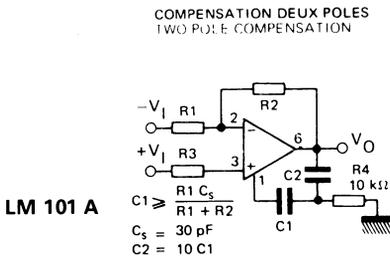


Figure 5.69 (Document Thomson).

### Remarques

— La compensation « deux pôles » ne permet pas de travailler avec un gain statique en tension, en boucle fermée, supérieur à quelques dizaines à cause de la pente de  $-40 \text{ dB}$  par décade de  $\underline{H}_0$  (donc de  $\underline{H}_0 \underline{B}$ ).

— Cette compensation présente le même inconvénient que la compensation « un pôle » au point de vue du slew rate. Les réponses en haute fréquence et en régime impulsionnel deviennent alors identiques (voir figures 5.61 et 5.62).

### 5.4.3.3. Compensation interne par retard de phase

Cette compensation déplace une ou plusieurs fréquences de cassure de  $\underline{H}_0$  en agissant sur la sortie différentielle du premier étage. On la rencontre dans certains amplificateurs opérationnels de la première génération (LM 709) et de la quatrième génération (OP 50). La figure 5.70 représente cette

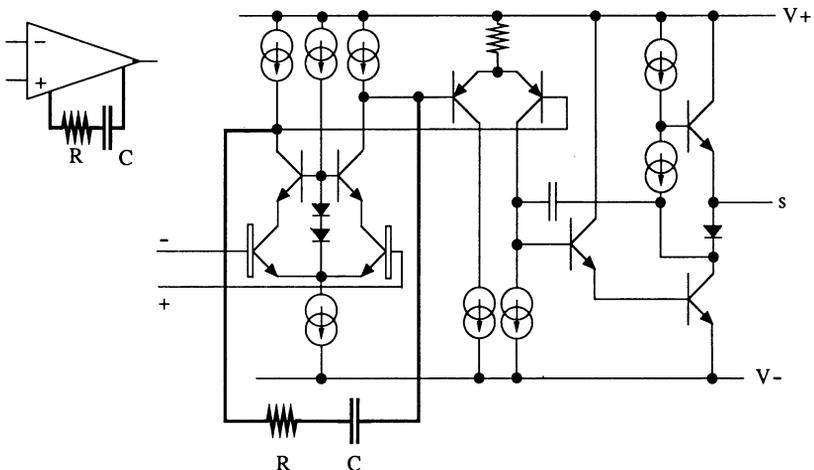


Figure 5.70.

compensation effectuée sur un circuit OP 50 à l'aide du réseau RC. La réponse obtenue en boucle ouverte peut être identique à celle des amplificateurs opérationnels de type I. Les valeurs fournies par les caractéristiques sont

$$\begin{array}{lll} 5 \leq A_v \leq 20 & R = 560 \Omega & \text{et} \quad C = 4,7 \text{ nF} \\ 20 \leq A_v \leq 50 & R = 3,3 \text{ k}\Omega & \text{et} \quad C = 1 \text{ nF} \\ A_v > 50 & R = \infty & \text{et} \quad C = 0 \end{array}$$

Remarquons que cet amplificateur de gain statique en boucle ouverte de  $10^7$  et de taux de réjection de mode commun de 126 dB est constitué d'un premier amplificateur différentiel cascade, d'un second amplificateur différentiel et d'un étage de sortie dissymétrique (émetteur commun pour les variations négatives et collecteur commun pour les variations positives) permettant de fournir 50 mA à la charge. La figure 5.71 représente les réponses en fréquence en boucle fermée.

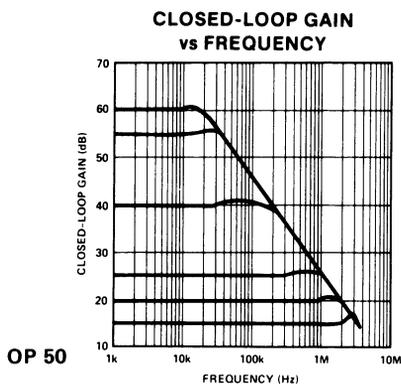


Figure 5.71 (Document PMI).

#### 5.4.3.4. Compensation interne par avance de phase (*feedforward compensation*)

Cette compensation présentée sur la figure 5.72 revient à réaliser une réaction au niveau du premier étage, court-circuitant les transistors PNP latéraux, causes de la seconde brisure dans les circuits LM 101 A, LM 118. L'analyse mathématique est effectuée à partir de la figure 5.73 en remarquant que l'entrée (+) est à la masse. L'application du théorème de superposition nous permet d'obtenir

$$H_0(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)} = A_0 \frac{(1 + \tau_4 p)(1 + \tau_5 p)}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)(1 + \tau_3 p)}$$

Cette fonction de transfert complexe est représentée sur le diagramme de Bode de la figure 5.74. La pulsation de cassure  $\omega_6$  est obtenue en connectant un condensateur entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur opérationnel

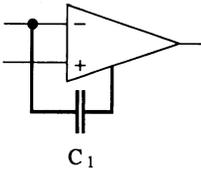


Figure 5.72.

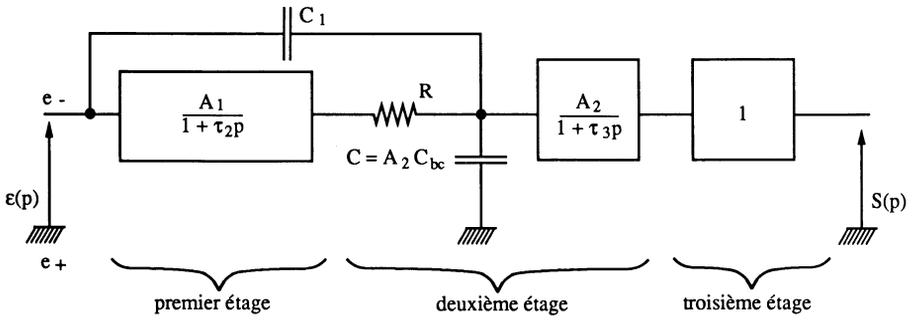
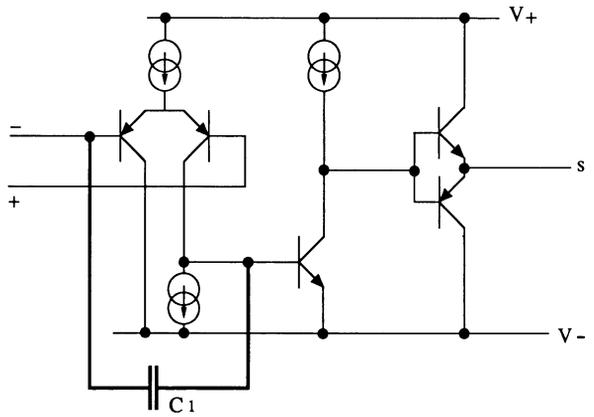


Figure 5.73.

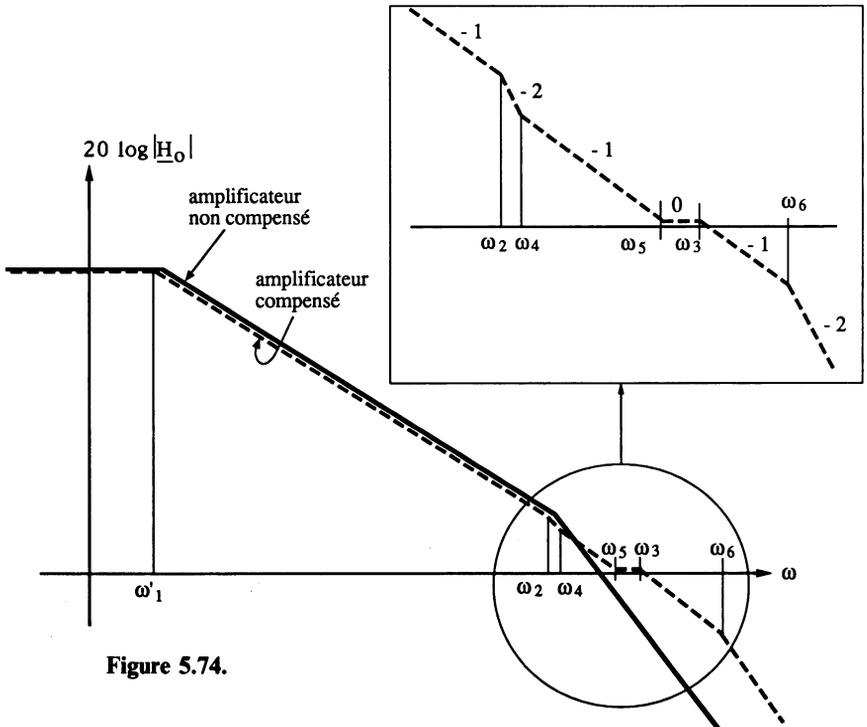


Figure 5.74.

ainsi que l'indique la figure 5.75 pour le circuit LM 101 A. La réponse réelle est indiquée sur la figure 5.76 ainsi que la dynamique maximale sans déformation (figure 5.77) et la réponse impulsionnelle (figure 5.78).

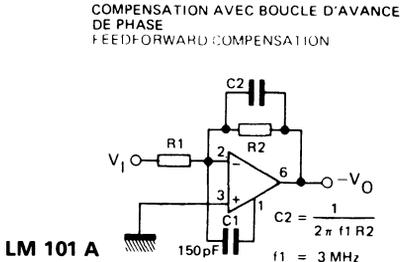


Figure 5.75 (Document Thomson).

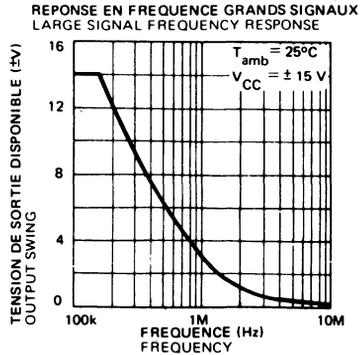


Figure 5.77 (Document Thomson).

COMPENSATION AVEC BOUCLE D'AVANCE DE PHASE  
FEED FORWARD COMPENSATION

REPONSE EN FREQUENCE EN BOUCLE OUVERTE  
OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

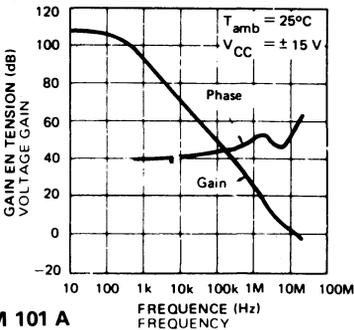


Figure 5.76 (Document Thomson).

AMPLIFICATEUR INVERSEUR REPONSE EN IMPULSION  
INVERTER PULSE RESPONSE

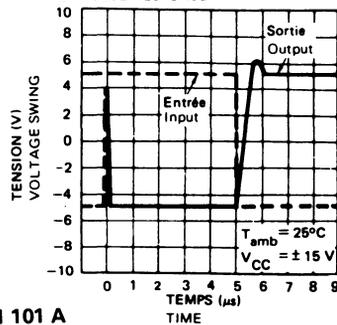


Figure 5.78 (Document Thomson).

### Remarques

- Cette compensation, adaptée pour certains circuits, n'est efficace que si  $e_+ \approx 0$ .
- Elle peut être dans certains cas intégrée.
- Elle permet d'obtenir des montages extrêmement rapides (150 V/μs pour le LM 118).
- Pour le circuit LM 101, il faut, en plus, connecter la capacité de 3 pF minimale entre base et collecteur de l'émetteur commun intermédiaire.

### 5.4.3.5. Compensation externe par retard de phase

Dans certains cas, il est difficile d'obtenir un montage rapide en suiveur ou en amplificateur non inverseur à faible gain. On a alors recours à la compensation par retard de phase qui **ne modifie pas le slew rate d'origine**. Cette compensation est présentée sur la figure 5.79 où le montage fonctionne en suiveur. Le réseau d'entrée constitué de trois résistances et d'un condensateur présente une fonction de transfert

$$\frac{\varepsilon(p)}{\varepsilon'(p)} \approx \frac{1 + R'Cp}{1 + 2RCp} \quad \text{avec} \quad R' \ll 2R$$

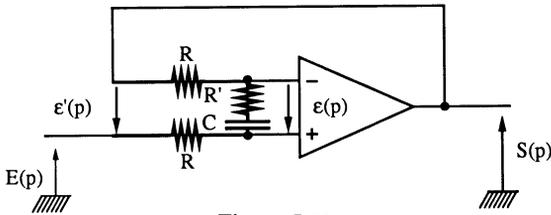


Figure 5.79.

Sa réponse en fréquence, ainsi que celle de l'ensemble en boucle ouverte, est indiquée sur la figure 5.80. La seconde cassure est située sur l'axe des abscisses par déplacement vers la gauche de la première (voir exercice de fin de paragraphe).

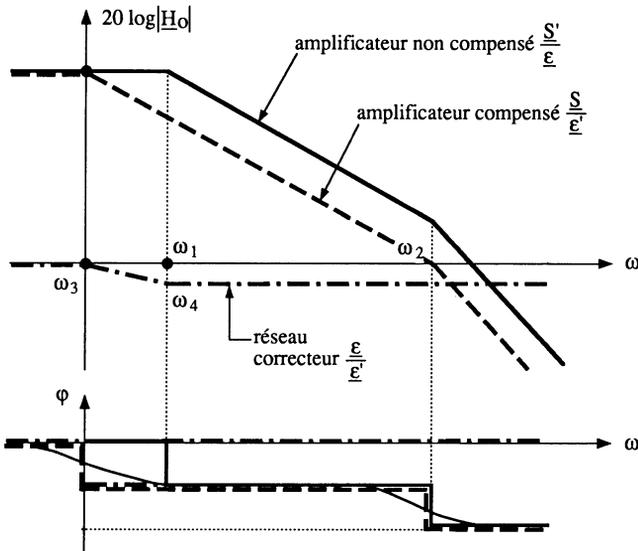


Figure 5.80.

**Remarques**

— Souvent, les constructeurs préconisent cette compensation dans les notices d'applications.

— Le slew rate n'est pas affecté mais la bande passante est très réduite, ce qui entraîne une diminution du gain de boucle vers les basses fréquences.

— Un autre inconvénient est l'augmentation du bruit apporté par les composants externes.

— En amplificateur non inverseur, les résistances doivent être définies par rapport à R (figure 5.81).

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

— Il existe des amplificateurs suiveurs intégrés appelés buffers (chapitre 6).

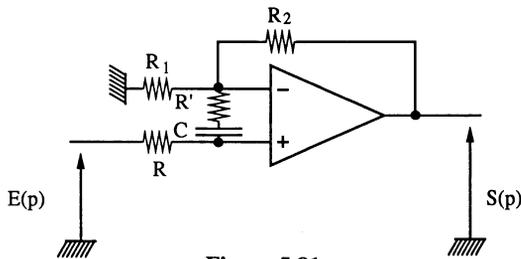


Figure 5.81.

**5.4.4. EXERCICES**

**Exercice 1.** Un amplificateur non inverseur de gain en tension 2 est réalisé avec un amplificateur opérationnel UA 741 puis LM 101 A.

— Déterminer les éléments de compensation éventuels. On utilise la compensation la plus simple qui soit.

— Alimenté entre  $\pm 15$  V, jusqu'à quelle fréquence peut-on fonctionner sans déformation du signal sinusoïdal à amplitude maximale ?

**Solution**

**Circuit UA 741.** Cet amplificateur opérationnel est compensé intérieurement ; aucun autre élément de compensation n'est nécessaire en sortie. Pour un gain en tension de 2, il faut  $R_1 = R_2$  (figure 5.82). Il est tout à fait raisonnable d'utiliser des résistances de 10 k $\Omega$ .

Le slew rate étant de 0,5 V/ $\mu$ s, la fréquence maximale de fonctionnement sans déformation à pleine amplitude est

$$f_{\max} = \frac{\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max}}{2 \pi S} = \frac{0,5/10^{-6}}{2 \pi \cdot 14} = \frac{0,5 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 15} = 5\,680 \text{ Hz}$$

**Circuit LM 101 A.** Une compensation est nécessaire, à choisir entre un pôle, deux pôles ou par retard de phase extérieur. La plus simple à réaliser est la compensation un pôle (figure 5.82). La capacité  $C_1$  doit prendre comme valeur

$$C_1 = BC_s = \frac{1}{2} C_s = 15 \text{ pF}$$

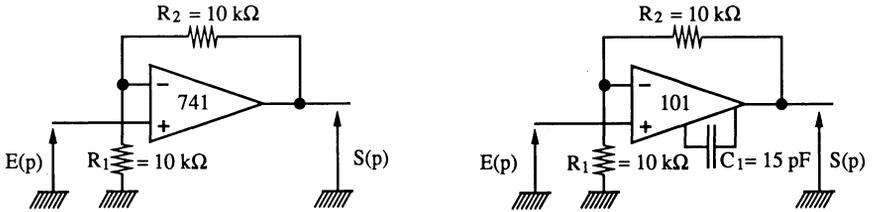


Figure 5.82.

Pour déterminer la valeur de la fréquence permettant une dynamique maximale en sortie sans déformation, il faut utiliser les graphes de la figure 5.61. On peut aussi considérer que le slew rate du LM 101 A, compensé avec 15 pF, est double de celui du UA 741, lui même compensé avec 30 pF. Alors

$$f_{\max} \simeq 11\,360 \text{ Hz}$$

La compensation deux pôles aurait donné la même fréquence maximale alors que la compensation par retard de phase (3 pF minimum entre les bornes 1 et 8) fournirait

$$f_{\max} \simeq 60\,000 \text{ Hz}$$

**Exercice 2.** Un amplificateur opérationnel LF 157 est défini par son gain statique de 200 V/mV, son produit gain-bande passante de 20 MHz pour  $A_v \geq 5$  et son slew rate de 50 V/ $\mu$ s. Déterminer les éléments de compensation permettant de travailler en montage suiveur rapide.

### Solution

La compensation à utiliser est celle de la figure 5.79. La réponse en fréquence est située sur la figure 5.80. La deuxième cassure se trouve à  $20 \log 5 = 14 \text{ dB}$ . Pour que celle-ci se retrouve sur l'axe des abscisses, il faut que  $\omega_1$  se déplace vers la gauche de 2,33 octaves (14 dB divisés par une pente de 6 dB par octave). Ce qui donne pour le réseau correcteur

$$\omega_4 = \omega_1 \quad \text{et} \quad \omega_3 = \frac{\omega_1}{2,33}$$

La pulsation  $\omega_1$  est définie par la valeur du gain statique et du produit gain-bande passante

$$f_1 = \frac{20 \cdot 10^6}{2 \cdot 10^5} = 100 \text{ Hz} \quad , \quad \omega_1 = 628 \text{ rad/s}$$

Ainsi

$$\omega_4 = 628 \text{ rad/s} \quad \text{et} \quad \omega_3 = 270 \text{ rad/s}$$

La fonction de transfert

$$\frac{\varepsilon(p)}{\varepsilon'(p)} = \frac{1 + R' C p}{1 + 2 R C p}$$

conduit à

$$\omega_3 = \frac{1}{2 R C} = 270 \text{ rad/s} \quad \text{et} \quad \omega_4 = \frac{1}{R' C} = 628 \text{ rad/s}$$

Deux équations à trois inconnues nécessitent une troisième équation technologique. Comme aucune contrainte n'est imposée sur la valeur des impédances, nous prenons  $R = 100 \text{ k}\Omega$ . Il en résulte

$$C = 18,5 \text{ nF} \quad \text{et} \quad R' = 86 \text{ k}\Omega$$

**Exercice 3.** On utilise un amplificateur opérationnel LM 101 A pour réaliser un amplificateur inverseur, rapide, de gain en tension  $-1$  et de résistance d'entrée  $10 \text{ k}\Omega$ .

— Déterminer les éléments du montage.

— A quelle fréquence maximale peut-on travailler en régime sinusoïdal avec une amplitude de  $10 \text{ V}$  crête-à-crête ?

**Solution**

Le montage inverseur présente un coefficient de retour  $B$  égal à  $0,5$ . Il est instable sans compensation et est réalisé à partir de la figure 5.75. Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  doivent avoir une valeur de  $10 \text{ k}\Omega$  et le condensateur  $C_1$  vaut  $150 \text{ pF}$ .

Le condensateur de retour  $C_2$  est obtenu en utilisant la relation

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 10^4} \quad \text{soit} \quad C_2 = 5,3 \text{ pF}$$

Il ne faut pas oublier de connecter un condensateur de  $3 \text{ pF}$  entre les bornes 1 et 8.

La fréquence maximale de fonctionnement pour  $10 \text{ V}$  crête-à-crête s'obtient à partir des graphes de la figure 5.77. Pour  $5 \text{ volts}$  maximum, nous avons  $f_{\max} = 500 \text{ kHz}$ .

## 5.5. UTILISATIONS SPÉCIALES DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Nous présentons dans ce paragraphe deux utilisations spéciales des amplificateurs opérationnels :

- les contre-réactions actives,
- les chaînes d'asservissements électroniques.

### 5.5.1. CORRECTION DE PHASE PAR CONTRE-RÉACTION ACTIVE\*

Un montage amplificateur est caractérisé par son gain en tension (module  $|H|$ ) et son déphasage  $\varphi$  (argument  $\varphi_H$ ). Si, à une fréquence voisine de  $f_c$  (première fréquence de cassure) le module présente peu d'erreur par rapport au module statique, il n'en est pas de même pour le déphasage. Celui-ci commence à décroître à partir d'une fréquence bien inférieure à  $f_c$ .

Cette variation prématurée de la phase (peu souvent considérée), introduit des défauts et erreurs dans certains systèmes (audio-fréquences, filtres à forts coefficients de surtension...). Une amélioration, encore insuffisante, consistait à utiliser deux étages en cascade avec un gain statique d'ensemble identique au montage à un seul étage. Grâce aux circuits intégrés duals ou quads, on réalise des contre-réactions actives avec un amplificateur opérationnel (compensation du second ordre) ou deux amplificateurs opérationnels (compensation du troisième ordre). Nous présentons ces montages.

#### 5.5.1.1. Montage conventionnel

La figure 5.83 indique le schéma de l'amplificateur non inverseur de gain en tension  $1/B$ . L'application numérique nous fournit  $G_{v_0} = 10$ . Pour un amplificateur opérationnel de type I, la fonction de transfert en bouclé fermée s'écrit

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{\frac{A_0}{1 + p/\omega_1}}{1 + \frac{A_0}{1 + p/\omega_1} B} = \frac{1}{B} \frac{1}{1 + \frac{p}{A_0 B \omega_1}}$$

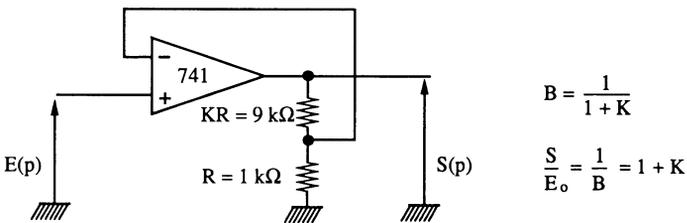


Figure 5.83.

\* Inspiré des articles de J. Wong, « Active feedback improve amplifier phase accuracy », *EDN*, 17 septembre 1987 et de A. Soliman, « Building blocks for active op-amp compensation », *Electronics and wireless world*, 1986, p. 486.

En prenant  $A_0 \omega_1 = \omega_T$ , pulsation de transition, il vient

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{1}{B} \frac{1}{1 + \frac{p}{B \omega_T}}$$

La représentation de Bode en diagrammes asymptotiques et réels est donnée sur la figure 5.84. La pulsation de cassure  $\omega_C$  est égale à  $B \omega_T$ . Le tracé de la phase s'effectue à partir des écarts aux diagrammes asymptotiques.

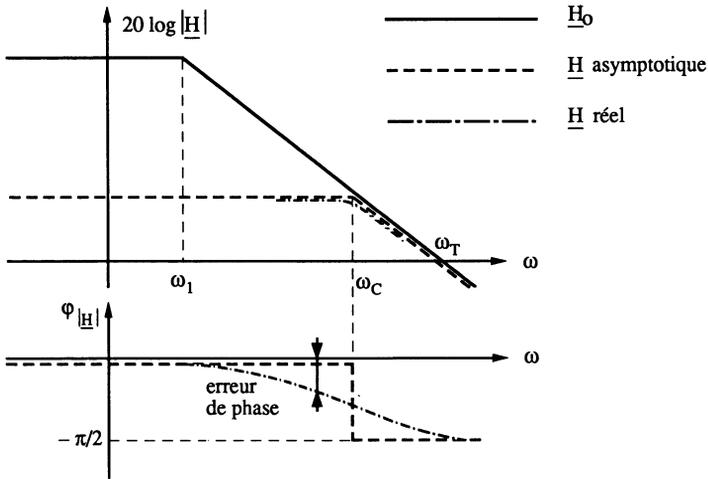


Figure 5.84.

### 5.5.1.2. Montage à deux étages

C'est un montage où deux amplificateurs, de fonctions de transfert identiques, sont mis en cascade (figure 5.85). Comme le gain statique est

$$B_1 = B_2 = \frac{1}{\sqrt{1+K}}$$

$$\frac{S(p)}{E_o(p)} = \frac{1}{B_1} \cdot \frac{1}{B_2} = 1 + K$$

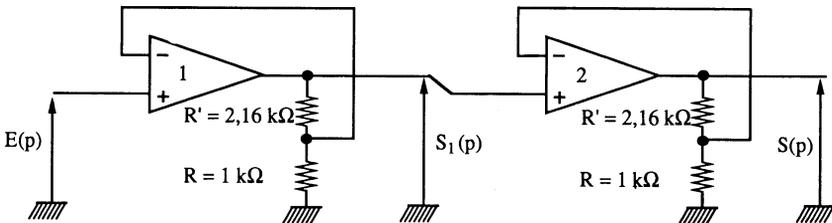


Figure 5.85.

diminué dans un rapport racine carrée, la pulsation de cassure  $\omega_c$  est repoussée vers la droite de  $\omega_c$ . La réponse réelle de l'ensemble est la somme des deux réponses réelles identiques. Elle se situe légèrement au-dessus de celle de la figure 5.84.

**5.5.1.3. Contre-réaction active**

Le schéma de la contre-réaction du second ordre est indiqué sur la figure 5.86. On montre facilement que le gain statique de l'ensemble est  $1 + K = 1/B$ . La fonction de transfert  $H(p)$  est plus difficile à définir. On utilise alors la fonction de transfert simplifiée de l'amplificateur opérationnel

$$H_o(p) \simeq \frac{\omega_T}{p}$$

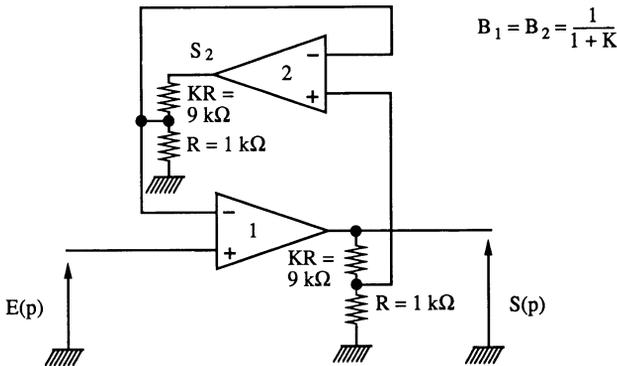


Figure 5.86.

représentée sur la figure 5.87 sachant que l'on travaille à faible gain en boucle fermée. La sortie de chaque amplificateur opérationnel est définie par les relations

$$S(p) = [E(p) - B S_2(p)] \frac{\omega_T}{p}$$

et

$$S_2(p) = [B S(p) - B S_2(p)] \frac{\omega_T}{p}$$

La résolution de ce système d'équations nous donne

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{1}{B} \frac{1 + \frac{p}{B \omega_T}}{1 + \frac{p}{B \omega_T} + \frac{p^2}{B^2 \omega_T^2}}$$

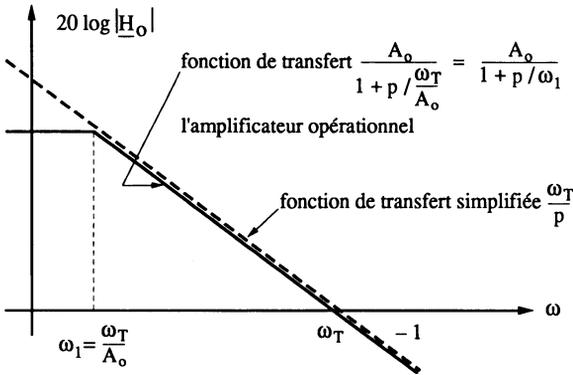


Figure 5.87.

Le dénominateur de cette fonction est du second ordre et on trouve

$$\omega_0 = B \omega_T = \omega_C \quad \text{et} \quad z = 0,5$$

C'est en fait cette valeur de  $z$  inférieure à 1 qui permet de minimiser l'erreur de gain et de phase vers  $\omega_C = B \omega_T$ . Ces erreurs, en régime sinusoïdal, sont obtenues en remplaçant la variable de Laplace  $p$  par  $j \omega$  et en calculant :

- la différence de module (module asymptotique - module réel),
- la différence de phase (phase asymptotique - phase réelle).

L'ordre de grandeur des erreurs est :

- erreur de module  $\simeq \frac{\omega^2}{B^2 \omega_T^2}$ ,
- erreur de phase  $\simeq \frac{\omega^3}{B^3 \omega_T^3}$ .

L'étude de la stabilité de l'ensemble n'est pas nécessaire puisque nous avons l'expression de la fonction de transfert. Pour  $z = 0,5$ , la marge de phase est de  $45^\circ$ . Le tableau 5.1 permet de comparer les erreurs de phase pour une fréquence de cassure en boucle fermée de 500 kHz.

Tableau 5.1

Fréquence	Etage conventionnel	Deux étages en cascade	Contre-réaction active du 2 <sup>e</sup> ordre
5 kHz	— $0,57^\circ$	— $0,36^\circ$	0
10 kHz	— $1,15^\circ$	— $0,72^\circ$	— $0,0005^\circ$
50 kHz	— $5,7^\circ$	— $3,62^\circ$	— $0,06^\circ$
100 kHz	— $11,3^\circ$	— $7,21^\circ$	— $0,46^\circ$
500 kHz	— $45^\circ$	— $45^\circ$	— $45^\circ$

**Remarques**

— Dans le cas de la contre-réaction active du deuxième ordre, l'erreur de phase reste acceptable jusqu'à 100 kHz (pour  $f_c = 500$  kHz).

— Deux amplificateurs opérationnels sont nécessaires ; on choisit alors un double amplificateur opérationnel ou un quad (OP 470) dans lesquels les amplificateurs opérationnels sont appariés

— Pour une contre-réaction active du troisième ordre, l'erreur de phase vers la fréquence de cassure  $f_c$  est encore plus faible. Dans ce cas, il faut trois amplificateurs opérationnels.

— Cette correction active est utilisée dans les filtres à variable d'état.

**5.5.2. CHAÎNES D'ASSERVISSEMENTS ÉLECTRONIQUES**

Dans les systèmes complexes, les « montages fondamentaux » se succèdent. Soit ils sont asservis partiellement, soit l'asservissement est global. Dans le premier cas, l'étude de la stabilité s'effectue par fonctions séparées ainsi que nous venons de le voir, alors que dans le deuxième cas, l'étude est globale. C'est ce dernier que nous présentons succinctement.

L'amplificateur opérationnel est l'élément de comparaison. Il pilote des montages à transistors (émetteurs communs, collecteurs communs...). S'il y a oscillation, celle-ci est due :

- à la fréquence de cassure d'un émetteur commun,
- à l'auto-oscillation d'un collecteur commun.

Examinons le cas d'une alimentation haute tension représentée sur la figure 5.88. L'amplificateur opérationnel pilote le transistor  $T_1$  travaillant en émetteur commun et assurant la translation vers le ballast (collecteur commun). La contre-réaction est effectuée sur l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel qui est l'entrée (-) de l'ensemble à cause de l'inversion apportée

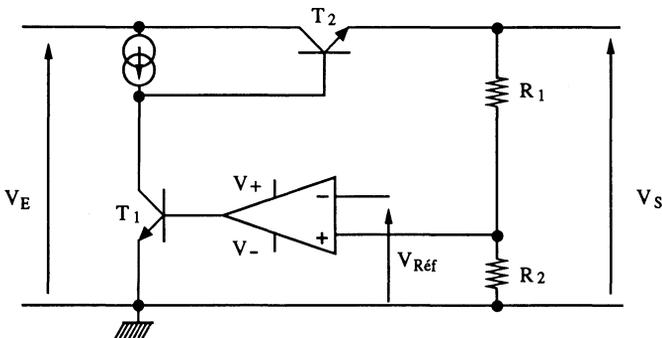


Figure 5.88.

par l'émetteur commun. Etudier la stabilité de ce système par les tracés de Bode revient à représenter chaque fonction de transfert sur la figure 5.89 :

- $\underline{H}_0$  pour l'amplificateur opérationnel, pulsation de cassure  $\omega_1$ ,
- $\underline{H}_1$  pour l'émetteur commun, pulsation de cassure  $\omega_2$ ,
- $\underline{H}_2 = 1$  pour le ballast,
- $B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  pour le retour.

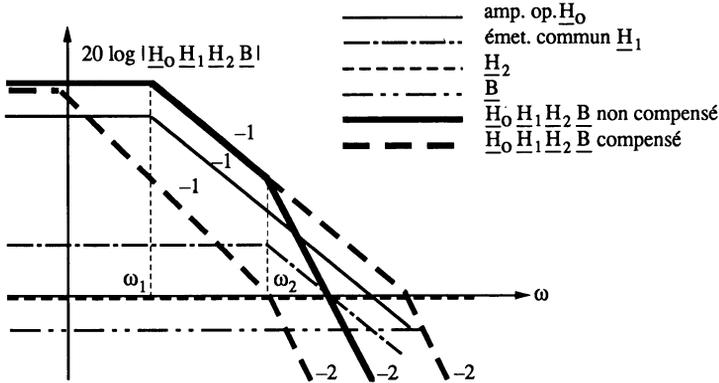


Figure 5.89.

La fonction de transfert globale de la boucle  $\underline{H}_0 \cdot \underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2 \cdot \underline{B}$  présente deux cassures au-dessus de l'axe des abscisses. Le montage est instable. On pourrait penser que stabiliser celui-ci consisterait à connecter un condensateur entre base et collecteur de l'émetteur commun. Ce serait une mauvaise manipulation car  $\omega_2$  se déplacerait vers la gauche, alors le résultat serait encore plus catastrophique. Les solutions correctes sont :

- déplacement de  $\omega_2$  vers la droite, ce qui impose d'utiliser un transistor à très faible capacité parasite  $C_{bc}$  (pas évident),
- déplacement de  $\omega_1$  vers la gauche, ce qui impose d'utiliser un amplificateur opérationnel que l'on compense extérieurement à l'aide d'une capacité  $C_1$  de très forte valeur (compensation un pôle),
- utiliser un réseau correcteur actif permettant le déplacement vers la droite de  $\omega_2$ .

Toutes ces solutions doivent ramener la deuxième cassure de la boucle sur l'axe des abscisses.

De nombreux exemples de chaînes d'asservissements sont indiqués dans les ouvrages *Amplificateurs de puissance* et *Alimentations électroniques*.

\* Cf. ouvrage *Filtres électriques*.

## 5.5.3. EXERCICE

Le montage de la figure 5.90 représente un atténuateur de 20 dB, de résistance d'entrée infinie et de résistance de sortie nulle. Les amplificateurs opérationnels 1 et 2 sont identiques (gain en tension statique 100 dB et produit gain-bande passante 1 MHz =  $f_T$ ).

- Etudier la stabilité par les tracés de Bode de la boucle.
- Déterminer la fonction de transfert  $H(p)$ .

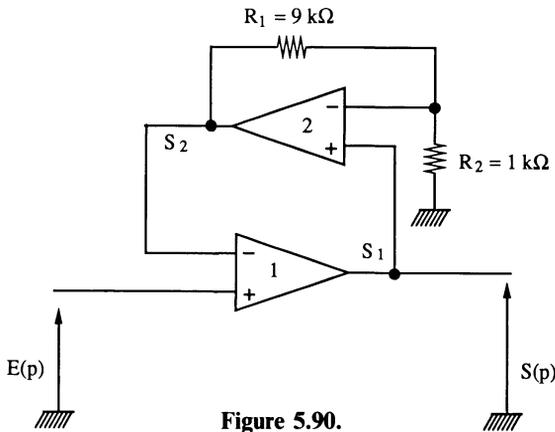


Figure 5.90.

**Solution**

Le circuit actif de retour  $B(p)$  de l'amplificateur opérationnel 1 est constitué par l'amplificateur non inverseur, dont le gain statique est 10. Sa fonction de transfert s'écrit

$$B(p) = \frac{S_2(p)}{S_1(p)} = \frac{\frac{A_0}{1 + \tau_1 p}}{1 + \frac{A_0}{1 + \tau_1 p} \cdot \frac{1}{10}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} A_0 = 10^5 \\ \frac{1}{2\pi\tau_1} = 10 \text{ Hz} \end{cases}$$

soit

$$\frac{S_2(p)}{S_1(p)} = 10 \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_T/10}}$$

La figure 5.91 représente les diagrammes asymptotiques de  $\underline{H}_0$ ,  $\underline{B}$  et  $\underline{H}_0 \underline{B}$ . La boucle présente une seconde cassure à 40 dB. Le montage est oscillatoire et sa fréquence d'oscillation se situe à 1 MHz.

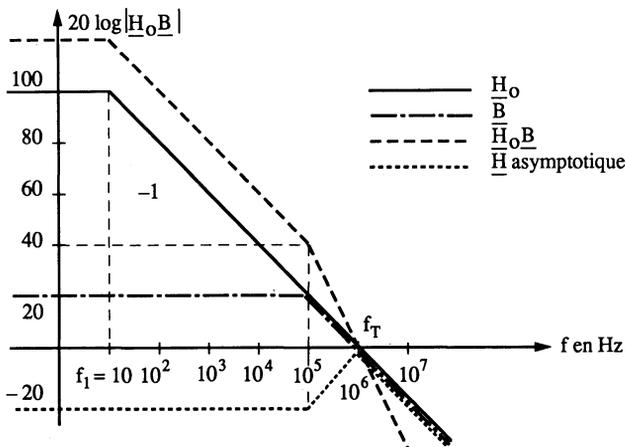


Figure 5.91.

On détermine la fonction de transfert à partir des deux relations

$$S_2(p) = (S(p) - B S_2(p)) \frac{\omega_T}{p}$$

et

$$S(p) = (E(p) - S_2(p)) \frac{\omega_T}{p}$$

en prenant  $H_o(p) \simeq \frac{\omega_T}{p}$  comme fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel seul. La résolution de ces deux équations fournit

$$\frac{S(p)}{E(p)} = B \frac{1 + \frac{p}{B \omega_T}}{1 + B \frac{p}{\omega_T} + \frac{p^2}{\omega_T^2}}$$

La pulsation  $B \omega_T$  correspond à une fréquence de 100 kHz et  $\omega_T$  à une fréquence de 1 MHz. La valeur de  $z$  de la fonction du second ordre au dénominateur vaut  $1/20$ . Le système est oscillatoire et sa fréquence d'oscillation est

$$f_{os} = 1 \text{ MHz}$$



## CHAPITRE 6

# Amplificateurs opérationnels spéciaux

Il existe dans les Data Books des fonctions linéaires — *linear* ou *analog* — différentes rubriques dont celle des amplificateurs opérationnels. Leurs nombres importants résultent de caractéristiques variées. Chacun de ces composants est utilisable dans une ou plusieurs applications particulières. Ils peuvent être seuls dans un boîtier ou plusieurs (deux, appelés duals ou quatre, appelés quads). Les paramètres essentiels qui les différencient sont :

- le slew rate,
- le produit gain-bande passante,
- le gain statique,
- les erreurs d'offset et leurs dérivées,
- le bruit,
- les taux de réjection de mode commun et d'alimentation,
- la tension d'alimentation et la puissance.

Nous présentons dans ce chapitre, les circuits sortant des utilisations courantes — *general purpose* — et donnons des exemples d'applications :

- amplificateurs de précision ou d'instrumentation,
- amplificateurs à transconductance variable,
- amplificateurs de puissance,
- amplificateurs monotension, haute tension, faible consommation,
- fonctions spéciales telles que : buffers, comparateurs, échantillonneurs-bloqueurs...

### 6.1. AMPLIFICATEURS DE PRÉCISION

On les appelle aussi amplificateurs d'instrumentation\*.

---

\* Voir article « Amplificateurs opérationnels de précision », *Electronique industrielle*, 15-10-1986, 114 : 82.

### 6.1.1. PRÉSENTATION ET CONTRAINTES DES AMPLIFICATEURS DE PRÉCISION

Ce sont des amplificateurs qui permettent de mesurer des tensions très faibles (mV ou  $\mu$ V) avec des gains en tension importants (supérieurs à 1 000). Ils sont souvent précédés d'un capteur. Citons comme applications :

- mesures de tensions issues des jauges de contraintes ou des thermocouples,
- mesures de déséquilibre de ponts de Wheatstone,
- mesures de tensions très faibles (microvoltmètres, nanovoltmètres, picoampèremètres...),
- références de tension ultra-stables pour convertisseurs digitaux-analogiques,
- échantillonneurs-bloqueurs ultra-précis.

A l'origine, tous intégrés hybrides, de plus en plus les amplificateurs de précision sont monolithiques. Ils peuvent être programmables en gain. Leur structure différentielle impose d'utiliser trois amplificateurs opérationnels ou deux dans certains cas (instrumentation). Les schémas ainsi que les calculs d'accompagnement sont proposés au chapitre 7. Nous ne présentons ici que les composants (en général monolithiques).

Les contraintes des amplificateurs opérationnels utilisés en instrumentation sont importantes.

**Gain en tension statique.** Pour les mesures de tensions continues, faibles niveaux, issues des capteurs, il faut des gains en tension, en boucle fermée importants (supérieurs à 1 000). Nous avons vu que l'expression du gain en tension est

$$G_v = \frac{A_0}{1 + A_0 B}$$

avec  $A_0$ , gain statique en boucle ouverte, et  $B$ , coefficient de retour.

L'erreur sur le gain  $G_v$  en boucle fermée est définie par le terme  $1/A_0B$ . Nous savons que, plus  $G_v$  est important, plus  $B$  est faible donc  $A_0B$ . A titre d'exemple, pour un gain en tension en boucle fermée  $G_v = 1\,000$  et une erreur relative sur ce gain inférieure à 1 %, cela impose  $A_0B > 1\,000$ , soit  $A_0 \cdot \frac{1}{1\,000} > 1\,000$ . **L'amplificateur doit donc présenter un gain statique supérieur à un million.**

**Erreur d'offset.** L'erreur d'offset est ressentie comme une tension statique, connectée en série avec l'une des bornes d'entrée de l'amplificateur opérationnel. L'erreur récupérée en sortie est  $s_{d_i} = V_{d_i} \cdot \frac{1}{B} \simeq V_{d_i} \cdot G_v$ . Une remarque

est évidente, il faut que la tension totale d'offset (influence de  $V_d$  et  $I_d$ ) soit très faible (autour du microvolt) et que sa dérive en température, ainsi que sa dérive dans le temps, soient inférieures au microvolt par degré Celsius et au microvolt par mois.

**Bruit.** Il représente une source d'erreur importante dans les montages amplificateurs continus à fort gain en tension. Une présentation assez complète du bruit est effectuée au paragraphe 4.1.7. Minimiser son influence revient à limiter la bande de bruit et à choisir des composants appropriés. On évitera de travailler en continu, car c'est dans ces conditions que la valeur efficace totale de bruit est la plus importante.

Un amplificateur opérationnel est dit à faible bruit lorsque :

- la densité de la tension de bruit  $e_n$  est voisine de  $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,
- la densité du courant de bruit est inférieure à  $1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,
- la tension de bruit crête-à-crête en basse fréquence est inférieure à  $1 \text{ } \mu\text{V}$ ,
- le courant de bruit crête-à-crête en basse fréquence est voisin du picoampère,
- les fréquences « 1/f corner » en tension et en courant sont les plus faibles possibles (inférieures à 10 Hz).

**Erreur de réjection de mode commun.** Cette erreur est surtout importante pour la mesure de déséquilibre de ponts. Elle augmente avec la fréquence. Les amplificateurs d'instrumentation présentent des taux de réjection d'alimentation supérieurs à 100 dB.

**Erreur de réjection d'alimentation.** C'est l'influence de la variation de la tension d'alimentation sur la sortie. Un amplificateur d'instrumentation présente un taux de réjection d'alimentation supérieur à 100 dB.

**Autres paramètres importants.** On peut citer :

- l'impédance d'entrée qui doit être grande dans certains cas de mesures hautes impédances.
- le produit gain-bande passante qui est en contradiction avec le gain statique et les erreurs d'offset,
- le slew rate qui suit le paramètre précédent,
- une faible tension d'alimentation ou tension unique,
- un faible courant de polarisation (inférieur au picoampère).

## 6.1.2. TYPES D'AMPLIFICATEURS DE PRÉCISION

Les amplificateurs de précision d'il y a quelques années (voire décennies) étaient hybrides et alternatifs (choppers). L'évolution technologique permet

actuellement d'obtenir des circuits monolithiques :

- soit traditionnels avec des tensions d'offset de  $10\ \mu\text{V}$ ,
- soit stabilisés par chopper appelés aussi auto-zéro avec des tensions d'offset de  $1\ \mu\text{V}$  et des dérives de  $0,01\ \mu\text{V}$  par degré et  $0,1\ \mu\text{V}$  par mois.

### 6.1.2.1. Amplificateurs de précision traditionnels

Ce sont des amplificateurs opérationnels de la quatrième génération dont les améliorations technologiques ont été présentées au chapitre 4 :

- amplificateur différentiel à transistor JFET ou super-bêta soigneusement appariés,
- charge cascode et ajustement des résistances par laser,
- isolation spéciale des caissons...

On obtient couramment les caractéristiques suivantes :

- gain statique  $> 120\ \text{dB}$ ,
- taux de réjection de mode commun  $> 120\ \text{dB}$ ,
- taux de réjection d'alimentation  $> 120\ \text{dB}$ ,
- tension d'offset  $10\ \mu\text{V}$ ,
- dérive de la tension d'offset  $0,5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ,
- dérive dans le temps  $1\ \mu\text{V}$  par mois,
- courants de polarisation de  $1$  à  $10\ \text{nA}$ ,
- tension de bruit de  $5$  à  $10\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Le tableau 6.1 positionne ces valeurs associées aux circuits monolithiques présentés.

### 6.1.2.2. Amplificateurs de précision à découpage

Les amplificateurs « choppers » ou à découpage ont vu une évolution importante dans le temps. Ils ont d'abord été hybrides et sont maintenant monolithiques grâce aux performances des circuits CMOS et des commutateurs associés. On peut les présenter par ordre chronologique.

**Amplificateur chopper pur.** Le premier principe utilisé est celui de la figure 6.1. Le signal d'entrée est modulé à l'aide d'un « hacheur » piloté par

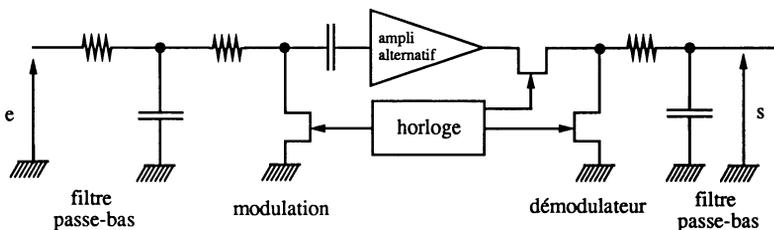


Figure 6.1.

**Tableau 6.1. Quelques amplificateurs opérationnels monolithiques de précision (valeurs typiques)**

Fabricant	Circuit	Tension d'offset $V_d$ à 25 °C en $\mu V$	Dérive en température en $\mu V/^\circ C$	Dérive dans le temps en $\mu V/mois$	Gain statique	Taux de rejection TRMC TRA en dB	Bruit TBF c. à c. en $\mu V$	$G \times BP$ en MHz	Courant de polarisation en nA
PMI	OP-05 (BIP)	70	0,5	0,2	$5 \cdot 10^5$	125	0,35	0,6	$\pm 0,7$
	OP-07 (BIP)	10	0,2	0,2	$5 \cdot 10^5$	126	0,35	0,6	$\pm 0,7$
	OP-017 (JFET)	200	2	–	$2,4 \cdot 10^5$	100	–	11	0,02
	OP-77 (BIP)	10	0,1	0,2	$5 \cdot 10^6$	140	0,35	0,6	1,2
Linear Technology	LT1001 (BIP)	7	0,2	0,2	$8 \cdot 10^5$	126	0,3	0,8	$\pm 0,5$
	LT1012 (BIP)	8	0,2	0,3	$2 \cdot 10^6$	132	0,5	–	$\pm 0,035$
	LTC1052 (chopper)	$\pm 0,5$	$\pm 0,01$	0,1	150 dB	140	0,5	1,2	$\pm 0,001$
Intersil	ICL7600 (CAZ)	$\pm 2$	0,01	0,2/an	105 dB	88	4	0,2-1,8	150
	ICL 7650 S (chopper)	0,7	0,01	0,1	150 dB	140	2	2	0,002
Harris	HA OP27-37 (BIP)	10	0,2	0,2	$1,8 \cdot 10^6$	126	0,08	8,5	$\pm 10$
	HA 5180 (JFET)	100	5	–	$10^6$	110	5	2	0,0003
Burr-Brown	OPA111 (JFET)	100	$\pm 2$	–	125	110	1,6	2	0,0008
Analog Devices	AD517 (BIP)	50	1,3	–	$10^6$	110	2	0,25	2
National Semiconductor	LM163 (BIP) (Progr.)	50	0,2	–	Prog.	126	0,4	Prog.	2
Motorola	LM11 (BIP)	100	1	10	120 dB	130	–	0,8	0,017

une horloge. Le signal résultant est appliqué à l'entrée d'un amplificateur dit « alternatif » à liaisons capacitives. A la sortie de celui-ci, un démoduleur synchrone avec la modulation d'entrée, associé à un intégrateur permet de restituer le signal amplifié. Toute se passe comme si l'ensemble était un amplificateur continu.

— **Avantages :**

- très fort gain en tension,
- très faible tension d'offset à cause des liaisons capacitives.

— **Inconvénients :**

- très basse fréquence d'utilisation (inférieure à celle de découpage),
- bruit de découpage important,
- une seule entrée par rapport à la masse.

**Amplificateur chopper associé à un amplificateur continu.** C'est en fait ce principe qui était plus couramment rencontré dans le domaine du « discret » ou du circuit intégré hybride. L'idée était d'utiliser une amplificateur à découpage pour les basses fréquences et une liaison parallèle passe-haut pour les hautes fréquences, l'ensemble se regroupant à l'entrée d'un amplificateur différentiel continu classique (figure 6.2). Pour définir la réponse de la tension

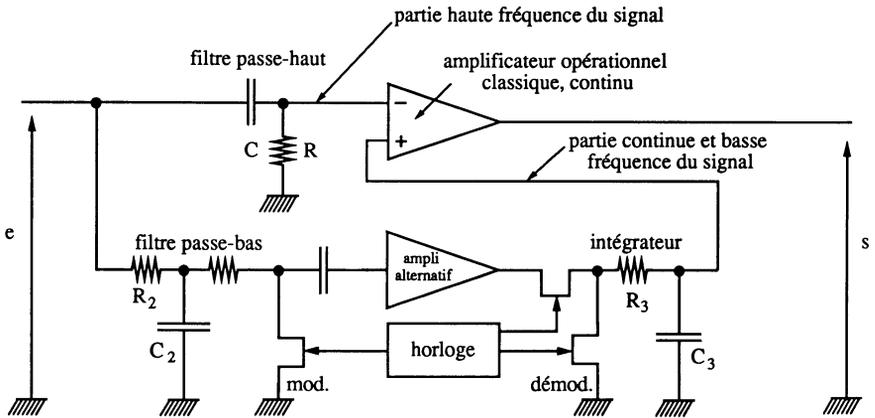


Figure 6.2.

d'offset  $V_d$  de l'amplificateur différentiel continu, il faut représenter le schéma fonctionnel (schéma-bloc) complet (figure 6.3). Les fonctions de transfert ainsi rencontrées sont :

—  $H_o(p) = \frac{A_o}{1 + \tau_1 p}$ , fonction de transfert de l'amplificateur différentiel continu

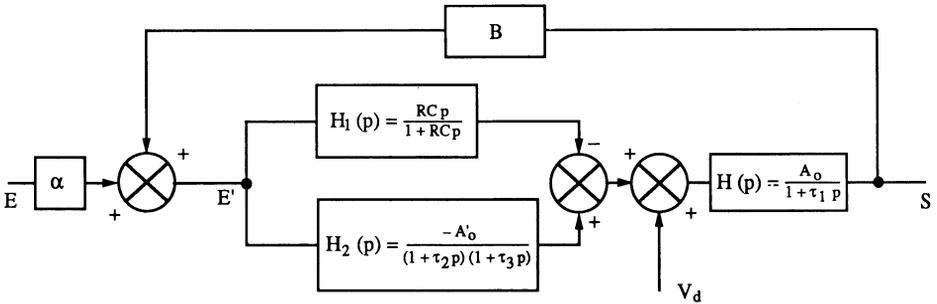


Figure 6.3.

—  $H_1(p) = \frac{RCp}{1 + RCp}$ , fonction de transfert du filtre passe-haut,

—  $H_2(p) = \frac{-A_0}{(1 + \tau_2p)(1 + \tau_3p)}$ , fonction de transfert de l'amplificateur

à découpage,

—  $\alpha$  et  $B$ , atténuations d'entrée et de sortie de l'ensemble asservi.

Cet ensemble impose des remarques :

— Le gain en tension statique est  $A_0A_0'$ . Il peut atteindre des valeurs de  $10^7$  à  $10^8$ .

— L'erreur d'offset  $V_d$  de l'amplificateur différentiel continu est divisée par le gain statique  $A_0'$  (voir l'influence des perturbations appliquées en différents endroits d'une chaîne d'amplification, ouvrage *Amplificateurs de puissance*).

— La fonction de transfert de la chaîne directe, de forme complexe, laisse pressentir une certaine rigueur dans le choix des éléments des filtres passe-bas et passe-haut.

Citons les avantages et inconvénients.

— **Avantages :**

- très fort gain en tension statique,
- très faible tension d'offset,
- bande passante correcte.

— **Inconvénients :**

- pas d'entrées différentielles,
- erreur de phase due aux fréquences d'intermodulation autour de la fréquence de découpage,
- temps de recouvrement très important.

Les circuits utilisant ce principe ont disparu laissant la place aux amplificateurs opérationnels monolithiques stabilisés par chopper ou découpage (citons les 3291, ... 3354, ... de Burr-Brown).

**Amplificateurs stabilisés par chopper.** Leur principe de fonctionnement n'a plus rien à voir avec les précédents. L'amplificateur principal fonctionne normalement. Un ou plusieurs amplificateurs secondaires prélèvent :

- soit la tension de sortie de l'amplificateur principal, lorsque celui-ci a ses entrées à zéro,
- soit la tension différentielle d'entrée.

La compensation de l'offset s'effectue alors :

- soit sur l'étage d'entrée dont l'action est identique à celle d'un réglage par potentiomètre,
- soit en changeant une capacité en série avec une entrée de l'amplificateur principal, à la valeur opposée de  $V_d$ .

Nous présentons dans le paragraphe suivant, les différents principes rencontrés à partir de circuits existants.

### 6.1.3. AMPLIFICATEURS STABILISÉS PAR CHOPPER

#### 6.1.3.1. Circuit HA 2900 (Harris)

C'est le premier amplificateur opérationnel monolithique stabilisé par chopper. Son principe est représenté sur la figure 6.4. L'amplificateur principal  $A_1$  travaille en amplificateur opérationnel classique,  $A_2$  corrige la tension d'offset de  $A_1$  au travers de l'échantillonneur-bloqueur  $A_5 - A_6$ , puis corrige la sienne au travers d'un second échantillonneur-bloqueur  $A_3 - A_4$ . Les deux phases de fonctionnement sont les suivantes :

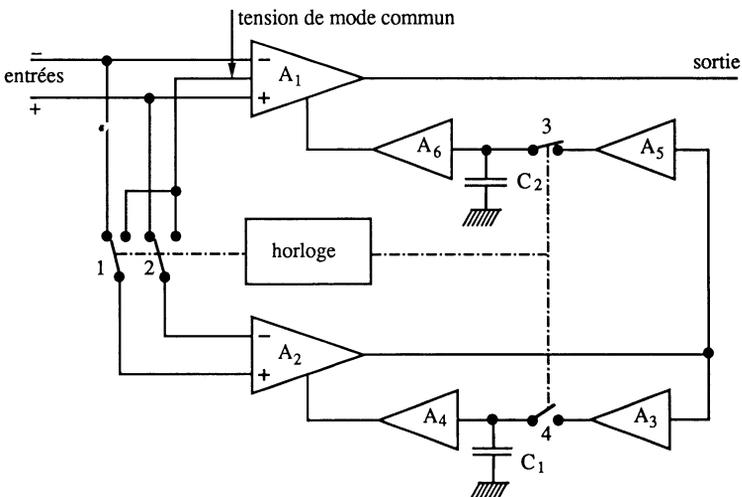


Figure 6.4.

— Lorsque les interrupteurs sont sur la position de celle de la figure,  $A_2$  mesure la tension différentielle de  $A_1$  constituée de  $\varepsilon$  et de  $V_{d1}$ . Comme le gain en tension de  $A_1$  est très grand,  $\varepsilon$  tend vers zéro. Alors  $A_2$  amplifie  $V_{d1}$ , l'injecte dans l'échantillonneur-bloqueur  $A_5 - A_6$  qui corrige l'offset de  $A_1$  en mémorisant l'information de correction dans  $C_2$ .

— Lorsque les interrupteurs sont en position inverse de celle de la figure,  $A_2$ , dont les entrées sont au potentiel de mode commun de  $A_1$  (afin d'obtenir un très bon taux de réjection de mode commun), mesure sa propre tension de décalage  $V_{d2}$ . Il s'auto-corrige grâce à l'échantillonneur-bloqueur  $A_3 - A_4$ . Cette auto-corrrection est mémorisée dans  $C_1$ .

La figure 6.5 représente les caractéristiques de gain et de phase ainsi que celles du bruit. Les variations de la phase autour de 1 kHz sont dues aux parasites d'inter-modulation apportés par l'horloge fonctionnant à 750 Hz.

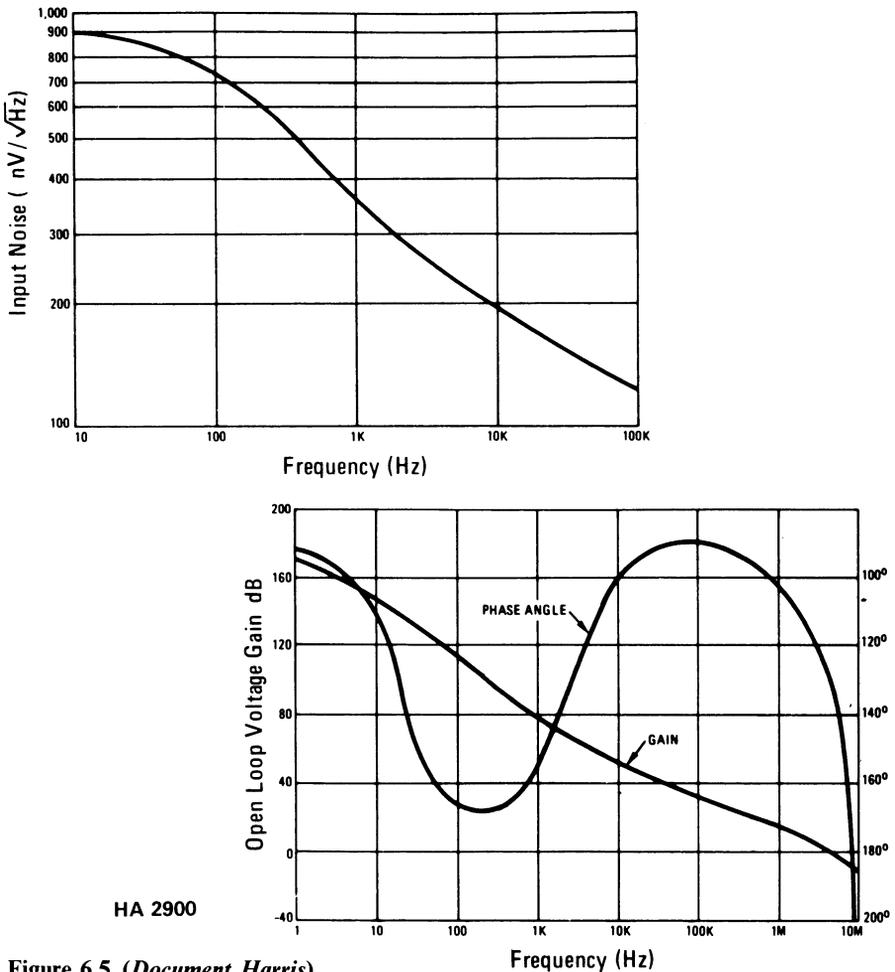


Figure 6.5 (Document Harris).

Malgré ses bonnes performances de gain et d'offset :

- dérive de la tension d'offset  $0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ,
- dérive du courant d'offset  $1 \text{ pA}/^\circ\text{C}$ ,
- gain statique  $5 \cdot 10^8$ ,
- produit gain-bande passante  $3 \text{ MHz}$ ,
- slew rate  $2,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ .

Ce circuit est abandonné par Harris à cause de ses mauvaises performances en bruit et en phase et de son temps de recouvrement exagéré. Texas Instruments avait programmé un circuit identique, le TL 089 qui n'a, à notre connaissance, jamais vu le jour.

### 6.1.3.2. Circuits auto-zéro ICL 7600 - ICL 7605 (GE - Intersil)

La technologie CMOS permet d'obtenir des amplificateurs et des commutateurs à caractéristiques intéressantes. GE - Intersil, ayant tout d'abord réalisé des convertisseurs analogiques-numériques à auto-zéro (les circuits ICL 8052 et 8053), a fabriqué les circuits CAZ (correction d'auto-zéro ou *commutating auto-zero*). Le principe de fonctionnement est indiqué sur la figure 6.6. Au rythme d'une horloge travaillant à différentes fréquences programmées ( $160 \text{ Hz} - 2 \text{ 560 Hz}$ ), deux amplificateurs opérationnels identiques se partagent le travail de la manière suivante :

— En 1, l'amplificateur  $A_1$  fonctionne normalement alors que  $A_2$  « mesure » sa tension d'offset  $V_{d_2}$  et le condensateur  $C_2$  tel que  $V_{c_2} = -V_{d_2}$ .

— En 2, l'amplificateur  $A_2$  travaille normalement avec une tension  $V_d$  compensée

$$V_d = V_{d_2} + V_{c_2} \simeq 0$$

alors que  $A_1$  « mesure » sa tension  $V_{d_1}$  et charge  $C_1$  tel que  $V_{c_1} = -V_{d_1}$ .

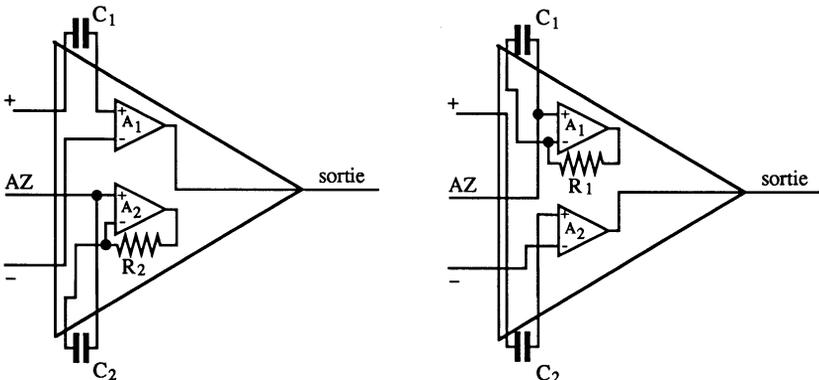


Figure 6.6.

Malgré les bonnes caractéristiques d'offset ( $V_d$  voisin de  $20 \mu\text{V}$  pour une dérive de  $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ), ce principe impose des limitations :

- A cause de la commutation en sortie des deux amplificateurs ( $A_1$  puis  $A_2$  au rythme de l'horloge) en partant de zéro, la fréquence de fonctionnement doit être inférieure à celle de l'horloge.

C'est pour cela que celle-ci est programmée.

- Les pointes de tension de commutation réclament l'utilisation de filtres sérieux.

- Les courants de polarisation sont importants à cause des charges des condensateurs.

### 6.1.3.3. Circuits ICL 7650 - 7652 (GE - Intersil)\*

Le fonctionnement de ces circuits est défini à partir du synoptique de la figure 6.7. L'amplificateur principal traite les signaux de façon permanente dans la bande de fréquence prévue ( $0 \text{ Hz} - 2 \text{ MHz}$ ). Il n'y a aucune commutation en entrée et en sortie de ce circuit. L'amplificateur d'annulation, comme son nom l'indique annule son erreur  $V_{d2}$  lorsque les commutateurs A sont fermés (B ouverts), puis annule l'erreur de l'amplificateur principal  $V_{d1}$  lorsque les commutateurs B sont fermés (A ouverts). Nous avons vu (circuit HA 2900) que trois inconvénients majeurs étaient liés à l'utilisation du découpage :

- les distorsions de gain et de phase pour des signaux d'entrée à fréquences voisines de celle de l'horloge (distorsion d'intermodulation),

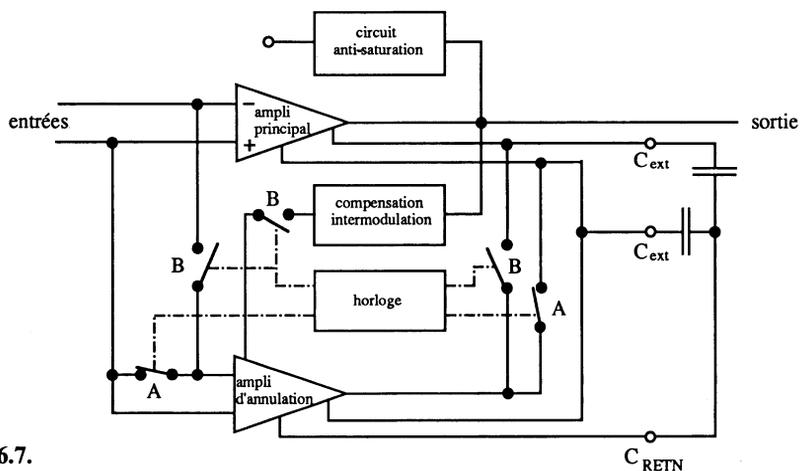


Figure 6.7.

\* Documentation à consulter : *Electronique industrielle*, 15 avril 1985 ; 14 : 35 ; *Electronique applications*, février-mars 1983 ; 28 : 29 ; *Electronique industrielle*, 15 février 1987 ; 120 : 35 ; *Data Books* GE-Intersil.

- les fréquences de battements en sortie,
- le temps de recouvrement important lors de la saturation du circuit.

Ces inconvénients ont disparu dans les circuits ICL 7650 - 7652. En effet, en ce qui concerne les distorsions d'intermodulation, il y a génération d'une correction dynamique dans l'amplificateur d'annulation à la fréquence de l'horloge (200 Hz). Pour les écrêtages de sortie, un circuit d'antisaturation (*clamping*) est prévu et agit comme une boucle de correction (sortie vers l'entrée) en diminuant le temps de recouvrement et permettant ainsi de travailler en comparateur.

La figure 6.8 représente la réponse en module et en phase. La distorsion d'intermodulation n'affecte la phase que d'une dizaine de degrés autour de 200 Hz, pour une capacité externe de 0,1  $\mu\text{F}$ . Le bruit haute fréquence en crête-à-crête est de 2  $\mu\text{V}$  entre 0 et 10 Hz.

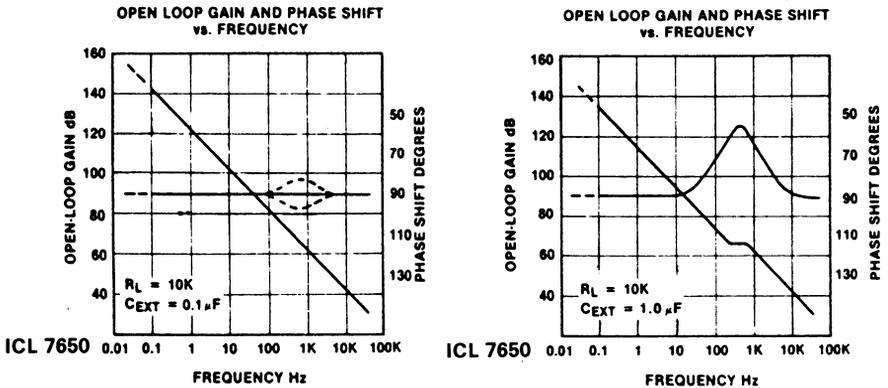


Figure 6.8 (Documents GE-Intersil).

Le circuit ICL 7652 est une version améliorée du circuit précédent dans le sens où la tension de bruit  $e_n$  crête-à-crête est de 0,2  $\mu\text{V}$  de 0 Hz à 1 Hz.

Linear Technology commercialise les circuits LTC 1052 et 7652. Leur principe de fonctionnement est très voisin de celui du circuit ICL 7650. Les caractéristiques présentées dans la tableau 6.1 permettent de les comparer. Elles sont assez semblables, sauf pour le gain statique très élevé (150 dB) et des variations de phase importantes dans la bande passante (figure 6.9).

#### 6.1.3.4. Applications typiques des amplificateurs stabilisés par chopper

Les amplificateurs du type ICL 7650 et LTC 1052... sont utilisables dans de nombreux cas :

- mesure de faibles tensions,
- mesure de faibles courants,

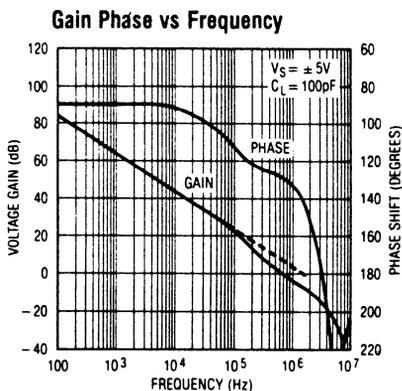


Figure 6.9 (Document Linear Technology).

- mesure de déséquilibre de ponts (figure 6.10),
- correction de la tension d'offset d'amplificateurs rapides (figure 6.11).

Dans tous les cas, il faudra respecter les conditions de câblage : bande de garde autour des entrées, protection contre les décharges électrostatiques...

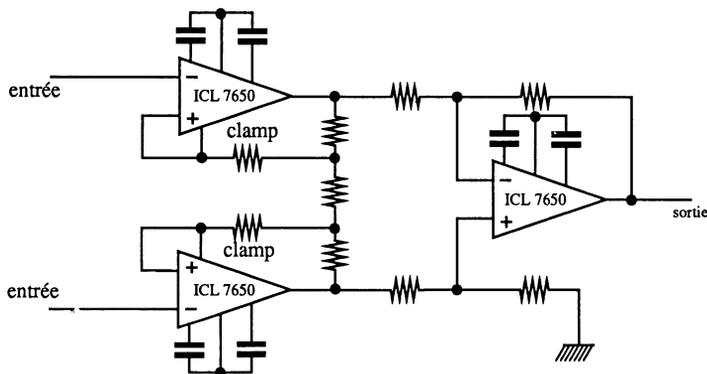


Figure 6.10.

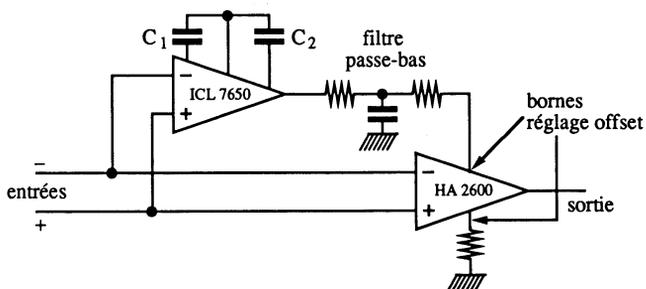


Figure 6.11.

### 6.1.4. EXEMPLES DE VALEURS DE PARAMÈTRES

Le tableau 6.1 fournit la valeur des paramètres principaux de quelques amplificateurs opérationnels monolithiques de précision. En pratique, la liste des composants disponibles sur le marché étant relativement longue, nous invitons les lecteurs à se procurer les Data Books des constructeurs dont les noms figurent sur le tableau.

Ne sont pas présentés, les amplificateurs d'instrumentation correspondant à l'intégration du montage de la figure 6.10 ou à l'intégration partielle de celui-ci (seulement les deux amplificateurs d'entrée). Les amplificateurs programmables ainsi que les amplificateurs faible tension et faible consommation sont décrits dans ce même chapitre.

Certains amplificateurs d'instrumentation peuvent décaler la tension de mode commun en utilisant un circuit à capacités commutées (voir chapitre 7), alors que d'autres sont isolés par transformateurs (décrits dans ce chapitre).

## 6.2. AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS PROGRAMMABLES - OTA <sup>1</sup>

Les amplificateurs opérationnels peuvent être définis :

- soit en générateur de Thévenin, alors la fonction de transfert est  $v_s/\varepsilon$ ,
- soit en générateur de Norton, alors la fonction de transfert est  $i_s/\varepsilon$ .

Les amplificateurs opérationnels programmables et OTA (*Operational Transconductance Amplifier*) sont définis par trois principes :

- Ils sont programmables unitairement en consommation et peuvent être bloqués (ce sont des générateurs de Thévenin).
- Associés en « quad » ils sont programmables en tout ou rien par une logique intégrée (utilisés en instrumentation).
- Ils sont définis en transconductance, alors ils utilisent le principe de Norton.

---

1. Extrait des articles :

— « Amplificateurs opérationnels programmables de faible puissance », *EMI*, 15 février 1974 ; 183 : 85.

— « Principe et applications d'un amplificateur opérationnel programmable », *EMI*, 15 novembre 1974 ; 196 : 71.

— « L'OTA théorique », *Elektor*, avril 1982 ; 4-34 et 4-38.



Lorsque la tension différentielle  $\varepsilon = e_+ - e_-$  est nulle, nous avons  $i_1 = i_2 = 0$  et  $i_s = 0$ . La consommation du circuit est  $2I_0$  pour l'alimentation positive et  $3I_0$  pour l'alimentation négative.

Lorsque la tension différentielle devient non nulle, nous avons, pour chaque transistor de l'amplificateur différentiel d'entrée, les relations

$$i_2 = g v_{be2} = g \frac{\varepsilon}{2} \quad \text{et} \quad i_2 = -i_1$$

(avec  $\varepsilon = e_+ - e_-$ ).

Comme  $i_s = i_2 - i_1$ , nous obtenons  $i_s = g\varepsilon$  soit la transconductance totale

$$g = \frac{i_s}{\varepsilon}$$

qui est celle de l'amplificateur différentiel. Pour définir un gain en tension, il faut charger l'amplificateur OTA pour une résistance  $R$ . Ainsi

$$\frac{s}{\varepsilon} = gR \quad (\text{en considérant les transistors parfaits}).$$

### Remarques

— La variation de  $I_0$  permet de faire varier la consommation du circuit, le courant de polarisation d'entrée, la bande passante et le slew rate.

— Le multiplexage impose de travailler à  $I_0$  donné lorsque l'on fonctionne en amplification normale et  $I_0 = 0$  pour un fonctionnement bloqué. Il en est de même en échantillonneur-bloqueur.

### Caractéristiques du CA 3080 :

- tranconductance maximale, 9 600  $\mu$  mho,
- courant de sortie maximum, 500  $\mu$ A,
- produit gain-bande passante, 2 MHz,
- slew rate, 50 V/ $\mu$ s,
- alimentation de  $\pm 2$  V à  $\pm 15$  V.

### 6.2.1.2. Circuits LM 13600 et 13700 de NS (OTA)

Ces circuits représentent une amélioration technologique des précédents. Ils sont d'abord « duals » (2 OTA dans un même boîtier) puis utilisent quelques éléments supplémentaires qui se justifient dans les applications. Le schéma de la figure 6.13 correspond à un circuit. On retrouve l'amplificateur différentiel  $T_4 - T_5$  et les quatre miroirs de courant  $T_1 - T_2$ ,  $T_6 - T_7$ ,  $T_8 - T_9$  et  $T_{10} + T_{11}$ . Il y a en plus deux diodes de linéarisation  $D_2$  et  $D_3$  en « tête-bêche série », connectées entre les bornes des entrées (+) et (-) puis un buffer Darlington  $T_{12} - T_{13}$  piloté par la polarisation  $I_0$ . La transconduction est linéaire sur 6 décades.

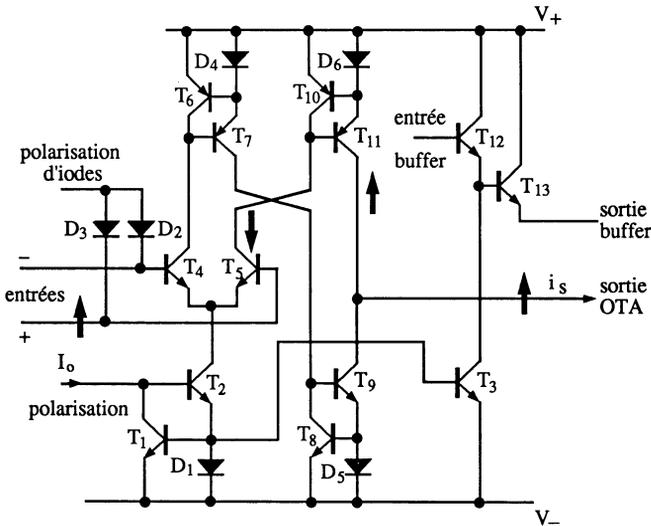


Figure 6.13.

**Caractéristiques du LM 13600 :**

— transconductance

9 600 $\mu$ mho	pour	$I_o = 500 \mu\text{A}$ ,
2 000 $\mu$ mho	pour	$I_o = 100 \mu\text{A}$ ,
200 $\mu$ mho	pour	$I_o = 10 \mu\text{A}$ ,

— courant de sortie maximum,

$i_s = 500 \mu\text{A}$	pour	$I_o = 500 \mu\text{A}$ ,
$i_s = 100 \mu\text{A}$	pour	$I_o = 100 \mu\text{A}$ ,
$i_s = 10 \mu\text{A}$	pour	$I_o = 10 \mu\text{A}$ ,

— produit gain-bande passante 2 MHz,

— slew rate 50 V/ $\mu$ s,— alimentation de  $\pm 2 \text{ V}$  à  $\pm 22 \text{ V}$ .**6.2.1.3. Circuits TL 251 et 271 de Texas Instruments (programmables)**

Ces circuits sont en technologie Lin CMOS. Cette technologie, de la quatrième génération, permet de fabriquer des circuits intégrés linéaires de faible consommation, haute densité d'intégration, haute impédance d'entrée et relative vitesse de balayage. La figure 6.14 représente un amplificateur opérationnel constitué de deux étages et d'un circuit de polarisation non détaillé. L'amplificateur différentiel  $P_1 - P_2$ , polarisé par  $P_3$  est chargé par le miroir de courant  $N_1 - N_2$ . L'étage de sortie polarisé par  $P_4$ , est constitué des transistors  $N_3, N_4$  et  $N_5$ .

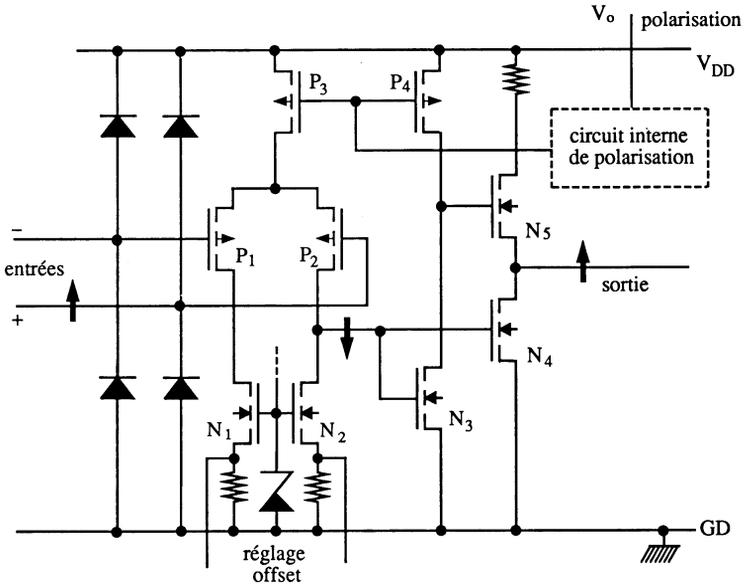


Figure 6.14.

La programmation du circuit s'effectue par la conduction plus ou moins importante de  $P_3$  et  $P_4$ .

#### Caractéristiques du TL 251 :

— alimentation de + 1 V à + 16 V,

— consommation,

10  $\mu$ A

pour

$V_0 = V_{DD}$ ,

150  $\mu$ A

pour

$0 < V_0 < V_{DD}$ ,

1 mA

pour

$V_0 = 0$ ,

— gain en tension,

$5 \cdot 10^5$

pour

$V_0 = V_{DD}$ ,

$2,8 \cdot 10^5$

pour

$0 < V_0 < V_{DD}$ ,

$4 \cdot 10^4$

pour

$V_0 = 0$ .

#### 6.2.1.4. Circuits 776 (programmables)

Citons le UA 776 de Thomson Semiconducteurs, MC 1776 et 3476 de Motorola, LM 4250 de NS... Le schéma de la figure 6.15 représente le principe de fonctionnement. Les transistors sont fabriqués de façon que les zones d'émetteurs soient à surfaces bien précises (identiques, ou moitiés, ou doubles). Le contrôle des générateurs de courant par  $I_0$  permet une faible consommation et une très grande impédance d'entrée. La compensation par capacité intégrée permet de rendre stable l'amplificateur opérationnel (comme pour le 741).

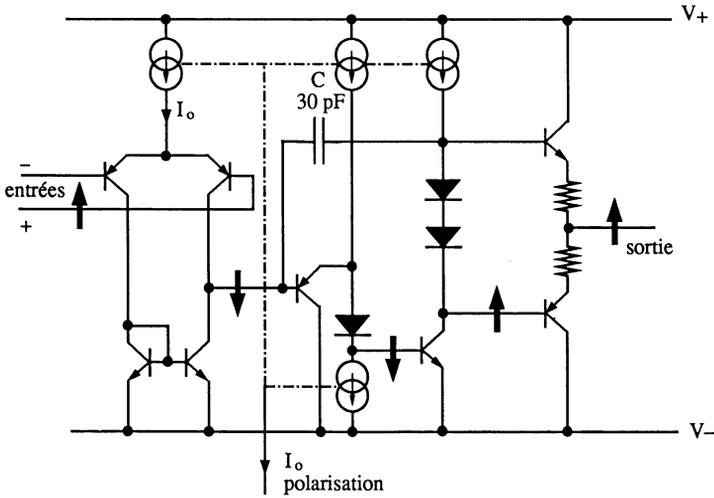


Figure 6.15.

Le slew rate étant défini par la charge à courant constant de  $C$ , il varie en fonction du courant de polarisation  $I_0$ . On trouve comme relation approchée

$$\left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right)_{\max} = \frac{I_0/2}{C}$$

#### Caractéristiques du UA 776 :

- tension d'alimentation de  $\pm 1,2 \text{ V}$  à  $\pm 18 \text{ V}$ ,
- courant de polarisation,
 

7,5 mA	pour	$I_0 = 1,5 \mu\text{A}$ ,
50 nA	pour	$I_0 = 15 \mu\text{A}$ ,
- résistance d'entrée différentielle,
 

50 M $\Omega$	pour	$I_0 = 1,5 \mu\text{A}$ ,
5 M $\Omega$	pour	$I_0 = 15 \mu\text{A}$ ,
- consommation,
 

20 $\mu\text{A}$	pour	$I_0 = 1,5 \mu\text{A}$ ,
160 $\mu\text{A}$	pour	$I_0 = 15 \mu\text{A}$ ,
- résistance de sortie,
 

5 k $\Omega$	pour	$I_0 = 1,5 \mu\text{A}$ ,
1 k $\Omega$	pour	$I_0 = 15 \mu\text{A}$ ,
- amplification en tension,
 

$5 \cdot 10^4$	pour	$I_0 = 1,5 \mu\text{A}$ ,
$7,5 \cdot 10^4$	pour	$I_0 = 15 \mu\text{A}$
- slew rate,
 

0,1 V/ $\mu\text{s}$	pour	$I_0 = 1,5 \mu\text{A}$ ,
0,8 V/ $\mu\text{s}$	pour	$I_0 = 15 \mu\text{A}$ .

**Quelques circuits de polarisation.** La figure 6.16 représente les différentes possibilités de polarisation du circuit UA 776, non limitatives, et pouvant être utilisées pour les circuits précédents.

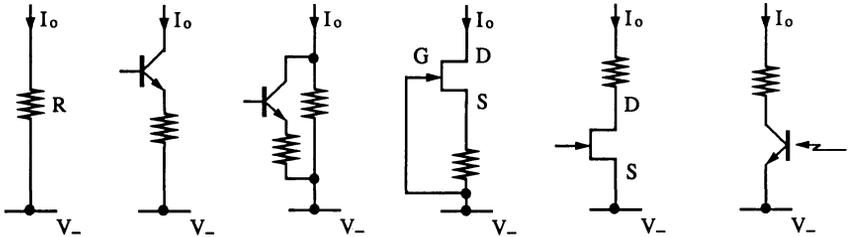


Figure 6.16.

**6.2.1.5. Circuit HA 2406 de Harris (programmable)**

Il est constitué de quatre amplificateurs fonctionnant en « tout ou rien » et programmés par une logique de contrôle (figure 6.17). La sortie analogique est assurée par un cinquième amplificateur travaillant en suiveur. Les caractéristiques électriques essentielles sont :

- taux de réjection inter-circuit 110 dB,
- impédance d'entrée 30 MΩ,
- courant de polarisation 5 nA,
- produit gain-bande passante 30 MHz,
- slew rate 20 V/μs.

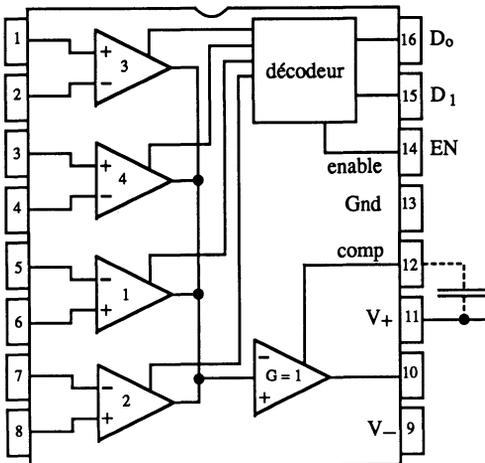


table de vérité

D <sub>0</sub>	D <sub>1</sub>	EN	canal sélectionné
L	L	H	1
L	H	H	2
H	L	H	3
H	H	H	4
X	X	L	-

Figure 6.17.

## 6.2.2. EXEMPLES D'APPLICATIONS

**Amplificateur non inverseur, à gain programmable** (figure 6.18). C'est l'application du circuit HA 2406. La valeur des gains en tension est :

- canal 1,  $G_{v1} = 2$ ,
- canal 2,  $G_{v2} = 1$ ,
- canal 3,  $G_{v3} = 8$ ,
- canal 4,  $G_{v4} = 4$ .

Cette application est utilisée en instrumentation lorsque l'on veut acquérir une donnée analogique avec plusieurs sensibilités pour ensuite la convertir en valeur numérique (voir aussi chapitre 7).

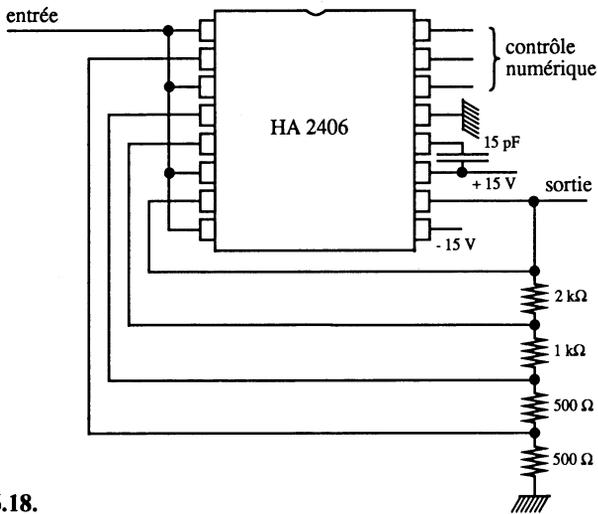


Figure 6.18.

**Oscillateur à courant contrôlé** (figure 6.19). Le trigger de Schmitt 2101 pilote le circuit OTA 2776 fonctionnant en comparateur. L'évolution de sa

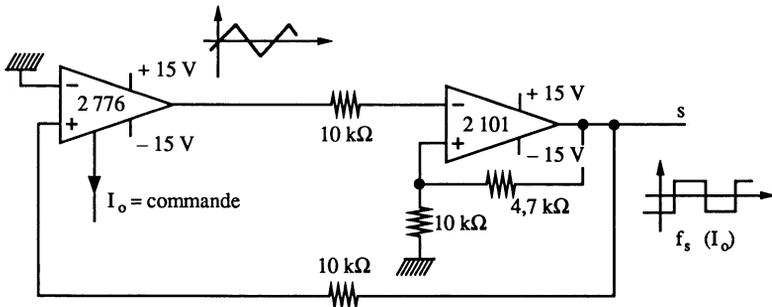


Figure 6.19.

sortie est liée à son slew rate, donc au courant de polarisation  $I_0$ . Ainsi, à un courant de commande  $I_0$ , correspond une fréquence de sortie  $f_s(I_0)$ .

**Amplificateur de faible puissance** (figure 6.20). Le circuit 2776, polarisé par une résistance de  $22\text{ M}\Omega$ , et alimenté par  $\pm 1,2\text{ V}$ , fonctionne en gain en tension de  $-10$ . La puissance consommée au repos est de 600 nanowatts.

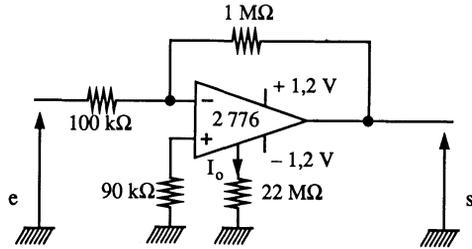


Figure 6.20.

**Multiplexeur à amplificateurs programmables** (figure 6.21). Les circuits intégrés 2776 travaillent en amplificateur de gain  $-10$  lorsqu'ils sont sélectionnés. Le nombre d'entrées est non limitatif. Les sorties, reliées entre elles, sont soit actives, soit en haute impédance.

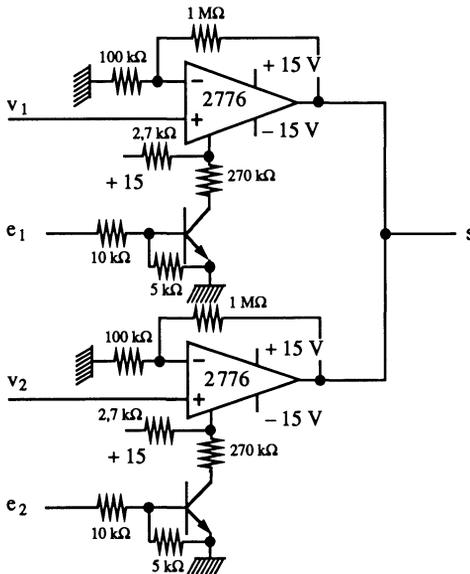


Figure 6.21.

**Echantillonneur-bloqueur** (figure 6.22). L'échantillonneur-bloqueur est présenté en fin de chapitre. Dans notre cas, l'information d'entrée est véhiculée

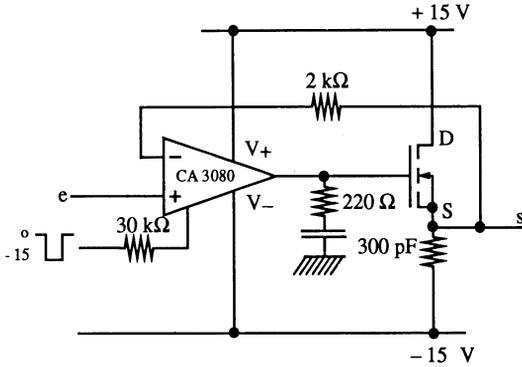


Figure 6.22.

vers le condensateur de 300 pF (échantillonnage) pour ensuite être maintenue (blocage). Cette opération est possible grâce au circuit CA 3080, tantôt suiveur, tantôt bloqué et au transistor CMOS de sortie, présentant une impédance d'entrée infinie.

**Modulation d'amplitude** (figure 6.23). Cette fonction est obtenue en appliquant le signal haute fréquence à l'entrée du circuit CA3080 et le signal basse fréquence modulateur comme élément de polarisation.

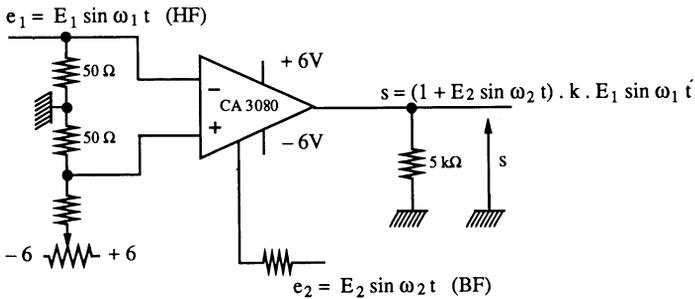


Figure 6.23.

**Multiplication quatre-quadrants** (figure 6.24). Le courant de sortie  $I_s$  est une fonction linéaire de  $\varepsilon$  donc de  $v_x$  et de la polarisation soit  $v_y$ . La résistance

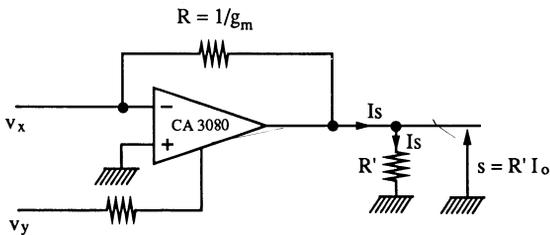


Figure 6.24.

R, connectée en contre-réaction, permet d'obtenir un zéro en sortie pour  $v_x = v_y = 0$ .

**Commande automatique de gain** (figure 6.25). Le signal d'entrée appliquée sur l'entrée (+) de l'amplificateur fournit une tension positive à la sortie. Lorsque cette tension, vue par le Darlington, dépasse quelques seuils de jonctions, la diode de linéarité d'entrée se met à conduire diminuant ainsi le facteur d'amplification. La tension de sortie est alors stabilisée.

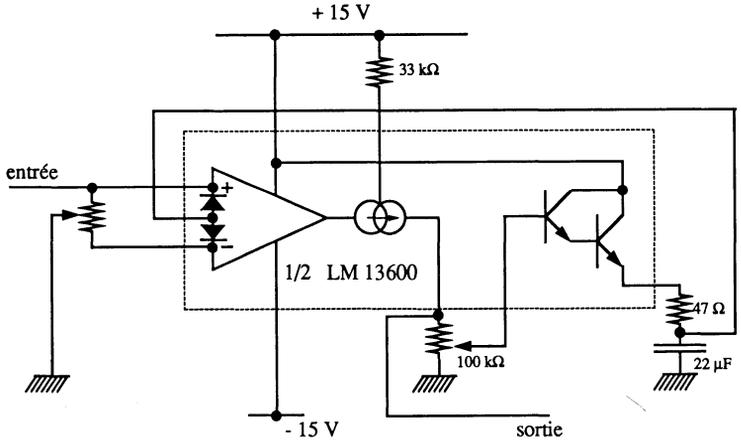


Figure 6.25.

**Filtre passe-bas** (figure 6.26). Ce montage, utilisant un demi LM 13600, présente une fréquence de cassure  $f_0$  définie par la relation

$$f_0 = \frac{R_A g_m}{2\pi(R + R_A) C}$$

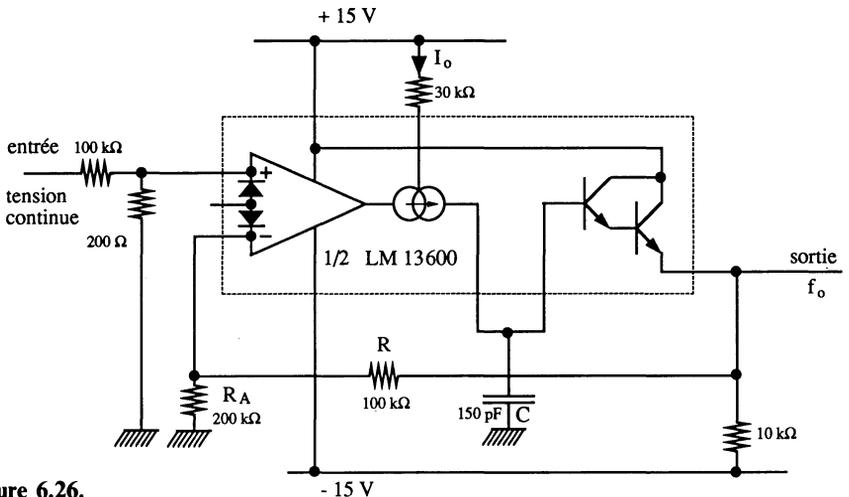


Figure 6.26.

avec  $g_m = 19,2 I_0$  à la température ambiante (documentation National Semiconductor).

### 6.3. AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS HAUTE TENSION ET DE PUISSANCE <sup>1</sup>

Les amplificateurs opérationnels haute tension et de puissance sont utilisés dans les domaines suivants :

- alimentation de moteurs à courant continu,
- alimentation de petites machines alternatives (resolvers...)
- réalisation d'amplificateurs audiofréquences,
- réalisation d'alimentations hautes tensions,
- obtention de sources de courant à grande dynamique...

Certaines applications ont été présentées dans l'ouvrage *Amplificateurs de puissance*.

#### 6.3.1. TECHNOLOGIE DES CIRCUITS INTÉGRÉS

Ces circuits peuvent être hybrides ou monolithiques.

**Caractéristiques en puissance.** La puissance dissipée dans l'étage de sortie est un paramètre très critique. La valeur maximale est donnée de manière peu réaliste, pour une température de boîtier maintenue à 25 °C (radiateur infini), lorsque la « puce », a atteint la limite extrême en température (200 °C ou 150 °C suivant les spécifications des constructeurs). Un échauffement exagéré du circuit entraîne rapidement sa destruction. Les circuits monolithiques sont de plus en plus protégés contre les températures excessives (« déconnection » électronique de la borne de sortie).

---

1. Quelques articles de revues à consulter :

— « Les amplificateurs opérationnels haute tension », *Toute l'Electronique*, mars 1980 ; 452 : 31.

— « Encore plus de puissance sur les amplificateurs opérationnels », *Electronique industrielle*, 1<sup>er</sup> novembre 1982 ; 41 : 43.

— « Amplis de puissance intégrés : attention à la dissipation », *Mesures*, 1<sup>er</sup> décembre 1986 : 67.

Certaines astuces d'utilisation permettent de limiter la dissipation interne (alimentation dissymétrique dans le cas des moteurs à courant continu, utilisation de la classe G ou H pour certains amplificateurs symétriques).

**Caractéristiques en tension.** Les circuits intégrés monolithiques classiques utilisent l'isolation entre caissons par diodes inverses (par exemple substrat de type N et caissons de type P). Cette technique ne permet pas de travailler avec des hautes tensions d'alimentation à cause de la tension d'avalanche. De plus, les courants de fuite augmentent rapidement avec la température.

La technique haute tension consiste à isoler les caissons par une couche de dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) et à obtenir des profondeurs de diffusion suffisantes à partir du procédé d'implantation ionique (procédé de la quatrième génération de circuits).

### 6.3.2. PRÉSENTATION DE QUELQUES CIRCUITS

Le tableau 6.2 présente quelques amplificateurs opérationnels monolithiques haute tension et de puissance. Les paramètres indiqués sont : la tension

**Tableau 6.2. Quelques amplificateurs opérationnels monolithiques haute tension et de puissance**

Fabricant	Circuit	Tension d'alimentation en volts	Courant de sortie en mA	Gain statique	Gain $\times$ BP en MHz	Slew rate en V/ $\mu$ s
Burr-Brown	3580	$\pm 35$	$\pm 60$	86 dB	5	15
	3581	$\pm 75$	$\pm 30$	94 dB	5	20
	3583	$\pm 150$	$\pm 75$	94 dB	5	30
Harris	HA2640	$\pm 40$	$\pm 12$	100 dB	4	5
Intersil	ICH 8510	$\pm 35$	$\pm 2,7$ A	90 dB	1	0,5
Motorola	MC1536	$\pm 40$	$\pm 17$	100 dB	1	2
National Semiconductor	LM383	$\pm 40$	$\pm 3,5$ A	40 dB	0,04	–
	LM1875	$\pm 60$	$\pm 3$ A	90 dB	5,5	8
	LM12	$\pm 50$	$\pm 13$ A	100 dB	0,7	9
SGS	L149	$\pm 20$	$\pm 3$ A	1	0,2	30
	165	$\pm 18$	$\pm 3$ A	80 dB	5	8
Siemens	TCA365	$\pm 21$	$\pm 4$ A	80 dB	0,5	2
Semiconductor						

d'alimentation, le courant de sortie maximum, le gain statique, le produit gain-bande passante et le slew rate. Il est nécessaire de consulter les Data Books des constructeurs pour avoir la valeur des autres paramètres.

### 6.3.3. LES VARIANTES

#### 6.3.3.1. Amplificateur opérationnel associé à un push-pull

Le schéma de la figure 6.27 représente un amplificateur de puissance push-pull à transistors composites piloté par un amplificateur opérationnel. L'ensemble, équivalent à un amplificateur opérationnel de puissance, est câblé à la manière d'un amplificateur opérationnel traditionnel, c'est-à-dire la sortie vers l'entrée (-), afin de réaliser une contre-réaction. De nombreux exemples de réalisation sont indiqués dans l'ouvrage *Amplificateurs de puissance*.

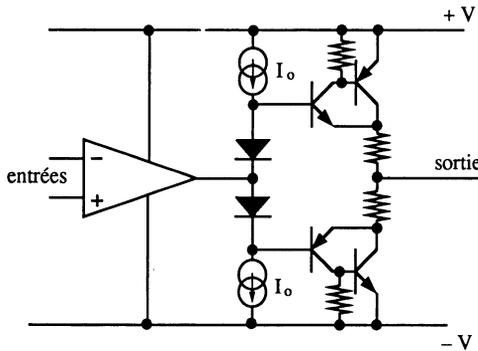


Figure 6.27.

#### 6.3.3.2. Amplificateur opérationnel translaté en tension (figure 6.28)

Dans le cas où un amplificateur opérationnel est alimenté par des tensions de valeurs importantes et qu'il fonctionne avec une faible dynamique de sortie et un fort courant, sa puissance dissipée devient très importante. Une astuce consiste à créer un décalage de tension par transistors de puissance polarisés par des diodes Zener. Lorsque la tension de sortie varie, elle entraîne la variation de la tension d'alimentation du circuit intégré. La dynamique maximale en sortie est voisine de  $\pm 2 V_Z$  pour  $e_+$  et  $e_-$  voisins de zéro. On gagne ainsi un coefficient quatre sur la puissance dissipée dans l'amplificateur

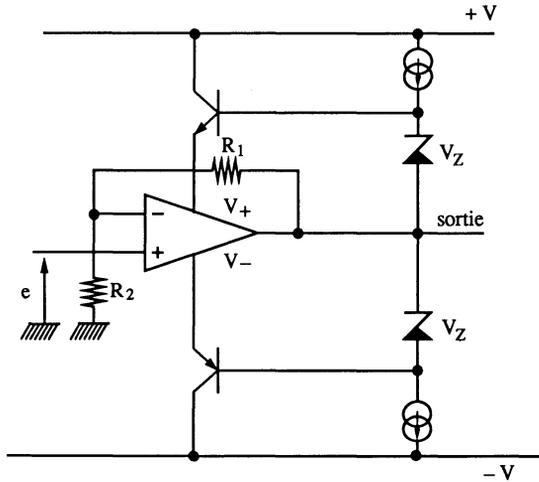


Figure 6.28.

opérationnel. Ce principe de fonctionnement ressemble à celui de la classe G-H.

### 6.3.3.3. Amplificateurs opérationnels à collecteur ouvert (figure 6.29, TAA 761)

Ces amplificateurs opérationnels sont prévus pour fonctionner avec une résistance extérieure connectée entre une alimentation positive et la sortie.

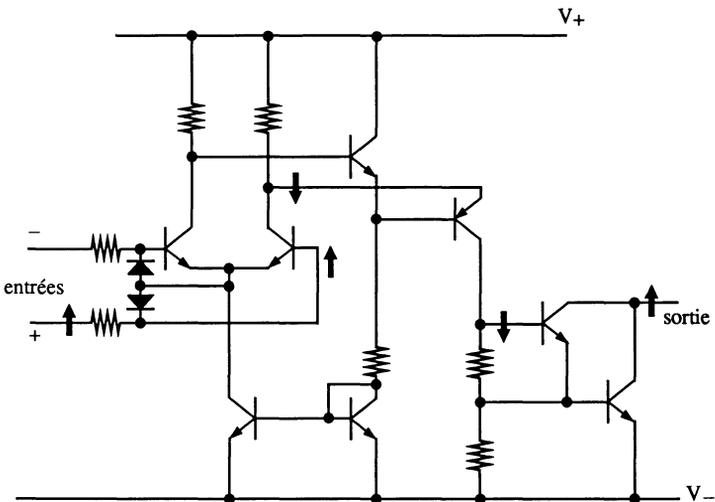


Figure 6.29.

Les particularités de ces circuits sont :

- alimentation monotension (en général),
- tension de mode commun de sortie voisine de zéro (émetteur commun en sortie),
- fort courant de sortie (plusieurs dizaines de milliampères).

Leurs domaines d'applications, très variés, peuvent être limités à l'instrumentation portable.

Indiquons quelques valeurs de caractéristiques :

- TAA 761, gain statique 90 dB, courant de sortie 70 mA, slew rate, 9 V/ $\mu$ s.

## 6.4. AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS FAIBLE TENSION D'ALIMENTATION ET FAIBLE CONSOMMATION

Ce sont des amplificateurs opérationnels prévus pour être alimentés par des piles ou éléments d'accumulateurs en fixe ou en portable. Leur consommation doit être très faible et ils doivent pouvoir travailler en monotension avec 1,5 volt minimum. Nous allons présenter quelques-unes de leurs caractéristiques ainsi que quelques applications.

### 6.4.1. PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT

#### 6.4.1.1. Amplificateurs opérationnels monotension

Un amplificateur alimenté en monotension doit présenter une caractéristique linéaire  $s(e)$  à partir de zéro (figure 6.30). Cette condition impose une tension de mode commun minimale en régime linéaire, égale à la tension  $V$ .

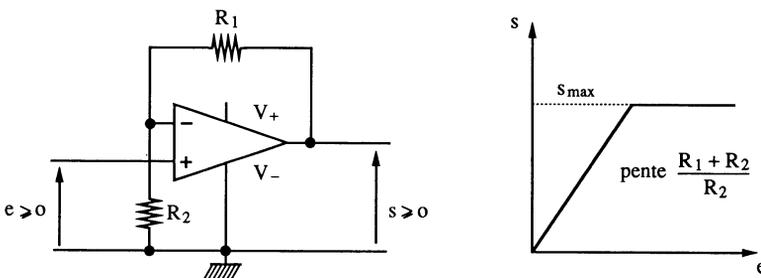


Figure 6.30.

**Technologie bipolaire.** L'utilisation de transistors NPN d'entrée limite la tension de mode commun à environ un volt. Il est nécessaire de travailler avec des transistors PNP et d'exclure la possibilité de phénomène de latch-up. La figure 6.31 représente le schéma de principe des circuits LM 158... Les transistors  $T_2$  et  $T_3$  de l'amplificateur différentiel ne peuvent se saturer à cause des collecteurs communs  $T_1$  et  $T_4$ . Ainsi les entrées (-) et (+) peuvent travailler autour de zéro (lorsque  $V_- = 0$ ) sans phénomène de verrouillage (latch-up). La tension de sortie peut être nulle lorsque  $T_8$  et  $T_9$  sont bloqués (conduction maximale de  $T_7$ ). Un même principe est utilisé dans l'amplificateur opérationnel OP 20 en ce qui concerne le circuit d'entrée. Dans les deux cas, la tension d'alimentation minimale est 2,5 à 3 V. Le circuit LM 10 peut travailler sous 1,1 V minimum. Son amplificateur différentiel d'entrée utilise des transistors PNP chargés par des résistances. Il ne peut y avoir de phénomène de latch-up.

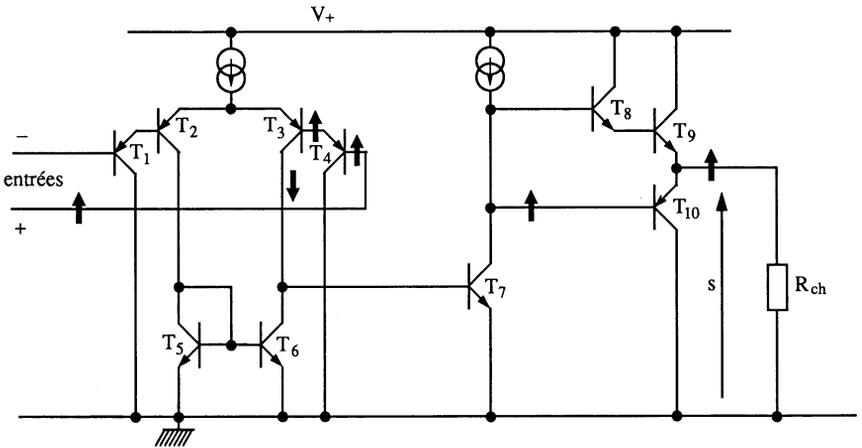


Figure 6.31.

**Technologie FET.** Les amplificateurs opérationnels BIMOS de la troisième génération (CA 3130, CA 3140, CA 3160...) travaillent avec un amplificateur différentiel à transistors MOS. Ils peuvent être alimentés par une tension unique de quelques volts. La tension de mode commun minimale, en régime linéaire, peut atteindre - 0,5 volt.

Les circuits ICL 76... de la quatrième génération peuvent être alimentés sous 2 volts et travailler avec une tension de mode commun nulle voire très légèrement négative.

### 6.4.1.2. Amplificateurs opérationnels bitension

Ils correspondent aux circuits précédents avec des contraintes de tension de mode commun moins rigoureuses. On rencontre ainsi des circuits pouvant être alimentés entre  $\pm 1$  volt et présentés dans le tableau 6.3.

Tableau 6.3. Quelques amplificateurs opérationnels monolithiques faible tension et faible puissance

Fabricant	Circuit	Tension min. d'alimentation en volts $V_+ - 0$ ou $V_+ - V_-$	Tension d'entrée mode commun en régime linéaire en V	Dynamique de sortie en V	Consommation en $\mu A$	Produit gain - BP en kHz
National Semiconductor	LM158 LM10	+ 3 ou $\pm 1,5$ + 1,1	$V_-$ et $V_+ - 1,5$ -	0 et $V_+ - 1,5$ -	1 000 400	500 100
RCA	CA3130 CA3160	+ 5	$V_-$ et $V_+ - 2,2$	$V_-$ et $V_+$	300	4 000
PMI	OP20 OP90	+ 5 ou $\pm 2,5$ + 1,6 ou $\pm 0,8$	$V_-$ et $V_+ - 1,5$ $V_-$ et $V_+ - 0,8$	$V_- + 0,7$ et $V_+ - 0,9$ $V_-$ et $V_+ - 0,8$	55 18	100 25
Harris	HA5141	+ 2 ou $\pm 1$	$V_-$ et $V_+ - 1$	$V_-$ et $V_+ - 1$	45	60
Intersil	ICL 76...	$\pm 0,5$	$V_- + 0,3$ et $V_+ - 0,3$	$V_- + 0,1$ et $V_+ - 0,1$	10	44
Burr-Brown	OPA21	$\pm 2,5$	-	$V_- + 0,8$ et $V_+ - 0,9$	200	300
Linear Technology	LT1006	+ 2,7	$V_-$ et $V_+ - 1$		90	

### 6.4.1.3. Amplificateurs opérationnels faible puissance

Ce sont des amplificateurs opérationnels présentant un courant d'alimentation bien inférieur au milliampère.

Les technologies rencontrées sont :

- technologies bipolaires à un ou deux amplificateurs différentiels (LM 158, OP 20...),
- technologie MOS (ICL 76...),
- amplificateurs opérationnels programmables.

La faible consommation rend ces circuits « lents » (faible produit gain-bande passante et faible valeur du slew rate).

## 6.4.2. PRÉSENTATION DE QUELQUES CIRCUITS

Le tableau 6.3 présente quelques circuits faible tension et faible puissance. Les paramètres présentés sont : la tension minimale d'alimentation (simple ou double), la tension d'entrée de mode commun en régime linéaire, la dynamique de sortie, la consommation et le produit gain-bande passante.

Les valeurs indiquées sont définies pour certaines conditions de fonctionnement présentées dans les Data Books.

## 6.4.3. EXEMPLES D'APPLICATIONS

Les applications des amplificateurs opérationnels faible tension et faible puissance sont nombreuses. Nous en présentons trois à titre indicatif.

— **Détecteur de niveau** (figure 6.32). C'est le schéma d'un comparateur de tension (trigger) pilotant une logique TTL ou CMOS alimentées sous 5 volts.

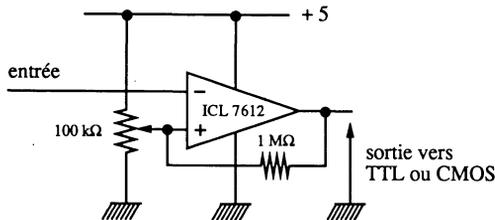


Figure 6.32.

— **Intégrateur de lumière** (figure 6.33). La photodiode, lorsqu'elle est « éclairée », fournit un courant qui vient charger le condensateur. La tension de sortie évolue à partir de zéro, à l'ouverture de l'interrupteur.

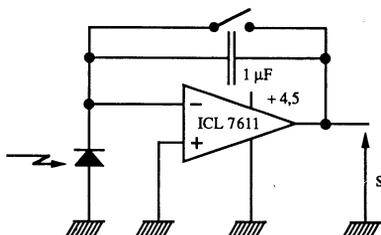


Figure 6.33.

— **Alimentation réglée variable** (figure 6.34). Pour qu'une alimentation à tension variable travaille autour de zéro volt ( $V_-$  connecté à zéro), il faut que  $e_-$  et  $e_+$  puissent, en régime linéaire, atteindre le potentiel  $V_-$ , et la sortie  $V_- + 0,6$ . Ceci n'est possible qu'en utilisant des amplificateurs opérationnels monotension. Le circuit LM 10 est, pour cette application, doublement intéressant car il possède une référence ultrastable de 200 mV.

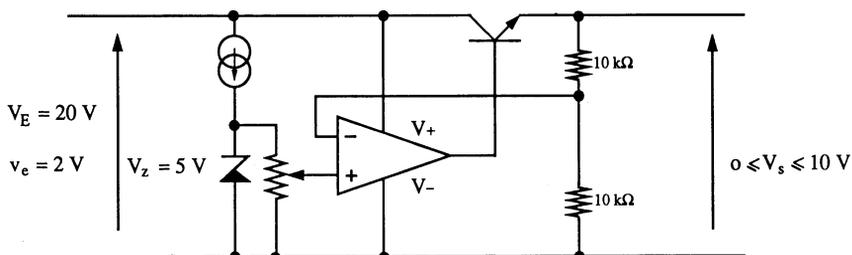


Figure 6.34.

## 6.5. FONCTIONS SPÉCIALES

Dans ce paragraphe, nous présentons succinctement les circuits intégrés suivants :

- les amplificateurs opérationnels duals et quads,
- les buffers,
- les comparateurs,
- les échantillonneurs-bloqueurs,

- les amplificateurs isolés,
- les circuits haute température.

### 6.5.1. AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS DUALS ET QUADS

Ils correspondent à plusieurs amplificateurs opérationnels intégrés dans un même boîtier (dual pour deux circuits et quad pour quatre circuits). Ils sont utilisés dans les cas suivants :

— toutes les fois que plusieurs circuits simples à caractéristiques identiques se trouvent dans un montage, afin d'obtenir une densité de composants importante :

- étages à fonctionnement linéaires ou non linéaires en cascade,
- réalisation de filtres universels,...
- lorsque l'on veut des amplificateurs opérationnels appariés :
  - amplificateurs d'instrumentation,
  - contre-réaction active (paragraphe 5.5.1.3),...
  - comme amplificateurs opérationnels programmables :
    - commandés proportionnellement,
    - commandés numériquement (figure 6.17).

Les caractéristiques des amplificateurs opérationnels duals et quads sont définies avec les mêmes termes que pour les circuits simples. Toutefois **un paramètre supplémentaire intervient : le coefficient de séparation des canaux - *channel separation***. Exprimé en décibels, il traduit l'influence du signal de sortie d'un amplificateur opérationnel  $s_i$  sur la sortie d'un autre amplificateur opérationnel  $s_j$ . Ceci est exprimé par la relation

$$s_i, s_j = 20 \log \frac{s_i}{s_j} \quad \text{en} \quad \text{dB}$$

Cette valeur est souvent voisine de 120 dB.

**Remarque.** Vu le nombre de bornes utilisées par l'ensemble des éléments, les amplificateurs duals et quads ne présentent aucun réglage d'offset et de compensation en fréquence. Si ces réglages sont nécessaires, il sont alors extérieurs. Citons quelques exemples de circuits apparus à partir de la seconde génération technologique.

— **Deuxième génération :**

- simple LM 741, double LM 747, circuits à usage général.

— **Troisième génération :**

- simple LF 441, double LF 442, quadruple LF 444 (NS), circuits à faible consommation et grande impédance d'entrée,
- simple TL 080, double TL 082, quadruple TL 084 (Texas) circuits à grande impédance d'entrée.

— **Quatrième génération :**

- simple HA 5101, double HA 5102, quadruple HA 5104 (Harris), circuits à faible bruit et slew rate important,
- simple HA 5141, double HA 5142, quadruple HA 5144 (Harris), circuits à très faible consommation,
- simple LT 1056, dual LT 1057, quadruple LT 1058 (Linear Technology), circuits à faible tension d'offset, grande impédance d'entrée et rapides,
- simple OP 21, dual OP 221, quadruple OP 421 (PMI) circuits à faible consommation.

La liste de ces circuits est non limitative. Il est nécessaire de consulter les Data Books des constructeurs.

**6.5.2. BUFFERS**

Ce sont des circuits travaillant à gain en tension unité. Ils présentent comme caractéristiques :

- une grande bande passante,
- un fort slew rate,
- dans certains cas, un courant de sortie important,
- une grande résistance d'entrée.

Mis à part les buffers de la deuxième génération technologique (LM 110), constitués d'un amplificateur différentiel d'entrée avec contre-réaction intégrée, les circuits récents (quatrième génération) sont à technologie spécifique. Rappelons qu'un amplificateur opérationnel contre-réactionné unitairement (gain en tension de 1) est stable avec un circuit de type 1 et instable avec un circuit de type 2 (voir chapitre 5). La seule compensation en fréquence qui n'altère pas le slew rate est la compensation par réseau à retard de phase (la compensation par avance de phase impose  $e_+ \simeq 0$ ). C'est pourquoi un suiveur rapide classique est difficile à obtenir. Les amplificateurs suiveurs ou buffers sont utilisés dans de nombreuses applications :

- attaque de câbles coaxiaux,
- amplificateurs vidéo-fréquences,
- échantillonneurs-bloqueurs,
- filtres rapides à fort coefficient de surtension,
- sources de tension et de courant,
- amplificateurs pour charges capacitives...

Nous donnons les caractéristiques de quatre buffers :

- LM 110 (National Semiconductor,...),
- LT 1010 (Linear Technology),
- BUF 03 (PMI),
- HA 5002, HA 5033, (Harris).

**Circuit LM 110.** Il représente le premier buffer intégré monolithique.

Les caractéristiques essentielles sont :

- impédance d'entrée  $10^{12} \Omega$ ,



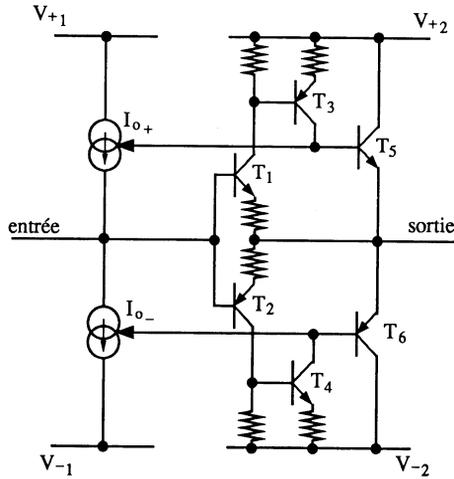


Figure 6.36.

caractéristiques sont :

- impédance d'entrée  $3 \text{ M}\Omega$  (HA 5002)  
 $1,5 \text{ M}\Omega$  (HA 5033)
- bande passante  $110 \text{ MHz}$  (HA 5002),  
 $250 \text{ MHz}$  (HA 5033),
- slew rate  $1300 \text{ V}/\mu\text{s}$  (HA 5002),  
 $1300 \text{ V}/\mu\text{s}$  (HA 5033),
- courant de sortie  $200 \text{ mA}$ .

### 6.5.3. COMPARETEURS

Ils font partie de la famille des circuits analogiques dans le sens où ils comparent deux tensions « analogiques » d'entrée. L'étage de sortie est, dans la plupart des cas, compatible TTL et peut être à collecteur ouvert. Leur technologie diffère ; **on trouve des circuits à faible consommation, programmables, duals ou quads, à hystérésis, à deux sorties complémentaires.** La caractéristique essentielle de ces circuits est le temps de réponse, situé entre  $10 \text{ ns}$  et  $1 \mu\text{s}$ . Certains comparateurs sont alimentés entre  $\pm 15 \text{ V}$  d'autres imposent des tensions non classiques et dissymétriques. Leurs domaines d'applications sont :

- détecteurs de niveau,
- détecteur à fenêtre,
- interfaçage pour microprocesseurs,
- horloge à haute stabilité,

- générateurs d'impulsions,
  - éléments de convertisseurs A → D,
  - convertisseurs tension-fréquence,
  - modulateurs d'impulsions,
  - générateurs et récepteurs pour lignes de transmission,...
- Nous représentons deux schémas de principe.

— **Circuit LM 710.** National Semiconductor (figure 6.37). Un amplificateur différentiel  $T_1$  et  $T_2$  chargé par le miroir de courant  $T_3 - T_4$  pilote le transistor  $T_5$  travaillant en collecteur commun. Lorsque  $T_5$  conduit, la sortie est voisine de 4 volts grâce à la translation de potentiel assurée par la diode Zener ( $T_6$  conduit aussi). Lorsque  $T_5$  est bloqué, la sortie est assurée par le transistor polarisé à zéro volt. Le courant entrant, est celui d'une porte TTL lorsque son entrée est au zéro logique.

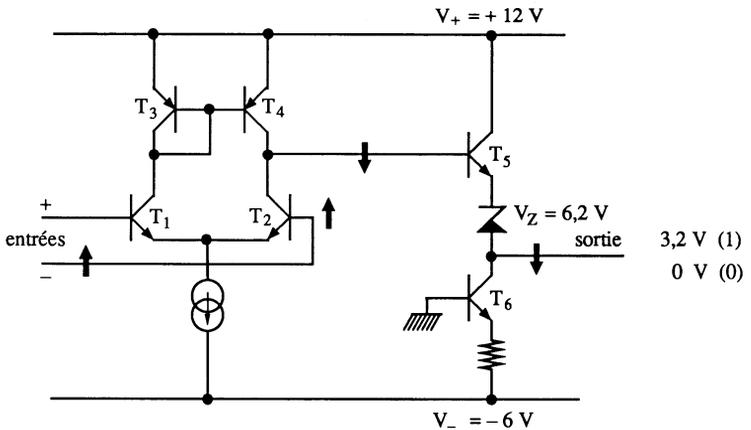


Figure 6.37.

— **Circuit CMP 04 - PMI** (figure 6.38). Ce circuit est spécialement conçu pour travailler à tension unique. Il ressemble au circuit de la figure 6.31.

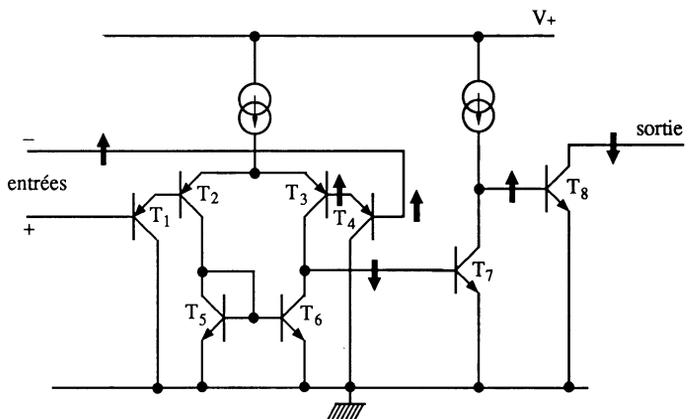


Figure 6.38.

L'amplificateur différentiel  $T_2 - T_3$  piloté par les collecteurs communs  $T_1 - T_4$  est chargé par le miroir de courant  $T_5 - T_6$ . L'étage intermédiaire et l'étage de sortie sont des montages émetteurs communs ( $T_7$  et  $T_8$ ). La sortie est à collecteur ouvert.

Le tableau 6.4 fournit la valeur de certains paramètres pour quelques circuits commercialisés. Il faut remarquer que :

- un comparateur peut être précis mais peu rapide (fort gain en tension et faible tension d'offset) et inversement,
- il y a toujours compatibilité TTL.

#### 6.5.4. ÉCHANTILLONNEURS-BLOQUEURS (*sample and hold*)

Ce sont des montages à deux amplificateurs opérationnels permettant d'acquérir une information analogique et de la mémoriser pendant un intervalle de temps donné. A l'origine, conçus pour maintenir constante une tension convertie en grandeur numérique dans les convertisseurs analogiques-numériques, on les utilise aussi actuellement comme éléments de mémorisation en sortie des convertisseurs numériques-analogiques, dans les circuits auto-zéro (circuits stabilisés par chopper - paragraphe 6.13) et comme détecteurs de crête. Le schéma de la figure 6.39 en représente le principe. Le signal analogique est présent, en permanence à l'entrée du premier montage suiveur (amplificateur opérationnel 1). Lorsque l'interrupteur  $K$  est fermé, on charge le condensateur  $C$ . Une fois l'information analogique « arrivée » à ses bornes (sample), on ouvre  $K$ . L'information est alors maintenue constante (hold) à la sortie du deuxième suiveur (amplificateur opérationnel 2). L'interrupteur  $K$  est constitué :

- soit d'un transistor à effet de champ (technologie classique),
- soit d'un commutateur à diodes (échantillonneurs-bloqueurs de chez PMI).

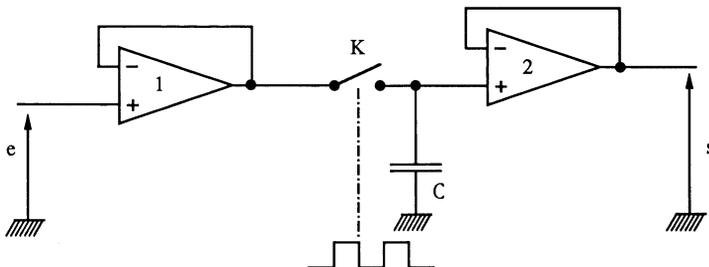


Figure 6.39.

Tableau 6.4. Quelques comparateurs monolithiques

Fabricant	Circuit	Alimentation en volts	Temps de réponse en ns	Gain en tension	Tension d'offset en mV	Tension de sortie en volts
National Semiconductor	LM710 simple	+ 12 - 6	40	1 700	0,6	3,2 - 0,5
	LM111 simple	± 15	200	200 000	0,7	Collecteur ouvert
	LM160 simple	± 5	20	-	2	+ 3 + 0,25
Motorola	MC3430 quad	± 5	20	1 200	2	+ 3 0,2
PMI	CMP01 simple	± 5	110	500 000	0,3	3,2 0,16
	CMP05 simple	± 5	38	16 000	0,15	2,9 0,1
	CMP07 simple tech. ECL	+ 6 - 5,2	4	-	± 2	- 0,96 - 1,85
Harris	HA4900 quad	± 15	130	400 000	2	+ 4,2 + 0,2
Linear Technology	LT1011	± 15 V	250	500 000	0,5	Collecteur ouvert
	LT1016	± 5 V	10	3 000	0,8	+ 3,4 0,3

Les caractéristiques fondamentales des échantillonneurs-bloqueurs sont :

— **Le temps d'acquisition** (*acquisition time*). C'est le temps mis pour charger le condensateur à la valeur de la tension d'entrée à échantillonner.

— **Le temps d'ouverture** (*aperture time*). Il correspond à l'intervalle de temps compris entre la commande de l'interrupteur et son temps d'ouverture. Si le signal d'entrée évolue rapidement, la tension aux bornes du condensateur évolue identiquement entraînant une erreur de mesure.

— **Le taux de décroissance** (*drop rate*). Il correspond à la valeur de décharge du condensateur pendant l'intervalle de temps de mémorisation. Il est dû, en partie, au courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel 2.

Le schéma de la figure 6.40 représente une version améliorée de l'échantillonneur-bloqueur. La contre-réaction globale permet de s'affranchir de la chute de tension dans l'interrupteur ( $e_- \simeq e_+ = e = s$  pour les deux amplificateurs opérationnels). Il reste toutefois le réglage d'offset obligatoire pour le premier circuit. D'autres schémas sont utilisés et seront présentés dans un ouvrage de cette collection. Le tableau 6.5 positionne quelques circuits échantillonneurs-bloqueurs monolithiques. Les paramètres indiqués sont : le temps d'acquisition, le temps d'ouverture, le taux de décroissance et la dynamique d'entrée pour une alimentation de  $\pm 15$  volts.

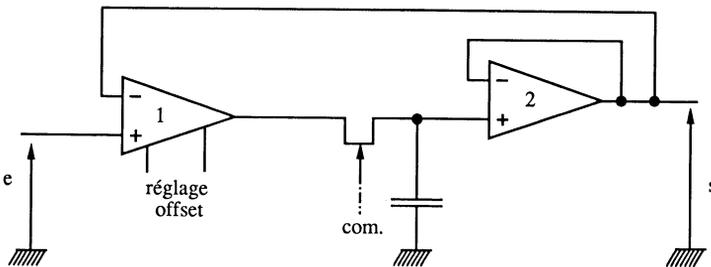


Figure 6.40.

### 6.5.5. AMPLIFICATEURS ISOLÉS - CIRCUITS INTÉGRÉS HYBRIDES

Jusqu'ici, nous n'avons présenté que des circuits intégrés monolithiques (à partir du silicium). Ils correspondent à la majeure partie des circuits intégrés analogiques, et cette technologie est en expansion dans beaucoup de domaines (capteurs...) à cause du faible coût de revient. Toutefois, certaines fonctions sont intégrées en technologie hybride parce qu'il n'est pas possible de faire autrement. Dans le domaine de l'instrumentation, on trouve des

Tableau 6.5. Quelques échantillonneurs-bloqueurs monolithiques

Fabricant	Circuit	Temps d'acquisition en $\mu$ s	Temps d'ouverture en ns	Taux de décroissance pour $C = 1$ nF en V/s	Dynamique d'entrée pour $\pm 15$ V d'alimentation en volts
National Semiconductor	LF198	4	200	0,01	$\pm 15$
Harris	HA2420	4	30	0,005	$\pm 10$ min
	HA5320	0,8	25	0,08	$\pm 10$ min
	HA5330	0,35	20	0,01	$\pm 10$ min
PMI	SMP10	3,5	50	0,02	$\pm 11,5$
	SMP81	3,5	50	0,1 avec 90 pF	$\pm 11,5$
Analog Devices	AD536	2	60	0,5 C interne	$\pm 10$
	AD364	2	60	0,5	$\pm 12$
Burr Brown	SHC298	10	125	0,03	$\pm 11,5$
	SHC5320	0,8	25	0,08	$\pm 10$

amplificateurs isolés. Il existe entre leur entrée et leur sortie, une isolation galvanique imposée dans certains cas :

- lorsque le signal à mesurer est « porté » par une tension de mode commun importante,
- lorsque l'on désire obtenir une isolation totale entre différents appareils de mesure,
- en électronique de puissance,
- en électronique médicale...

On rencontre deux principes d'isolation :

- par transformateurs,
- par optocoupleurs.

**Amplificateurs isolés par transformateurs** (figure 6.41). L'amplificateur opérationnel d'entrée travaille avec un gain en tension donné. La tension de sortie modulée par un oscillateur, alimente un transformateur. Au secondaire de celui-ci une démodulation en synchronisme avec la modulation associée à un filtre passe-bas, permet de restituer le signal. L'oscillateur sert aussi à générer l'énergie nécessaire au bon fonctionnement de la partie isolée (alimentations  $V_+$  et  $V_-$ ).

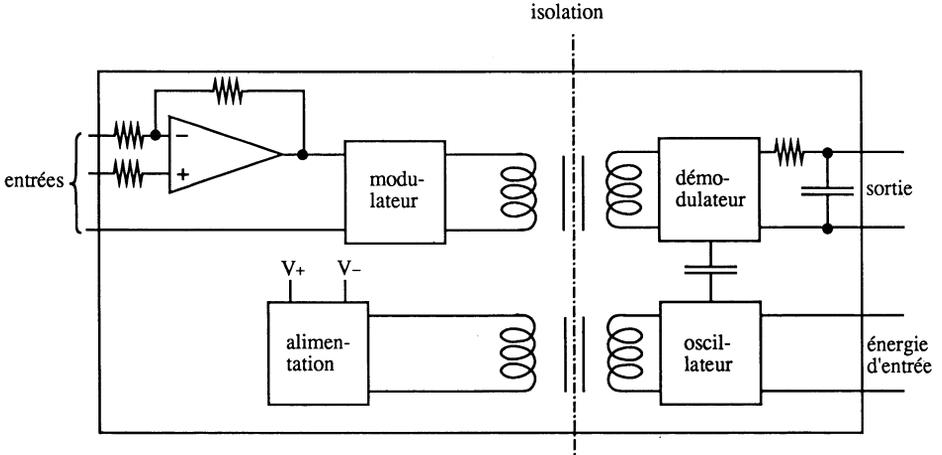


Figure 6.41.

Citons comme caractéristiques :

• **Circuit 3450 - Burr Brown :**

- isolation  $\pm 500$  V ( $\pm 2\,000$  V pour les circuits 3451...),
- gain en boucle ouverte 94 dB,
- tension d'offset  $\pm 0,5$  mV,
- bruit basse fréquence en sortie  $7\ \mu\text{V}$  crête-à-crête,
- bande passante 1,5 kHz.

• **Circuit AD 293 - Analog Devices :**

- isolation  $\pm 2\,500$  V,
- gain en boucle fermée  $G_v$  de 1 à 1 000,
- tension d'offset  $\pm 3 \pm \frac{22}{G_v}$  en mV,
- bruit basse fréquence en entrée  $10\ \mu\text{V}$  crête-à-crête,
- bande passante 2,5 kHz.

**Amplificateurs isolés par optocoupleurs** (figure 6.42). L'amplificateur opérationnel 1 fournit un courant dans la diode électroluminescente (LED). Comme la grandeur transmise à la partie isolée est un éclairage, il est nécessaire de contrôler celui-ci par une contre-réaction (opération réalisée par la photodiode  $D_1$ ). Toutefois une seconde contre-réaction « électrique » est nécessaire afin de régler le gain en tension. Le second amplificateur opérationnel est un transducteur courant (dans  $D_2$ ) – tension. La sortie s est à l'image de e grâce aux diodes  $D_1$  et  $D_2$  appariées. Citons comme caractéristiques :

• **Circuit ISO 100 - Burr Brown,**

- isolation  $\pm 750$  V,
- tension d'offset 0,5 V,
- bande passante 60 kHz.

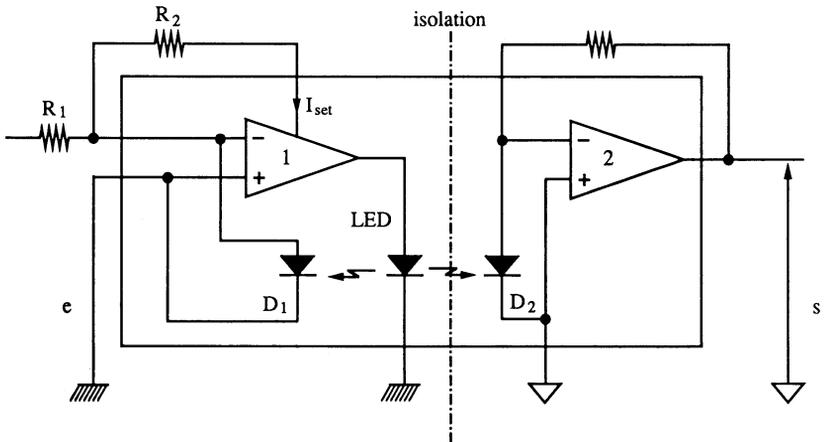


Figure 6.42.

### 6.5.6. CIRCUITS HAUTE TEMPÉRATURE MONOLITHIQUES

Les circuits intégrés monolithiques sont prévus pour travailler à des températures maximales de 125 °C. En effet, la limitation en température est liée au courant de fuite exagéré entre caissons isolés (de type N) et substrat (de type P). Ce courant double tous les 10 °C et atteint vite une valeur identique à celle des courants de polarisation pouvant entraîner la saturation de certains transistors. La technique haute température consiste à réaliser un isolement par diélectrique (oxyde de silicium) entre chaque composant. On obtient ainsi des fonctions analogiques (amplificateurs opérationnels, comparateur, convertisseur AD et DA...), dont les caractéristiques sont définies à 200 °C et dans certains cas garanties à 300 °C. Une nouvelle technique permet de travailler à 400 °C. Le substrat est alors à l'arseniure de gallium ou au phosphure de gallium.

Les fabricants actuels de circuits intégrés monolithiques sont Harris et Burr Brown. Le tableau 6.6 fournit quelques caractéristiques d'amplificateurs opérationnels haute température. Les paramètres indiqués sont : la tension d'offset, sa dérive en température, la résistance d'entrée différentielle, la bande passante et le slew rate. Les circuits de chez Burr Brown présentent un gain statique de 94 dB (OPA 11 HT) et 120 dB (OPA 27 HT - OPA 37 HT).

Les domaines d'applications des circuits haute température sont en voie d'expansion. Citons :

- recherche pétrolière,
- exploration géothermique,
- industrie nucléaire,

**Tableau 6.6. Quelques amplificateurs opérationnels haute température, monolithiques (spécifiés à 200 °C)**

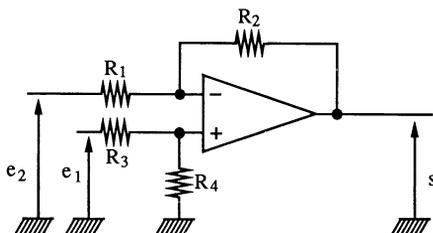
Fabricant	Circuit	Tension d'offset $V_d$ en mV	Dérive de $V_d$ en $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	Résistance d'entrée en $\text{M}\Omega$	Bande passante en MHz	Slew rate en $\text{V}/\mu\text{s}$
Harris	HA2620-1	2	5	500	0,6	—
Burr-Brown	OPA11HT	5	5	100	12	7
	OPA27HT OPA37HT	0,05	0,25	—	6	1,9
	OPA111HT	0,5	8	$10^{13} \Omega$	2	2

- domaine de l'aérospatiale,
- mesure sur moteurs thermiques et électroniques (électronique de contrôle et commande insérée),
- industrie chimique,
- industrie métallurgique...

## 6.6. EXERCICES

**Exercice 1.** Le schéma de la figure 6.43 représente un amplificateur différentiel. L'amplificateur opérationnel est considéré idéal.

- Donner l'expression  $s$  ( $e_1$  et  $e_2$ ).
- Donner l'expression  $s$  ( $e_d$  et  $e_{\text{MC}}$ ). Que devient cette expression pour  $R_2 = R_4 = P$  et  $R_1 = R_3 = R$  ?
- Déterminer l'expression de gain de mode commun si on prend  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \gg 1$  et si on tient compte des tolérances des résistances (on remplacera  $R_i$  par  $R_i + \Delta R_i$ ).



$$e_d = e_1 - e_2$$

$$e_{\text{MC}} = \frac{e_1 + e_2}{2}$$

Figure 6.43.

— Déterminer la valeur du gain de mode commun pour des résistances à  $\pm 0,1\%$ .

— Déterminer le taux de réjection de mode commun dépendant des résistances.

**Solution**

À partir des relations de  $e_-$  et  $e_+$ , nous obtenons l'expression de  $s$

$$e_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} e_2 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} s$$

$$e_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} e_1$$

et

$$s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} e_1 - \frac{R_2}{R_1} e_2$$

En considérant

$$e_d = e_1 - e_2 \quad \text{et} \quad e_{MC} = \frac{e_1 + e_2}{2}$$

on en déduit

$$e_1 = e_{MC} + \frac{e_d}{2} \quad \text{et} \quad e_2 = e_{MC} - e_d$$

relation que l'on porte dans l'expression précédente

$$s = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( e_{MC} + \frac{e_d}{2} \right) - \frac{R_2}{R_1} \left( e_{MC} - \frac{e_d}{2} \right)$$

Ainsi

$$s = \left[ \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1} \right] e_{MC} + \left[ \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_2}{R_1} \right] \frac{e_d}{2}$$

Pour  $R_2 = R_4 = P$  et  $R_1 = R_3 = R$ , nous obtenons

$$s = 0 \cdot e_{MC} + \frac{P}{R} \cdot e_d$$

expression classique qui montre l'indifférence du terme de mode commun pour des résistances parfaites (sans erreur de valeur).

Dans un amplificateur différentiel de mesure on utilise la relation  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \gg 1$ . Le gain de mode commun défini par la relation

$$\frac{s}{e_{MC}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1}$$

devient

$$\frac{s}{e_{MC}} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

ou encore

$$\frac{s}{e_{MC}} = \frac{R_4}{R_3} \left[ \frac{1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right]$$

Comme le gain différentiel  $\frac{R_4}{R_3}$  est très grand devant l'unité, l'expression précédente devient

$$\frac{s}{e_{MC}} \simeq 1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}$$

et en remplaçant  $R_i$  par  $R_i + \Delta R_i$ , nous avons

$$\frac{s}{e_{MC}} \simeq 1 - \frac{(R_2 + \Delta R_2)(R_3 + \Delta R_3)}{(R_1 + \Delta R_1)(R_4 + \Delta R_4)}$$

soit

$$\frac{s}{e_{MC}} \simeq 1 - \frac{\left(1 + \frac{\Delta R_2}{R_2}\right) \left(1 + \frac{\Delta R_3}{R_3}\right)}{\left(1 + \frac{\Delta R_1}{R_1}\right) \left(1 + \frac{\Delta R_4}{R_4}\right)}$$

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

Si  $\frac{\Delta R}{R} = 0,1 \%$ , nous obtenons

$$\left(\frac{s}{e_{MC}}\right)_{\max} \simeq 0,004$$

Le taux de réjection de mode commun CMRR est défini par le rapport du gain différentiel et du gain de mode commun. Comme le gain différentiel est voisin de  $R_2/R_1$ , le CMRR s'écrit

$$CMRR = \frac{R_2/R_1}{0,004} = 250 R_2/R_1$$

### Remarques

— L'erreur maximale de mesure apportée par le CMRR est de 0,4 % pour des résistances à 0,1 %.

— Si on utilise un amplificateur opérationnel présentant un CMRR de 80 dB, l'erreur additionnelle est 0,1 % pour un gain différentiel de 10 ; ce qui donne une erreur totale de 0,5 %.

— Dans les amplificateurs d'instrumentation, les amplificateurs opérationnels présentent de très bon CMRR. Il est fondamental d'utiliser des résistances ultraprécises

**Exercice 2.** L'amplificateur d'instrumentation précédent présente les inconvénients suivants : réglage de sensibilité (gain différentiel) en agissant sur deux résistances  $R_2$  et  $R_4$ , résistance d'entrée différentielle égale à  $R_1 + R_3$  et résistances d'entrée de mode commun égales à  $R_3 + R_4$  et  $\frac{R_1 + R_2}{2}$ . On utilise alors le schéma de la figure 6.44.

— En supposant les résistances « sans erreur », déterminer l'expression  $s(e_1 - e_2)$ .

— Que devient cette expression lorsque  $x = 1$  ?

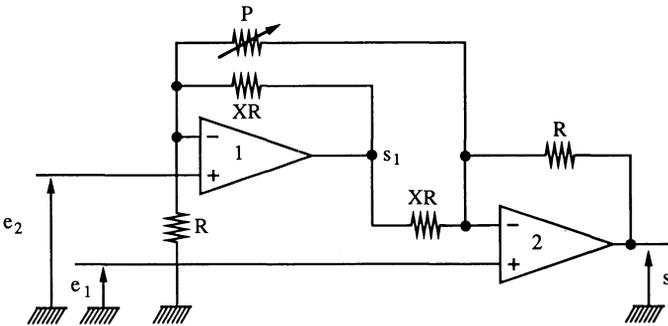


Figure 6.44.

### Solution

Nous utilisons le théorème de superposition. Pour l'amplificateur opérationnel 1, nous avons les relations

$$e_{+1} = e_2$$

$$e_{-1} = \frac{PR}{D} s_1 + \frac{R \cdot XR}{D} e_1 \quad (\text{car } e_{-2} = e_{+2})$$

avec  $D = PR \times XR.P + XR.R$

Pour l'amplificateur opérationnel 2, nous avons

$$e_{+2} = e_1$$

$$e_{-2} = \frac{XR.P}{D} s + \frac{XR.R}{D} e_2 + \frac{R.P}{D} s_1 \quad (\text{car } e_{-1} = e_{+1})$$

En égalant les entrées  $e_{-1} = e_{+1}$  et  $e_{-2} = e_{+2}$  nous obtenons

$$e_2 = \frac{PR}{D} s_1 + \frac{XR^2}{D}$$

et 
$$e_1 = \frac{XR.P}{D} s + \frac{XR^2}{D} e_2 + \frac{PR}{D} s_1$$

La première expression donne  $s_1$

$$s_1 = \frac{D}{PR} e_2 - \frac{XR}{P} e_1$$

valeur que nous reportons dans la deuxième expression

$$e_1 = \frac{XR.P}{D} s + \frac{XR^2}{D} e_2 + \frac{PR}{D} \left( \frac{D}{PR} e_2 - \frac{XR}{P} e_1 \right)$$

soit

$$e_1 \left( 1 + \frac{XR^2}{D} \right) - e_2 \left( 1 + \frac{XR^2}{D} \right) = \frac{XRP}{D} s$$

et

$$s = \frac{D + XR^2}{XRP} (e_1 - e_2)$$

Cette relation s'écrit encore

$$s = \frac{PR + XR.P + XR.R + XR.R}{XR.P} (e_1 - e_2)$$

Pour  $x = 1$ , nous avons

$$s = \frac{2(P + R)}{P} (e_1 - e_2)$$

**Exercice 3.** Le schéma précédent présente une erreur de mode commun relativement importante. Il est remplacé par le schéma de la figure 6.45. Déterminer l'expression  $s(e_1 \text{ et } e_2)$ .

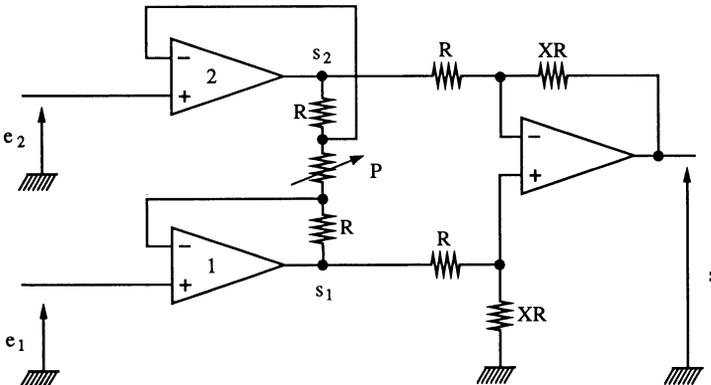


Figure 6.45.

**Solution**

Comme  $e_- \simeq e_+$ , nous avons les relations

$$e_2 = \frac{R}{P + 2R} s_1 + \frac{P + R}{P + 2R} s_2$$

et

$$e_1 = \frac{P + R}{P + 2R} s_1 + \frac{R}{P + 2R} s_2$$

Sachant que l'amplification est différentielle (par hypothèse), nous écrivons

$$e_1 - e_2 = \left( \frac{P + R - R}{P + 2R} \right) s_1 - \left( \frac{P + R - R}{P + 2R} \right) s_2$$

soit

$$e_1 - e_2 = \frac{P}{P + 2R} (s_1 - s_2)$$

L'étage de sortie fournit

$$s = \frac{XR}{R} (s_1 - s_2) = X (s_1 - s_2)$$

ce qui permet d'obtenir

$$s = X \cdot \frac{P + 2R}{P} (e_1 - e_2)$$

## CHAPITRE 7

# Domaines d'application des amplificateurs opérationnels

Les amplificateurs opérationnels représentent le composant de base de l'électronique analogique. De nombreuses schémathèques existent, tant dans les ouvrages spécifiques que dans les notices d'application des fabricants dont les références bibliographiques sont précisées à la fin de cet ouvrage. Ainsi, dans ce chapitre, **nous précisons les grands domaines d'application de ces composants en indiquant les circuits de base, leurs caractéristiques électriques ainsi que les contraintes technologiques d'utilisation présentées dans les chapitres 4, 5 et 6. Dans tous les cas, l'étude des fonctions linéaires ou non linéaires impose une méthode spécifique précisée au chapitre 3.**

De nombreux autres schémas sont rencontrés dans les différents ouvrages de cette collection.

### 7.1. ÉLÉMENTS DE CALCUL ANALOGIQUE

Nous trouvons dans cette rubrique les montages amplificateurs, additionneurs, soustracteurs, intégrateurs et dérivateurs. Ils ont été étudiés au chapitre 3. Nous les présentons de nouveau en précisant certains éléments technologiques et donnons quelques schémas complémentaires.

### 7.1.1. AMPLIFICATEURS

#### 7.1.1.1. Suiveur (figure 7.1)

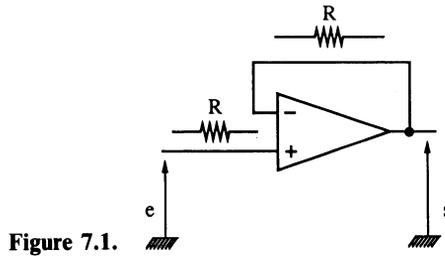


Figure 7.1.

#### Eléments théoriques

$$G_{v_0} = 1$$

$$R_e \rightarrow \infty$$

$$R_s \rightarrow 0$$

#### Aspect technologique

— Le montage est « stable » avec un amplificateur opérationnel de type I, et « instable » avec un amplificateur opérationnel de type II (chapitre 5).

— La connexion des résistances  $R$  permet de symétriser le slew rate (chapitre 4).

— La dynamique d'utilisation est liée à la valeur des dynamiques maximales d'entrée et de sortie (chapitre 4).

— La bande passante en petits signaux correspond à la valeur du produit gain-bande passante (chapitre 5).

— Il existe des suiveurs intégrés appelés buffers (chapitre 6).

**Application numérique :**  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .

#### 7.1.1.2. Inverseur (figure 7.2)

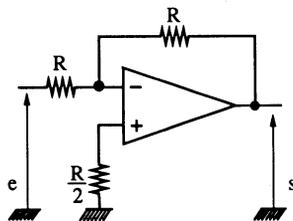


Figure 7.2.

**Eléments théoriques**

$$G_{v_0} = - 1$$

$$R_e \rightarrow R$$

$$R_s \rightarrow 0$$

**Aspect technologique**

— Le montage est « instable » avec un amplificateur opérationnel de type II.

— Si la valeur des résistances  $R$  est trop importante, des éléments parasites apparaissent (influence du courant de polarisation, du courant d'offset, du bruit...).

— **La bande passante est moitié de celle du suiveur.**

**Application numérique :  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .**

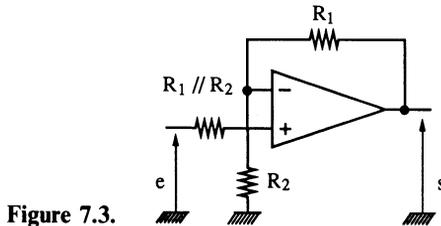
**7.1.1.3. Amplificateur en tension, non inverseur (figure 7.3)**

Figure 7.3.

**Eléments théoriques**

$$G_{v_0} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$R_e \rightarrow \infty$$

$$R_s \rightarrow 0$$

**Aspect technologique**

— Pour un amplificateur opérationnel de type II, le montage est « stable » à partir d'un gain en tension en boucle fermée de valeur égale à celui de la deuxième cassure de la réponse de  $H_0 = \underline{S/\varepsilon}$ .

— Dans le cas où le générateur d'entrée peut être débranché, on connecte une résistance de rappel égale à  $R_1//R_2$  entre l'entrée (-) et la masse.

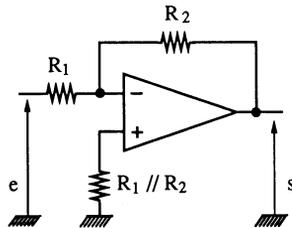
— La valeur des résistances  $R_1$  et  $R_2$  est définie à partir du courant maximum qui les traverse, petit devant le courant de sortie maximum.

— **Ce montage ne permet pas un gain variable jusqu'à zéro.**

**Applications numériques**

$$R_1 = 9 \text{ k}\Omega, R_2 = 1 \text{ k}\Omega \text{ pour } G_v = 10$$

$$R_1 = 99 \text{ k}\Omega, R_2 = 1 \text{ k}\Omega \text{ pour } G_v = 100$$

**7.1.1.4. Amplificateur en tension, inverseur (figure 7.4)****Figure 7.4.****Éléments théoriques**

$$G_{v0} = - \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_e = R_1$$

$$R_s \rightarrow 0$$

**Aspect technologique**

— Pour un amplificateur opérationnel de type II, le montage est « stable » à partir d'un gain en tension tel que  $\frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ , soit égal et supérieur à celui de la deuxième cassure de la réponse de  $\underline{H}_0 = \frac{S}{\underline{\epsilon}}$ .

— Pour un gain en tension important, la résistance d'entrée du montage est faible (à cause de la limitation de la valeur de  $R_2$ ).

— Le taux de réjection de mode commun est sans influence sur ce montage.

— Cette configuration est favorable à la compensation par avance de phase, ce qui permet de travailler avec un fort slew rate (circuits 101, 118, ...).

— On peut faire varier le gain en tension à partir de zéro en agissant sur  $R_2$ .

**Application numérique :**  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  pour  $G_v = - 10$  et  $R_e = 10 \text{ k}\Omega$ .

**7.1.1.5. Variante de l'amplificateur inverseur (figure 7.5)****Éléments théoriques**

$$G_{v0} = - \frac{R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_3 R_4}{R_1 R_4}$$

$$R_e = R_1, \quad R_s \rightarrow 0$$

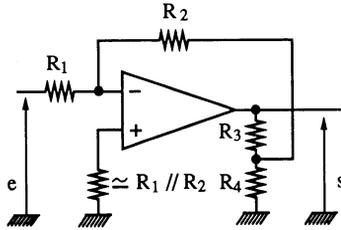


Figure 7.5.

**Aspect technologique**

- La résistance d'entrée est plus grande que dans le montage inverseur classique.
- On utilise des résistances de valeurs « raisonnables » malgré un gain en tension important.
- Le montage est théoriquement toujours stable.
- Si  $R_2 \gg R_4$  et  $R_3 \gg R_4$ , la relation du gain en tension se simplifie

$$G_{v0} \simeq - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_4}$$

- La somme des résistances  $R_3$  et  $R_4$  doit être voisine de  $10 \text{ k}\Omega$ .

**Application numérique :**  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 100 \Omega$ ,  $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$  pour  $G_v \simeq - 100$  et  $R_e = 100 \text{ k}\Omega$ .

**7.1.1.6. Montage à gain variable entre  $- 1$  et  $+ 1$  (figure 7.6)**

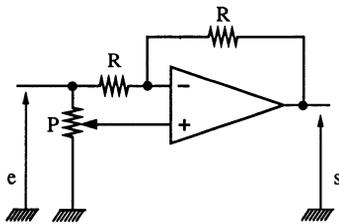


Figure 7.6.

**Eléments théoriques**

$$- 1 \leq G_{v0} \leq + 1$$

$$P//R \leq R_e \leq P, \quad R_s \rightarrow 0$$

**Aspect technologique**

- La résistance d'entrée minimale est égale à  $\frac{PR}{P + R}$ .

— Le coefficient de retour  $B = \frac{1}{2}$  impose un gain en tension de la partie active égal à 2 ; il y a instabilité lorsqu'on utilise un amplificateur opérationnel de type II.

**Application numérique :**  $P = R = 10 \text{ k}\Omega$ .

## 7.1.2. ADDITIONNEURS ET SOUSTRACTEURS

### 7.1.2.1. Additionneur pur à deux entrées (figure 7.7)

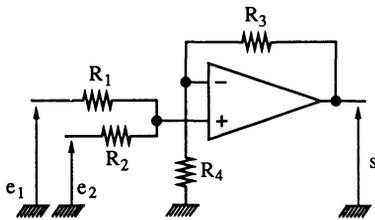


Figure 7.7.

#### Éléments théoriques

$$s = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} e_2 + \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} e_1$$

$$R_{\text{emin}} = \frac{R_1 + R_2}{2} \quad \text{pour } e_1 \text{ et } e_2 \text{ opposés}$$

#### Aspect technologique

- Afin d'obtenir  $s = e_2 + e_1$ , il faut  $R_1 = R_2$  et  $R_3 = R_4$ .
- Minimiser l'influence des courants de polarisation impose  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , condition qui doit tenir compte de la valeur des résistances d'entrée.
- La partie amplificateur travaille avec un gain en tension de  $2 \left( B = \frac{1}{2} \right)$ , alors le montage est instable avec un amplificateur opérationnel de type II.

#### Applications numériques

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega \quad \text{pour } s = e_1 + e_2$$

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_3 = 10 \text{ k}\Omega, R_4 = 1 \text{ k}\Omega \quad \text{pour } s = 10(e_1 + e_2)$$

7.1.2.2. Additionneur pur à n entrées (figure 7.8)

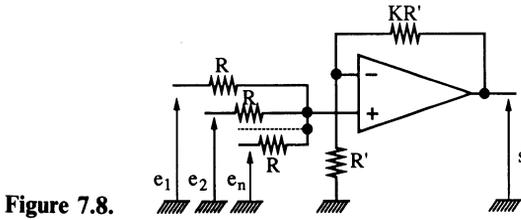


Figure 7.8.

Eléments théoriques

$$s = \frac{e_1 + e_2 + \dots + e_n}{n} (1 + K)$$

$$R_{e_n} \text{ minimale} = \frac{R}{2} \quad (\text{voir chapitre 3})$$

Aspect technologique

— Il faut ajuster la valeur de K chaque fois que l'on modifie le nombre des entrées.

— Si le gain en tension de la partie amplificateur est important, ceci conduit à utiliser une faible valeur de R', alors l'influence des courants de polarisation intervient ( $R' \ll R$ ).

Application numérique

$$R = 10 \text{ k}\Omega, R' = 5 \text{ k}\Omega, kR' = 10 \text{ k}\Omega \quad \text{pour} \quad s = e_1 + e_2 + e_3$$

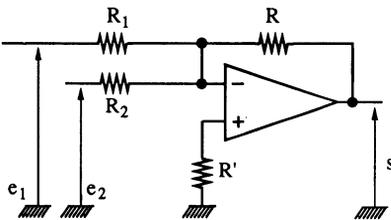


Figure 7.9.

7.1.2.3. Additionneur inverseur à deux entrées (figure 7.9)

Eléments théoriques

$$s = - \left( + \frac{R}{R_1} e_1 + \frac{R}{R_2} e_2 \right)$$

$$R_{e_1} = R_1$$

$$R_{e_2} = R_2$$

**Aspect technologique**

- Il faut  $R' = R // R_1 // R_2$ .
- Pour  $R = R_1 = R_2$ , nous avons  $s = - (e_2 + e_1)$ .
- Ce montage est facile à compenser par avance de phase (slew rate et bande passante maximale).
- Il n'y a pas de problème de réjection de mode commun.
- On peut faire varier le gain global à partir de zéro en agissant sur la résistance  $R$ .

**Application numérique**

$$R_1 = R_2 = R = 10 \text{ k}\Omega \text{ pour } s = - (e_1 + e_2)$$

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R = 100 \text{ k}\Omega \text{ pour } s = - 10 (e_1 + e_2)$$

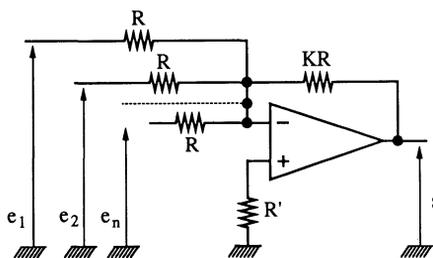
**7.1.2.4. Additionneur inverseur à n entrées (figure 7.10)**

Figure 7.10.

**Éléments théoriques**

$$s = - K (e_1 + e_2 + \dots + e_n)$$

$$R_{en} = R$$

**Aspect technologique**

- Le gain en tension  $K$  est indépendant du nombre d'entrées et peut être ajusté à partir de zéro en agissant sur la résistance  $KR$ .
- Au cas où on réclame un gain en tension important, on complète le schéma en s'inspirant de celui de la figure 7.5.

**Application numérique**

$$R = 100 \text{ k}\Omega, K = 1 \text{ pour } s = - (e_1 + e_2 + \dots + e_n)$$

**7.1.2.5. Soustracteur ou comparateur proportionnel (figure 7.11)****Éléments théoriques**

$$s = + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} e_2 - \frac{R_2}{R_1} e_1$$

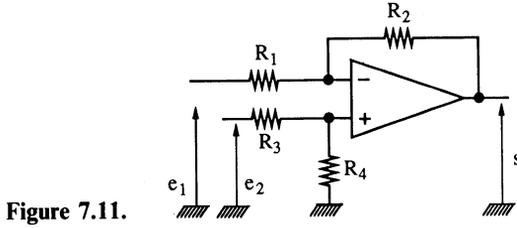


Figure 7.11.

$$R_{e2} = R_3 + R_4$$

$$R_{e1} \text{ minimale} = \frac{R_1 + R_2}{2} \quad (\text{pour } e_1 \text{ et } s \text{ opposés})$$

**Aspect technologique**

- Pour  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , nous avons  $s = (e_2 - e_1)$ .
- Dans le cas où  $R_2 = R_4$  et  $R_1 = R_3$ , nous obtenons

$$s = K (e_2 - e_1) \quad \text{avec} \quad K = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

- Le gain en tension de la partie amplificateur est  $\frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ .
- Ce montage est très sensible au taux de réjection de mode commun.

**Applications numériques**

- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$  pour  $s = e_2 - e_1$
- $R_1 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$  pour  $s = 10 (e_2 - e_1)$

**7.1.2.6. Soustractions et additions multiples (figure 7.12)**

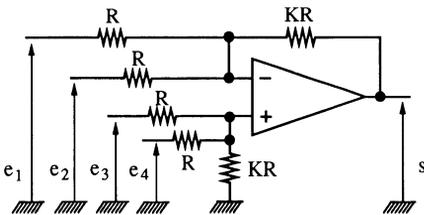


Figure 7.12.

**Eléments théoriques**

$$s = K [(e_3 + e_4) - (e_1 + e_2)]$$

**Aspect technologique**

- Ce montage est un début de généralisation des montages précédents.
- Les différentes remarques à caractère technologique restent, dans les grandes lignes, valables.

**Application numérique**

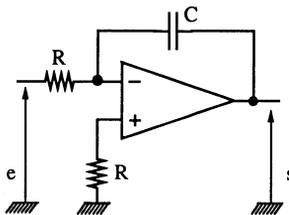
$$R = 100 \text{ k}\Omega, K = 1, s = (e_3 + e_4) - (e_1 + e_2)$$

**7.1.3. INTÉGRATEURS**

Les intégrateurs sont très utilisés dans plusieurs domaines de l'électronique :

- résolution d'équations différentielles en calcul analogique,
- génération de signaux triangulaires,
- convertisseurs analogiques numériques (CAN),
- obtention de valeurs moyennes...

Le schéma le plus utilisé est celui de la figure 7.13, mais les variantes proposées sont, dans certains cas, utilisables.

**7.1.3.1. Intégrateur inverseur (figure 7.13)****Figure 7.13.****Éléments théoriques**

$$\frac{S(p)}{E(p)} = - \frac{1}{RCp} \quad \text{soit} \quad s(t) = - \frac{1}{RC} \int e(t) dt$$

$$R_e = R$$

**Aspect technologique**

- Du fait du retour unitaire en haute fréquence le montage est instable avec un amplificateur opérationnel de type II.
- L'absence de contre-réaction statique laisse apparaître une dérive inéluctable de la sortie vers la saturation, à cause des erreurs statiques.
- Il faut utiliser des amplificateurs opérationnels à faible courant de polarisation et à faible tension d'offset (voir chapitre 3).
- Dans le cas d'intégrateurs rapides, il est nécessaire de réaliser un circuit auto-zéro.

— L'utilisation d'un intégrateur permet, dans certains cas, de limiter l'influence des harmoniques d'un signal sinusoïdal déformé. En effet si

$$e(t) = A_1 \sin \omega t + A_3 \sin 3 \omega t + A_5 \sin 5 \omega t + \dots$$

la sortie devient

$$s(t) = + \frac{1}{RC} \left[ \frac{A_1}{\omega} \cos \omega t + \frac{A_3}{3 \omega} \cos 3 \omega t + \frac{A_5}{5 \omega} \cos 5 \omega t + \dots \right]$$

L'harmonique de rang n voit son amplitude divisée par  $n\omega$ .

**Application numérique**

$R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$  pour une fréquence de coupure de 16 Hz

**7.1.3.2. Intégrateur non inverseur (figure 7.14)**

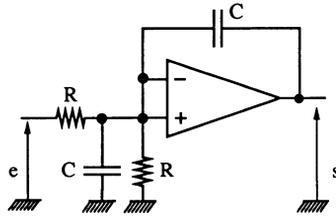


Figure 7.14.

**Éléments théoriques.** Les expressions

$$E_+(p) = \frac{E(p)}{RCp}$$

$$E_-(p) = S(p) \frac{RCp}{1 + RCp}$$

permettent d'obtenir  $\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{1}{RCp}$  soit  $s(t) = \frac{1}{RC} \int e(t) dt$

L'impédance d'entrée est de la forme

$$R_e(p) = R + \frac{1}{Cp}$$

**Aspect technologique**

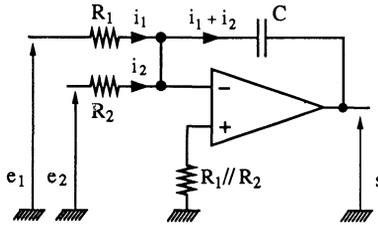
— Ce circuit nécessite des éléments appariés (résistances et condensateurs).

— Il présente les mêmes inconvénients que le montage inverseur.

— La seule utilité est la non-inversion de phase en ne travaillant qu'avec un seul amplificateur opérationnel.

**Application numérique**

$R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$  pour une fréquence de coupure de  $16 \text{ Hz}$

**7.1.3.3. Intégrateur de somme** (figure 7.15)**Figure 7.15.**

**Éléments théoriques.** A partir des équations

$$e_1 = R_1 i_1$$

$$e_2 = R_2 i_2$$

et

$$s = -\frac{1}{C} \int (i_1 + i_2) dt$$

on obtient

$$s = -\frac{1}{C} \int \left( \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} \right) dt$$

Les résistances d'entrée sont

$$R_{e_1} = R_1 \quad \text{et} \quad R_{e_2} = R_2$$

**Aspect technologique**

— Ce montage présente les mêmes inconvénients que ceux de l'intégrateur inverseur.

— Le choix des valeurs des résistances dépend des temps imposés.

— La deuxième entrée est souvent utilisée pour réduire l'influence des dérives apportées par les tensions d'offset.

**Application numérique**

$$R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega, \quad 1 \text{ nF} \leq C \leq 1 \text{ }\mu\text{F}$$

**7.1.3.4. Intégrateur de différence** (figure 7.16)

**Éléments théoriques.** A partir des équations

$$E_+(p) = E_2(p) \cdot \frac{1}{1 + RCp}$$

et 
$$E_-(p) = E_1(p) \cdot \frac{1}{1 + RCp} + S(p) \cdot \frac{RCp}{1 + RCp}$$

nous obtenons

$$S(p) = \left[ E_2(p) - E_1(p) \right] \frac{1}{RCp} \quad \text{soit} \quad s(t) = \frac{1}{RC} \int (e_2(t) - e_1(t)) dt$$

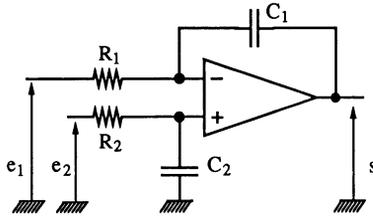


Figure 7.16.

**Aspect technologique**

— En plus des éléments cités précédemment, ce montage est sensible à l'influence du taux de réjection de mode commun. Pour se soustraire à cet inconvénient, on ajoute à une entrée de l'intégrateur de somme de la figure 7.15 un montage inverseur.

**7.1.3.5. Intégrateur double (figure 7.17)**

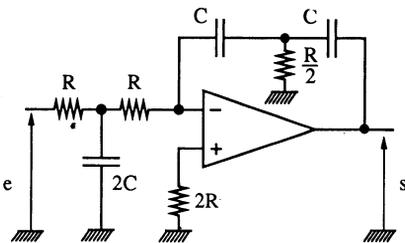


Figure 7.17.

**Eléments théoriques.** En utilisant la transformation de Kennely de la figure 7.18, on obtient très facilement la fonction de transfert du montage, sachant que les impédances résultantes  $Z'$  et  $Z''$  de l'entrée et du retour sont sans influence (elles sont positionnées aux bornes du signal d'entrée, entre l'entrée (-) et la masse, aux bornes de la sortie). Ainsi

$$\frac{S(p)}{E(p)} = - \frac{Z_r(p)}{Z_e(p)} = - \frac{1}{R^2 C^2 p^2}$$

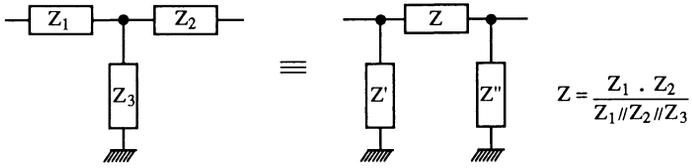


Figure 7.18.

avec

$$Z_e(p) = \frac{R^2}{1 + RCp} = \frac{R^2}{D} \quad \text{et} \quad Z_r(p) = \frac{1}{\frac{C^2 p^2}{R/2} + 1} = \frac{1}{\frac{C^2 p^2}{D} + 1}$$

Alors

$$s(t) = - \frac{1}{R^2 C^2} \iint e(t) dt^2$$

**Aspect technologique**

— Cet intégrateur est utilisable en calcul analogique pour résoudre certaines équations différentielles du second ordre.

— Il présente les mêmes contraintes technologiques que celles de l'intégrateur inverseur.

**Application numérique**

$$10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 100 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad 1 \text{ nF} \leq C \leq 1 \mu\text{F}$$

**7.1.4. STABILISATION EN DÉRIVE DES INTÉGRATEURS**

**7.1.4.1. Stabilisation manuelle (figure 7.19)**

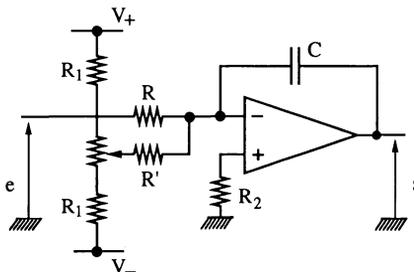


Figure 7.19.

— C'est le montage intégrateur de somme de la figure 7.15. La seconde entrée correspond à une tension continue, ajustable, permettant de contrecarrer les tensions d'erreurs d'offset de l'amplificateur opérationnel et du générateur d'attaque.

— Le potentiomètre P, les résistances  $R_1$  et  $R'$  doivent prendre des valeurs telles que le réglage puisse présenter le maximum de sensibilité.

— Les dérives en température et en temps ne sont pas compensées.

#### 7.4.1.2. Stabilisation par chopper (figure 7.20)

Ce principe a été présenté dans le chapitre précédent. Il est aussi appelé « auto-zéro ». La figure précitée utilise trois amplificateurs opérationnels. Elle correspond à une partie du convertisseur analogique-numérique des circuits 8052 et 8068 de GE-Intersil. Le signal d'entrée  $e$  est intégré via l'interrupteur  $K_1$ , l'amplificateur opérationnel 1 travaillant en suiveur et l'intégrateur (amplificateur opérationnel 2) dont la tension évolue en forme de rampe. Cette tension est comparée à une tension de référence. Durant cette phase d'intégration, les interrupteurs  $K_2$  et  $K_3$  sont ouverts. Afin de compenser les erreurs d'offset des amplificateurs opérationnels, la phase auto-zéro vient charger le condensateur à la valeur de la tension continue d'erreur lorsque  $K_1$  est ouvert et  $K_2$  et  $K_3$  fermés.

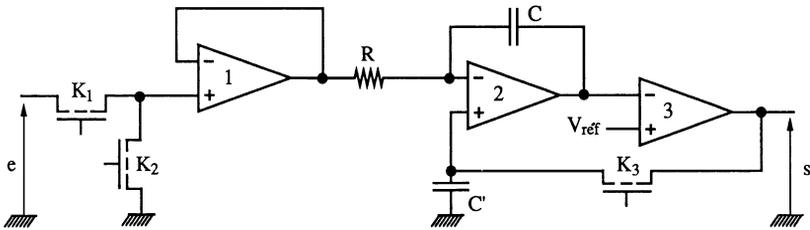


Figure 7.20.

#### 7.1.4.3. Remise aux conditions initiales (figure 7.21)

Certains calculateurs analogiques travaillent séquentiellement. Une remise aux conditions initiales est effectuée à l'aide de commutateurs électroniques constitués de transistors à effet de champ MOSFET. Le schéma proposé utilise un circuit AH 0014 de National Semiconductor. La phase d'intégration est assurée lorsque  $T_1$  est fermé et  $T_2$  et  $T_4$  ouverts. La phase de remise à zéro (ou à une valeur différente de zéro) est assurée lorsque  $T_2$  et  $T_4$  sont fermés et  $T_1$  ouvert. La séquence dépend des paramètres de l'équation à résoudre ainsi que du taux de dérive de l'intégrateur.

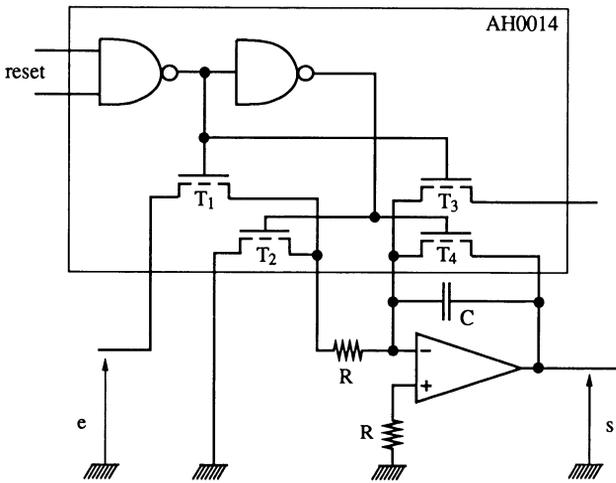


Figure 7.21.

#### 7.1.4.4. Compensation par contre-réaction statique (figure 7.22)

Dans le cas où l'intégrateur travaille à une fréquence suffisamment élevée, on peut admettre une contre-réaction statique permettant de stabiliser la tension de sortie après réglage d'offset. Le diagramme de Bode en module indique que le fonctionnement en intégrateur est possible à partir de la fréquence  $f_1$ , à cause de la pente de  $-20$  dB/décade. La fonction de transfert de ce pseudo-intégrateur est

$$\frac{S(p)}{E(p)} = -\frac{R'}{R} \cdot \frac{1}{1 + R'Cp}$$

Il faut remarquer que, plus le gain statique est important, plus l'influence de l'erreur d'offset intervient, d'où la nécessité d'utiliser un réglage d'offset intérieur ou extérieur au circuit intégré.

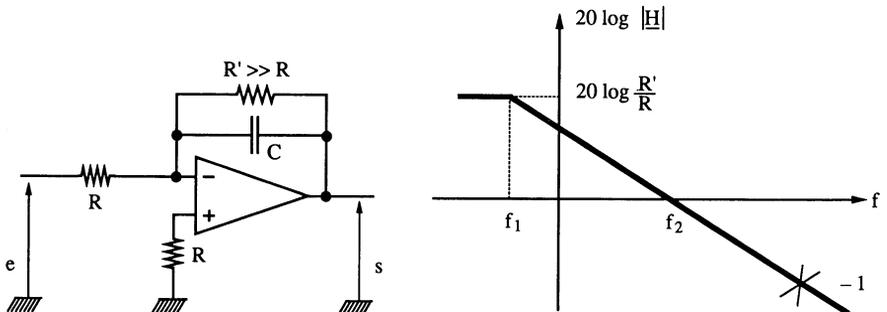


Figure 7.22.

**7.1.4.5. Intégrateur passif-actif (figure 7.23)**

Dans ce montage, l'astuce consiste à utiliser un intégrateur passif constitué du réseau RC tel que  $e_+ \lll e$ .

L'amplificateur non-inverseur permet de restituer un signal d'amplitude suffisamment importante. La fréquence du signal d'entrée doit être telle que

$$RC \gg T_e$$

Les contraintes technologiques de ce circuit sont identiques à celles du circuit précédent.

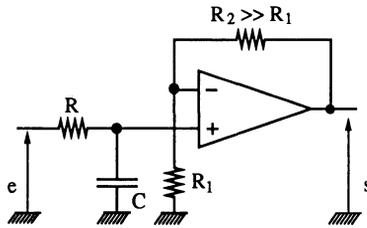


Figure 7.23.

**7.1.5. DÉRIVATEURS**

Les circuits dérivateurs actifs sont moins utilisés que les intégrateurs. Ils sont aussi appelés différentiateurs. Plusieurs circuits sont proposés. Ils doivent tous être compensés en fréquence (voir chapitre 5).

**7.1.5.1. Dérivateur inverseur (figure 7.24)**

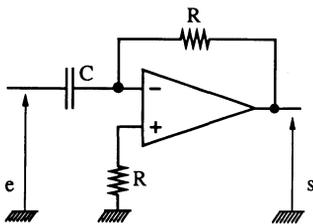


Figure 7.24.

**Éléments théoriques.** La fonction de transfert étudiée au chapitre 3 fournit

$$\frac{S(p)}{E(p)} = -RCp \quad \text{soit} \quad s(t) = -RC \frac{d}{dt} e(t)$$

L'impédance d'entrée  $R_e(p) = \frac{1}{CP}$  tend vers zéro pour les transitions rapides du signal d'entrée (hautes fréquences).

### Aspect technologique

— Ce montage est oscillatoire amorti avec un amplificateur opérationnel de type I.

— Le stabiliser consiste à connecter en série avec le condensateur  $C$  une résistance  $R'$  de faible valeur par rapport à  $R$  (figure 7.25). La bande passante en dérivateur n'en est que peu affectée. En effet sa nouvelle fonction de transfert s'écrit

$$\frac{S(p)}{E(p)} = - \frac{RCp}{1 + R' Cp}$$

et est représentée sur le diagramme de la figure 7.26. Il faut en réalité que la fréquence  $\frac{1}{2\pi R'C}$  soit légèrement inférieure à celle correspondant à la rencontre de la réponse de l'amplificateur opérationnel seul  $f'$ .

— Dans certains cas la résistance interne du générateur d'attaque suffit pour rendre utilisable (stable) le dérivateur d'origine.

— On peut aussi utiliser un dérivateur passif (réseau RC) suivi d'un amplificateur rapide.

**Application numérique :**  $10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 100 \text{ k}\Omega$  et  $1 \text{ nF} \leq C \leq 1 \text{ }\mu\text{F}$ .

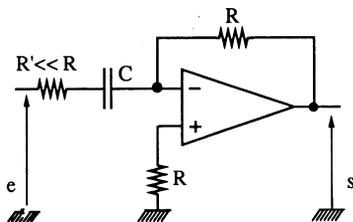


Figure 7.25.

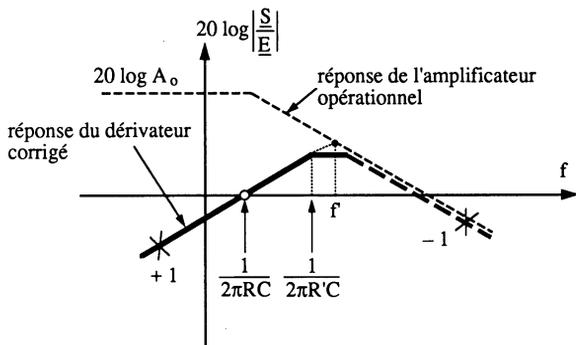


Figure 7.26.

7.1.5.2. Dérivateur non inverseur (figure 7.27)

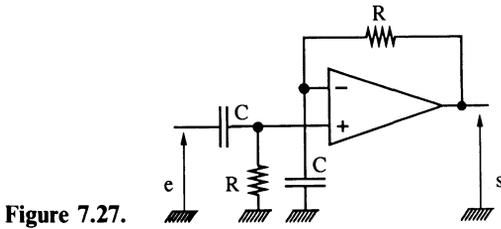


Figure 7.27.

Éléments théoriques. A partir des équations

$$E_+(p) = \frac{RCp}{1 + RCp} E(p) \quad \text{et} \quad E_-(p) = \frac{1}{1 + RCp} S(p)$$

nous obtenons

$$\frac{S(p)}{E(p)} = + RCp \quad \text{soit} \quad s(t) = RC \frac{d}{dt} e(t)$$

L'impédance d'entrée  $R_e(p) = R + \frac{1}{Cp}$  indique que sa valeur minimale, pour les transitions rapides du signal de l'entrée, est R.

Aspect technologique

— Ce montage est oscillatoire amorti avec un amplificateur opérationnel de type I. On le stabilise en connectant une résistance  $R'$  de faible valeur devant celle de R, en série avec le condensateur du circuit de retour (figure 7.28). Dans ces conditions la fonction de transfert devient

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{RCp}{1 + R' Cp}$$

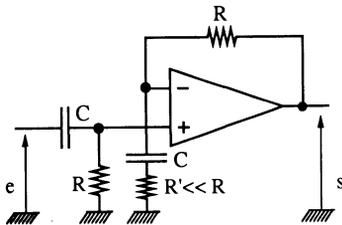


Figure 7.28.

Elle est obtenue à partir des relations

$$E_+(p) = \frac{RCp}{1 + RCp} E(p)$$

et 
$$E_-(p) = \frac{1 + R' Cp}{1 + (R + R') Cp} \simeq \frac{1 + R' Cp}{1 + RCp} \quad \text{car} \quad R' \ll R$$

— Ce circuit peut être utilisé comme déphaseur de signal

$$\varphi = + \frac{\pi}{2} \quad \text{pour} \quad 0 \leq f \leq \frac{1}{2 \pi R' C}$$

ou  $\varphi = - \frac{\pi}{2}$  dans le cas du dérivateur inverseur.

— Le dérivateur favorise les harmoniques de rang élevé. En effet, pour un signal d'entrée

$$e(t) = A_1 \sin \omega t + A_3 \sin 3 \omega t + A_5 \sin 5 \omega t + \dots$$

la sortie devient

$$s(t) = - RC [A_1 \omega \cos \omega t + 3 A_3 \omega \cos 3 \omega t + 5 A_5 \omega \cos 5 \omega t + \dots]$$

L'harmonique de rang  $n$  voit son amplitude multipliée par  $n \omega$ . On peut aussi utiliser un dérivateur pour détecter la distorsion d'un signal sinusoïdal d'apparence « correcte » à l'oscilloscope (exemple, signal sinusoïdal issu d'un conformateur à diodes).

#### Application numérique

$$10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 100 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad 1 \text{ nF} \leq C \leq 1 \text{ }\mu\text{F}$$

#### 7.1.5.3. Dérivateur de somme (figure 7.29)

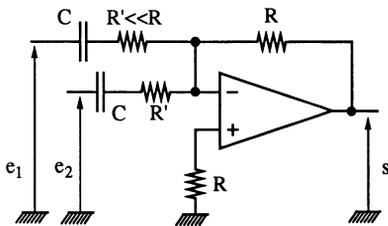


Figure 7.29.

**Éléments théoriques.** Sans les résistances  $R'$  de compensation, nous obtenons

$$S(p) = - RCp [E_1(p) + E_2(p)] \quad \text{soit} \quad s(t) = - RC \frac{d}{dt} [e_1(t) + e_2(t)]$$

Avec les résistances  $R'$ , la fonction de transfert s'écrit

$$S(p) = - \frac{RCp}{1 + R' Cp} [E_1(p) + E_2(p)]$$

**Aspect technologique**

— L'influence des résistances  $R'$  ne se fait pratiquement pas sentir dans la bande passante du dérivateur.

— Ce montage évite l'utilisation de deux amplificateurs opérationnels, l'un travaillant en additionneur, l'autre en dérivateur.

**Application numérique :**  $10\text{ k}\Omega \leq R \leq 100\text{ k}\Omega$  et  $1\text{ nF} \leq C \leq 10\text{ nF}$ .

**7.1.5.4. Dérivateur de différence (figure 7.30)**

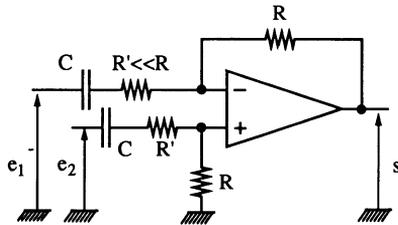


Figure 7.30.

**Eléments théoriques.** Sans les résistances  $R'$  de compensation, nous obtenons

$$S(p) = + RCp [E_2(p) - E_1(p)] \quad \text{soit} \quad s(t) = + RC \frac{d}{dt} [e_2(t) + e_1(t)]$$

Avec  $R'$  connectée dans le réseau de retour, la fonction de transfert devient

$$S(p) \simeq + \frac{RCp}{1 + R'Cp} [E_2(p) - E_1(p)]$$

sachant que  $R' \ll R$ .

**Aspect technologique**

— La résistance  $R'$  connectée dans le réseau de retour est nécessaire pour rendre utilisable le montage.

— Ce montage évite l'utilisation de deux amplificateurs opérationnels, l'un travaillant en soustracteur, l'autre en dérivateur.

**Application numérique :**  $10\text{ k}\Omega \leq R \leq 100\text{ k}\Omega$  et  $1\text{ nF} \leq C \leq 1\text{ }\mu\text{F}$ .

**7.1.6. CALCULATEURS ANALOGIQUES**

Quoique détrônés de plus en plus par les calculateurs numériques, ces calculateurs subsistent encore dans des cas simples d'application. Appelés aussi simulateurs, ils réalisent des opérations mathématiques à partir des

phénomènes physiques de l'électricité. Nous donnons quelques exemples de résolutions d'équations en indiquant, non pas les schémas réels, mais les diagrammes fonctionnels.

### 7.1.6.1. Résolution de deux équations à deux inconnues

Soit à résoudre le système d'équations

$$\begin{aligned}x_1 + 0,5 x_2 - 0,4 &= 0 \\- 0,4 x_1 + x_2 + 0,6 &= 0\end{aligned}$$

Les deux inconnues  $x_1$  et  $x_2$  correspondent à la tension de sortie de deux montages à amplificateurs opérationnels telle que

$$\begin{aligned}x_1 &= 0,4 - 0,5 x_2 \\x_2 &= 0,4 x_1 - 0,6\end{aligned}$$

Le schéma de la figure 7.31 représente l'organisation d'une telle opération. Il utilise un amplificateur inverseur de gain  $-0,5$ , un amplificateur non-inverseur de gain  $0,4$ , un additionneur et un soustracteur.

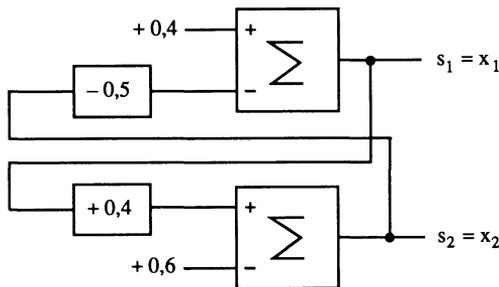


Figure 7.31.

**Remarque.** Comme le système se rebouche, il est fondamental de tenir compte de la stabilité du système c'est-à-dire obtenir des gains de boucle inférieurs à 1.

### 7.1.6.2. Résolution d'une équation différentielle

Une équation différentielle linéaire à coefficients constants est résolue en utilisant la fonction intégrateur.

Soit à résoudre l'équation

$$2 y'' + 3 y' + 2 y = f(t)$$

Il faut obtenir la valeur de  $y(t)$  à partir de la fonction  $f(t)$  connue. La construction du circuit est établie en partant de la relation

$$y'' = -\frac{3}{2}y' - y + \frac{1}{2}f(t)$$

qu'il faut intégrer deux fois. Le schéma de la figure 7.32 représente cette organisation. Il faut un intégrateur de somme, un intégrateur simple, deux montages inverseurs et un montage non-inverseur.

**Remarque.** Il est nécessaire de régler l'offset des montages et d'effectuer séquentiellement une remise à zéro.

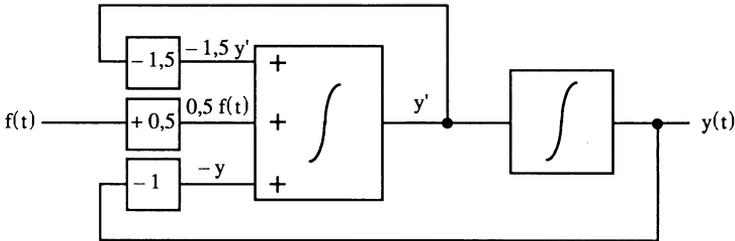


Figure 7.32.

### 7.1.6.3. Simulation des fonctions de transfert

Soit à simuler la fonction

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{10}{(1 + p)(1 + 5p)}$$

Elle peut être ramenée à

$$\begin{aligned} S(p)(1 + p)(1 + 5p) &= 10 E(p) \\ S(p)(1 + 6p + 5p^2) &= 10 E(p) \\ S(p) + 6p S(p) + 5p^2 S(p) &= 10 E(p) \\ \frac{S(p)}{p^2} + \frac{6}{p} S(p) + 5 S(p) &= \frac{10}{p^2} E(p) \\ \frac{1}{5p^2} S(p) + \frac{6}{5p} S(p) + S(p) &= \frac{2}{p^2} E(p) \\ S(p) &= -\frac{6}{5p} S(p) - \frac{1}{5p^2} S(p) + \frac{2}{p^2} E(p) \end{aligned}$$

Ce qui aboutit au schéma de la figure 7.33. Il utilise quatre intégrateurs et un additionneur à 3 entrées.

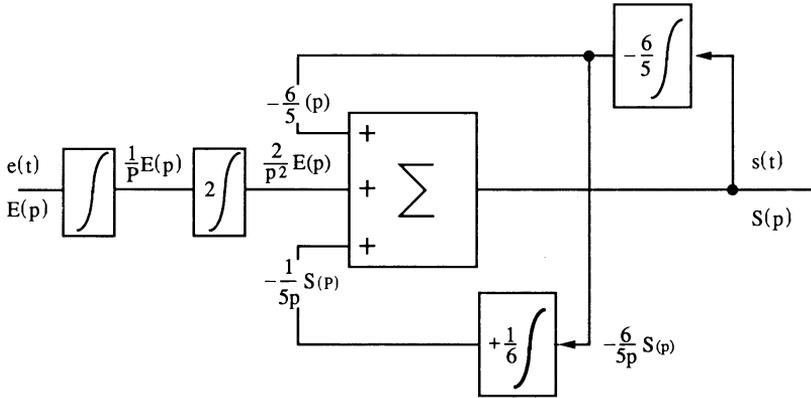


Figure 7.33.

**Remarque.** On peut simplifier le montage en utilisant des fonctions analogiques autres que celles présentées et qui sont du domaine du filtrage actif.

## 7.2. AMPLIFICATEURS POUR MESURES

On trouve dans cette rubrique :

- les amplificateurs d'instrumentation,
- les amplificateurs de précision,
- les amplificateurs programmables.

La plupart de ces amplificateurs ont été présentés au chapitre 6. Nous les représentons succinctement parmi d'autres montages.

### 7.2.1. AMPLIFICATEURS D'INSTRUMENTATION

Ce sont des amplificateurs qui, en général, amplifient la tension de déséquilibre de ponts de mesure. Ils sont tous très sensibles au phénomène de réjection de mode commun.

Ils sont présentés en fonction de leurs qualités et de leur facilité de réglage (ajustement du gain).

7.2.1.1. Amplificateur différentiel de base (figure 7.34)

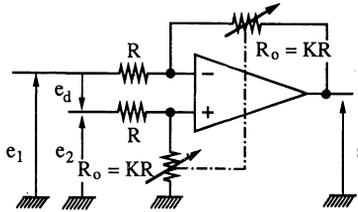


Figure 7.34.

Éléments théoriques

$$s = \frac{R_0}{R} (e_2 - e_1) \quad \text{ou} \quad s = \frac{R_0}{R} e_d$$

$$R_{emin} = \frac{R + R_0}{2} \quad (\text{voir chapitre 3})$$

Aspect technologique

— Ce montage présente les inconvénients suivants :

- résistances d'entrée d'influence non négligeable,
- ajustement du gain par résistances couplées  $R_0$ ,
- influence du taux de réjection de mode commun de l'amplificateur opérationnel.

— Il ne faut pas oublier (et ce sera vrai pour tous les amplificateurs différentiels) que les résistances mal appariées peuvent apporter une erreur de mode commun indépendante de celle de l'amplificateur opérationnel (voir exercices du paragraphe 6.5). Il faut utiliser des résistances à tolérances très « serrées ».

Application numérique

$R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $10 \text{ k}\Omega \leq R_0 \leq 500 \text{ k}\Omega$  pour un gain variable de 1 à 50

7.2.1.2. Amplificateur différentiel sans erreur de mode commun (figure 7.35)

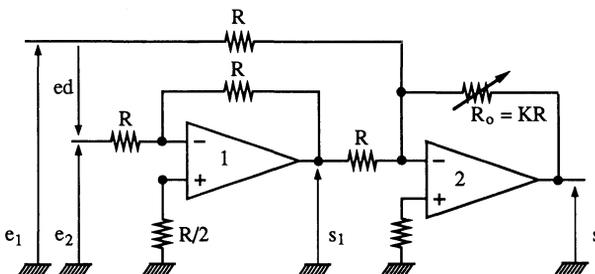


Figure 7.35.

**Éléments théoriques**

$$s_1 = -e_2 \quad \text{et} \quad s = \frac{R_0}{R} (e_2 - e_1) = \frac{R_0}{R} e_d$$

$$R_e = R$$

**Aspect technologique**

— Par rapport au montage précédent, celui-ci présente les avantages suivants :

- l'influence du taux de réjection de mode commun des amplificateurs opérationnels n'intervient pas,

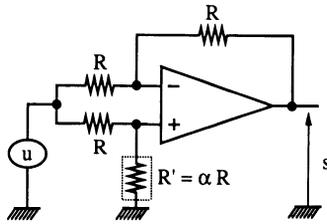
- l'ajustement du gain en tension s'effectue à l'aide d'un seul élément.

— Citons comme inconvénients :

- utilisation de deux amplificateurs opérationnels,
- faible résistance d'entrée,
- appariement correct des résistances.

**Application numérique**

$R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $10 \text{ k}\Omega \leq R_0 \leq 500 \text{ k}\Omega$  pour un gain variable de 1 à 50

**7.2.1.3. Amplificateur différentiel en pont (figure 7.36)****Figure 7.36.**

**Éléments théoriques.** A partir des relations

$$e_+ = \frac{\alpha R}{R + \alpha R} u = \frac{\alpha}{1 + \alpha} u \quad \text{et} \quad e_- = \frac{s}{2} + \frac{u}{2}$$

nous obtenons

$$s = \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} u$$

**Aspect technologique**

— La résistance  $R' = \alpha R$  évolue en fonction d'un paramètre physique (température...).

- Pour  $\alpha = 1$  ( $R' = R$ ), nous avons  $s = 0$  (en ne tenant pas compte de l'influence du taux de réjection de mode commun).
- Il est difficile de prévoir un gain variable.

**Application numérique :**  $10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 100 \text{ k}\Omega$ .

**7.2.1.4. Amplificateur différentiel à grande résistance d'entrée et gain constant**  
(figure 7.37)

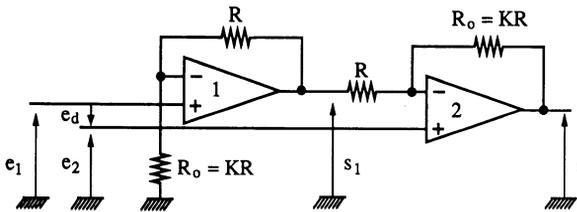


Figure 7.37.

**Éléments théoriques** A partir des relations de  $e_-$  et  $e_+$  de l'amplificateur opérationnel 2

$$e_+ = e_2$$

$$e_- = \frac{R_0}{R + R_0} s_1 + \frac{R}{R + R_0} s$$

avec

$$s_1 = \frac{R + R_0}{R_0} e_1$$

nous obtenons

$$s = \frac{R + R_0}{R_0} (e_2 - e_1)$$

et

$$R_e = \infty$$

**Aspect technologique**

— Ce montage représente une étape intéressante dans l'évolution de l'amplificateur différentiel.

— C'est le premier schéma d'amplificateur d'instrumentation.

— Les deux amplificateurs opérationnels peuvent être intégrés en « duals » et les résistances soigneusement appariées.

— Son inconvénient est la difficulté de réglage de gain sans apporter d'erreur de mode commun (il travaille en réalité à gain fixe).

**Application numérique :**  $R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $1 \leq K \leq 100$ .

### 7.2.1.5. Amplificateur d'instrumentation à deux amplificateurs opérationnels\* (figure 7.38)

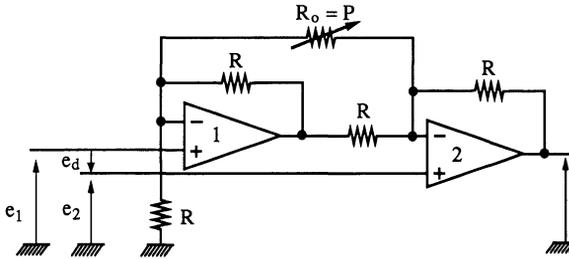


Figure 7.38.

**Éléments théoriques.** L'étude effectuée au paragraphe 6.5., sous forme d'exercice, nous fournit

$$s = 2 \left( \frac{P + R}{P} \right) (e_2 + e_1) \quad \text{et} \quad R_e = \infty$$

#### Aspect technologique

— Ce montage présente les avantages suivants :

- grande impédance d'entrée,
- sensibilité de mesure réglable (un seul élément variable  $R_0 = P$ ),
- utilisation de deux amplificateurs opérationnels en « quads »,
- **très bien adapté pour travailler à tension unique d'alimentation.**

— Cependant, pour de grandes dynamiques de mode commun, on préfère le montage à trois amplificateurs opérationnels.

**Application numérique :**  $R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $1 \text{ k}\Omega \leq P \leq 100 \text{ k}\Omega$ .

### 7.2.1.6. Amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs opérationnels (figure 7.39)

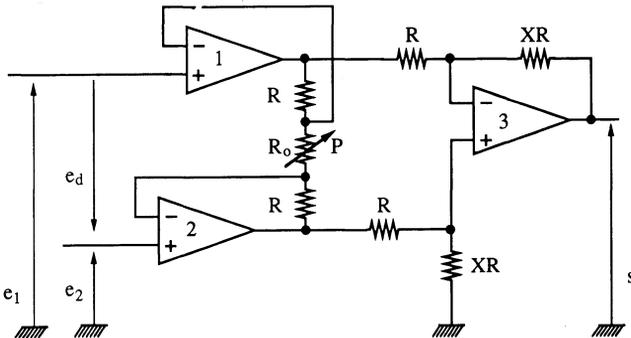


Figure 7.39.

\* Voir article « Amplificateurs opérationnels de précision », *Electronique industrielle*, 1986, 114, p. 82.

**Eléments théoriques.** L'étude effectuée au paragraphe 6.5 nous donne

$$s = X \left( \frac{P + 2R}{P} \right) (e_2 - e_1) \quad \text{et} \quad R_e = \infty$$

**Aspect technologique**

— Ce montage accepte une grande dynamique de mode commun tout en conservant sa précision.

— On utilise trois amplificateurs opérationnels appariés (quads).

— On retrouve l'avantage d'une grande impédance d'entrée et du gain réglable avec un seul élément.

— Pour des mesures ultra fines, on utilise un écran sur chaque entrée (câble coaxial) mis au potentiel de la valeur de tension de mode commun (figure 7.40).

— Dans le cas d'acquisition de données devant être converties en valeurs numériques, on trouve des convertisseurs analogiques numériques à deux entrées acceptant la tension différentielle  $s_2 - s_1$  (convertisseur ICL 7106 ... de GE-Intersil).

**Application numérique :**  $R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $1 \text{ k}\Omega \leq P \leq 100 \text{ k}\Omega$ .

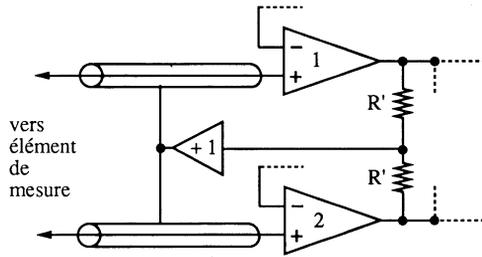


Figure 7.40.

**7.2.1.7. Amplificateur d'instrumentation à capacités commutées (figure 7.41)**

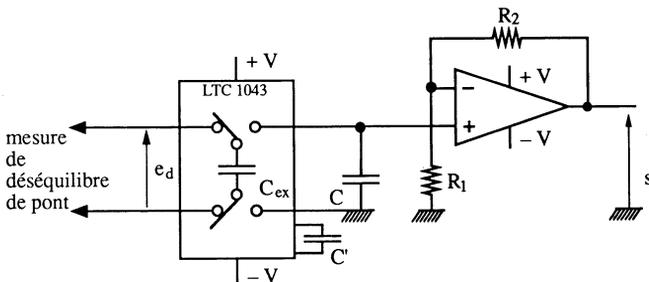


Figure 7.41.

Le circuit LTC 1043 de Linear Technology est constitué de commutateurs MOS de précision pilotés par une horloge. De nombreuses applications en découlent dont l'amplification de précision. Sa capacité  $C_{ex}$  (extérieure au circuit) vient se charger à la valeur de la tension différentielle mesurée  $e_d$  puis se décharger dans le condensateur  $C$  connecté à l'entrée d'un amplificateur non inverseur à grand gain en tension.

La fréquence de l'horloge interne peut avoisiner 5 MHz, réglable par  $C'$ , et le taux de réjection de mode commun atteint 120 dB.

**Application numérique :**  $C_{ex} = 1 \mu\text{F}$ ,  $C' = 0,01 \mu\text{F}$ ,  $C = 1 \mu\text{F}$ ,  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 99 \text{ k}\Omega$ .

## 7.2.2. AMPLIFICATEURS DE PRÉCISION

Ils sont différenciés des amplificateurs d'instrumentation dans le sens où ils travaillent avec une tension d'entrée de mode commun voisine de zéro volt. Ce sont les amplificateurs pour thermocouple, jauges de contraintes...

### 7.2.2.1. Amplificateur pour thermocouple (figure 7.42)

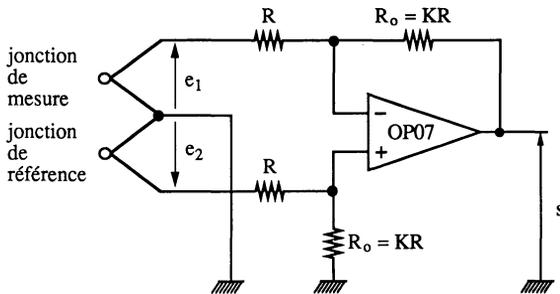


Figure 7.42.

**Éléments théoriques.** On retrouve les paramètres de l'amplificateur différentiel classique

$$s = \frac{R_0}{R} (e_2 - e_1)$$

#### Aspect technologique

— De nombreux schémas sont proposés dans la littérature spécialisée. Celui présenté est certainement le plus simple d'utilisation.

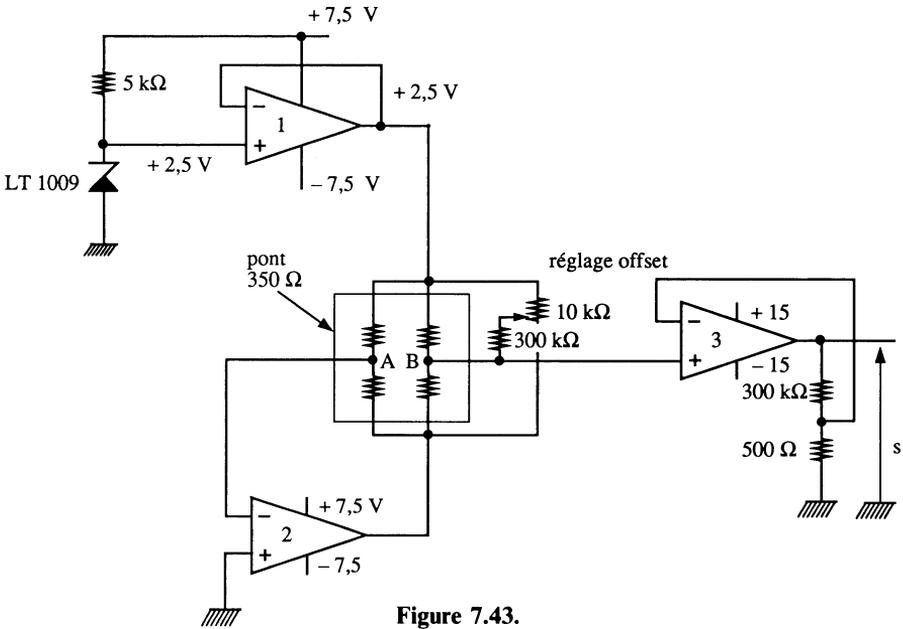
— La tension de mode commun est voisine de zéro volt.  
 — L'amplificateur opérationnel proposé est le OP 05. Ce choix n'est pas restrictif.

— Si on veut faire varier la sensibilité du montage, on aura recours au schéma de la figure 7.38.

— Certains schémas proposés sont constitués d'un amplificateur opérationnel précédé d'un amplificateur différentiel à transistors intégrés dans un même boîtier, ceci afin de diminuer le bruit (voir figure 7.44).

**Application numérique :**  $R = 1 \text{ k}\Omega$  et  $10 \leq K \leq 1\,000$ .

**7.2.2.2. Amplificateur pour jauge de contrainte (figure 7.43)**



**Figure 7.43.**

Ce schéma est proposé par Linear Technology et utilise trois amplificateurs opérationnels de référence LT 1007.

**Éléments théoriques**

• **Amplificateur opérationnel 1.** La référence de tension LT 1009 dont le coefficient de température est de 25 ppm/°C fournit une tension de 2,5 V à un montage suiveur.

• **Amplificateur opérationnel 2.** Sa fonction est de fournir le potentiel opposé au pont de mesure. Il impose  $V_A = 0$ . Si les résistances du pont sont égales on a  $s_2 = -s_1 = -2,5$  volts.

● **Amplificateur opérationnel 3.** C'est l'amplificateur de mesure, de gain 600, amplifiant la tension de déséquilibre de pont.

#### Aspect technologique

— Cette mesure de tension de déséquilibre de pont n'est pas perturbée par le taux de réjection de mode commun de l'amplificateur opérationnel 3.

— Le réglage d'offset est global. Il est effectué sans contrainte mécanique sur la jauge.

— L'amplificateur opérationnel LT 1007 présente les caractéristiques suivantes :

- bruit de 60 nV crête-à-crête entre 0,1 Hz et 10 Hz,
- tension d'offset 25  $\mu$ V maximale,
- gain statique 7 millions.

L'application numérique est directement fournie sur le schéma.

#### 7.2.2.3. Amplificateur très faible bruit (figure 7.44)

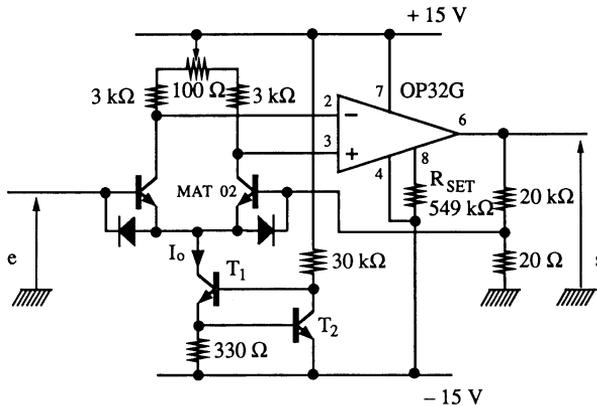


Figure 7.44.

Ce schéma proposé par PMI utilise deux circuits intégrés : MAT 02 et OP 32 G.

**Eléments théoriques.** L'association d'un amplificateur différentiel et d'un amplificateur opérationnel est équivalente à un nouvel amplificateur opérationnel à très grand gain en boucle ouverte (1 à 50 millions). L'ensemble est connecté en amplificateur non-inverseur de gain en tension 1000.

#### Aspect technologique

— Le circuit MAT 02, dont les deux transistors sont intégrés, est polarisé à  $I_0 = 2$  mA par le générateur de courant  $T_1 - T_2$  (2N 2222).

— L'ajustement de l'offset s'effectue par le potentiomètre de  $100 \Omega$ . La dérive d'offset est  $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

— L'amplificateur opérationnel programmable limite la consommation. L'ensemble présente un produit gain-bande passante de  $1 \text{ MHz}$  et un slew rate de  $2,4 \text{ V}/\mu\text{s}$ .

— Les caractéristiques de bruit sont excellentes :  $1 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}}$  pour  $I_0 = 2 \text{ mA}$ . Si  $I_0$  augmente ( $6 \text{ mA}$ ), le bruit est alors diminué au détriment de la consommation.

L'application numérique est directement donnée sur le schéma.

## 7.2.3. AMPLIFICATEURS PROGRAMMABLES

Les amplificateurs programmables sont utilisés en acquisition de données, dans deux cas bien précis :

— soit pour faire varier la sensibilité de mesure de la tension de sortie d'un capteur.

— soit pour adapter les différents niveaux analogiques fournis par le multiplexage de signaux issus de différents capteurs.

Dans les deux cas, on souhaite obtenir la meilleure précision à la sortie d'un convertisseur analogique-numérique associé 8 - 10 - 12 - 14 - 16 bits.

Différentes solutions sont proposées, mais la tendance est à l'utilisation des amplificateurs opérationnels quads programmables (chapitre 6). Le changement de gain est toujours effectué par des commutateurs analogiques intégrés. Notons toutefois l'utilisation de la commutation manuelle lorsque l'on change le calibre de certains appareils de mesure.

### 7.2.3.1. Amplificateur programmable inverseur (figure 7.45)

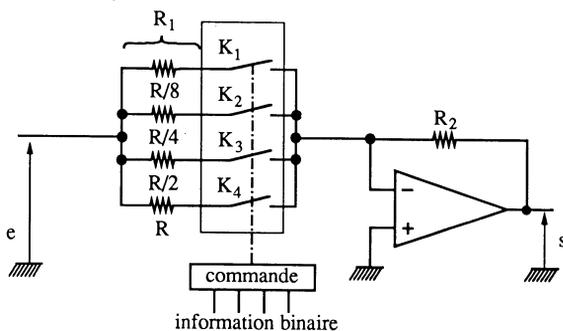


Figure 7.45.

**Eléments théoriques**

— Gain en tension,

$$G_v = - \frac{R_2}{R_1}$$

— Résistance d'entrée,  $R_e = R_1$ 

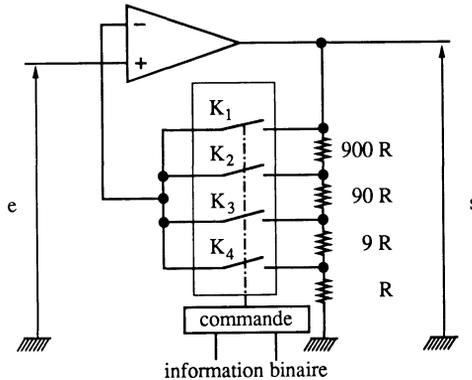
avec  $R_1 = \frac{R}{8} k_1 // \frac{R}{4} k_2 // \frac{R}{2} k_3 // R k_4$  et  $k_i = 0$  ou  $1$

**Aspect technologique**

— Avec 4 commutateurs, on a 16 possibilités de gain en tension.

— Le gros inconvénient de ce montage est l'influence de la résistance des commutateurs en série avec les résistances pondérées. Pour une erreur de 0,01 %, cela conduit à des résistances  $R/n$  de valeurs bien au-delà du mégohm.

**Application numérique :**  $R = R_2 = 160 \text{ k}\Omega$ , pour des gains en tension de 1 à 15.

**7.2.3.2. Amplificateur programmable non inverseur (figure 7.46)****Figure 7.46.**

**Eléments théoriques.** Avec 4 commutateurs, nous avons les 4 gains en tension suivants :

$G_v = 1$  pour  $k_1$  fermé,  $k_2$   $k_3$  et  $k_4$  ouverts,

$G_v = 10$  pour  $k_2$  fermé,  $k_1$   $k_3$  et  $k_4$  ouverts,

$G_v = 100$  pour  $k_3$  fermé,  $k_1$   $k_2$  et  $k_4$  ouverts,

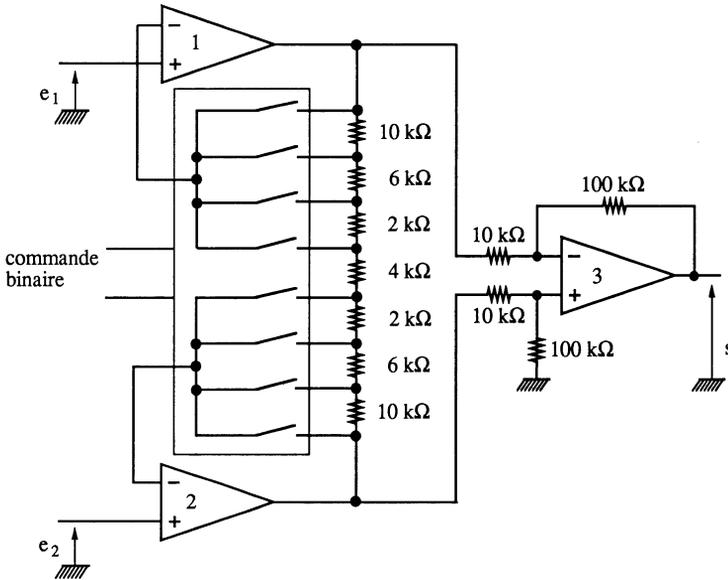
$G_v = 1\ 000$  pour  $k_4$  fermé,  $k_1$   $k_2$  et  $k_3$  ouverts.

La résistance d'entrée est théoriquement infinie.

**Aspect technologique**

- Il faut un commutateur par valeur de gain.
- La résistance des commutateurs est sans influence sur le gain.
- Les résistances utilisées doivent présenter des tolérances très serrées.
- On peut, dans certains cas, combiner les deux montages inverseur et non-inverseur pour un contrôle de gain fin et grossier.
- Les commutateurs utilisés peuvent être du type IH 5009 (Intersil), AH 5009 (NS), LF 11331 (NS)... On aura intérêt à consulter les notes d'applications de ces circuits intégrés.

**Application numérique :**  $R = 1\ 000\ \Omega$ .

**7.2.3.3. Amplificateur d'instrumentation programmable (figure 7.47)\***

**Figure 7.47.**

**Éléments théoriques.** En fonction des valeurs binaires de commande, le gain en tension différentiel  $G_v$ , prend les valeurs 10 - 20 - 50 - 100 obtenues à partir de la relation vue au paragraphe 7.2.1.6. :

$$s = G_v (e_2 - e_1)$$

Les résistances d'entrée sont considérées infinies.

\* Extrait de la note d'application AN 289 de National Semiconductor.

**Aspect technologique**

— Les commutateurs sont intégrés dans le circuit LF 11509 prévu initialement pour les applications de multiplexage.

— Les amplificateurs opérationnels 1 et 2 sont des LM 11 alors que le 3 est un LF 412.

— Les circuits de réglage d'offset nécessaires ne sont pas indiqués.

— Un filtre passe-bas programmable non représenté, peut être connecté à la sortie du montage afin de supprimer les hautes fréquences indésirables.

L'**application numérique** est indiquée directement sur le schéma.

**7.2.3.4. Autres fonctions électroniques programmables**

Les commutateurs analogiques intégrés permettent de nombreuses autres applications indiquées dans les « data-books ». Citons :

- les multiplexeurs et démultiplexeurs,
- les échantillonneurs-bloqueurs,
- les modulateurs et démodulateurs de signaux, ...

Nous présentons quelques-unes de ces applications.

**Intégrateur programmable** (figure 7.48)

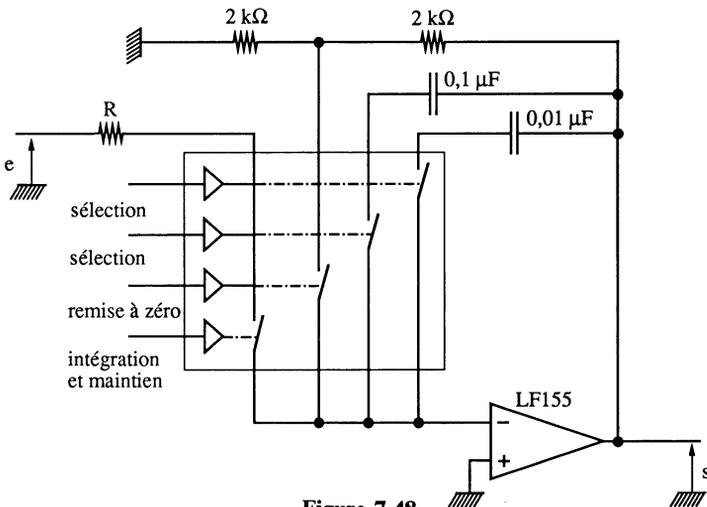


Figure 7.48.

Il utilise un circuit à commutateurs LF 11509. Deux constantes de temps sont programmées et une remise à zéro est prévue ainsi qu'une position « maintien ».

L'amplificateur opérationnel est à technologie BIFET afin de limiter l'influence des courants de polarisation.

**Multiplexeur mélangeur** (figure 7.49)

C'est un multiplexeur analogique permettant éventuellement de réaliser une somme de signaux. La configuration est « inverseur ». La capacité de contre-réaction C permet d'absorber les à-coups de commutations. Le circuit intégré à commutateurs utilisé est le LF 11331.

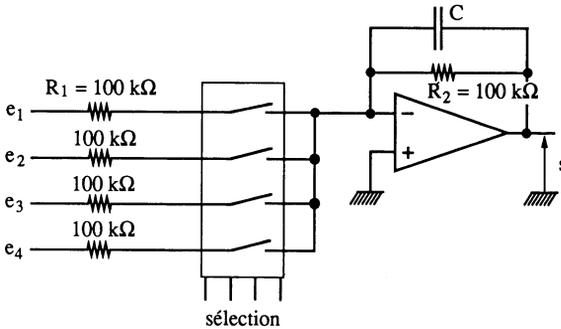


Figure 7.49.

**Atténuateur programmable** (figure 7.50)

Certaines applications de l'électronique imposent de travailler avec des atténuateurs calibrés. Celui qui est présenté, utilise un quad LF 147 et le circuit à commutateurs LF 11331. Les trois commandes binaires  $a_3$  (LSB),  $a_2$  et  $a_1$  (MSB) permettent d'obtenir huit atténuations. Dans notre cas nous avons 0 dB pour la combinaison 000, et 7 dB pour la combinaison 111. On peut ainsi obtenir des valeurs tous les décibels.

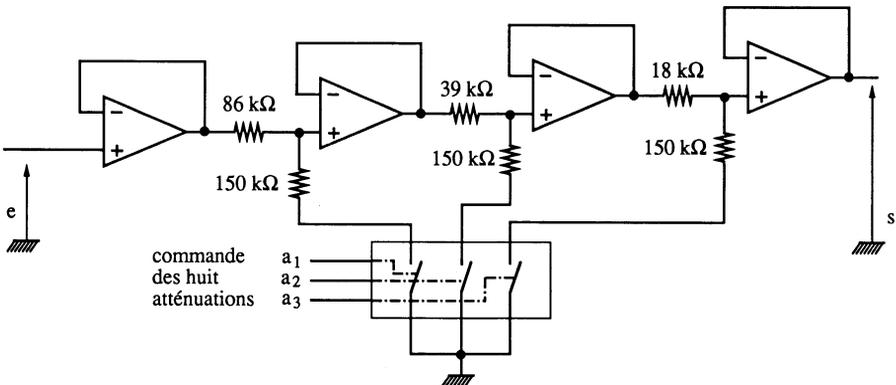


Figure 7.50.

### 7.3. FONCTIONS SPÉCIALES POUR MESURES ET TRAITEMENT DE L'INFORMATION

Nous regroupons sous ce titre, les fonctions suivantes :

- les mesures spéciales (courants, résistances, ...),
- les redresseurs sans seuil,
- les fonctions logarithmiques, multiplieurs, diviseurs...
- les mesures de valeurs moyennes et efficaces, l'échantillonnage,
- les fonctions spéciales à diodes.

#### 7.3.1. MESURES SPÉCIALES

La mesure électrique des grandeurs physiques consiste en une chaîne de traitement de l'information dont les éléments sont les suivants :

- le capteur qui est la partie sensible à la grandeur physique mesurée,
- le transducteur qui inclut le capteur associé à des éléments électriques (résistances, condensateurs, ...). Il fournit une tension ou un courant électrique à l'image de la grandeur physique mesurée,
- l'amplificateur de tension ou de courant,
- la conversion de sortie de l'amplificateur en une information visuelle (voltmètre, ampèremètre) ou numérique (conversion analogique-numérique),...

La partie qui nous intéresse dans ce chapitre est liée à l'amplification. De nombreux schémas d'amplificateurs ont été étudiés aux paragraphes 7.1. et 7.2, et chapitre 6. Nous ne présentons alors que les cas particuliers de mesures électriques appelées mesures spéciales.

##### 7.3.1.1. Convertisseur courant-tension (figure 7.51)

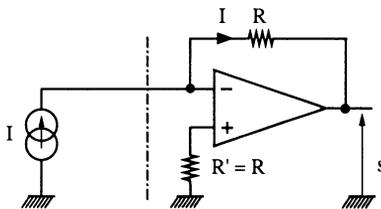


Figure 7.51.

**Eléments théoriques.** En considérant  $e_+ \simeq e_- = 0$ , nous obtenons

$$s = RI$$

**Aspect technologique**

— La mesure des faibles courants impose l'utilisation d'un amplificateur opérationnel à très faible courant de polarisation (JFET).

— Si le montage prévoit un réglage d'offset il n'est pas nécessaire de prendre  $R' = R$  surtout si cette résistance est de très forte valeur.

— L'impédance de sortie du montage est voisine de zéro ( $B = 1$ ).

**Application numérique.** Pour un courant de 10 nA et une résistance de 10 MΩ, nous avons  $s = 0,1$  volt.

**7.3.1.2. Convertisseur tension-courant**

**Eléments théoriques**

● **figure 7.52 :** convertisseur à charge flottante. Comme  $e_+ \simeq e_-$ , nous avons

$$e = R_1 I \quad \text{soit} \quad I = \frac{e}{R_1}$$

● **figure 7.53 :** convertisseur à charge à la masse. A partir des équations

$$R_1 i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} e + \frac{R_1}{R_1 + R_2} s$$

$$(R_3 + R_1) i = RI$$

$$s = R_4 (I + i) + RI$$

et en prenant  $R_2 = R_3 + R_4$ , nous obtenons

$$I = - e \frac{R_2}{R_1 R_4}$$

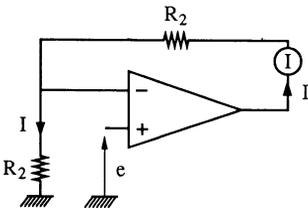


Figure 7.52.

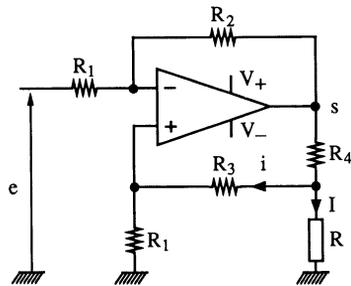


Figure 7.53.

**Aspect technologique**

— Le montage à charge flottante n'est pratiquement utilisable qu'en lecture directe sur un galvanomètre ou un ampèremètre. Il présente une très grande impédance d'entrée.

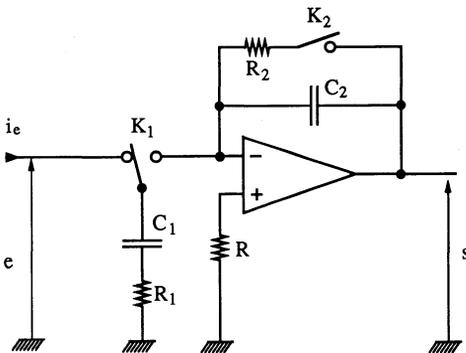
— Le montage à charge à la masse peut travailler avec une résistance de grande valeur si  $R_4 \ll R_3$ . Il s'ensuit l'utilisation de résistances à tolérances « serrées ». Comme il y a une réaction, il faut que le coefficient  $B_-$  soit supérieur au coefficient  $B_+$  sinon il y a saturation de l'amplificateur opérationnel. Pour  $R_4 \ll R$ , la dynamique d'utilisation en tension est voisine de la valeur de l'alimentation  $\pm V$ .

**Application numérique**

- **figure 7.52** :  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega = R_2$ ,  $I = 1 \text{ mA/V}$
- **figure 7.53** :  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 9,9 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 100 \Omega$ ,  $I = 10 \text{ mA/V}$ .

**7.3.1.3. Mesure par transfert de charges**

Le schéma de la figure 7.54 est un schéma de base permettant la mesure des hautes tensions, des courants ou des résistances. Le principe consiste à charger le condensateur  $C_1$ , puis à transférer les charges vers  $C_2$ , séquentiellement.

**Figure 7.54.**

**Éléments théoriques.** En considérant comme grandeur d'entrée la tension  $v_e$ , la conservation de la quantité d'électricité permet d'écrire

$$C_1 v_e = C_2 v_s \quad \text{soit} \quad v_s = v_e \frac{C_1}{C_2}$$

**Aspect technologique**

— Le transfert de charges impose l'utilisation d'un amplificateur opérationnel à très faible courant de polarisation (JFET ou CMOS).

— La relation précitée indique que si  $C_1 \ll C_2$ , on peut mesurer des hautes tensions.

— Le commutateur  $k_1$  est : soit électronique, pour des faibles tensions d'entrée, soit électromécanique, dans le cas contraire.

— Le commutateur  $k_2$  permet la remise à zéro, séquentiellement de la sortie.

— Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont définies de manière à limiter les courants de transfert tout en travaillant avec des faibles constantes de temps.

**Application numérique :**  $C_1 = 1 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 20 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  pour une mesure de tension de 100 volts.

### 7.3.2. REDRESSEURS SANS SEUIL ET VALEURS ABSOLUES

L'origine de l'utilisation des redresseurs sans seuil est liée à la mesure de tensions ou courants efficaces. En effet, les contrôleurs dits « à aiguille », qui utilisent un galvanomètre magnétoélectrique, mesurent directement la valeur moyenne d'un signal sur la position « continu » et indirectement, la valeur efficace d'un signal sinusoïdal sur la position « alternatif ». Cette dernière opération consiste à redresser l'onde sinusoïdale, à mesurer la valeur moyenne du résultat et à convertir cette indication en valeur efficace, à partir des relations linéaires :

$$U_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \text{ pour une onde sinusoïdale,}$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{U_{\text{max}}}{\pi} \text{ pour une onde redressée simple alternance,}$$

puis

$$U_{\text{eff}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_{\text{moy}}$$

#### Remarques

— Dans les appareils peu sophistiqués, le redressement est effectué avec des diodes au germanium (elles présentent un minimum de seuil). La sensibilité (calibre) en régime sinusoïdal n'est que de quelques volts alors qu'en continu elle représente celle du galvanomètre (quelques dizaines de millivolts, voire moins).

— Dans les appareils à « aiguille » performants et dans les multimètres numériques, les calibres « DC » et « AC » sont de valeurs identiques. L'opération de redressement utilise des diodes sans seuils (montages électroniques).

— Dans tous les cas, la valeur efficace fournie n'est vraie que si l'onde est sinusoïdale. Pour mesurer la valeur efficace d'un signal de forme quelconque, il faut réaliser l'opération définie par la relation

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int u^2(t) dt}$$

Les appareils mesurant la valeur efficace « vraie » présentent, sur leur face avant, l'indication RMS (*root mean square*) correspondant aux trois fonctions : racine carrée, valeur moyenne, carré de  $u(t)$ .

— Le redressement sans seuil est devenu une fonction électronique courante.

**7.3.2.1. Redressement simple alternance à configuration « suiveur »**  
(figure 7.55)

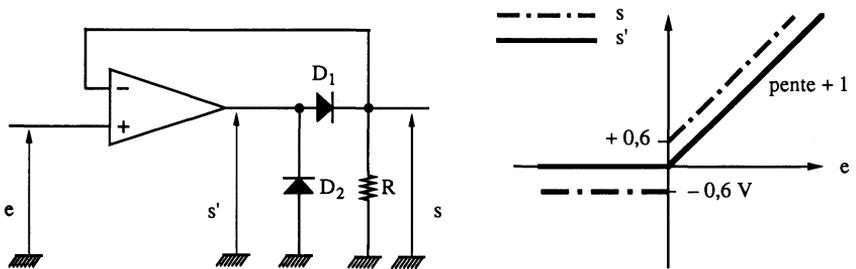


Figure 7.55.

Ce montage a été étudié au chapitre 3.

**Éléments théoriques.** La contre-réaction n'étant assurée qu'en positif, grâce à la diode  $D_2$ , nous avons

$$\begin{aligned} e > 0, & \quad s = e & \text{et} & \quad R_s \approx 0 \\ e < 0, & \quad s = 0 & \text{et} & \quad R_s = R \end{aligned} \quad (e_+ \approx e_-)$$

**Aspect technologique**

— La diode  $D_2$  évite à l'amplificateur opérationnel de se saturer à  $-V_{\text{sat}} \approx -V$ , lorsque  $e < 0$ . La sortie  $s$ 'est maintenue à  $-0,6$  volts ; dans ces conditions, lorsque  $e$  devient positif,  $s$ 'évolue de  $-0,6$  à  $+0,6$  volt à la vitesse du slew rate (et non pas de  $-V$  à  $+0,6$ ).

— Pour  $e > 0$ , le montage travaille à gain unité donc  $B = 1$ . Un amplificateur opérationnel de type II est instable.

— A cause du gain en tension statique  $A_0$  non infini, le redresseur présente un seuil de  $0,6/A_0$ .

— La présence de la diode  $D_2$  impose à l'amplificateur opérationnel une protection contre les surcharges (pour  $s' < 0$  donc  $e < 0$ ).

— La fréquence maximale de fonctionnement est associée à la rapidité de passage de  $-0,6$  à  $+0,6$  volt pour  $s'$ . La configuration « non inverseur » impose des amplificateurs opérationnels de type I rapides.

**Application numérique :**  $R = 2,2 \text{ k}\Omega$  et diodes 1 N 4148.

**7.3.2.2. Redressement simple alternance à configuration « inverseur »**  
(figure 7.56)

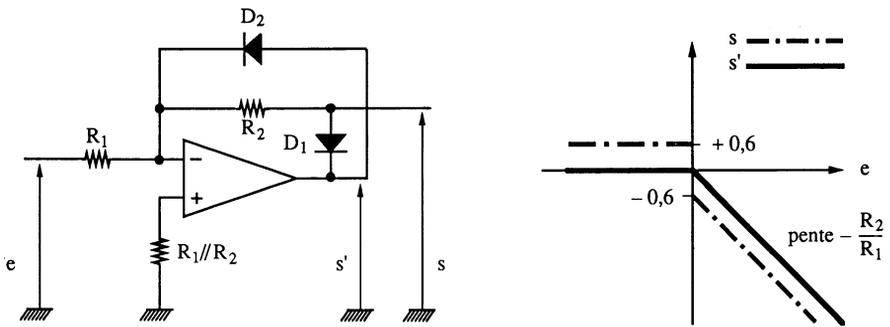


Figure 7.56.

**Éléments théoriques.** La contre-réaction est assurée en permanence

$$\begin{aligned}
 e > 0, \quad D_1 \text{ conduit, } s' < 0, \quad s &= -\frac{R_2}{R_1} e, \quad R_s \simeq 0 \\
 e < 0, \quad D_2 \text{ conduit, } s' = +0,6 \text{ V, } e_- &= 0, \quad s = 0, \quad R_s = R_2
 \end{aligned}$$

**Aspect technologique**

— La configuration « inverseur » est très favorable à la compensation par avance de phase.

— La fréquence maximale de fonctionnement est fonction de la valeur du slew rate donc du temps mis par  $s'$  pour évoluer de  $-0,6$  à  $+0,6$  volt.

**Application numérique :**  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  et diodes 1 N 4148.

**7.3.2.3. Redressement simple alternance de puissance** (figure 7.57)

**Éléments théoriques.** Ce montage au fonctionnement identique à celui de la figure 7.55 nous donne :

$$e > 0, \quad D_1 \text{ et } T \text{ conduisent, } s = e \text{ car } e_+ \simeq e_-, s' = s + 1,2 \text{ V}$$

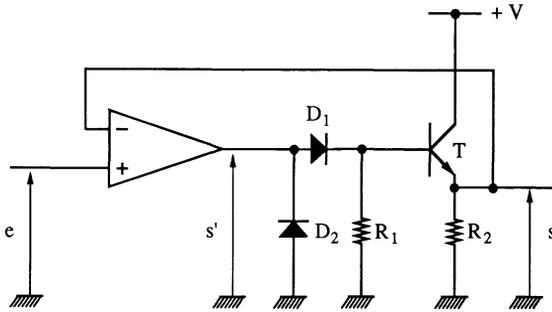


Figure 7.57.

$e < 0$ ,  $D_2$  conduit,  $D_1$  et  $T$  bloqués,  $s = 0$ ,  $s' = -0,6 V$   
 et pour les résistances de sortie,

$$e > 0, \quad R_s \simeq 0$$

$$e < 0, \quad R_s = R_2$$

**Aspect technologique**

— Le montage permet une forte intensité de sortie (quelques dizaines de milliampères à 100 mA). Pour une intensité plus importante, il faut utiliser un transistor Darlington.

— La fréquence de fonctionnement est limitée au temps de basculement de  $-0,6 + 1,2$  volt associé à la valeur du slew rate.

**Application numérique :**  $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \Omega$ , diodes 1 N 4148, transistor 2 N 1711.

**7.3.2.4. Redressement double alternance utilisant un amplificateur opérationnel**  
 (figure 7.58)

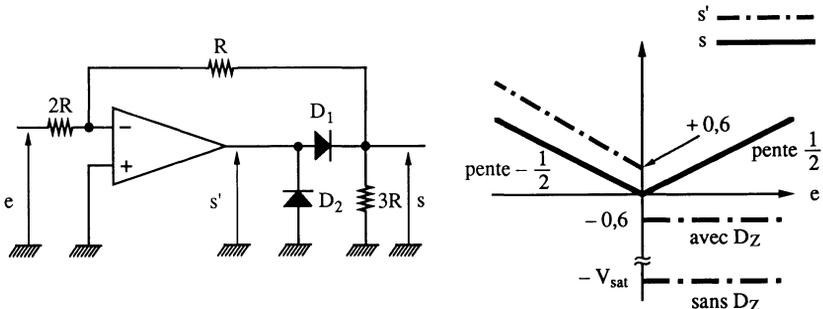


Figure 7.58.

**Eléments théoriques**

$$e > 0, \quad D_1 \text{ bloquée, } s' = \hat{\phantom{s}} - V_{\text{sat}}, \quad s = \frac{3R}{6R} e = \frac{e}{2}$$

$$e < 0, \quad D_1 \text{ conduit, } s' = s + 0,6 \text{ V}, \quad s = -\frac{R}{2R} e = -\frac{e}{2}$$

En regroupant les résultats, nous avons

$$s = |0,5 e|$$

Les résistances de sortie sont

$$e > 0, \quad R_s = 1,5 R$$

(résistance de Thévenin du diviseur de tension  $2R - R - 3R$ ),

$$e < 0, \quad R_s \simeq 0$$

**Aspect technologique**

— De part le principe de fonctionnement, on ne peut connecter  $D_2$  à la manière de la figure 7.56 car le potentiel de  $e_-$  est différent de zéro pour  $e > 0$ .

— Toujours pour  $e > 0$ , la sortie étant assurée par le diviseur de tension  $2R - R - 3R$ , il faut que l'amplificateur opérationnel présente une grande impédance d'entrée et ne soit pas limité en  $V_{ID}$  à une valeur trop faible.

— Ce montage présente, pour  $e > 0$ , une grande résistance de sortie.

**Application numérique :**  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .

**7.3.2.5. Redressement double alternance utilisant deux amplificateurs opérationnels (figure 7.59)**

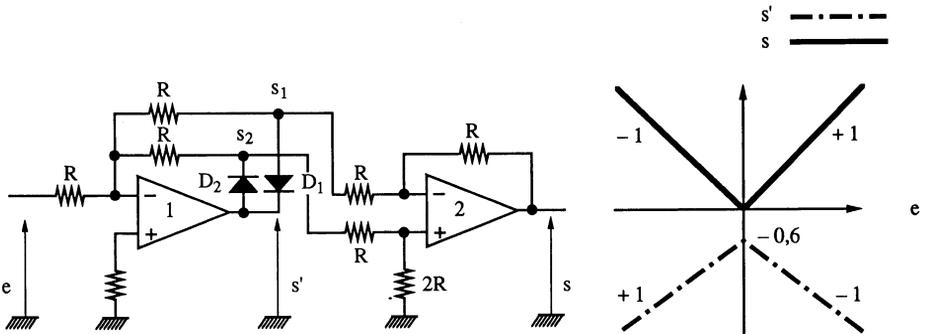


Figure 7.59.

**Éléments théoriques**

$e > 0$ ,  $D_1$  conduit et  $D_2$  bloquée,  $s_1 = -e$ ,  $s = +e$   
 $e < 0$ ,  $D_2$  conduit et  $D_1$  bloquée,  $s_2 = -e$ ,  $s = -e$   $s = |e|$

Les résistances d'entrée et de sortie sont

$$R_e = R \quad \text{et} \quad R_s \approx 0$$

**Aspect technologique**

— Il faut bien voir que, pour ce montage, l'amplificateur opérationnel 2 travaille soit en inverseur de gain  $-1$  pour  $e > 0$ , soit en non inverseur de gain  $+1$  pour  $e < 0$ .

— Une variante est indiquée sur la figure 7.60.

$e > 0$ ,  $D_1$  conduit et  $D_2$  bloquée,  $s_1 = -e$ ,  $s = -e - 2s$ ,  $s = +e$   
 $e < 0$ ,  $D_2$  conduit et  $D_1$  bloquée,  $s = -e$

ainsi  $s = |e|$  et  $R_e = R//2R$ ,  $R_s = 0$

— Le choix de l'un de ces deux montages est lié aux problèmes de stabilité des amplificateurs et de précision des résistances. Ils sont assez voisins en qualité.

**Application numérique :**  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .

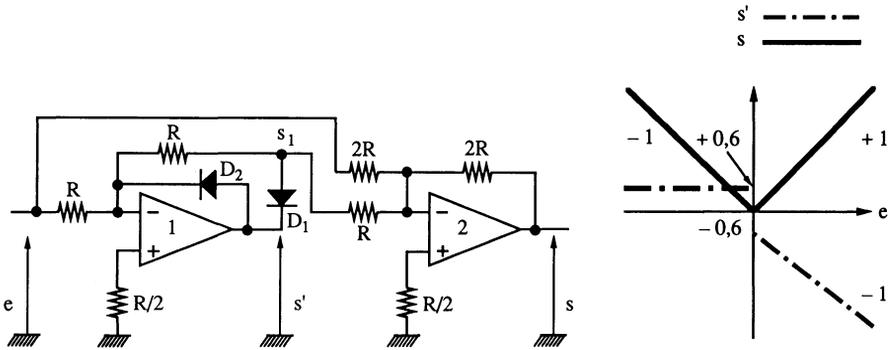


Figure 7.60.

**7.3.3. FONCTIONS LOGARITHMIQUES, MULTIPLICATEURS, DIVISEURS ET LEURS APPLICATIONS**

L'opération de multiplication analogique peut s'effectuer de différentes manières que nous présentons suivant l'ordre décroissant d'importance.

**Les multiplicateurs à amplificateur différentiel** (figure 7.61). Le fonctionnement linéaire autour du point de repos  $I_0$  permet d'écrire, pour les variations :

$$s = s_2 - s_1 = 40 R_C I_C e_1 = 40 RC \frac{I'_0}{2} e_1$$

Comme

$$I'_0 = I_0 + k_0 e_2$$

il vient

$$s = k e_1 \cdot e_2$$

**Les multiplicateurs à modules logarithmiques et exponentiels.** Ils sont présentés en partie au paragraphe 3.44 et utilisent la relation associée à la caractéristique  $I(U)$  de jonction :

$$I = I_s [\exp (40 U) - 1] \simeq I_s \exp 40 U$$

La figure 3.91 en donne le principe et les relations

$$s_1 = \text{Ln } e_1$$

$$s_2 = \text{Ln } e_2$$

$$s_3 = s_1 + s_2 \quad \text{et} \quad s = \exp s_3$$

permettent d'obtenir

$$s = e_1 \cdot e_2$$

**Les multiplicateurs à découpage ou chopper.** Ils sont présentés dans l'ouvrage *Boucles à verrouillage de phase*. Un signal sinusoïdal  $e_1$  défini par la relation

$$e_1 = V \sin \omega_1 t$$

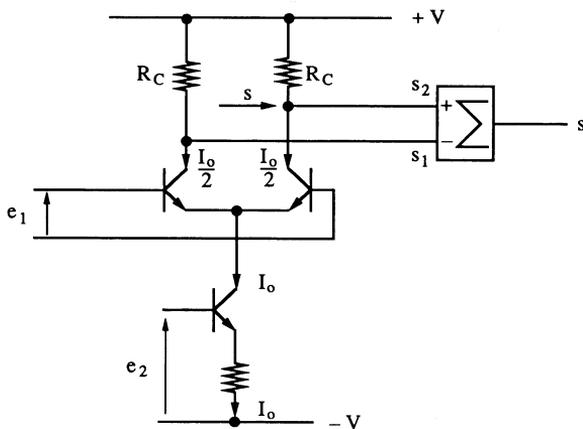


Figure 7.61.

est découpé par un commutateur commandé par un signal  $e_2$  de « pulsation  $\omega_2$  » et de rapport cyclique  $r = 0,5$ . Ce signal  $e_2$  de forme « carrée » est décomposable en série de Fourier. La relation mathématique est

$$e_2 = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_2 t - \frac{1}{6\pi} \sin 3 \omega_2 t + \dots$$

La sortie de ce modulateur associé à un filtre passe-bas fournit

$$s = (V \sin \omega_1 t) \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_2 t \right)$$

**Les multiplicateurs à fonctions quadratiques** (figure 7.62). A partir des relations

$$\begin{aligned} s_1 &= (e_1 + e_2) & \text{et} & & s'_1 &= (e_1 - e_2) \\ s_2 &= + |e_1 + e_2| & \text{et} & & s'_2 &= - |e_1 - e_2| \\ s_3 &= (e_1 + e_2)^2 & \text{et} & & s'_3 &= (e_1 - e_2)^2 \end{aligned}$$

nous obtenons

$$s = s_3 + s'_3 \quad \text{soit} \quad s = k e_1 \cdot e_2$$

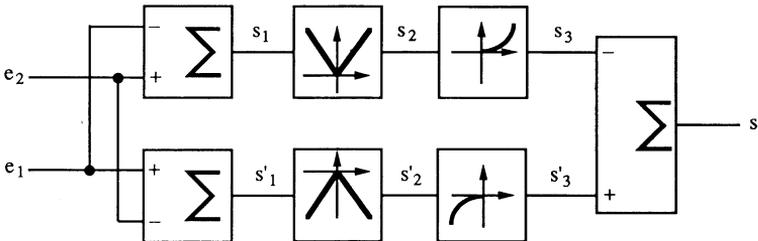


Figure 7.62.

Ce sont les relations de carrés de sommes et de différences qui sont utilisées. Les fonctions quadratiques sont obtenues à partir des caractéristiques de certains composants [ $I_D(V_{GS})$  pour un transistor JFET] ou à partir de montages à diodes « grands signaux ».

**Les multiplicateurs « optiques »** (voir ouvrage *Optoélectronique*).

**Les multiplicateurs « magnétiques »** utilisant la sonde à effet Hall dont la tension de mesure est définie par la relation

$$s = k I B$$

Si  $I = k_1 e_1$  et  $B = k_2 e_2$ , nous obtenons

$$s = k' e_1 \cdot e_2$$

Les fonctions multiplication, division, ... sont intégrées en technologie monolithique. Nous présentons alors quelques circuits commerciaux. Il serait aberrant de vouloir fabriquer ces fonctions à l'aide d'amplificateurs opérationnels à cause de leurs problèmes de dérive et du faible coût des circuits intégrés existants.

### Circuits Motorola

- **MC 1494-1594** : multiplicateurs-diviseurs 4 quadrants, dynamique d'entrée  $\pm 10$  volts, coefficient multiplicateur  $\simeq 0,1$ , réponse en fréquence 1 MHz, linéarité  $\pm 0,5\%$  (MC 1594) et  $\pm 1\%$  (MC 1494).

- **MC 1495-1595** : multiplicateurs 4 quadrants, dynamique d'entrée  $\pm 10$  volts, réponse en fréquence 3 MHz, linéarité  $\pm 2\%$  (MC 1595) et  $\pm 4\%$  (MC 1495).

### Circuits Burr-Brown

- **MPY 534** : multiplicateur-diviseur 4 quadrants, dynamique d'entrée  $\pm 10$  volts, réponse en fréquence, 3 MHz, linéarité de  $\pm 0,25\%$  à  $\pm 1\%$ .

- **4205 K** : opération  $(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)$ , dynamique d'entrée  $\pm 10$  V, réponse en fréquence 40 kHz, linéarité  $\pm 1\%$ .

- **4302** : opération  $y(z/x)^m$ , dynamique d'entrée  $\pm 10$  V, réponse en fréquence 60 kHz, linéarité  $\pm 0,25\%$  en multiplicateur,  $\pm 0,25\%$  en diviseur,  $\pm 0,03$  en carré,  $\pm 0,07\%$  en racine carrée,  $\pm 0,15\%$  en exposant  $m$ ,  $\pm 0,2\%$  en racine  $m$  ième,  $\pm 0,5\%$  en  $\sin \theta$ ,  $\pm 0,8\%$  en  $\cos \theta$  et  $\pm 0,07\%$  en  $\sqrt{x^2 + y^2}$ .

- **4127** : amplificateur logarithmique et exponentiel, dynamique d'entrée 10 volts, réponse en fréquence 90 kHz.

### Circuits Analog Devices

- **AD 533** : multiplicateur - diviseur - carré - racine carrée, dynamique d'entrée  $\pm 10$  V, réponse en fréquence 1 MHz, linéarité  $\pm 1\%$ .

- **AD 755** : amplificateur logarithmique et exponentiel, dynamique d'entrée  $\pm 10$  V, linéarité  $\pm 0,5\%$ .

- **AD 539** : multiplicateur-diviseur 60 MHz.

**Remarques** : Ces circuits monolithiques permettent de réaliser les opérations analogiques précitées (multiplication, division, racine carrée, carré) ainsi que d'autres opérations du type : mesure de tension efficace RMS, doubleur de fréquence, détection synchrone, contrôle de gain, générateurs de fonctions, contrôle de process...

## 7.3.4. MESURE DES GRANDEURS PÉRIODIQUES ET APÉRIODIQUES

Le traitement d'un signal de forme quelconque, périodique ou apériodique, correspond souvent à convertir celui-ci en tension continue, ou maintenue

constante dans un intervalle de temps imposé. On rencontre alors les opérations suivantes :

- mesure de la valeur moyenne,
- mesure de la valeur efficace en régime sinusoïdal,
- mesure de la valeur efficace quelle que soit la forme du signal (RMS),
- mesure de la valeur crête,
- échantillonnage d'un signal.

Dans ce qui suit, nous étudions chacune de ces opérations en indiquant quelques schémas à amplificateurs opérationnels ainsi que certains circuits intégrés commercialisés.

### 7.3.4.1. Mesure de la valeur moyenne d'un signal périodique

Cette mesure s'effectue à l'aide d'un intégrateur. Le schéma classique correspondant est celui de la figure 7.63.

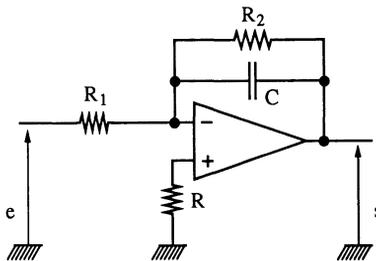


Figure 7.63.

**Éléments théoriques.** Cette fonction vue précédemment fournit une transmittance de la forme

$$\frac{S(p)}{E(p)} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + R_2 C p}$$

C'est celle d'un filtre passe-bas du premier ordre de gain en tension statique  $R_2/R_1$ .

La résistance d'entrée est  $R_e = R_1$ .

#### Aspect technologique

— La fréquence de cassure  $\frac{1}{2 \pi R_2 C}$  doit être très inférieure à la fréquence minimale du signal à mesurer.

— Ce montage est instable avec un amplificateur opérationnel de type II.

— En respectant les conditions correctes d'impédances d'entrée et de sortie, on peut alors utiliser le réseau RC classique en prenant  $\tau \gg T_{\max}$  ( $T_{\max} =$  période maximale du signal d'entrée).

**Application numérique :**  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ , fréquence de cassure 1,6 Hz.

### 7.3.4.2. Mesure de la valeur efficace d'un signal sinusoïdal

Lorsque le signal à mesurer est uniquement sinusoïdal, sa valeur efficace est simple à obtenir. L'opération consiste à utiliser un redresseur simple ou double alternance suivi d'un intégrateur (figure 7.64). Le coefficient  $K$  traduit le passage de la valeur efficace mesurée à la valeur moyenne obtenue. Ce principe est appelé convertisseur AC-DC.

Un schéma réel est représenté sur la figure 7.65.

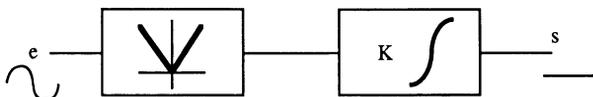


Figure 7.64.

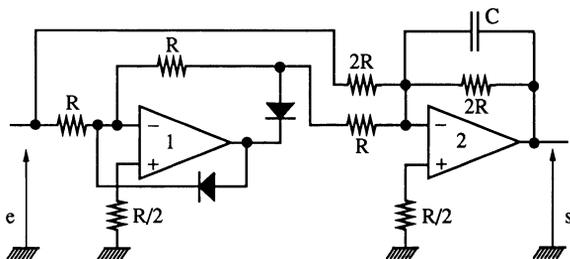


Figure 7.65.

**Eléments théoriques.** Sans le condensateur  $C$ , l'ensemble correspond au redressement double alternance de la figure 7.60. En ajoutant le condensateur  $C$ , l'amplificateur opérationnel 2 travaille en intégrateur de somme. Il fournit la valeur moyenne du signal redressé double alternance

$$s(t) = \frac{K'}{T} \int_{(T)} |e| dt \quad \text{pour} \quad f \gg \frac{1}{2\pi(2RC)}$$

#### Aspect technologique

- Ce principe ne permet pas d'obtenir directement le coefficient de transmission valeur efficace - valeur moyenne.
- La configuration en double « inverseur » est très favorable à la compensation par avance de phase.

**Application numérique :**  $R = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ , fréquence de cassure  $0,8 \text{ Hz}$ .

### 7.3.4.3. Mesure de la valeur efficace d'un signal périodique de forme quelconque

Deux grands principes sont utilisés :

- correspondance thermique directe entre le signal à mesurer et une composante continue,
- réalisation de l'opération « RMS ».

**Correspondance thermique** (figure 7.66). L'amplificateur différentiel équilibré fournit  $u = 0$  donc  $s = 0$ . Lorsque le signal  $e$  à mesurer est appliqué aux bornes de la résistance  $r$ , celle-ci transmet une variation de température à la jonction du transistor  $T_1$  déséquilibrant l'amplificateur différentiel. Alors  $s$  évolue et alimente l'autre résistance  $r$ . Cette dernière transmet une variation de température à la jonction du transistor  $T_2$  permettant l'équilibre sachant que l'amplificateur différentiel présente un gain  $A$  de valeur très importante. Dans ces conditions

$$s \text{ continu} = E_{\text{eff}}$$

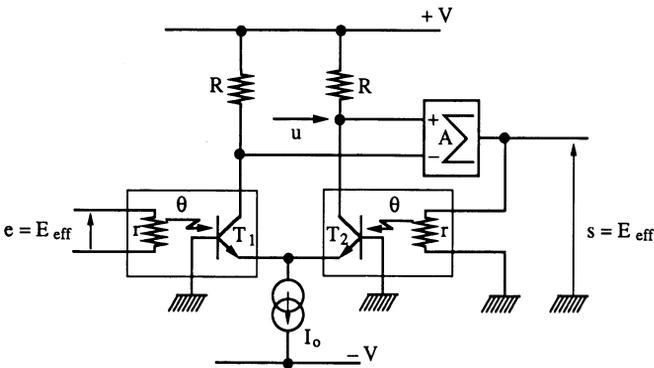


Figure 7.66.

**Opération RMS.** Cette opération associée à la relation mathématique

$$s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{(T)} e^2(t) dt}$$

correspond au synoptique de la figure 7.67. Trois fonctions sont nécessaires :

- élever au carré le signal de l'entrée avec un circuit multiplicateur vu au paragraphe précédent,

- prendre la valeur moyenne du résultat en utilisant un intégrateur (par exemple, celui de la figure 7.63),
- prendre la racine carrée de ce nouveau résultat en utilisant un deuxième circuit multiplicateur correctement connecté (MC 1494, AD 533...).

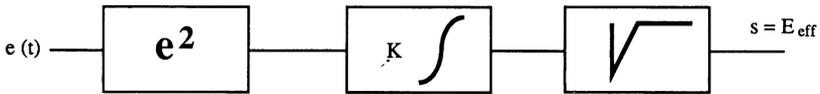


Figure 7.67.

**Remarque.** Réaliser un montage RMS à base d'amplificateurs opérationnels et de transistors est plus une curiosité de laboratoire qu'une réalité industrielle à cause de toutes les imperfections technologiques rencontrées.

**Circuits intégrés RMS.** Citons quelques circuits intégrés utilisés en pratique, pour des précisions de mesure de l'ordre du pour cent.

— **Circuits Analog Devices**

- **AD 536** : linéarité 0,2 %, bande passante 2 MHz.
- **AD 636** : linéarité  $\pm 0,5$  %, bande passante 1 MHz.
- **AD 637** : linéarité  $\pm 0,02$  %, bande passante 8 MHz.

— **Circuits Burr-Brown**

- **4340** : linéarité  $\pm 0,2$  %, bande passante 450 kHz.
- **4341** : linéarité  $\pm 0,5$  %, bande passante 450 kHz.

7.3.4.4. Mesure de la valeur crête d'un signal quelconque (figure 7.68)

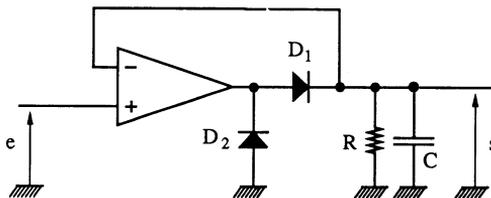


Figure 7.68.

**Éléments théoriques.** Nous retrouvons le redressement simple alternance de la figure 7.55.

Pour  $e > 0$  et  $e \nearrow$ ,  $s = e$

Pour  $e < 0$ ,  $s$  décroît avec une constante de temps RC.

**Aspect technologique**

— Ce circuit reste imparfait dans le sens où il impose une résistance  $R$  permettant la décharge du condensateur  $C$ . Sinon celui-ci resterait chargé à la valeur maximale du signal de l'entrée.

— Le choix de la valeur de  $R$  est associé au temps de mesure crête du signal de l'entrée  $e$ .

— On pourrait imaginer d'associer à ce montage un dérivateur fournissant l'information de variation du signal de l'entrée permettant ainsi de décharger rapidement le condensateur  $C$  lorsque  $e$  diminue.

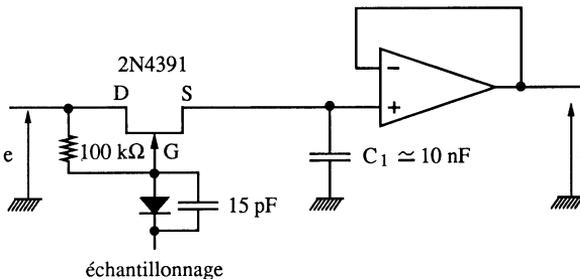
**Application numérique :**  $C = 100 \text{ nF}$ ,  $R = 1 \text{ M}\Omega$ , diodes 1 N4148.

**7.3.4.5. Echantillonnage d'un signal quelconque**

Cette opération consiste à prélever la valeur du signal de l'entrée à un instant donné et à maintenir constante cette information pendant un intervalle de temps imposé. L'opérateur utilisé est un échantillonneur-bloqueur. Il a été présenté au chapitre 6 ainsi que deux schémas de principe, l'un utilisant un amplificateur opérationnel programmable (figure 6.22), l'autre utilisant deux amplificateurs opérationnels classiques (figure 6.40).

Le tableau 6.5. présente quelques échantillonneurs-bloqueurs monolithiques ainsi que leurs performances. On ne peut quitter ce paragraphe sans donner quelques exemples simples de réalisation de cette fonction à partir d'amplificateurs opérationnels et de transistors à effet de champ. De très nombreux schémas sont indiqués dans les ouvrages. Nous en proposons deux : l'un utilisant un transistor JFET, l'autre utilisant un circuit intégré à commutateurs AH 0152 de NS.

— **Figure 7.69.** Le transistor JFET est bloqué lorsque l'entrée « échantillonnage » est à un potentiel suffisamment négatif devant le potentiel de la source. Il conduit lorsque la diode est bloquée (potentiel de commande supérieur à celui de la source). Dans ces conditions la grille est polarisée par la résistance de  $100 \text{ k}\Omega$ . La capacité est définie à partir de la valeur du courant



**Figure 7.69.**

de fuite du transistor JFET. La qualité moyenne de cet échantillonneur-bloqueur fait qu'il doit être utilisé pour des tensions suffisamment importantes (de quelques centaines de millivolts à quelques volts).

— **Figure 7.70.** Ce montage, plus sophistiqué que le précédent, permet d'échantillonner des tensions faibles allant jusqu'au millivolt. Le commutateur préconisé peut être remplacé par tout autre commutateur présenté au paragraphe 7.2.3.

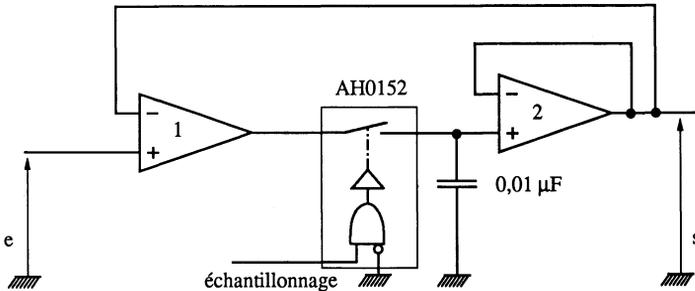


Figure 7.70.

### 7.3.5. FONCTIONS SPÉCIALES A DIODES « GRANDS SIGNAUX »

La méthode d'étude de ces fonctions est présentée au paragraphe 3.4.3. Nous rencontrons :

- les redressements sans seuil, vus précédemment (paragraphe 7.3.2),
- les limiteurs de dynamique,
- les générateurs de fonctions.

#### 7.3.5.1. Limiteur de dynamique

Une fonction électronique peut être limitée en dynamique de sortie ou d'entrée. La figure 7.71 représente le schéma d'un limiteur de dynamique en sortie.

**Eléments théoriques.** Hors limitation, la fonction présente les caractéristiques suivantes :

$$G_v = - \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_e = R_1 \quad \text{et} \quad R_s \approx 0$$

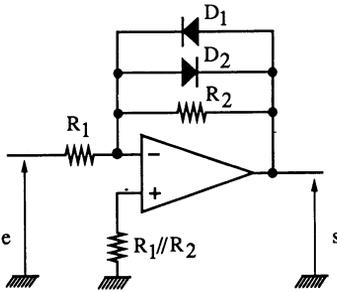


Figure 7.71.

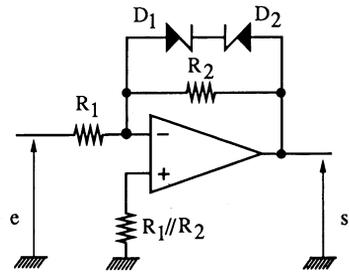


Figure 7.72.

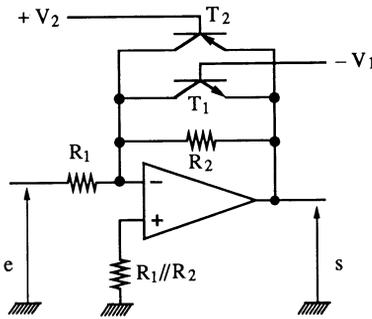


Figure 7.73.

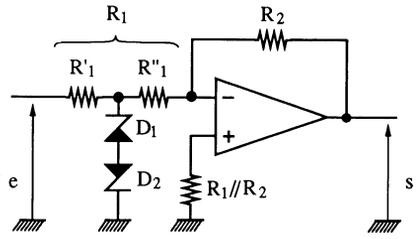


Figure 7.74.

La limitation s'établit à

$$s = \pm 0,6 \text{ volt}$$

**Aspect technologique**

- Lorsque les diodes conduisent, on a toujours la relation  $e_- \simeq e_+ = 0$ .
- Une limitation de la tension de sortie pour une valeur supérieure à 0,6 volt est obtenue en connectant deux diodes Zener en tête-bêche série (figure 7.72).
- Une limitation de la tension de sortie à des seuils réglables s'obtient en utilisant des transistors complémentaires (NPN-PNP) connectés suivant la figure 7.73. Le réglage des seuils s'effectue en polarisant les bases des transistors à l'aide de potentiomètres. La dynamique de sortie limite tient toutefois compte de la tension d'avalanche des jonctions base-émetteur ( $\simeq -7$  volts). Sinon, il faut connecter une diode en série avec chaque base.
- La limitation de la tension d'entrée se fait classiquement en utilisant des diodes connectées en tête-bêche parallèle ou des diodes Zener connectées en tête-bêche série (figure 7.74).

**Application numérique :**  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  pour un gain en tension de 1.  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  pour un gain en tension de 10.

7.3.5.2. Générateurs de fonctions

Quelques exemples d'application ont été présentés au paragraphe 3.4.3. La littérature spécialisée, dont les références sont indiquées en bibliographie, est riche de schémas. Ces fonctions restant toutefois marginales, nous ne présentons qu'une seule application qui, à notre avis, est la plus marquante : la fonction  $s = e^n$  (figure 7.75).

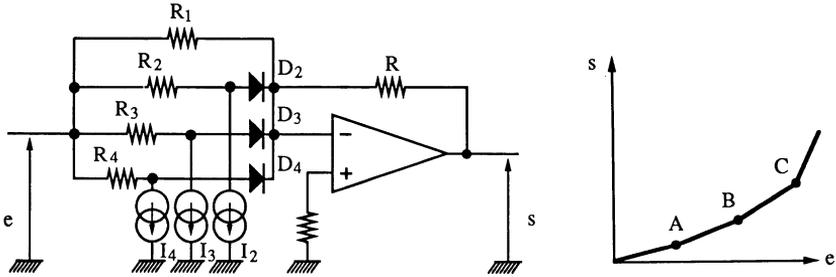


Figure 7.75.

**Éléments théoriques.** Sans conduction des diodes  $D_2$ ,  $D_3$  et  $D_4$ , l'expression de la sortie est  $s = -\frac{R}{R_1} e$ . Au fur et à mesure que les diodes conduisent, nous obtenons les pentes

$$-\frac{R}{R_1 // R_2}$$

lorsque  $D_2$  conduit (entre A et B)

$$-\frac{R}{R_1 // R_2 // R_3}$$

lorsque  $D_2$  et  $D_3$  conduisent (entre B et C)

$$-\frac{R}{R_1 // R_2 // R_3 // R_4}$$

lorsque  $D_2$ ,  $D_3$  et  $D_4$  conduisent (au-delà de C).

Les seuils sont définis par les chutes de tension  $R_2 I_2$  pour le point A,  $R_3 I_3$  pour le point B et  $R_4 I_4$  pour le point C.

**Aspect technologique**

— Il faut choisir des diodes à faible seuil (diodes au germanium) et travailler avec des signaux d'amplitude suffisamment importante afin de limiter la non linéarité de la fonction.

— Les générateurs de courant sont des montages à transistors à faible tension de fonctionnement.

— Ce principe permet de réaliser les fonctions  $s = e^n$  avec  $n \geq 1$ . Pour  $0 \leq n \leq 1$ , il faut que le circuit à diodes soit connecté en contre-réaction avec le point commun des cathodes relié à l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel.

— Le bon fonctionnement de ce montage impose  $e > 0$ . Si le signal d'entrée est à double polarité, il faut intercaler une valeur absolue (redressement double alternance).

Il est difficile de donner, a priori, une application numérique à cause de l'indétermination des fonctions  $s(e)$ .

## 7.4. COMPARETEURS - DÉTECTEURS DE SEUILS

Nous regroupons sous ce titre les fonctions :

- comparateurs simples,
- comparateurs à hystérésis ou triggers de Schmitt,
- interfaçage amplificateur opérationnel - circuit numérique,

ainsi que quelques applications. Rappelons que les comparateurs à amplificateurs opérationnels ont été étudiés, théoriquement, au chapitre 3 et que le comparateur intégré a été présenté au chapitre 6.

### 7.4.1. COMPARETEURS SIMPLES

#### 7.4.1.1. Schéma de base (figure 7.76)

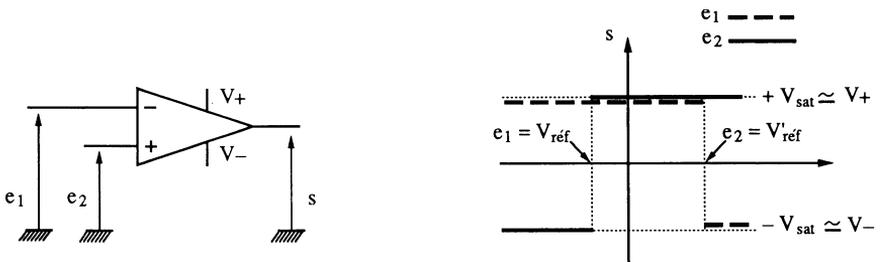


Figure 7.76.

**Eléments théoriques**

• Pour  $e_1 = V_{Ref}$

$$e_2 > e_1 \quad , \quad s = + V_{sat}$$

$$e_2 < e_1 \quad , \quad s = - V_{sat}$$

• Pour  $e_2 = V_{Ref}$

$$e_1 > e_2 \quad , \quad s = - V_{sat}$$

$$e_1 < e_2 \quad , \quad s = + V_{sat}$$

Dans le cas où  $e_1$  et  $e_2$  varient, on représente ces deux signaux sur un même système d'axe et on positionne en tout point le sens de la tension différentielle  $e_+ - e_-$ .

**Aspect technologique**

— Ce principe ne peut pas être utilisé pour des signaux lentement variables à cause de l'erreur apportée lorsque  $e_+ \simeq e_-$ .

— Il faut toujours positionner la valeur du slew rate par rapport aux intervalles de temps de commutation.

— Il n'y a aucun problème de stabilité dans les comparateurs.

**7.4.1.2. Comparateurs ou détecteurs de zéro**

Plusieurs schémas sont possibles. Commençons par celui de la figure 7.77.

**Eléments théoriques.** La tension de référence est  $e_+ = 0$ . Le comparateur est inverseur.

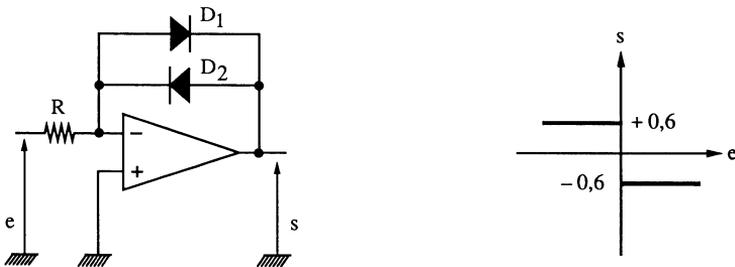


Figure 7.77.

Pour

$$e > 0 \quad , \quad s = - 0,6 \text{ V}$$

$$e < 0 \quad , \quad s = + 0,6 \text{ V}$$

La résistance d'entrée est celle d'un inverseur

$$R_e = R$$

car il y a contre-réaction assurée par les diodes  $D_1$  et  $D_2$ .

**Aspect technologique**

— Ce montage ne peut fonctionner qu'en comparateur inverseur afin d'assurer une contre-réaction

$$s = \pm 0,6 \text{ volt} \quad (e \approx 0)$$

— On augmente cette tension de sortie en utilisant deux diodes Zener (figure 7.78). On retrouve alors

$$e > 0 \quad , \quad s = - V_z - 0,6$$

$$e < 0 \quad , \quad s = + V_z + 0,6$$

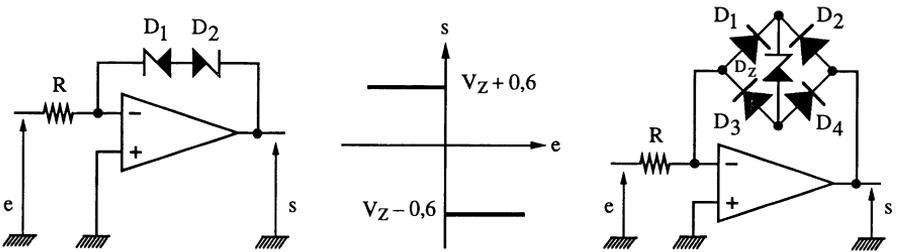


Figure 7.78.

— On peut aussi n'utiliser qu'une seule diode Zener et un commutateur à 4 diodes.

$$e > 0, \quad D_1, D_z \text{ et } D_4 \text{ conduisent,} \quad s = - V_z - 1,2$$

$$e < 0, \quad D_2, D_z \text{ et } D_3 \text{ conduisent,} \quad s = + V_z + 1,2$$

**7.4.1.3. Comparateurs à fenêtre (figure 7.79)**

Ce montage utilise deux comparateurs intégrés 710.

**Éléments théoriques.** Afin de comprendre le fonctionnement du montage, il est nécessaire de représenter l'étage de sortie de chaque comparateur (figure 7.80) dont l'étude a été faite au paragraphe 6. Nous savons que les transistors  $T_6$  et  $T'_6$  conduisent en permanence, et que lorsque  $T_5$  et  $T'_5$  sont bloqués, la sortie  $s$  vaut  $- 0,6$  volt sinon elle atteint une tension voisine de 4 volts. Ainsi en prenant  $V_{Ref_2} > V_{Ref_1}$ , nous avons

$$e < V_{\text{réf}_1} \quad , \quad s \simeq + 4 \text{ V}$$

$$V_{\text{réf}_1} < e < V_{\text{réf}_2} \quad , \quad s \simeq - 0,6 \text{ V}$$

$$e > V_{\text{réf}_2} \quad , \quad s \simeq + 4 \text{ V}$$

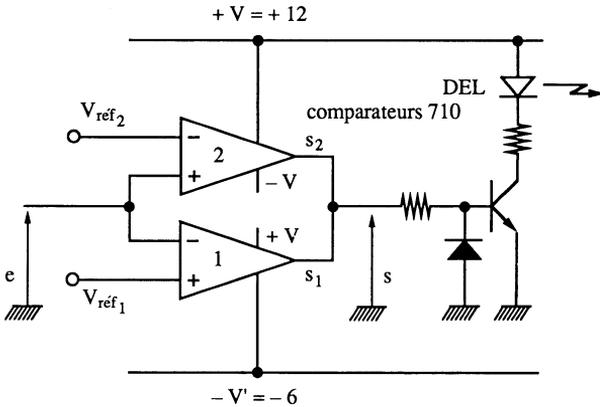


Figure 7.79.

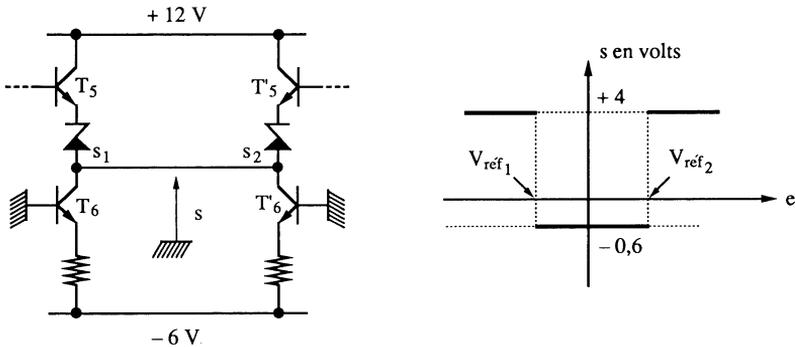


Figure 7.80.

### Aspect technologique

— Nous connaissons l'inconvénient de ces circuits 710. Ils travaillent avec des tensions d'alimentation de + 12 V et - 6 V.

— Réaliser ce comparateur à fenêtre avec des amplificateurs opérationnels, impose d'utiliser un OU numérique voire plus simplement un OU à diodes (figure 7.81). Thomson Semiconducteurs préconise un schéma utilisant un comparateur quad à collecteur ouvert.

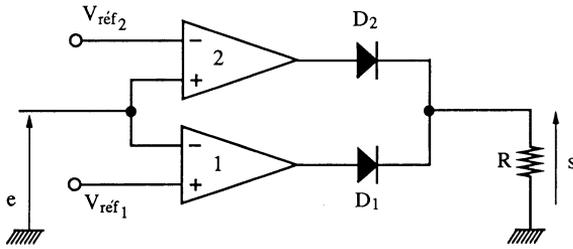


Figure 7.81.

## 7.4.2. COMPAREURS A HYSTÉRÉSIS OU TRIGGER DE SCHMITT

### 7.4.2.1. Schémas de base

Deux schémas de base sont couramment rencontrés :

- comparateur positif (figure 7.82)
- comparateur négatif (figure 7.83)

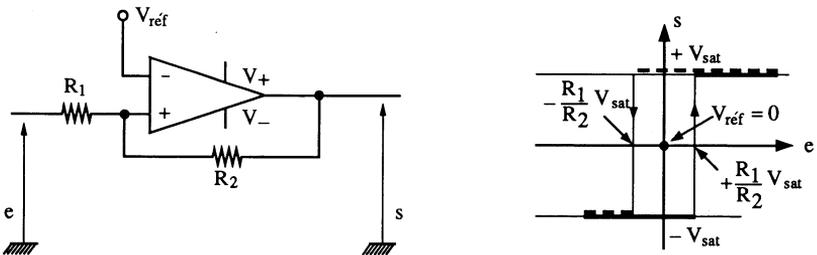


Figure 7.82.

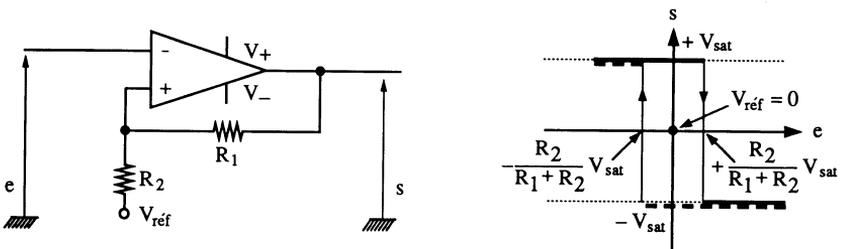


Figure 7.83.

**Eléments théoriques**

— **Comparateur positif**

Les valeurs de basculement sont définies à partir de la relation  $e_+ = e_-$  (changement de signe de la tension différentielle).

$$e_- = V_{Ref}$$

$$e_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} e + \frac{R_1}{R_1 + R_2} s$$

soit le basculement pour

$$e \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{Ref} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} (\pm V_{sat})$$

et

$$e = + \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{Ref} - \frac{R_1}{R_2} (\pm V_{sat})$$

— **Comparateur négatif**

A partir des relations

$$e_- = e$$

$$e_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{Ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} s$$

et

on obtient les valeurs de basculement

$$e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{Ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\pm V_{sat})$$

**Aspect technologique**

— Les graphes  $s(e)$  sont représentés pour  $V_{Ref} = 0$ . Le cycle est symétrique autour de zéro. Sa largeur peut être ajustée en agissant sur  $R_1$  (comparateur positif) ou sur  $R_2$  (comparateur négatif).

— Lorsque  $V_{Ref}$  est différent de zéro, le cycle est dissymétrique autour de  $V_{Ref}$ . Le rendre symétrique impose d'ajouter une diode et une résistance aux bornes de  $R_1$  ou  $R_2$ , ou en série avec celles-ci.

— Les comparateurs à hystérésis sont utilisés en grande partie dans les régulations. La largeur du cycle dépend de l'amplitude des parasites électriques et de la précision souhaitée.

**Applications numériques :  $\pm V = \pm 15$  volts.**

trigger positif, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$	} cycle de largeur
trigger négatif, $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$	

### 7.4.2.2. Simulation de cycles d'hystérésis réels (figure 7.84)

L'association d'un fonctionnement linéaire (inverseur), de l'utilisation de diodes et d'une réaction, permet d'obtenir des cycles d'hystérésis voisins de ceux rencontrés en physique [par exemple  $B(H)$  pour un matériau magnétique]. Le cycle représenté sur notre figure est défini par trois éléments

- sa largeur à partir de  $R_3$ ,
- sa rémanence à partir de  $V_z$ ,
- sa pente à partir de  $R_2$ .

La résistance d'entrée est  $R_1$ . Un cycle positif direct est obtenu en ajoutant un inverseur classique.

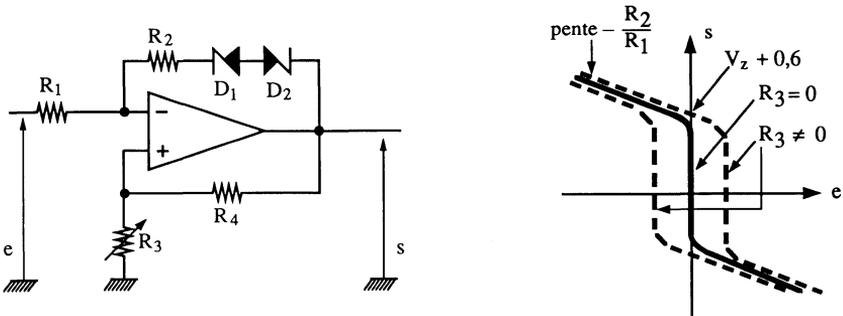


Figure 7.84.

### 7.4.3. INTERFAÇAGE AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL - CIRCUITS NUMÉRIQUES

Cet interfaçage impose de connaître :

- les conditions de « sortance » des circuits intégrés analogiques (tension de saturation, courant maximum),
- les conditions « d'entrée » des circuits numériques (définition des états logiques, sens et valeur des courants et éventuellement valeur des capacités parasites).

Les comparateurs intégrés sont, en général, compatibles TTL. Il n'en est pas de même pour les autres circuits dont les amplificateurs opérationnels.

#### 7.4.3.1. Interfaçage simple

Certains amplificateurs opérationnels sont très facilement adaptables ; l'interfaçage.

**Amplificateur opérationnel 301.** Alimenté entre  $\pm 15$  volts, son excursion de sortie est voisine de  $\pm 14$  volts. Si on connecte une diode Zener de 4 volts entre la sortie de l'émetteur commun intermédiaire (borne 8 pour un boîtier DIL 8 broches) et la masse, alors la sortie générale devient directement compatible TTL (figure 7.85).

Une diode Zener connectée directement en sortie imposerait à l'amplificateur opérationnel de travailler avec son courant limite maximum.

**Amplificateur opérationnel à collecteur ouvert.** L'avantage de la sortie à collecteur ouvert est d'adapter la valeur haute ( $+ V_{sat}$ ) à la valeur d'une alimentation autre que celle du circuit (figure 7.86). Il faut toutefois que le  $- V$  soit au potentiel de la masse sinon, l'amplificateur opérationnel à collecteur ouvert n'a plus d'intérêt.

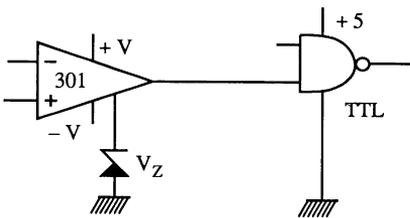


Figure 7.85.

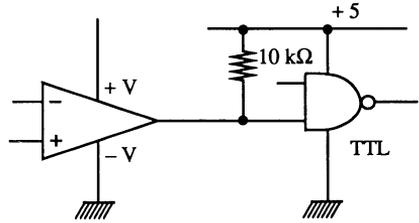


Figure 7.86.

### 7.4.3.2. Interfaçage amplificateur opérationnel - circuit TTL

De nombreux montages peuvent être utilisés. Nous citons celui de la figure 7.87.

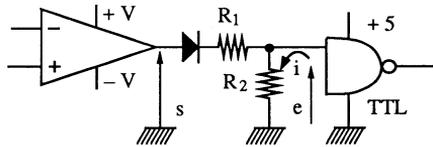


Figure 7.87.

#### Calculs des éléments

• **Pour le zéro logique,**  $s = - V_{sat}$ . La diode est bloquée, alors la résistance  $R_2$  est définie par l'inégalité

$$R_2 < \frac{V_{iLmax}}{I_{iL}}$$

où  $V_{iLmax}$  représente la tension d'entrée maximale à l'état bas du circuit TTL ( $\approx 0,8$  V) et  $I_{iL}$  représente le courant sortant de la borne de l'entrée à l'état bas. En d'autres termes, il faut que la chute de tension  $R_2 i = e$  soit inférieure à 0,8 V (valeur maximale de l'état logique zéro).

• **Pour le 1 logique**,  $s = + V_{\text{sat}}$ . La diode conduit et le diviseur de tension fournit la relation

$$e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{\text{sat}} - 0,6)$$

Si on considère que le courant d'entrée à l'état haut du circuit TTL est négligeable devant celui circulant dans le pont de résistances, on obtient la valeur de  $R_1$  en prenant

$$2,5 < e < 5 \quad (\text{état logique 1 entrée}).$$

### 7.4.3.3. Interfaçage amplificateur opérationnel-circuit CMOS

Les circuits CMOS travaillent avec une tension d'alimentation

$$3 \text{ volts} < V_{\text{DD}} - V_{\text{SS}} < 18 \text{ volts}$$

Ils peuvent être alimentés dissymétriquement (0 – 5 V, 0 – 10 V...) ou symétriquement (+ 5 – 5 V, + 7 – 7 V...). Comme le courant d'entrée est de valeur négligeable, le circuit d'interfaçage est alors simple à obtenir :

— schéma de la figure 7.87 dans le cas d'alimentation dissymétrique positive,

— même schéma, mais sans diode, dans le cas d'alimentation symétrique.

Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont définies à partir du courant que doit fournir l'amplificateur opérationnel et de la capacité parasite d'entrée des circuits CMOS en cas de fonctionnement rapide (en général  $R_1 + R_2 \simeq 10 \text{ k}\Omega$ ).

## 7.5 GÉNÉRATEURS DE TENSION OU DE COURANT

Ce sont des montages fournissant des tensions ou des courants stables. Quoique présentés en détail dans l'ouvrage *Alimentations électroniques*, nous rappelons quelques principes.

### 7.5.1. GÉNÉRATEURS DE TENSION

#### 7.5.1.1. Générateur de faible puissance (figure 7.88)

**Eléments théoriques.** Les relations

$$e_- = V_s \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{et} \quad e_+ = V_z \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

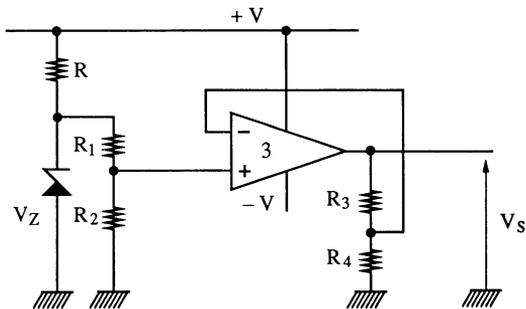


Figure 7.88.

permettent d'obtenir

$$V_S = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_Z$$

**Aspect technologique**

— Pour une tension de sortie  $V_S$  supérieure à  $V_Z$  on supprime le diviseur de tension d'entrée  $R_1 - R_2$ . Alors

$$e_+ = V_Z \quad \text{et} \quad V_S = V_Z \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

— Pour une tension de sortie  $V_S$  inférieure à  $V_Z$ , on supprime le diviseur de retour. Alors

$$e_- = V_S \quad \text{et} \quad V_S = V_Z \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

— La diode Zener est choisie de manière à présenter un coefficient de température voisin de zéro.

— Il est classique de prendre un courant de 1 mA dans les diviseurs de tension.

— Si la tension de sortie est voisine de zéro, il faut que l'alimentation de l'amplificateur opérationnel ( $-V$ ) soit négative. Sinon il faut utiliser des amplificateurs opérationnels dits « mono tension » présentés au chapitre 6.

— Le courant de sortie de cette alimentation n'est que de quelques milliampères maximum.

— Pour une tension de sortie réglable, il faut remplacer le diviseur de tension  $R_1 - R_2$  par un potentiomètre.

**Application numérique :**  $V_Z = 5$  volts,  $+V = 15$  volts.

$$R_1 = 0, R_2 = \infty, R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega, V_S = + 10 \text{ volts}$$

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_3 = 0, R_4 = \infty, V_S = + 2,5 \text{ volts.}$$

### 7.5.2.1. Générateur de forte puissance (figure 7.89)

C'est une alimentation régulée classique utilisant un transistor « ballast » T.

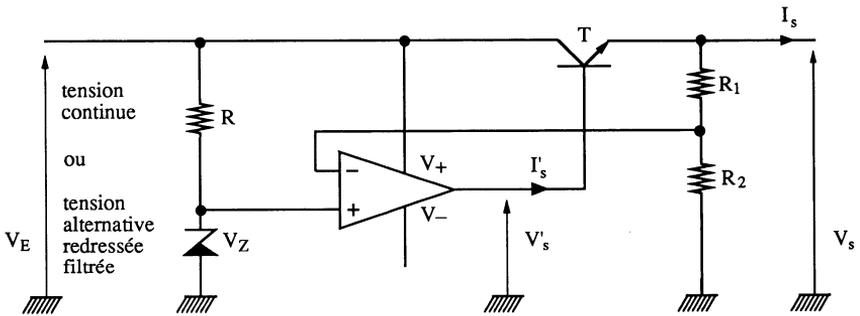


Figure 7.89.

**Éléments théoriques.** La tension de sortie est définie par la relation

$$V_s = V_Z \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

La résistance dynamique de sortie correspond à

$$R_s = \frac{h_{11} + r_s}{\beta AB}$$

où  $\frac{h_{11} + r_s}{\beta}$  représente la résistance dynamique de sortie du ballast fonctionnant en collecteur commun et AB, le gain de boucle.

#### Aspect technologique

— Ce générateur de tension travaille correctement jusqu'à environ  $I_s = 100 \text{ nA}$ . Au-delà il faut utiliser un transistor Darlington.

— Ajuster la tension de sortie revient à connecter un potentiomètre entre les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$ .

— Pour obtenir une tension variable, il faut connecter un potentiomètre aux bornes de la diode Zener.

— Il faut toujours respecter les conditions de bon fonctionnement de l'amplificateur opérationnel classique

$$V_- < e_+ \text{ et } e_- < V_+$$

$$V_- < s < V_+$$

sinon utiliser un amplificateur opérationnel monotension.

**Application numérique :**  $V_E \approx 25$  volts,  $V_Z = 5$  volts,  $R = 10$  k $\Omega$ ,  $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 5$  k $\Omega$ ,  $T = 2$  N 1711,  $V_S = + 15$  volts.

### 7.5.2. GÉNÉRATEURS DE COURANT

On peut déjà utiliser les schémas des convertisseurs tension-courant du paragraphe 7.3.1.2. en remplaçant la tension variable d'entrée  $e$  par une tension continue de référence. Rappelons que la figure 7.52 représente un générateur de courant à charge flottante alors que dans le schéma de la figure 7.53 la charge est par rapport à la masse. L'association d'amplificateurs opérationnels et de transistors permet d'obtenir d'autres types de générateurs de courant. Les figures 7.90 et 7.91 en représente les schémas.

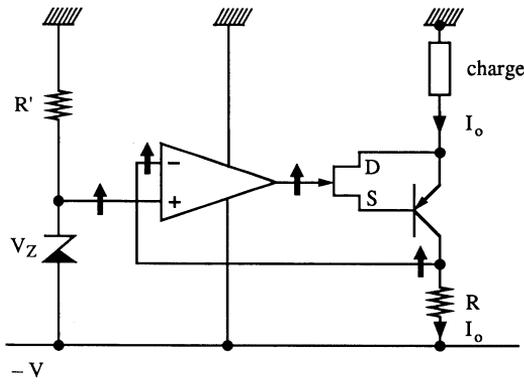


Figure 7.90.

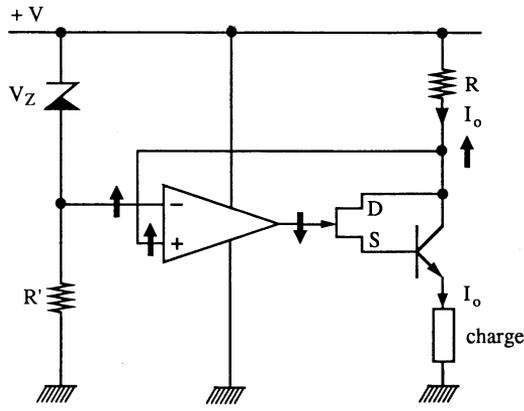


Figure 7.91.

**Éléments théoriques.** Le transistor à effet de champ pilote le transistor bipolaire ; l'ensemble travaille en « équivalent collecteur commun » (voir *Éléments actifs discrets* dans la même collection). Le courant de commande de cet ensemble étant nul,  $I_0$  est de même valeur dans la résistance de référence  $R$  et dans la charge. Comme  $e_+ \simeq e_-$ , nous obtenons dans les deux cas

$$I_0 = \frac{V_Z}{R}$$

#### Aspect technologique

— Ces générateurs de courant présentent une très bonne stabilité relative, inférieure à  $10^{-3}$  (à condition que la tension  $V_Z$  présente cette stabilité).

— La contre-réaction est assurée sur l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel dans le cas de la figure 7.90 et sur l'entrée (+) dans le cas de la figure 7.91. La loi des variations permet de justifier cette contre-réaction [il faut que les entrées (-) et (+) évoluent dans le même sens de manière à assurer  $\varepsilon \simeq 0$ ].

— On peut, dans le cas de la figure 7.91, utiliser un ensemble collecteur commun PNP, alors le fonctionnement est symétrique à celui de la figure 7.90.

**Application numérique**  $V_Z = 5$  volts,  $V = 15$  volts,  $R' = 5$  k $\Omega$ ,  $R = 500$   $\Omega$ ,  $I_0 = 10$  mA.

## 7.6. GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX

Nous trouvons dans cette rubrique :

- les multivibrateurs,
- les générateurs de fonctions,
- les générateurs de signaux quasi sinusoïdaux (oscillateurs).

Ce paragraphe n'est qu'un aperçu du contenu de l'ouvrage *Oscillateurs et horloges*.

### 7.6.1. MULTIVIBRATEURS

Présentés au chapitre 3, nous regroupons dans ce paragraphe les différentes fonctions et apportons quelques compléments.

**Le choix de l'amplificateur opérationnel utilisé dépend avant tout de son slew rate.**

7.6.1.1. Multivibrateur classique - Astable (figure 7.92)

**Eléments théoriques.** Pour une alimentation en tension symétrique  $\pm V$  ainsi que la valeur de la tension de saturation en sortie  $\pm V_{sat} \approx \pm V$ , nous obtenons un signal carré de rapport cyclique 0,5 et de valeur crête-à-crête  $\approx 2 V$ . La demi-période est définie par la relation

$$\frac{T}{2} = RC \operatorname{Ln} \frac{1 + k}{1 - k}$$

avec

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

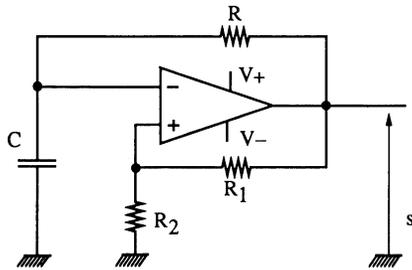


Figure 7.92.

**Aspect technologique**

— Afin de limiter le courant dans les résistances, nous prenons

$$R \geq 10 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad R_1 + R_2 \geq 10 \text{ k}\Omega$$

— La précision et la stabilité de la fréquence dépendent du diviseur de tension. Il faut

$$V_d \ll \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} < V_{sat}$$

où  $V_d$  représente l'erreur d'offset. Il est courant de prendre  $R_1 = 2 R_2$ . Dans ces conditions,

$$k = \frac{1}{3} \quad \text{et} \quad \operatorname{Ln} \frac{1 + k}{1 - k} = \operatorname{Ln} 2 \approx 0,7$$

— Dans le cas d'une alimentation unique  $V_+ = V$  et  $V_- = 0$ , il faut relier le point bas de la résistance  $R_2$  à un potentiel  $V/2$ . Le condensateur reste relié à zéro.

— Il est fondamental de tenir compte de la valeur du slew rate.

**Application numérique.** Pour une fréquence de fonctionnement de 1 000 Hz, nous prenons  $R = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  et  $C = 7 \text{ nF}$ .

Pour des faibles fréquences de fonctionnement on augmente la valeur de C et de R (attention à l'influence du courant de polarisation I<sub>-</sub>).

**7.6.1.2. Monostable classique** (figure 7.93)

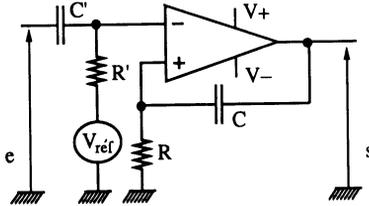


Figure 7.93.

**Eléments théoriques.**

— L'état stable de la sortie dépend du signe de V<sub>Ref</sub>. Si V<sub>Ref</sub> > 0, alors s = - V<sub>sat</sub>.

— La largeur de l'impulsion obtenue (état instable) est définie par la relation

$$t_1 = RC \operatorname{Ln} \frac{2 V_{\text{sat}}}{V_{\text{Ref}}}$$

**Aspect technologique**

— Il faut que l'impulsion de déclenchement soit brève devant t<sub>1</sub>, ce qui impose

$$R'C' \ll t_1 \quad \left( \text{en général } R'C' = \frac{t_1}{10} \right)$$

— La résistance R doit être de valeur égale ou supérieure à 10 kΩ.

— Pendant la phase de basculement, la tension différentielle d'entrée de l'amplificateur opérationnel est 2 V<sub>sat</sub> ; il faut vérifier que ce dernier accepte la pointe de tension.

— L'impulsion de sortie du montage n'est « calibrée » que si la fréquence du signal d'entrée est suffisamment faible et définie par la relation

$$\frac{T}{2} > t_1 \quad \text{pour} \quad f = \frac{1}{T} \quad \text{et} \quad \eta = 0,5$$

**Application numérique.** Pour une alimentation ± V = ± 15 volts, une tension de référence V<sub>Ref</sub> = 5 volts et une largeur d'impulsion de sortie égale à 10 ms, nous prenons

$$R = 100 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad C = 55 \text{ nF}$$

L'impulsion de déclenchement impose R'C' = 1 ms. Si R' = 100 kΩ, alors C' = 10 nF.

7.6.1.3. Astable à rapport cyclique variable (figure 7.94)

La dissymétrie du signal est réalisée en utilisant un potentiomètre et deux diodes.

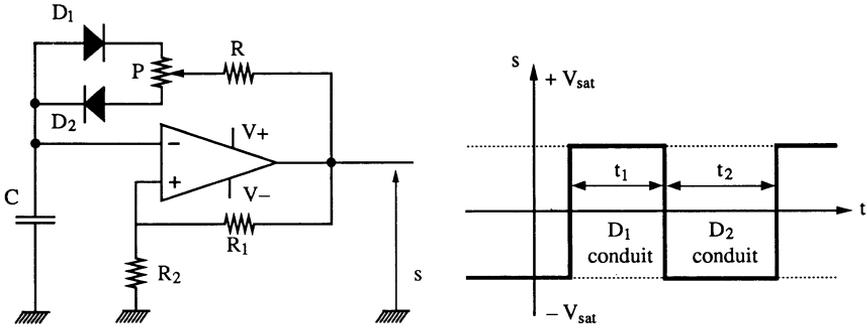


Figure 7.94.

**Éléments théoriques.** Le signal obtenu nous permet d'écrire

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

Lorsque le curseur du potentiomètre est en milieu de piste

$$t_1 = t_2 = \left( R + \frac{P}{2} \right) C \operatorname{Ln} \frac{1+k}{1-k}$$

Si le curseur est à une extrémité, nous obtenons

$$t_1 = RC \operatorname{Ln} \frac{1+k}{1-k}$$

$$t_2 = (R + P) C \operatorname{Ln} \frac{1+k}{1-k}$$

ou vice versa.

**Aspect technologique**

— La tension de seuil des diodes est à considérer dans les calculs ; mais elle peut être négligée (n'oublions pas que  $V_{\text{sat}} \simeq V$ ).

— La fréquence de fonctionnement est constante quelle que soit la position du curseur. En effet

$$\begin{aligned} T = \frac{1}{f} &= (R + \alpha P) C \operatorname{Ln} \frac{1+k}{1-k} + [R + (1 - \alpha) P] C \operatorname{Ln} \frac{1+k}{1-k} \\ &= (2R + P) C \operatorname{Ln} \frac{1+k}{1-k} \end{aligned}$$

**Application numérique.** A partir de l'astable de la figure 7.92, pour un fonctionnement à 1 000 Hz et un rapport cyclique variable entre 0,1 et 0,9, nous prenons

$$R = 18 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad P = 162 \text{ k}\Omega$$

Ces valeurs issues des relations

$$P = 9 R \quad \text{et} \quad R + \frac{P}{2} = 100 \text{ k}\Omega$$

sont obtenues à partir des expressions de  $t_1$  et  $t_2$ . Il faut, en plus, prendre  $C = 7 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ .

#### 7.6.1.4. Astable à fréquence variable - VCO (figure 7.95)

C'est un astable dont la fréquence varie en fonction d'une tension de commande. D'autres principes sont étudiés dans l'ouvrage *Boucles à verrouillage de phase*.

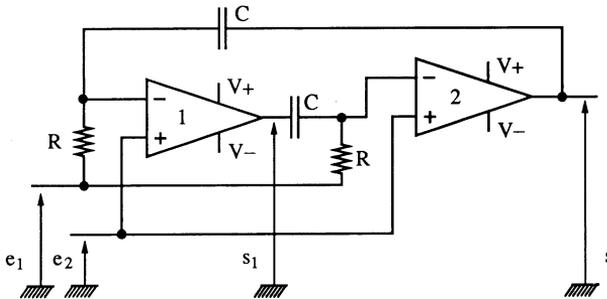


Figure 7.95.

**Eléments théoriques.** La fréquence du signal carré dépend de la différence des tensions de commande  $e_1 - e_2$ . Pour une tension d'alimentation symétrique, nous obtenons

$$t_1 = t_2 = RC \operatorname{Ln} \left( \frac{2 V_{\text{sat}}}{e_1 - e_2} - 1 \right)$$

#### Aspect technologique

— L'étude de fonctionnement impose de représenter sur quatre systèmes d'axes  $e_-$  et  $e_+$  puis  $s$  pour chaque amplificateur opérationnel. On prendra  $e_2 = 0$  et on considèrera qu'à la mise sous tension de l'ensemble, les amplificateurs se saturent à des valeurs opposées. C'est ensuite un tracé classique d'exponentiels et un basculement pour le changement de signe de la tension différentielle d'entrée.

- Le rapport cyclique est de 0,5 quelles que soient les valeurs de  $e_1$  et  $e_2$ .
- La commande peut s'effectuer indifféremment avec  $e_1$  ou  $e_2$ .

**Application numérique.** Pour  $R = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ nF}$  et  $+V_{\text{sat}} \simeq V_+ = 15 \text{ volts}$ , nous obtenons

$$\begin{aligned}
 f &= 148 \text{ Hz} && \text{avec} && e_1 - e_2 = 1 \text{ V} \\
 f &= 192 \text{ Hz} && \text{avec} && e_1 - e_2 = 2 \text{ V} \\
 f &= \dots
 \end{aligned}$$

### 7.6.2. GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS

#### 7.6.2.1. Fonctions carré-triangle à fréquence fixe (figure 7.96)

**Éléments théoriques.** Cet ensemble, constitué de deux éléments de base intégrateur et trigger, fournit des signaux triangulaires et carrés (figure 7.97). A partir des relations

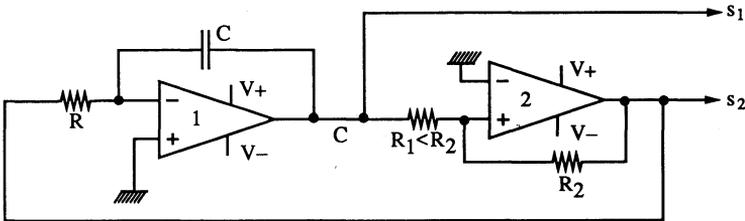


Figure 7.96.

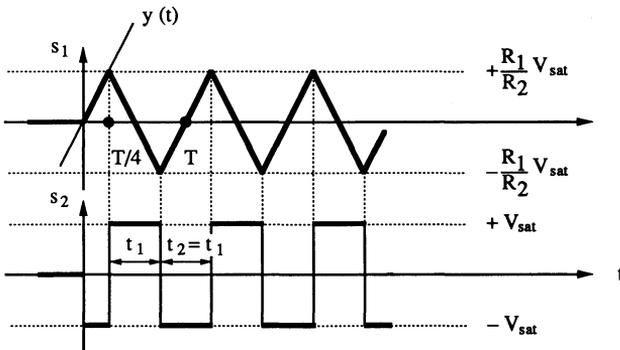


Figure 7.97.

— pour l'intégrateur,

$$s_1 = \frac{1}{RC} \int s_2 dt$$

— pour le trigger, basculement aux valeurs

$$\pm \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$$

nous obtenons la fonction mathématique

$$y = \frac{V_{\text{sat}}}{RC} t \quad \text{avec} \quad \frac{V_{\text{sat}}}{RC} = \frac{R_1}{R_2} \frac{V_{\text{sat}}}{T/4}$$

et une fréquence de fonctionnement

$$f = \frac{R_2}{4 R_1 RC}$$

#### Aspect technologique

— Pour que le trigger fonctionne correctement il faut  $R_1 < R_2$ .

— Si on prend des amplificateurs opérationnels de type II, le premier doit être compensé en fréquence (fonctionnement linéaire) alors que le second est exempt de réseau de compensation.

— Une certaine dissymétrie de rapport cyclique et de pente est liée à la dissymétrie de saturation du trigger.

**Application numérique.** Avec  $R = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 100 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$  et  $\pm V = \pm 15 \text{ volts}$ , nous obtenons des signaux de fréquence de fonctionnement  $f = 125 \text{ Hz}$ ; l'amplitude du signal carré est  $\simeq \pm 15 \text{ volts}$  et celle du signal triangulaire  $\simeq \pm 3 \text{ volts}$ .

#### 7.6.2.2. Fonctions carré-triangle à fréquence commandée - VCO (figure 7.98)

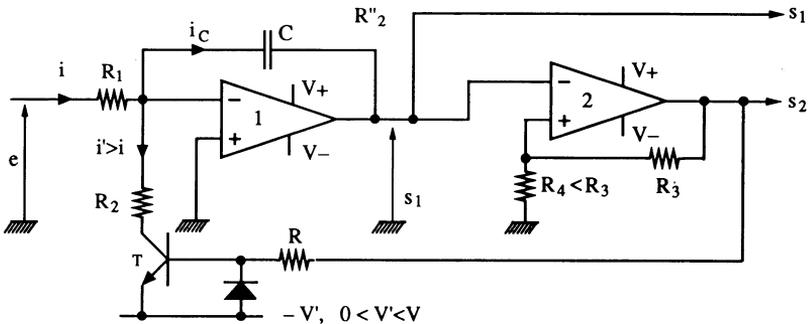


Figure 7.98.

**Éléments théoriques.** Ce générateur est constitué, comme dans le cas précédent, d'un intégrateur et d'un trigger. La variation négative de  $s_1$  est assurée par la tension de commande  $e$  suivant la relation

$$s_1 = -\frac{1}{C} \int i \, dt = -\frac{1}{C} \int \frac{e}{R_1} \, dt$$

L'évolution positive de  $s_1$  est assurée par la conduction du transistor T suivant la relation

$$s'_1 = -\frac{1}{C} \int (i - i') \, dt = -\frac{1}{C} \int \left( \frac{e}{R_1} - \frac{V'}{R_2} \right) \, dt$$

#### Aspect technologique

— Ce montage ne peut fonctionner que si  $i' > i$ . Dans le cas où  $R_1 = R_2$ , il faut  $V' > e$ .

— Le transistor bipolaire T peut être remplacé par un commutateur MOS.

— Les valeurs symétriques de basculement pour  $s_1$  sont assurées par le trigger négatif.

— Ce montage permet d'obtenir des signaux en forme de dents de scie si  $R_2$  est de valeur très faible ( $R_2 \ll R_1$ ).

**Application numérique :**  $\pm V = \pm 15$  volts,  $R_2 = 10 \, \text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 20 \, \text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 10 \, \text{k}\Omega$ ,  $R_4 = 5 \, \text{k}\Omega$ ,  $C = 100 \, \text{nF}$   $V' = 10$  volts ( $-V' = -10$  volts).

Pour ces différentes valeurs, on représente l'évolution de  $s_1$  et  $s_2$  lorsque  $0 \leq e \leq 10 \, \text{V}$ .

### 7.6.2.3. Transformation triangle-sinus

**Éléments théoriques.** Cette opération est effectuée à l'aide d'un conformateur à diodes dont le schéma est indiqué sur la figure 7.99. Pour  $e = 0$ , aucune diode ne conduit, alors  $s = e$ . Au fur et à mesure que  $e$  évolue, les diodes  $D_1$  puis  $D_2$  et ainsi de suite, conduisent. La pente des segments de droites diminue et suit la tangente en différents points de la sinusoïde souhaitée.  $2 \times 4$  diodes permettent une distorsion du signal sinusoïdal inférieure à 1 %. L'étude complète, tant théorique que graphique, est indiquée dans l'ouvrage *Oscillateurs et horloges*.

#### Aspect technologique

— Les potentiels des cathodes des diodes de la partie positive (et des anodes pour le négatif) doivent être stables. Il faut que les résistances  $R_5$  à  $R_9$  soient de faible valeur devant celle des résistances  $R_1$  à  $R_4$ .

— L'amplificateur opérationnel travaillant en suiveur permet d'adapter les impédances.

— Ce principe impose un signal triangulaire symétrique à tout point de vue et stable.

— Il existe des circuits intégrés spécialisés fournissant cette fonction (exemples : le circuit 8038 de Ge-Intersil, le circuit XR 2206 de EXAR).

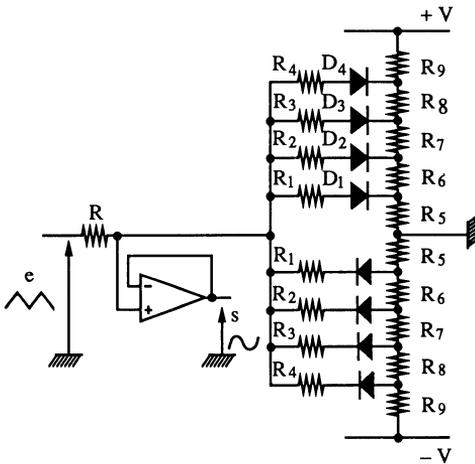


Figure 7.99.

**Application numérique.** A partir d'un signal triangulaire de 10 V crête-à-crête, on obtient un signal sinusoïdal de 6,4 V crête-à-crête en prenant  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 330 \Omega$  (potentiel 1,6 V),  $R_6 = 150 \Omega$  (potentiel 2,4 V),  $R_7 = 100 \Omega$  (potentiel 2,9 V),  $R_8 = 47 \Omega$  (potentiel 3,1 V). Les potentiels indiqués sont ceux des cathodes des diodes par rapport à 0 (pour la partie positive). Les diodes sont au germanium à cause de leur faible seuil. La résistance  $R_9$  dépend du potentiel  $V$  ; elle est parcourue par un courant de 5 mA, alors sa valeur reste facile à déterminer

$$R_9 = \frac{V - 3,1}{5 \cdot 10^{-3}}$$

#### 7.6.2.4. Fonctions obtenues par « développement en série »\*

Le schéma de principe de la figure 7.100 utilise des multiplicateurs analogiques du type AD533 et un additionneur. La sortie est définie par la fonction

$$y = \frac{R}{R_1} x + \frac{R}{R_2} x^2 + \frac{R}{R_3} x^3 + \frac{R}{R_4} x^4 + \frac{R}{R_5} x^5$$

\* (Extrait du manuel d'applications Analog Devices)

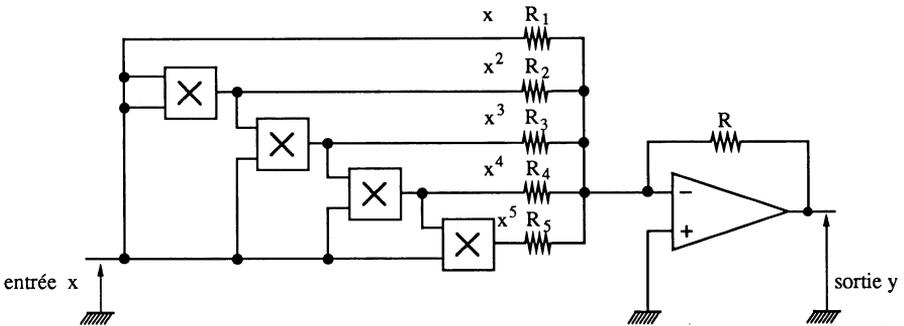


Figure 7.100.

qui peut représenter un développement en série de puissance. On peut ainsi synthétiser des signaux de forme quelconque.

**Exemple.** A partir d'un signal triangulaire symétrique et de deux multiplieurs, on génère un signal sinusoïdal avec une distorsion de 1 %. On utilise alors le développement

$$y = \sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!}$$

Les deux signes + et - imposent de travailler avec un soustracteur.

### 7.6.3. GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX QUASI SINUSOÏDAUX, APPELÉS AUSSI OSCILLATEURS

Certains principes de générateurs de fonction fournissent des signaux sinusoïdaux dont le taux de distorsion est autour de 0,5 à 1 % quelle que soit la fréquence obtenue (conformateur à diodes...) Pour certaines applications de l'instrumentation, il faut utiliser des signaux sinusoïdaux à très faible taux de distorsion < 0,1 % (test d'amplificateurs HiFi...). Ces générateurs travaillent avec un principe nouveau que nous présentons succinctement (leur étude est complète dans l'ouvrage *Oscillateurs et horloges*).

#### 7.6.3.1. Principe et méthode d'étude des oscillateurs quasi sinusoïdaux

Un oscillateur est constitué d'un amplificateur A (tension ou courant) et d'un réseau déphaseur de retour B. En prenant l'exemple théorique de la figure 7.101, on en définit le principe. On applique à l'entrée e de l'amplificateur A, un signal sinusoïdal d'amplitude 1 volt quelle que soit la fréquence. On

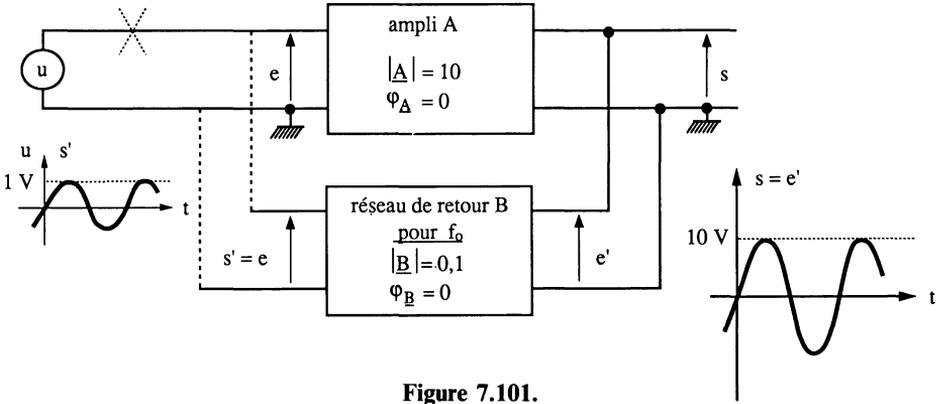


Figure 7.101.

trouve alors, à sa sortie, la même forme de signal, d'amplitude 10 volts et sans déphasage par rapport à l'entrée. Ce signal  $s$  est appliqué au réseau déphaseur B. Si, pour une fréquence  $f_0$ , ce réseau déphaseur présente les conditions  $|\underline{B}| = 0,1$  et  $\varphi_B = 0$ , alors, à sa sortie, le signal obtenu est identique à celui fourni par le générateur d'entrée ( $s' = e$ ).

On peut donc relier les bornes de sortie de B avec les bornes d'entrée de A (tensions identiques). Si on débranche le générateur d'attaque  $u$ , tout laisse supposer que la boucle ainsi obtenue est auto-oscillatoire et **fonctionne en régime linéaire à la fréquence unique  $f_0$** .

Le schéma-bloc de l'ensemble est représenté sur la figure 7.102 et la condition d'oscillation est

$$\begin{cases} |\underline{A} \cdot \underline{B}| = 1 \\ \varphi_{\underline{A}} + \varphi_{\underline{B}} = 0 \end{cases}$$

appelée condition de Barkhausen.

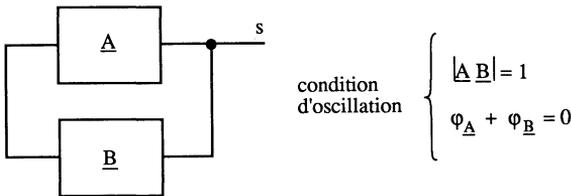


Figure 7.102.

**Remarques**

— On retrouve cette condition d'oscillation pure (sinusoïdale) dans les systèmes asservis à retour sur l'entrée (-) avec

$$\begin{cases} |\underline{A} \cdot \underline{B}| = 1 \\ \varphi_{\underline{A}} + \varphi_{\underline{B}} = -\pi \end{cases}$$

— En pratique ce n'est pas si simple car, obtenir un gain en tension  $|\underline{A}|$  de valeur rigoureuse n'est physiquement par possible dans un intervalle de temps infini. Les oscillateurs ultra-stables en amplitude « s'amorcent » avec un gain d'ensemble  $|\underline{A} \cdot \underline{B}| > 1$  et, au fur et à mesure que l'amplitude de sortie augmente,  $|\underline{A} \cdot \underline{B}|$  diminue grâce à un élément non linéaire, et tend à devenir inférieur à 1. Il y a donc stabilisation de l'amplitude pour la condition de Barkhausen. Cette variation de gain est aussi appelée CAG (commande automatique de gain) et peut utiliser différents principes.

**Méthode d'étude des oscillateurs**

- 1 – Le schéma est défini à partir de la fréquence de fonctionnement et de la stabilité de cette fréquence ainsi que de l'amplitude.
- 2 – On étudie la fonction de transfert de  $\underline{B}$ .
- 3 – On détermine la valeur de  $\omega_0$  qui annule la partie imaginaire de  $\underline{B}$  (car, à la fréquence de fonctionnement,  $\underline{B} = \pm K$  avec  $K \leq 1$ ).
- 4 – Cette valeur de  $\underline{B}$  (valeur réelle restante) permet de définir le gain de l'amplificateur

$$A = \frac{1}{K} \geq 1$$

**7.6.3.2. Oscillateur à pont de Wien (figure 7.103)**

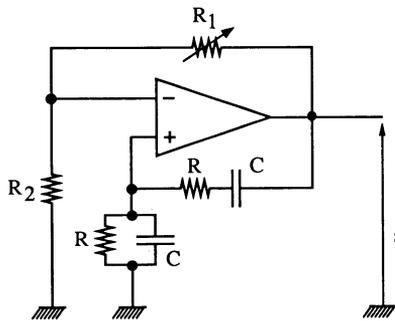


Figure 7.103.

**Éléments théoriques.** Le réseau de retour  $\underline{B}$  constitué du circuit RC série et RC parallèle présente une fonction de transfert

$$\underline{B} = \frac{jRC\omega}{1 + j3RC\omega - R^2C^2\omega^2}$$

En multipliant numérateur et dénominateur par l'opérateur de rotation  $j$ , la partie imaginaire est annulée pour

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{soit} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

La partie réelle restante est

$$\underline{B}(\omega_0) = + \frac{1}{3}$$

L'amplificateur associé est alors non-inverseur de gain en tension 3. D'où la condition

$$R_1 = 2 R_2$$

### Aspect technologique

— La condition précédente n'est physiquement jamais réalisable. On peut toutefois ajuster de manière à maintenir à peu près stable l'amplitude du signal de sortie.

— L'utilisation d'élément non linéaire fait intervenir :

- soit une lampe à incandescence à filament au carbure de tungstène (figure 7.104),
- soit un montage à diodes connectées en tête-bêche (figure 7.105),
- soit un amplificateur à gain variable par transistor à effet de champ (paragraphe 7.8.3.3.).

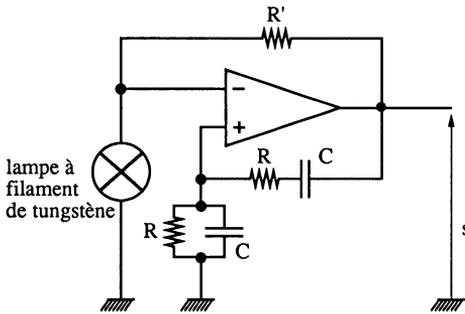


Figure 7.104.

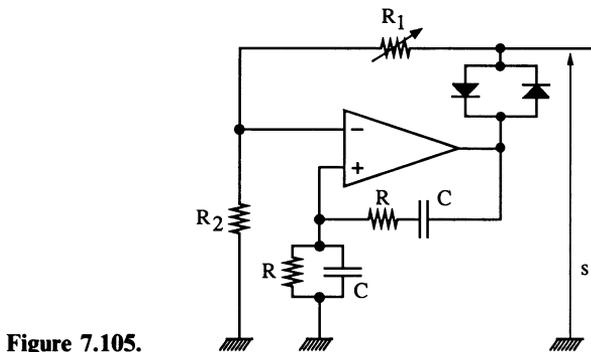


Figure 7.105.

— La stabilité de la fréquence de fonctionnement impose des valeurs différentes pour les résistances et condensateurs du réseau de retour afin de permettre une transition de phase plus rapide autour de 0 degré.

**Applications numériques**

— **Figure 7.103** :  $R = 1591,5 \Omega$ ,  $C = 0,1 \mu F$ ,  $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$  fixe et  $4,5 \text{ k}\Omega$  variable,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ . La fréquence du signal généré est 1 kHz.

— **Figure 7.104** : Document Linear Technology,  $R = 1591,5 \Omega \pm 0,1 \%$ ,  $C = 0,1 \mu F \pm 0,1 \%$ , lampe # 327,  $R' = 430 \Omega$ . On obtient un signal de fréquence  $1 \text{ kHz} \pm 0,4 \%$ , une amplitude de  $\pm 8$  volts et une distorsion totale inférieure à  $0,0025 \%$ . L'amplificateur opérationnel est un LT 1037.

— **Figure 7.105** :  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R = 1591,5 \Omega$  et  $C = 0,1 \mu F$ . Les diodes sont des 1 N 4148. Le niveau de sortie dépend de la valeur de  $R_1$ . Le taux de distorsion est supérieur à celui du cas précédent.

**7.6.3.3. Oscillateur à trois cellules CR (figure 7.106)**

**Éléments théoriques.** Le réseau de retour constitué de trois cellules CR identiques, mises en cascade, présente une fonction de transfert

$$B(p) = \frac{R^3 C^3 p^3}{1 + 5 RCp + 6 R^2 C^2 p^2 + R^3 C^3 p^3}$$

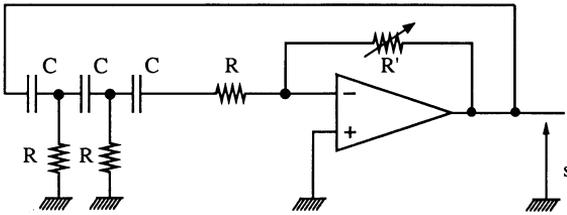


Figure 7.106.

La partie imaginaire de  $\underline{B}$  s'annule pour

$$\omega_0 = \frac{1}{RC \sqrt{6}} \quad \text{ou} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6}}$$

Dans ces conditions

$$\underline{B}(\omega_0) = -\frac{1}{29}$$

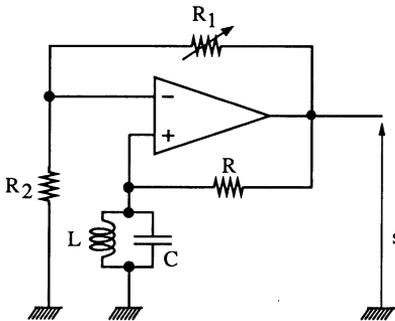
ce qui impose un amplificateur inverseur de gain  $-29$ .

**Aspect technologique**

— La résistance  $R$  de la troisième cellule du réseau de déphaseur est commune avec la résistance d'entrée de l'amplificateur inverseur.

— Il serait difficile, dans ce cas d'utiliser les éléments non linéaires cités précédemment. On emploierait alors la commande automatique de gain, citée au paragraphe 7.8.3.3.

**Application numérique.** Pour  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $R' \simeq 290 \text{ k}\Omega$ , la fréquence de fonctionnement est 65 Hz.

**7.6.3.4. Oscillateur à circuit LC (figure 7.107)****Figure 7.107.**

**Éléments théoriques.** Le réseau de retour  $B$  présente une fonction de transfert

$$B(p) = \frac{\frac{L}{R} p}{1 + \frac{L}{R} p + LCp^2}$$

La partie imaginaire de  $B$  s'annule pour

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{ou} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Dans ces conditions

$$B(\omega_0) = 1$$

ce qui impose un amplificateur de gain 1 (suiveur).

**Aspect technologique**

— Le schéma présente un amplificateur de gain légèrement supérieur à 1, ceci afin de contrecarrer les imperfections de l'inductance (résistance série non nulle). Il faut alors  $R_1 \ll R_2$ .

— La stabilité de la fréquence dépend de R (z de la fonction du second ordre).

— Ce montage est utilisé pour détecter la présence de matériaux magnétiques ou amagnétiques (voir ouvrage *Boucles à verrouillage de phase*).

**Application numérique.** L = 1 mH (50 spires de 20 cm × 20 cm), C = 100 nH, R = 1 000 Ω, R<sub>2</sub> = 10 kΩ, R<sub>1</sub> = 100 Ω. La fréquence du signal de sortie est 16 000 Hz. Stabiliser en amplitude le signal de sortie de ce montage, reviendrait à utiliser une lampe à filament de tungstène à la place de R<sub>2</sub> et une résistance variable R<sub>1</sub> voisine de 100 Ω.

7.6.3.5. Oscillateur sinus - cosinus (figure 7.108)

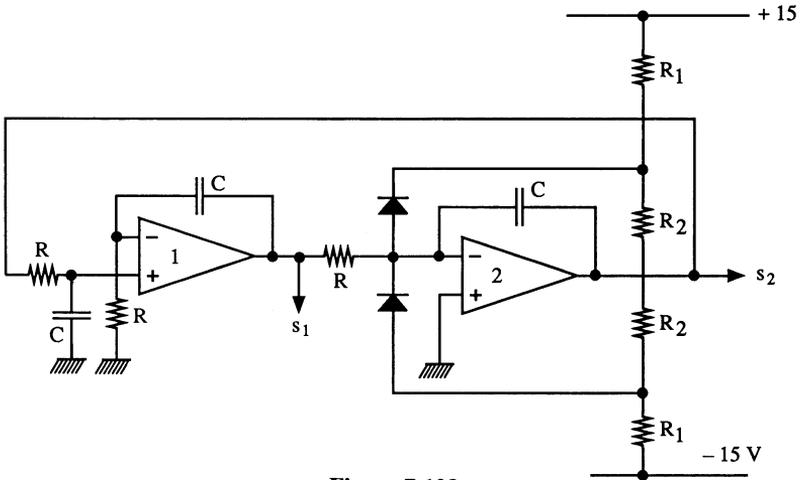


Figure 7.108.

**Eléments théoriques.** Le premier amplificateur opérationnel travaille en intégrateur non-inverseur, le second travaille en intégrateur inverseur. La boucle AB présente un fonction de transfert

$$- \frac{1}{R^2 C^2 p^2}$$

Pour la fréquence  $\frac{1}{2\omega RC}$ , nous avons la condition de Barkhausen

$$|\underline{A} \cdot \underline{B}| = 1 \quad \text{et} \quad \varphi_{\underline{AB}} = 0$$

**Aspect technologique.** La non-linéarité nécessaire à la stabilisation de l'amplitude est obtenue avec le réseau constitué des résistances R<sub>1</sub> - R<sub>2</sub> et des diodes.

**Application numérique.**  $R = 88,4 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 18 \text{ pF}$ ,  $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $D = 1 \text{ N } 4148$ , amplificateur opérationnel TL 082. Dans ces conditions

$$f_0 = 100 \text{ kHz}$$

avec  $s_1 = 6 \sin \omega_0 t$  et  $s_2 = 6 \cos \omega_0 t$

## 7.7. FILTRES ET FONCTIONS ASSOCIÉES

Nous trouvons dans cette rubrique :

- les filtres classiques du premier et second ordre,
- les réseaux correcteurs d'asservissement,
- les réseaux correcteurs audiofréquences,
- les fonctions marginales du type : convertisseur d'impédance négative, gyrateur, multiplicateur de capacité,...

Cette partie est étudiée en détail dans l'ouvrage *Filtres électriques* ainsi que les méthodes de synthèse associées.

### 7.7.1. FILTRES CLASSIQUES DU PREMIER ORDRE

On rencontre :

- le filtre passe-bas,
- le filtre passe-haut,
- le filtre passe-tout.

#### 7.7.1.1. Filtres passe-bas (figure 7.109)

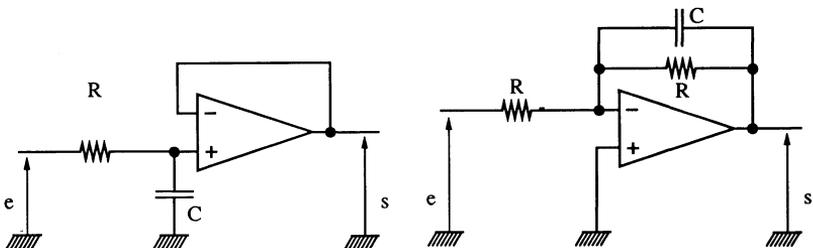


Figure 7.109.

**Eléments théoriques.** Deux schémas sont proposés, en fonctionnement non inverseur puis inverseur. Les fonctions de transfert sont :

$$F_1(p) = \frac{1}{1 + RCp} \quad \text{et} \quad F_2(p) = - \frac{1}{1 + RCp}$$

La fréquence de cassure est  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$  et la pente, de décroissance – 20 dB/décade. On peut obtenir un filtre passe-bas à gain statique supérieur à 1.

**Aspect technologique.** Ces deux montages sont oscillatoires pour un amplificateur opérationnel de type II

**Application numérique.** Si  $R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $C = 10 \text{ nF}$ , la fréquence de cassure est 1 600 Hz.

7.7.1.2. Filtres passe-haut (figure 7.110)

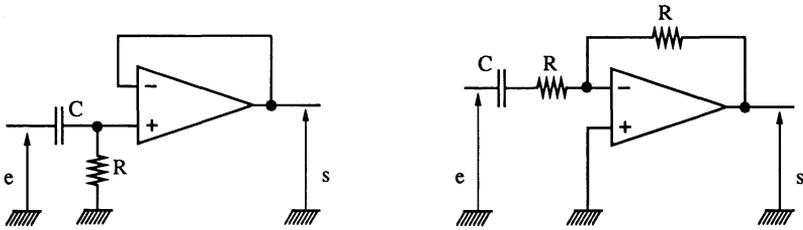


Figure 7.110.

**Eléments théoriques.** Les fonctions de transfert s'écrivent

$$F_1(p) = \frac{RCp}{1 + RCp} \quad \text{et} \quad F_2(p) = - \frac{RCp}{1 + RCp}$$

**Aspect technologique.** Les remarques concernant la stabilité sont les mêmes que dans les cas précédents.

**Application numérique.** Si  $R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $C = 1 \text{ nF}$ , la fréquence de cassure  $f_c$  est 16 000 Hz. A cette fréquence, il y a lieu de tenir compte des deux paramètres : le slew rate et le produit gain-bande passante.

7.7.1.3. Filtres passe-tout ou déphaseurs (figure 7.111)

**Eléments théoriques.** Les fonctions de transfert s'écrivent, respectivement

$$F_1(p) = \frac{1 - RCp}{1 + RCp} \quad \text{et} \quad F_2(p) = - \frac{1 - RCp}{1 + RCp}$$

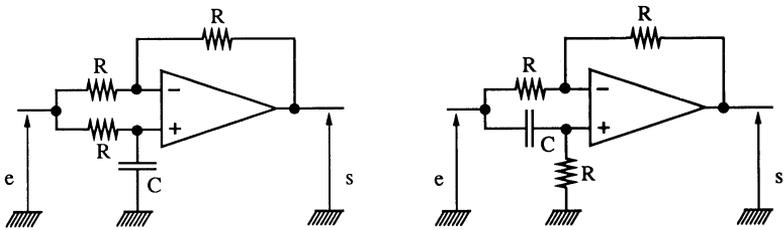


Figure 7.111.

Dans les deux cas, le module est constant quelle que soit la fréquence. La phase varie de  $0$  à  $-\pi$  en passant par  $-\frac{\pi}{2}$  pour  $f_{c_1} = \frac{1}{2\pi RC}$  et de  $+\pi$  à  $0$  en passant par  $+\frac{\pi}{2}$  pour  $f_{c_2} = \frac{1}{2\pi RC}$ .

**Aspect technologique.** L'utilisation de trois résistances  $R$  impose des tolérances serrées, sinon il y a risque d'erreur importante. Ces montages sont oscillatoires pour un amplificateur opérationnel de type II.

**Application numérique.** Pour  $R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 10 \text{ nF}$ , la fréquence de cassure est de  $160 \text{ Hz}$ . C'est à cette fréquence que les déphasages de  $-\frac{\pi}{2}$  ou  $+\frac{\pi}{2}$  sont obtenus.

## 7.7.2. FILTRES CLASSIQUES DU SECOND ORDRE

On rencontre :

- le filtre passe-bas,
- le filtre passe-haut,
- le filtre passe-bande ou sélectif,
- le filtre coupe-bande ou réjecteur.

Vu la quantité de schémas possibles pour obtenir ces fonctions nous n'indiquons que celui qui nous paraît le plus simple à réaliser.

Le schéma d'un filtre universel à quatre sorties est présenté à titre indicatif.

### 7.7.2.1. Filtre passe-bas (figure 7.112)

C'est une structure à gain commandé (Sallen-Key).

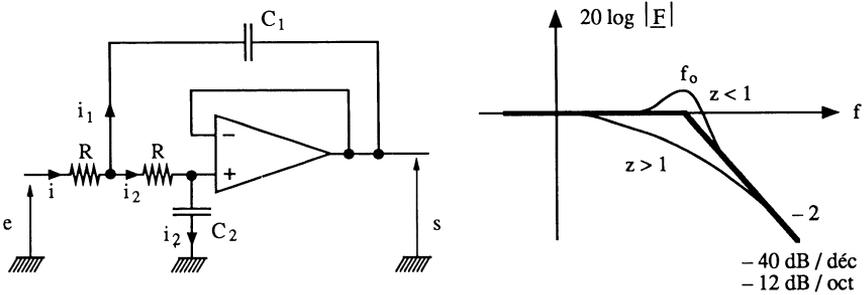


Figure 7.112.

**Eléments théoriques.** A partir des équations

$$\left. \begin{aligned} E &= RI + U \\ U &= \frac{I_1}{C_p} + S \\ U &= RI_2 + S \\ S &= \frac{I_2}{C_p} \\ I &= I_1 + I_2 \end{aligned} \right\} \text{(car } e_+ \simeq e_- = S)$$

écrites en variable de Laplace [ $E = E(p)$ ], on obtient la fonction de transfert du filtre

$$F(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{1}{1 + 2RC_2 p + R^2 C_1 C_2 p^2}$$

avec

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

**Aspect technologique.** L'utilisation du suiveur rend oscillatoire le montage avec un amplificateur opérationnel de type II.

**Application numérique.** Pour  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 2 C_2 = 100 \text{ nF}$ , nous avons une réponse de Butterworth et une fréquence de cassure de 114 Hz.

Rappelons que la réponse de Butterworth présente une atténuation de 3 dB à la fréquence de cassure quel que soit l'ordre du filtre.

### 7.7.2.2. Filtre passe-haut (figure 7.113)

C'est une structure à gain commandé (Sallen-Key).

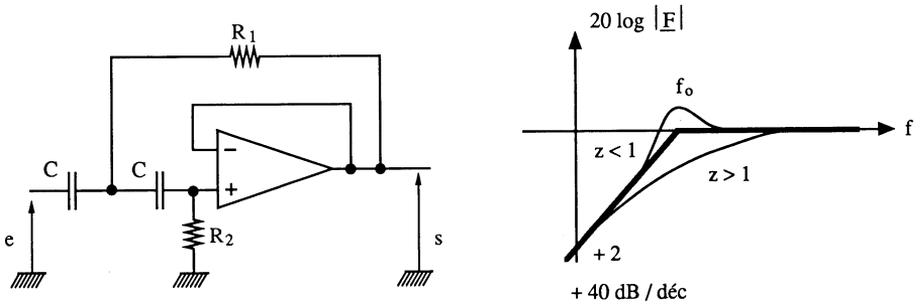


Figure 7.113.

**Éléments théoriques.** A partir d'équations de forme identique à celle des précédentes, nous obtenons la fonction de transfert

$$F(p) = \frac{R_1 R_2 C^2 p^2}{1 + 2 R_1 C p + R_1 R_2 C^2 p^2}$$

avec

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_1 R_2}} \quad \text{et} \quad z = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

**Aspect technologique.** Même remarque que précédemment concernant la stabilité.

**Application numérique.** Pour  $R_2 = 2 R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 10 \text{ nF}$ , nous avons une réponse de Butterworth et une fréquence de cassure de 114 Hz.

**Rappelons que les éléments classiques autour d'un amplificateur opérationnel lui aussi classique sont**

$$10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 100 \text{ k}\Omega$$

$$1 \text{ nF} \leq C \leq 1 \mu\text{F}$$

**et que la valeur de ces éléments peut être étendue dans le cas d'amplificateurs opérationnels spéciaux (BIFET...).**

### 7.7.2.3. Filtre passe-bande (figure 7.114)

La réponse d'un filtre passe-bande du second ordre présente des pentes de  $\pm 20 \text{ dB/décade}$ .

**Éléments théoriques.** A partir de la structure « inverseur » du montage à amplificateur opérationnel la fonction de transfert s'écrit

$$F(p) = - \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = - \frac{R C_1 p}{(1 + R C_1 p)(1 + R C_2 p)}$$

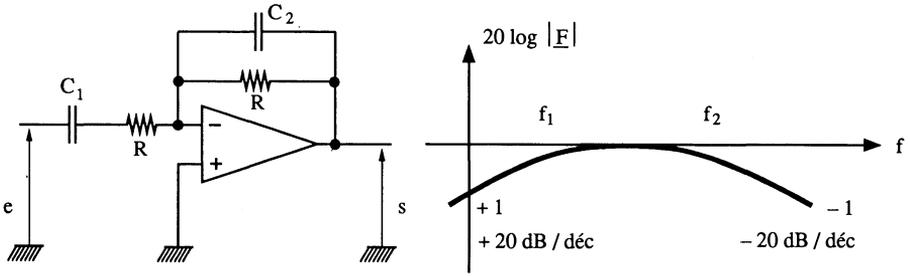


Figure 7.114.

Pour obtenir une bande passante suffisamment large, il faut  $C_1 > C_2$ .

**Aspect technologique.** Ce montage est instable avec un amplificateur opérationnel de type II.

**Application numérique.** En prenant  $R = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 100 \text{ nF}$  et  $C_2 = 1 \text{ nF}$ , nous obtenons les deux fréquences de cassure

$$f_1 = 16 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad f_2 = 1\,600 \text{ Hz}$$

La bande passante est de deux décades.

#### 7.7.2.4. Filtre sélectif (figure 7.115)

C'est une structure à contre-réaction simple.

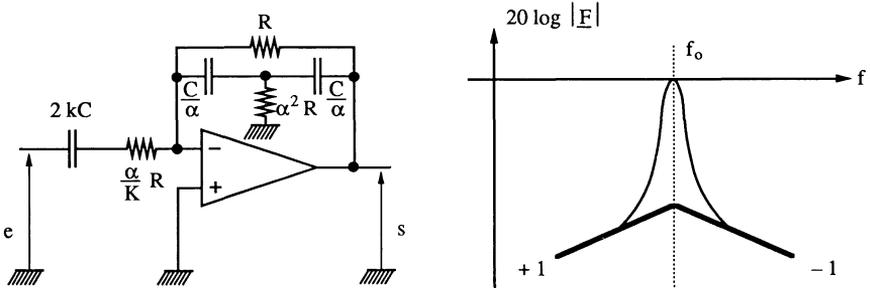


Figure 7.115.

**Eléments théoriques.** En utilisant la transformation de Kennely de la figure 7.18, nous obtenons la fonction de transfert

$$F(p) = - \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = - \frac{2 k R C p}{1 + 2 \alpha R C p + R^2 C^2 p^2}$$

avec

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, \quad z = \alpha, \quad \frac{k}{\alpha} = |\underline{F}| \quad \text{pour } \omega = \omega_0$$

**Aspect technologique.**

— La bande de fonctionnement est étroite. En général, on travaille avec  $0,1 \leq \alpha \leq 0,5$ .

— Pour une meilleure sélectivité, un autre schéma utilisant un double T ponté en contre-réaction s'impose.

— Les composants doivent être à tolérances très serrées.

**Application numérique.** Pour  $\alpha = k = 0,1$ ,  $R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 10 \text{ nF}$ , nous obtenons une fréquence sélectionnée  $f_0$  de 160 Hz.

**7.7.2.5. Filtre réjecteur (figure 7.116)**

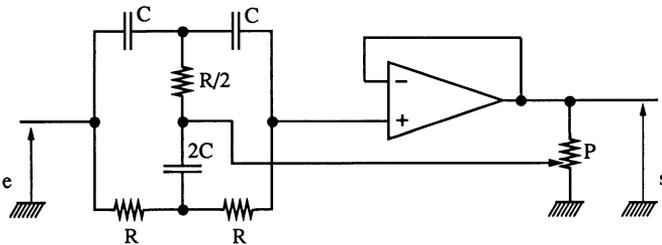


Figure 7.116.

**Eléments théoriques.** Lorsque le curseur est en position basse, la fonction de transfert de l'ensemble est celle du réseau passif en double T

$$F(p) = \frac{1 + R^2 C^2 p^2}{1 + 4 RCp + R^2 C^2 p^2}$$

**Aspect technologique**

— Il faut  $P \ll R$  ou alors utiliser un suiveur en retour.

— Indépendamment du type d'amplificateur opérationnel le système est oscillatoire lorsque le curseur est une position haute.

— Le réglage du taux de retour agit sur la qualité de réjection.

— Les composants doivent être à tolérances serrées.

**Application numérique.** Pour  $R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $C = 1 \text{ nF}$ , la fréquence de réjection est

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 16\,000 \text{ Hz}$$

7.7.2.6. Filtre universel (figure 7.117)

Nous prenons volontairement des éléments de valeurs identiques. L'ensemble utilise un additionneur soustracteur, un additionneur et deux intégrateurs.

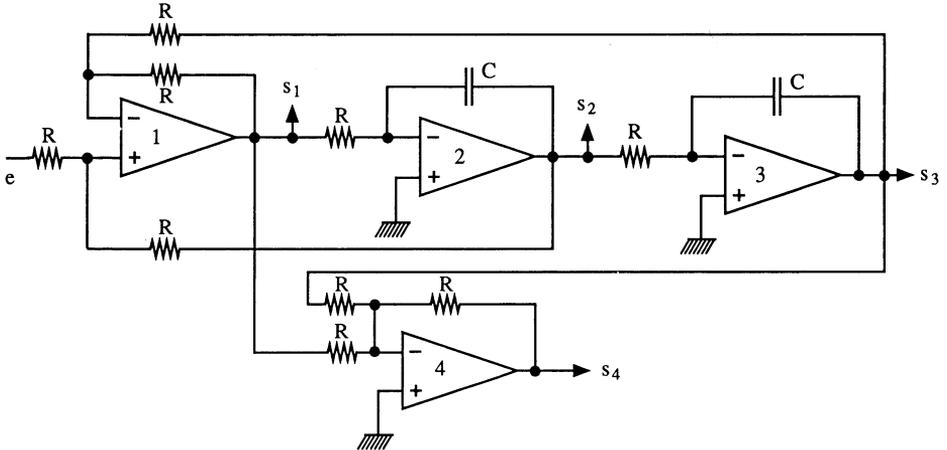


Figure 7.117.

**Éléments théoriques.** Les quatre fonctions de transfert s'écrivent

$$\frac{S_1(p)}{E(p)} = \frac{R^2 C^2 p^2}{1 + RCp + R^2 C^2 p^2} \quad \text{sortie passe-haut}$$

$$\frac{S_2(p)}{E(p)} = - \frac{RCp}{1 + RCp + R^2 C^2 p^2} \quad \text{sortie passe-bande}$$

$$\frac{S_3(p)}{E(p)} = \frac{1}{1 + RCp + R^2 C^2 p^2} \quad \text{sortie passe-bas}$$

$$\frac{S_4(p)}{E(p)} = - \frac{1 + R^2 C^2 p^2}{1 + RCp + R^2 C^2 p^2} \quad \text{sortie coupe-bande}$$

**Aspect technologique**

- On utilise, en général, un circuit intégré « quad » (4 amplificateurs opérationnels dans un même boîtier).
- Les rebouclages peuvent rendre l'ensemble oscillatoire.
- En pratique, résistances et condensateurs sont de valeurs différentes.

**Application numérique.** Pour  $R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $C = 10 \text{ nF}$ , la fréquence de cassure des quatre fonctions est

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 1\,600 \text{ Hz}$$

### 7.7.3. RÉSEAUX CORRECTEURS D'ASSERVISSEMENTS

Les réseaux correcteurs classiques d'asservissements sont

- proportionnel-intégrale (PI),
- proportionnel-dérivée (PD),
- proportionnel-intégrale-dérivée (PID).

#### 7.7.3.1. Réseau correcteur PI (figure 7.118)

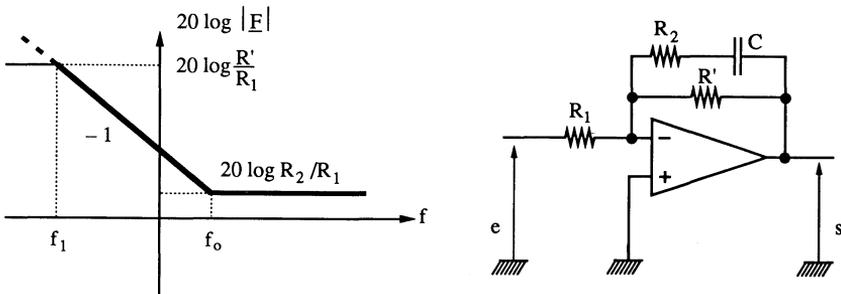


Figure 7.118.

Un asservissement dont la fonction de transfert de la boucle laisse apparaître une intégration, présente une erreur de position nulle. Un correcteur PI permet ainsi de diminuer l'erreur de position.

**Éléments théoriques.** Le correcteur PI idéal est obtenu avec  $R' = \infty$ . La fonction de transfert s'écrit

$$F(p) = - \frac{1 + R_2 C p}{R_1 C p}$$

dont le terme intégrateur est  $R_1 C p$ .

#### Aspect technologique

— Comme, en statique, ce montage n'est pas contre-réactionné, il faut ajouter la résistance  $R'$  assurant un gain statique  $R'/R_1$ . La fonction de transfert réelle est alors

$$F(p) = - \frac{R'}{R} \cdot \frac{1 + R_2 C p}{1 + (R' + R_2) C p}$$

avec  $R' \gg R_2$ . Ainsi

$$f_1 \simeq \frac{1}{2\pi R' C} \quad \text{et} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

— En choisissant des valeurs correctes pour les éléments, ce montage peut aussi être utilisé comme réseau correcteur à retard de phase afin de stabiliser un système.

**Application numérique.** Pour un gain statique de 1000, un gain haute fréquence de 1 et une fréquence  $f_0 = 10$  Hz, nous prenons  $R' = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  et  $C = 16 \text{ }\mu\text{F}$ .

7.7.3.2. Réseau correcteur PD (figure 7.119)

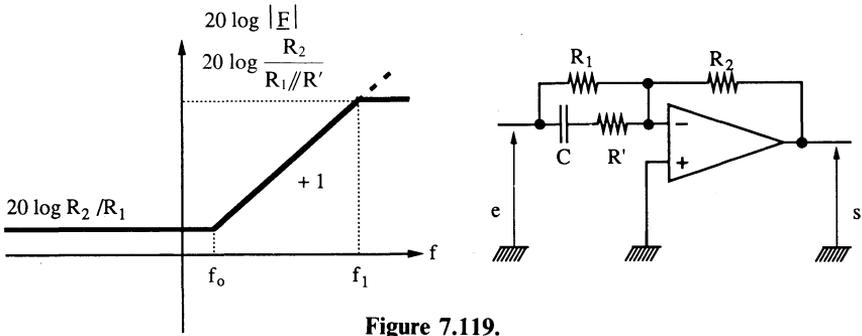


Figure 7.119.

Un réseau correcteur proportionnel dérivée permet à un asservissement de répondre rapidement en régime transitoire.

**Éléments théoriques.** Le correcteur PD idéal est obtenu  $R' = 0$ . La fonction de transfert s'écrit

$$F(p) = - \frac{R_2}{R_1} (1 + R_1 C p)$$

**Aspect technologique**

— Un dérivateur parfait ne peut être utilisé à cause du gain statique nul.

— Pour des raisons de stabilité, il faut connecter une résistance  $R'$  en résistance avec le condensateur. La fonction de transfert est alors

$$F(p) = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + (R' + R_1) C p}{1 + R' C p}$$

avec  $R' \ll R_1$ . Ainsi

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad \text{et} \quad f_1 = \frac{1}{2\pi R' C}$$

**Application numérique.** Pour un gain statique de 1, un gain haute fréquence de 1 000 et une fréquence  $f_0 = 100$  Hz, nous prenons  $R_1 = 1$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 1$  M $\Omega$  et  $C = 1,6$   $\mu$ F.

### 7.7.3.3. Réseau correcteur PID (figure 7.120)

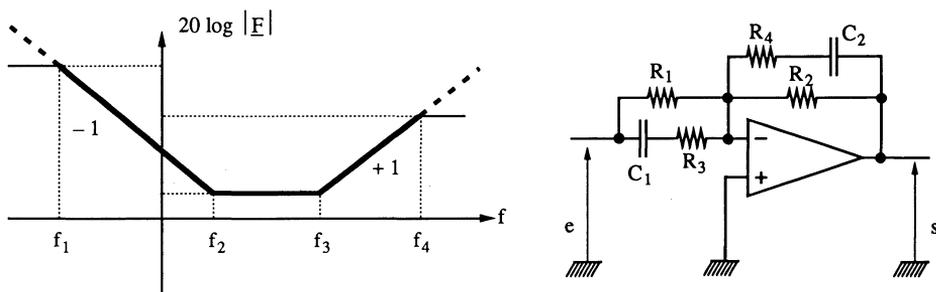


Figure 7.120.

**Éléments théoriques.** Pour des besoins de qualité et de stabilité des systèmes, il est nécessaire de réaliser des corrections intégrale - proportionnelle - dérivée. Le schéma proposé peut être simplifié en prenant  $R_3 = 0$  et  $R_2 = \infty$ . Dans ces conditions, la fonction de transfert s'écrit

$$F(p) = - \frac{(1 + R_4 C_2 p)(1 + R_1 C_1 p)}{R_1 C_2 p}$$

**Aspect technologique.** Suivant les critères précédents, les résistances  $R_2$  et  $R_3$  sont nécessaires :

- $R_2$  pour assurer un gain statique,
- $R_3$  pour stabiliser le montage.

La fonction de transfert s'écrit alors

$$F(p) = - \frac{R_2 (1 + \tau_2 p)(1 + \tau_3 p)}{R_1 (1 + \tau_1 p)(1 + \tau_4 p)}$$

Les constantes de temps sont faciles à déterminer.

**Application numérique.** Si  $R_2 = 1$  M $\Omega$ ,  $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_3 = 1$  k $\Omega$  et  $R_4 = 10$  k $\Omega$ , les gains BF et HF sont respectivement voisins de  $-100$  et  $-10$ . Il serait aisé de déterminer la valeur des capacités pour des fréquences imposées.

### 7.7.4. RÉSEAUX CORRECTEURS AUDIOFRÉQUENCES

On distingue :

— Les réseaux correcteurs d'enregistrement NAB (*Record Equalization*) et RIAA (*Record Industry Association of America*).

— Les réseaux correcteurs de timbre ou Baxandall.

Le schéma type de ces réseaux est indiqué avec des valeurs classiques ainsi que leur réponse en fréquence. Dans le cas d'alimentation unique, on s'inspirera des montages présentés au paragraphe 7.8.

**Réseau correcteur NAB** (figure 7.121). L'enregistrement NAB favorise les hautes fréquences à partir de 2 kHz. La lecture des rubans magnétiques doit alors utiliser un amplificateur à réponse inverse. Dans l'exemple qui est proposé, le gain basse fréquence est de 1000 pour aboutir à un gain de 50 à partir de 2 kHz. Nous sommes donc en présence d'un préamplificateur correcteur. On peut utiliser comme amplificateur opérationnel le « dual » LM 381 qui est un circuit faible bruit.

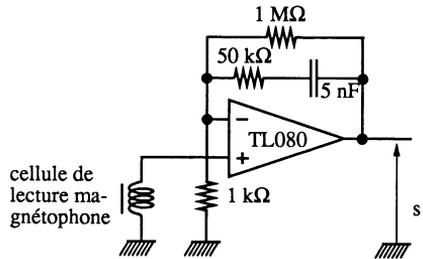
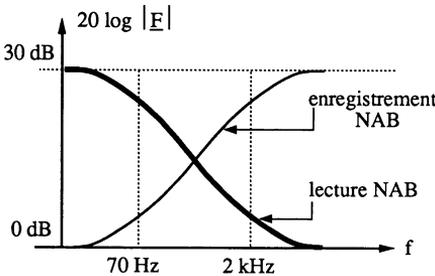


Figure 7.121.

**Réseau correcteur RIAA** (figure 7.122). Il existe de nombreux schémas permettant une réponse identique à celle présentée. L'enregistrement sur disque favorisant les hautes fréquences, la lecture est alors à réponse inverse. Dans notre exemple, le préamplificateur-correcteur présente un gain statique de 60 dB.

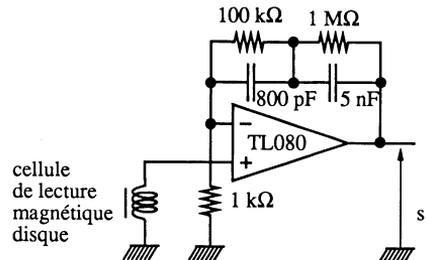
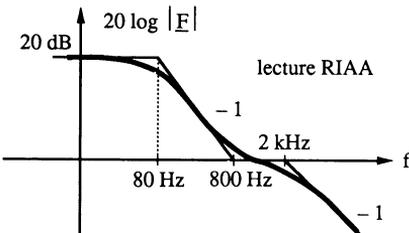


Figure 7.122.

**Réseau correcteur de timbre** (figure 7.123). C'est la correction classique graves-aigus de type Baxandall. La dynamique de gain est de 40 dB.

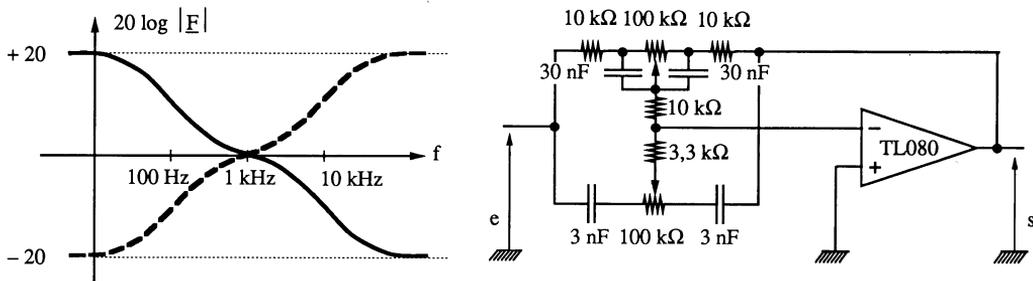


Figure 7.123.

### 7.7.5. FONCTIONS MARGINALES

On rencontre :

- les convertisseurs d'impédances négatives,
- les gyrateurs,
- les multiplicateurs d'impédances.

Ce domaine étant très vaste, nous ne présentons que quelques applications principales.

#### 7.7.5.1. Convertisseurs d'impédances négatives NIC

**Présentation** (figure 7.124). Ce sont des montages actifs qui, chargés en sortie par une impédance  $Z$ , présentent à leur entrée l'équivalent d'une impédance

$$Z_e = \frac{E}{I} = -KZ$$

**Réalisation d'une résistance négative** (figure 7.125). Comme  $e_- \simeq e_+$ , nous avons les égalités

$$u = e \quad \text{et} \quad R_1 i = R_2 i$$

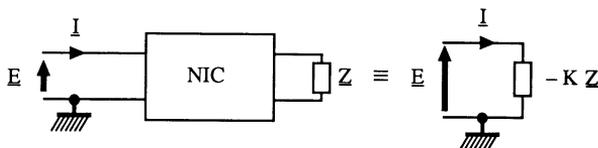


Figure 7.124.

La résistance vue entre les deux bornes d'entrée est alors

$$R_{eq} = \frac{e}{i} = - \frac{R_1}{R_2} R$$

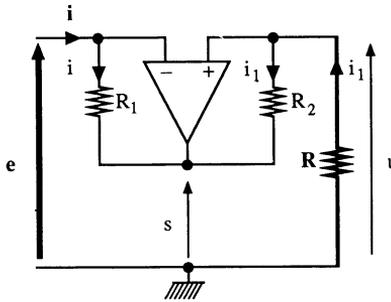


Figure 7.125.

On obtiendrait un résultat de forme identique en remplaçant la résistance  $R$  par une impédance  $\underline{Z}$ . Ce montage, à fonctionnement réversible, présente une réaction et une contre-réaction. Pour qu'il soit stable, il faut travailler avec la condition

$$B_- > B_+ \quad (B = \text{coefficient de retour})$$

La valeur des résistances  $R_1$  et  $R_2$  dépend de la valeur de  $R$  afin d'obtenir une dynamique de fonctionnement la plus grande possible, sans saturer l'amplificateur opérationnel. Prenons comme exemple  $R_1 = R_2 = R = 10 \text{ k}\Omega$  afin d'obtenir  $R_{eq} = - 10 \text{ k}\Omega$ .

**Application des convertisseurs d'impédances négatives.** Ils sont utilisés :

- pour réaliser des filtres,
- pour compenser des résistances parasites.

C'est certainement la deuxième application qui, pour nous, est la plus spectaculaire. La figure 7.126 représente le schéma d'un filtre RLC où  $R$  est

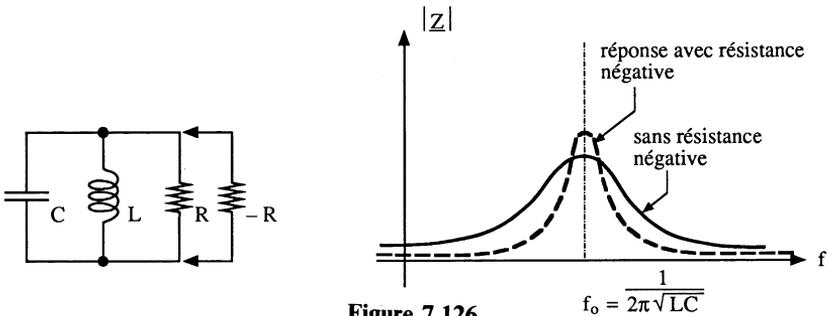


Figure 7.126.

la résistance équivalente parallèle de l'inductance. Si on connecte aux bornes de ce filtre un montage à résistance négative  $-R$ , la résistance globale devient

$$R' = \frac{R \cdot (-R)}{R + (-R)} = \infty$$

Le circuit bouchon présente alors une sélectivité très nettement améliorée.

### 7.7.5.2. Gyrateurs - Inductances actives

**Présentation** (figure 7.127). Les gyrateurs sont des quadripôles actifs présentant à leur entrée une impédance

$$Z_c = \frac{E}{I} = \frac{K}{Z}$$

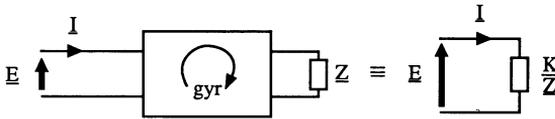


Figure 7.127.

**Applications des gyrateurs.** Ils sont utilisés :

- pour convertir des tensions en courants et réciproquement,
- réaliser des filtres,
- réaliser des inductances actives.

La dernière application est présentée sur la figure 7.128. Après écriture des équations, on obtient

$$Z_c(p) = \frac{E(p)}{I(p)} = R_2 \frac{1 + R_1 C p}{1 + R_2 C p}$$

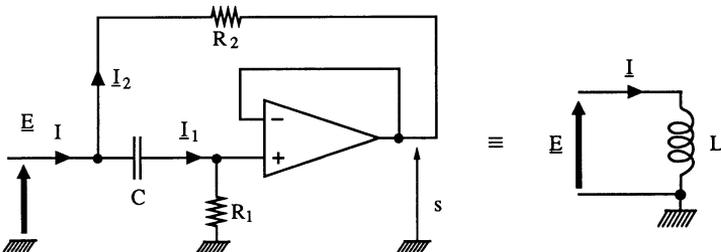


Figure 7.128.

Cette fonction impédance ne peut être analysée qu'après représentation en fréquence sur le diagramme de la figure 7.129. Les deux fréquences de cassure étant

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

nous avons :

- pour  $f < f_1$   $Z_e \simeq R_2$
- **pour**  $f_1 < f < f_2$   $Z_e \simeq L = R_1 R_2 C$
- pour  $f > f_2$   $Z_e \simeq R_1$

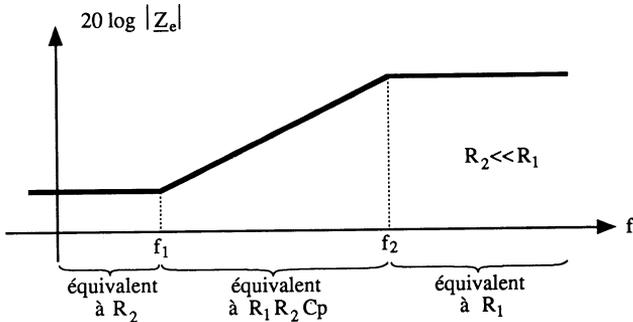


Figure 7.129.

Donnons comme **application numérique** :  $R_2 = 100 \Omega$ ,  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 1 \mu\text{F}$ . L'inductance équivalente obtenue est  $L = 10 \text{ H}$  dans une bande de fréquence comprise entre 1,6 Hz et 1 600 Hz.

### 7.7.5.3. Multiplicateurs d'impédances

**Multiplicateur de capacité** (figure 7.130). Après écriture des équations, on obtient

$$Z_e(p) = \frac{E(p)}{I(p)} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + R_2 C p}{C p}$$

et en prenant comme conditions  $R_2 \gg R_1$ , la relation précédente devient

$$Z_e(p) \simeq \frac{R_1 (1 + R_2 C p)}{R_2 C p} = \frac{R_1}{R_2 C p} \cdot (1 + R_2 C p)$$

$$Z_e(p) = \frac{1}{C' p} (1 + R_2 C p)$$

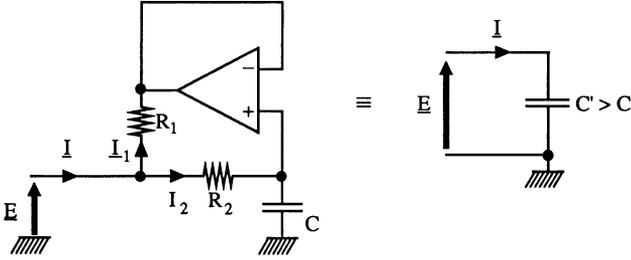


Figure 7.130.

Ainsi la capacité équivalente est

$$C' = \frac{R_2}{R_1} C \quad \text{pour} \quad f < \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Donnons comme **application numérique** :  $R_1 = 100 \Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 1 \mu\text{F}$ . La capacité équivalente  $C'$  vaut  $1\,000 \mu\text{F}$  pour une fréquence de travail inférieure à  $1,6 \text{ Hz}$ .

**Multiplicateur de résistance** (figure 7.131). A partir des équations de Kirchhoff, on obtient

$$R_e = \frac{e}{i} = R' = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_3}$$

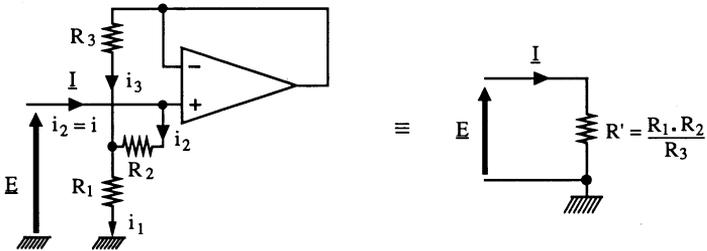


Figure 7.131.

Si les conditions sont

$$R_3 \ll R_1 \ll R_2$$

alors

$$R' \simeq \frac{R_1 R_2}{R_3}$$

Ce montage utilise le principe du bootstrapp. Si nous prenons comme **application numérique** :  $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$  et  $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ , nous obtenons une résistance équivalente

$$R' \simeq 10^9 = 1 \text{ G}\Omega$$

Pour des fortes valeurs de résistances, il y a lieu de tenir compte des erreurs d'entrée des amplificateurs opérationnels. Le circuit LM 11 est celui préconisé. Il permet ainsi d'obtenir de très grandes constantes de temps (1 000 secondes).

## 7.8. AUTRES EXEMPLES D'APPLICATIONS DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Nous regroupons sous ce paragraphe :

- les applications en optoélectronique,
- les montages à alimentation unique,
- la commande automatique de gain.

### 7.8.1. EXEMPLES D'APPLICATION EN OPTOÉLECTRONIQUE

Cette partie est complètement traitée dans l'ouvrage *Optoélectronique*.  
On rencontre les éléments principaux suivants :

- les émetteurs de lumière
  - diode électroluminescente DEL,
  - diode laser.
- les récepteurs de lumière
  - photodiode,
  - phototransistor.
- les photocoupleurs.

#### 7.8.1.1. Emetteur de lumière par DEL (figure 7.132)

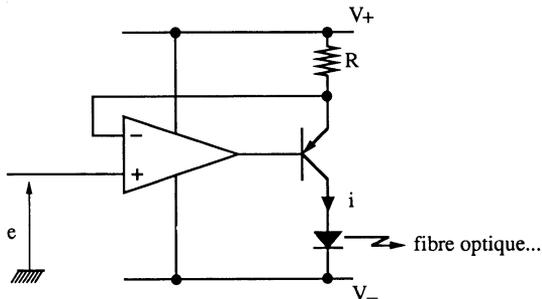


Figure 7.132.

**Éléments théoriques.** La diode électroluminescente est parcourue par un courant

$$i = \frac{V_+ - e}{R}$$

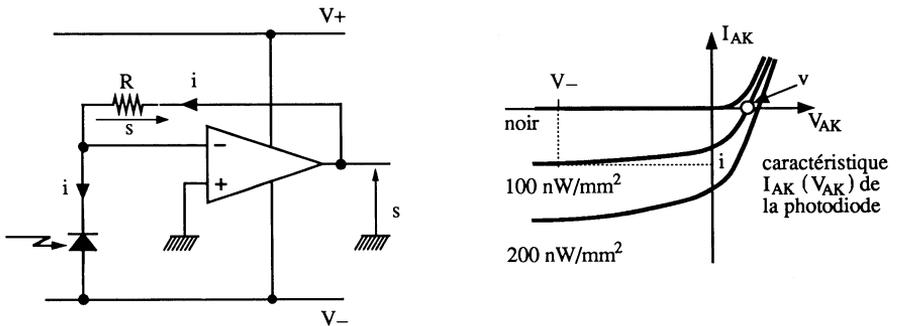
La tension de commande  $e$  module le courant  $i$ .

**Aspect technologique**

- Le choix de la diode dépend de la longueur d'onde d'émission.
- On peut admettre une certaine proportionnalité entre le courant  $i$  et l'éclairement.
- Une diode DEL a une directivité médiocre par rapport à une diode laser.

**Application numérique.** Si on veut une variation de courant d'environ 5 à 15 nA pour une variation de tension de 0 à 10 volts, on prendra  $V_+ = +15$  volts,  $V_- = -15$  volts et  $R = 1$  k $\Omega$ .

**7.8.1.2. Récepteur de lumière par photodiode (figure 7.133)**



**Figure 7.133.**

**Éléments théoriques.** Le montage travaille en convertisseur courant-tension. La tension aux bornes de la diode est constante et égale à  $V_-$  car  $e_- \simeq e_+ = 0$ . On lit, sur la caractéristique  $I_{AK}(V_{AK})$ , pour cette tension et un éclairement donné, la valeur du courant  $i$ . On a alors

$$s = Ri$$

**Aspect technologique**

- Si la diode est utilisée avec une impédance série infinie, alors elle présente une tension à ses bornes  $v$ , pour le même éclairement que précédemment.
- Si on veut des courants plus importants, on utilise un phototransistor.

— Dans les deux cas, il faut tenir compte de la sensibilité en fonction de la longueur d'onde et de la directivité.

**Application numérique.** Pour une diode BPW 61 de RTC, on obtient un courant de 25 nA lorsque l'alimentation est  $\pm 15$  volts avec un éclairement de 100 nW/mm<sup>2</sup>.

Récupérer une tension de 100 mV à la sortie s du montage revient à utiliser une résistance  $R = 4 \text{ M}\Omega$ . Cette forte valeur de résistance peut faire choisir le montage de la figure 7.134 où

$$s = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot v$$

à condition d'utiliser un amplificateur opérationnel à faibles courants de polarisation. Pour les mêmes conditions d'éclairement que précédemment nous avons  $v \simeq 0,2$  volt. Si  $R_1 = 9 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ , alors  $s = 2$  volts.

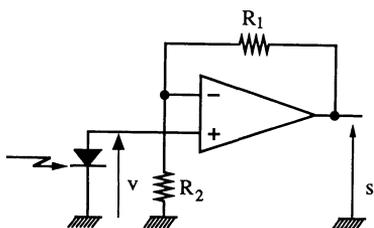


Figure 7.134.

### 7.8.1.3. Commande isolée par optocoupleur (figure 7.135)

**Éléments théoriques.** De très nombreux schémas existent pour des fonctionnements linéaires ou en commutation. Celui proposé travaille en convertisseur tension-courant en entrée et courant-tension en sortie. En prenant  $i = k'e$ , il vient

$$s = R ki = kk' Re$$

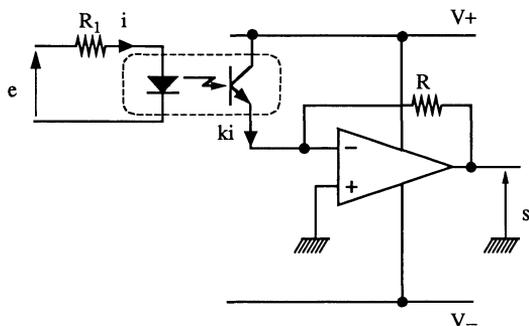


Figure 7.135.

**Aspect technologique**

— La tension de seuil d'une diode électroluminescente est au-delà du volt.

— On ne considère linéaire la fonction de transfert de cet ensemble que si on travaille en petits signaux. Il est nécessaire de consulter les caractéristiques des composants.

— On pourrait aussi utiliser le transistor de l'optocoupleur en émetteur commun ou en collecteur commun suivi d'un montage à amplificateur opérationnel.

**Application numérique.** Pour  $e$  évoluant entre 5 et 10 volts,  $i$  entre 5 et 10 nA, et  $s$  de quelques volts, il faut

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad R \simeq 1 \text{ k}\Omega$$

**7.8.2. MONTAGES A ALIMENTATION UNIQUE**

On a souvent besoin, en application audiofréquences, en instrumentation portable, etc., de travailler avec des sources continues de type batterie ou pile. Dans ces conditions les circuits intégrés sont alimentés dissymétriquement (tension  $V$ ). Comme la polarisation doit être « au milieu » de la tension totale d'alimentation ( $0$  pour  $\pm V$ ), il faut décaler par rapport au zéro les points de repos à  $V/2$ .

**7.8.2.1. Amplificateur inverseur (figure 7.136)**

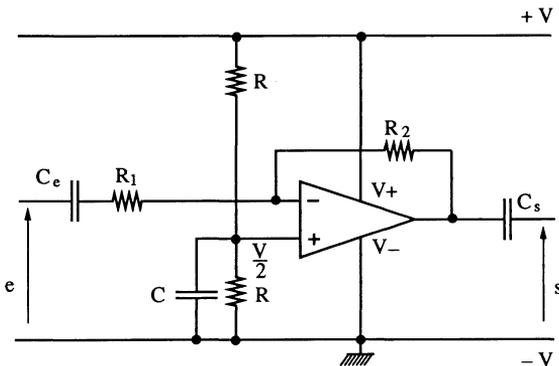


Figure 7.136.

**Eléments théoriques.** Les potentiels de repos sont

$$e_- = e_+ = \frac{V}{2} \quad \text{et} \quad e = s = 0$$

Le gain en tension du montage est

$$G_{v_0} = - \frac{R_2}{R_1}$$

lorsque  $Z_{c_e} \ll R_1$ , résistance d'entrée.

### Aspect technologique

— La capacité  $C$  permet de découpler la tension de polarisation  $V/2$ . Sa valeur est obtenue à partir de la relation

$$f_a = \frac{1}{2\pi \frac{R}{2} C} \quad (f_a = \text{fréquence à atténuer})$$

— Les capacités d'entrée et de sortie sont définies par les relations

$$\frac{1}{C_e \omega_{\min}} \ll R_1 \quad \text{et} \quad \frac{1}{C_s \omega_{\min}} \ll R_{ch}$$

avec  $\omega_{\min}$ , pulsation minimale du signal à amplifier et  $R_{ch}$ , résistance de charge.

— Pour amplifier une tension continue, il y a lieu de supprimer les capacités de liaison, et :

- soit de réaliser une translation statique de potentiel,
- soit d'utiliser un amplificateur opérationnel monotension.

— Pour des faibles tensions d'alimentation, un choix technologique du circuit intégré s'impose (voir chapitre 6).

**Application numérique.** Pour une tension d'alimentation de 12 volts, un gain en tension  $G_{v_0} = -100$ , une résistance d'entrée  $R_e = 10 \text{ k}\Omega$  et une fréquence minimale de fonctionnement  $f_{\min} = 100 \text{ Hz}$ , nous prenons :  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$  et  $C_e = 1,6 \text{ }\mu\text{F}$ . La capacité  $C_s$  est définie à partir de la valeur de la charge. Il faudra faire attention au « signe » des capacités polarisées.

#### 7.8.2.2. Amplificateur non-inverseur (figure 7.137)

**Éléments théoriques.** Nous avons toujours la polarisation

$$e_- = e_+ = \frac{V}{2}$$

Le gain en tension est

$$G_{v_0} = + \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

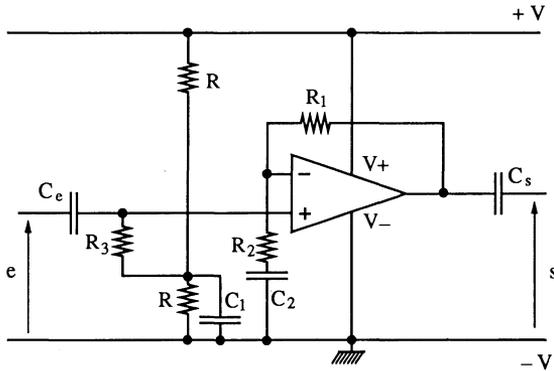


Figure 7.137.

**Aspect technologique**

— La résistance d'entrée du montage est  $R_e = R_3$ . Si on n'utilise pas la capacité de découplage  $C_1$ , alors on fait  $R_3 = 0$  et  $R_e$  devient égale à  $R/2$ .

— Les capacités  $C_e$  et  $C_s$  sont définies par les relations

$$\frac{1}{C_e \omega_{\min}} \ll R_e \quad \text{et} \quad \frac{1}{C_s \omega_{\min}} \ll R_{\text{ch}}$$

avec  $R_e = R_3$  ou  $R_e = R/2$

La capacité  $C_2$  est définie par

$$\frac{1}{C_2 \omega_{\min}} \ll R_1 + R_2$$

**Application numérique.** Pour un gain de 100, une résistance d'entrée de  $100 \text{ k}\Omega$  et une fréquence de fonctionnement  $f_{\min} = 100 \text{ Hz}$  ( $C_1$  non connectée), nous prenons :  $R = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 99 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  et  $C_1 = C_2 = 0,16 \text{ }\mu\text{F}$ .

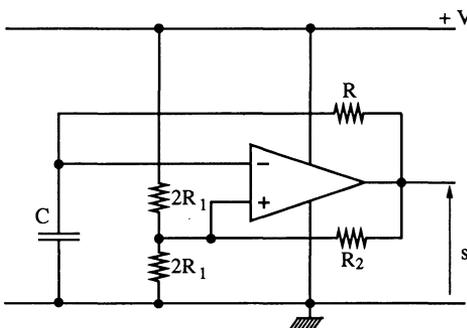
**7.8.2.3. Bascule astable (figure 7.138)**

Figure 7.138.

**Eléments théoriques.** Il est nécessaire de réaliser un hystérésis compris entre 0 et +V. Le diviseur de tension est ramené à son générateur de Thévenin équivalent  $E_{Th} = V/2$  et  $R_{Th} = R_1$ . Les valeurs de basculement sont

$$e_- = e_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{V}{2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} s$$

soit un basculement pour

$$\frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} V \quad (\text{valeur minimale, } s = 0)$$

et  $\left( \frac{R_1 + R_2/2}{R_1 + R_2} \right) V$  (valeur maximale,  $s \simeq +V$ )

Ces deux valeurs sont symétriques par rapport à  $V/2$ .

**Aspect technologique et application numérique.** On peut revenir aux paragraphes 3.4.2 et 7.6.1. On déterminera les graphes de  $e_-$  et  $e_+$  puis  $s$  pour  $V = 12$  volts,  $R = 100$  k $\Omega$ ,  $C = 0,1$   $\mu$ F,  $2 R_1 = 10$  k $\Omega$  et  $R_2 = 20$  k $\Omega$ .

### 7.8.3. MONTAGES A GAIN VARIABLE ET CAG

Les montages à gain variable sont commandés par une tension. Si cette tension est issue de la sortie de l'amplificateur opérationnel, alors ces montages sont appelés amplificateurs à CAG (commande automatique de gain). L'élément actif classique utilisé est le transistor à effet de champ à jonction canal N.

#### 7.8.3.1. Amplificateur non-inverseur (figure 7.139)

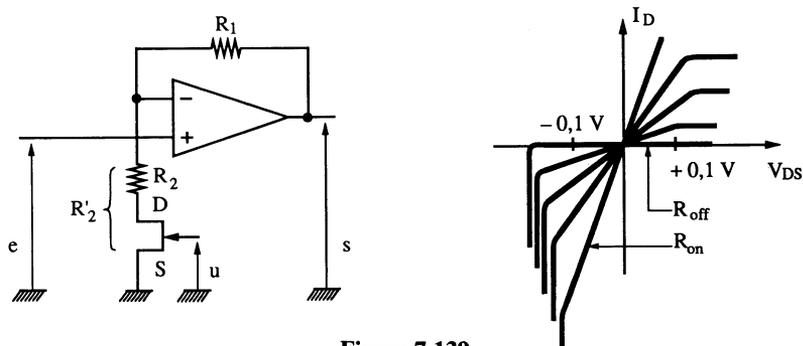


Figure 7.139.

**Éléments théoriques.** Le gain en tension est défini par la relation

$$G_{v_0} = \frac{R_1 + R'_2}{R'_2}$$

La résistance  $R'_2$  évolue en fonction de la polarisation du transistor à effet de champ

$$R_1 + R_{on} \leq R'_2 < \infty$$

Si  $R_{on} \ll R_1$ , le gain en tension devient

$$1 \leq G_{v_0} \leq \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

**Aspect technologique.** Le fonctionnement est à distorsion minimale si  $|V_{DS}| < 0,1$  volt.

**Application numérique :**  $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  et un transistor à effet de champ du type 2N 4860.

**7.8.3.2. Amplificateur inverseur (figure 7.140)**

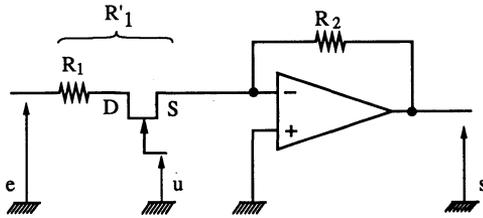


Figure 7.140.

**Éléments théoriques.** Le gain en tension est défini par la relation

$$G_{v_0} = - \frac{R_2}{R'_1}$$

soit

$$0 \leq |G_{v_0}| \leq \frac{R_2}{R_1 + R_{on}}$$

**Aspect technologique.** Ce montage permet un gain en tension variable à partir de 0.

**Application numérique :**  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ .

7.8.3.3. Amplificateurs à CAG

**Aspect technologique.** Les deux montages précédents peuvent être rebouclés dans le sens où le transistor à effet de champ peut être polarisé par le signal de sortie (figures 7.141 et 7.142). La diode permet un redressement négatif, le réseau RC est intégrateur et P règle le niveau du signal de sortie.

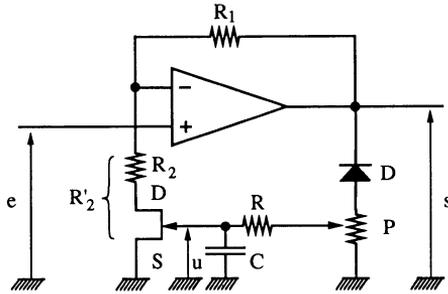


Figure 7.141.

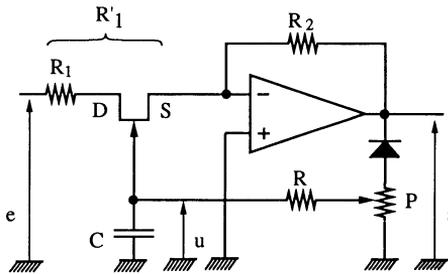


Figure 7.142.

Lorsque  $e = 0$ ,  $s = 0$ , alors le transistor à effet de champ n'est pas commandé. Sa résistance équivalente est minimale et le gain maximum. A l'apparition d'un signal d'entrée, le niveau de la sortie évolue et la tension  $V_{GS}$  devient négative. La résistance équivalente du transistor augmente et le gain de l'ensemble diminue.

**Application numérique.** Pour une application audiofréquence, nous prenons  $P = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$ .

**Remarque.** N'oublions pas que la tension aux bornes du transistor ne doit pas dépasser 0,1 volt en valeur absolue. Il est donc nécessaire d'utiliser une diode à faible seuil (au germanium) et un transistor à faible tension de commande.



## CHAPITRE 8

# Présentation et caractéristiques des amplificateurs opérationnels

### 8.1. PRÉSENTATION COMMERCIALE

#### 8.1.1. CODIFICATION INTERNATIONALE

La codification des circuits intégrés doit, théoriquement, respecter le code international « PRO.ELECTRON ». Nous en donnons un exemple :

TDB 0155 A DP

##### **Préfixe de 3 lettres**

- **première lettre** : famille  
T, circuit analogique,  
U, circuit mixte, (logique analogique),
- **seconde lettre** : sans signification fixe
- **troisième lettre** : température de fonctionnement  
A, non spécifiée,  
B, 0 °C à 70 °C,  
C, - 55 °C à + 125 °C,  
E, - 25 °C + 85 °C.

**4 chiffres** : c'est la référence du circuit.

**Lettre seule A** : elle représente la variante de base.

##### **Groupes de lettres finales**

- **première lettre** : forme du boîtier  
C, cylindrique,

- D, dual in line, DIL,
- E, DIL de puissance,
- F, boîtier plat, sortie sur 2 côtés,
- G, boîtier plat, sortie sur 4 côtés,
- **deuxième lettre** : matériau boîtier
  - C, céramique,
  - G, verre - céramique,
  - M, métal,
  - P, plastique.

### 8.1.2. CODIFICATIONS LOCALES

Chaque fabricant de circuits intégrés utilise une codification qui n'est pas toujours en accord avec celle présentée ci-dessus.

**Codification Thomson Semiconducteurs**, exemple : LM 101 A

- LM = circuits intégrés bipolaires,
- 101 = référence du circuit intégré,
- A = variante électrique (amélioration),
- H = boîtier métallique,

**Codification National Semiconductor**, exemple : LM 101 AF

- LM = préfixe linear monolithic,
- 101 = référence du circuit intégré,
- A = variante électrique (amélioration),
- F = boîtier plat.

### 8.1.3. BOÎTIERS ET BROCHAGES

Les amplificateurs opérationnels monolithiques sont présentés dans des boîtiers classiques. En général il y a interchangeabilité lorsqu'on n'utilise que les bornes  $e_-$ ,  $e_+$ ,  $s$ ,  $V_+$  et  $V_-$ . Il y a toutefois des exceptions ainsi que l'indiquent les figures suivantes :

- figure 8.1 : brochage des circuits UA 741.
- figure 8.2 : brochage des circuits HA. OP 37.
- figure 8.3 : brochage des circuits HA. 2539.
- figure 8.4 : brochage des circuits OP.50.

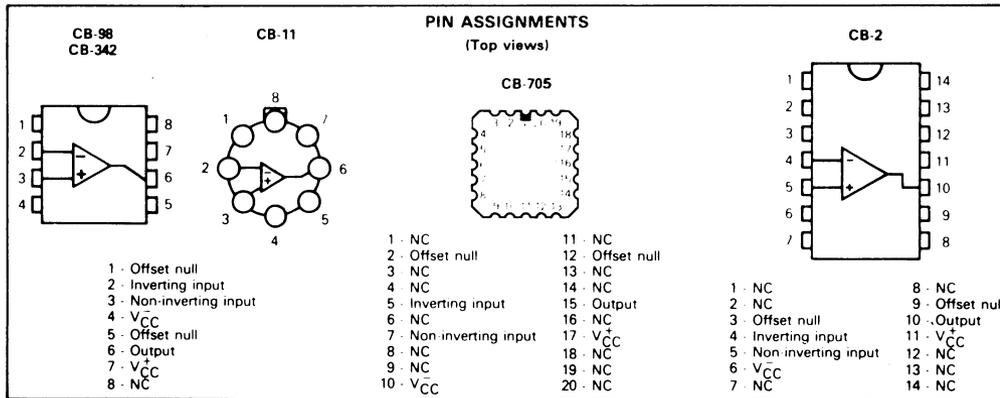
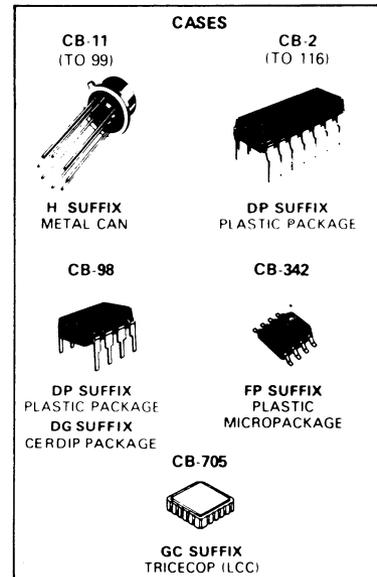


Figure 8.1 (Documents Thomson).



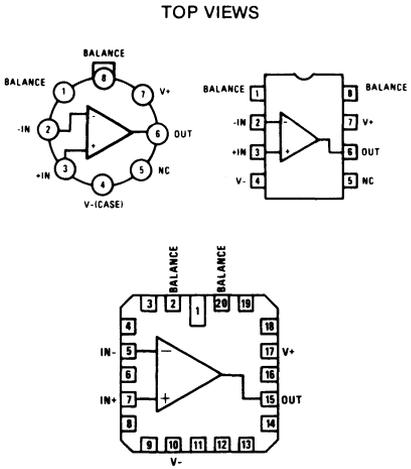


Figure 8.2 (Document Harris).

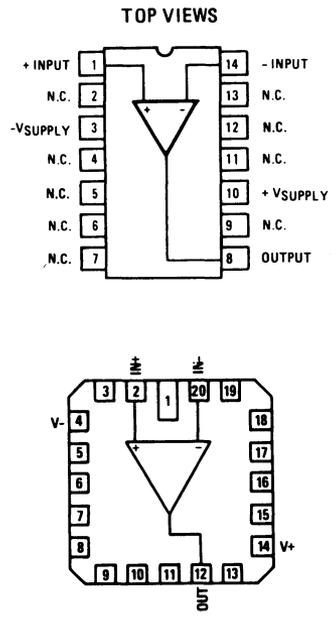


Figure 8.3 (Document Harris).

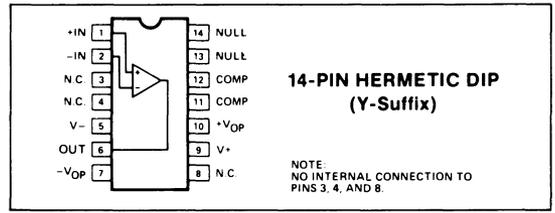


Figure 8.4 (Documents PMI).

### 8.1.4. NOMBRE DE CIRCUITS POUR UN TYPE DONNÉ

Ce qui différencie les circuits du même type, ce sont les gammes de température et par conséquent les boîtiers. Le tableau 8.1 présente les différents types d'amplificateurs opérationnels de référence UA 741 de Thomson Semiconducteurs ainsi que les valeurs limites à ne pas dépasser.

Tableau 8.1 (*Documents Thomson*).

#### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	UA741M	UA741I	UA741C	Unit
Supply voltage	$V_{CC}$	$\pm 22$	$\pm 18$	$\pm 18$	V
Differential input voltage	$V_{ID}$	$\pm 30$	$\pm 30$	$\pm 30$	V
Input voltage range	$V_I$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	V
Output short-circuit duration	—	Indefinite	Indefinite	Indefinite	—
Power dissipation	$P_{tot}$	500 665	500 —	500 220	mW
Operating free-air temperature range	$T_{oper}$	-55 to +125	-25 to +85	0 to +70	°C
Storage temperature range	$T_{stg}$	-65 to +150 —	-65 to +150 —	-55 to +125 -65 to +150	°C

CASE	Offset null	Inverting input	Non-inverting input	$V_{CC}^-$	$V_{CC}^+$	Output	N.C.
CB-11/CB-98/CB-342	1, 5	2	3	4	7	6	8
CB-2	3, 9	4	5	6	11	10	*
CB-705	2, 12	5	7	10	17	15	*

\* CB-2, CB-705 : Other pins are not connected

Rappelons que les gammes de températures classiques sont :

- 55 °C, + 125 °C, qualité militaire,
- 25 °C, + 85 °C, qualité industrielle,
- 0 °C, + 70 °C, qualité commerciale.

5 boîtiers classiques sont rencontrés :

- boîtier métallique, CB 11 (TO 99),
- DIP 8 broches, CB 98,
- DIP 14 broches, CB 2, (TO 116),
- microboîtier, CB 342,
- boîtier tricecop, CB 705.

**8.1.5. ORDRE DE GRANDEUR DE PRIX**

Pour une qualité commerciale de bas de gamme et une quantité de 10, nous donnons le tarif hors-taxe approximatif 1988 des circuits présentés comme éléments de base, dans cet ouvrage.

LM 709	3,6 F	(fabrication abandonnée)
LM 301	2,6 F	
LM 741	2,1 F	
LF 355	16,5 F	
TL 080	18,2 F	
CA 3140	8,0 F	
CA 3160	13,3 F	
TL 087	—	(semble être abandonné)
LM 318	13,2 F	
OP 07	10,7 F	
OP 37	18,8 F	
OP 50	64,6 F	
HA 2539	35,5 F	

Une grande différence de prix existe pour une qualité différente (exemple LF 155, 65,1 F).

**8.2. PRÉSENTATION DE QUELQUES CARACTÉRISTIQUES**

Nous indiquons les caractéristiques électriques partielles des circuits présentés aux chapitres 4 et 5, fournies par les constructeurs.

**Première génération**

— LM 709, tableau 8.2.

**Deuxième génération**

— LM 101 - 201 - 301, tableau 8.3.

— UA 741, tableau 8.4.

**Troisième génération**

— TL 080 - 1 - 2 - 3 - 4, tableau 8.5.

— LF 155 - 6 - 7, tableau 8.6.

— CA 3140, tableau 8.7.

— CA 3160, tableau 8.8.

**Tableau 8.2 (Document Thomson, ancien Data Book).**

**CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES**  
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Sauf indications contraires, ces spécifications sont applicables pour :  
Unless otherwise specified, these specifications are apply for

709 T  $-25^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +85^{\circ}\text{C}$ ,  $\pm 9\text{V} \leq V_{\text{CC}} \leq \pm 15\text{V}$ ,  
709 C  $0^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +70^{\circ}\text{C}$ ,  $\pm 9\text{V} \leq V_{\text{CC}} \leq \pm 15\text{V}$ ,

R1 = 1,5 k $\Omega$   
C1 = 5000 pF  
R2 = 51  $\Omega$   
C2 = 200 pF

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	709 T			709 C			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
Tension de décalage à l'entrée Input offset voltage	$V_{IO}$	$T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $R_S \leq 10\text{k}\Omega$		1	5		2	7,5	mV
		$R_S \leq 10\text{k}\Omega$			7,5			10	
Courant de décalage à l'entrée Input offset current	$I_{IO}$	$T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$		50	300		100	500	nA
		$T_{\text{amb}} = T_{\text{max}}$		30	300		75	400	
		$T_{\text{amb}} = T_{\text{min}}$		80	500		125	750	
Courant de polarisation moyen Input bias current	$I_B$	$T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$		0,3	0,75		0,3	1,5	$\mu\text{A}$
		$T_{\text{amb}} = T_{\text{min}}$		0,36	2		0,36	2	
Amplification en tension Large signal voltage gain	$A_V$	$V_{\text{CC}} = \pm 15\text{V}$ , $R_L \geq 2\text{k}\Omega$ $V_O = \pm 10\text{V}$ , $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$		45		15	45		V/mV
		$V_{\text{CC}} = \pm 15\text{V}$ , $R_L \geq 2\text{k}\Omega$ $V_O = \pm 10\text{V}$		25		12			
Courant fourni par les alimentations Supply current	$I_{\text{CC1}}$ $I_{\text{CC2}}$	$T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $V_{\text{CC}} = \pm 15\text{V}$		2,6	6,6		2,6	6,6	mA
Tension d'entrée limite Input voltage range	$V_{I\text{max}}$	$V_{\text{CC}} = \pm 15\text{V}$	$\pm 8$	$\pm 10$		$\pm 8$	$\pm 10$		V
Impédance de sortie Output resistance	$Z_O$	$T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$		150		150			$\Omega$
Taux de réjection dû aux alimentations Supply voltage rejection ratio	SVR	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$		25	200		25	200	$\mu\text{V}/\text{V}$

**Tableau 8.2 (suite)**  
**(Document Thomson, ancien Data Book).**

PARAMÈTRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	S.F.C 2709 T			S.F.C 2709 C			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
Coefficient de température de la tension de décalage à l'entrée Temperature coefficient of input offset voltage	DV <sub>IO</sub>	R <sub>S</sub> = 50 Ω		3	20		6		μV/°C
		R <sub>S</sub> = 10 kΩ		6			12		
Coefficient de température du courant de décalage à l'entrée Temperature coefficient of input offset current	DI <sub>IO</sub>	T <sub>amb</sub> = +25°C à T <sub>max</sub>		0,3	2				nA/°C
		T <sub>amb</sub> = +25°C à T <sub>min</sub>		0,6	4				
Taux de réjection en mode commun Common mode rejection ratio	CMR	R <sub>S</sub> ≤ 10 kΩ	65	90		65	90		dB
Impédance d'entrée (différentielle) Input resistance	Z <sub>I</sub>	T <sub>amb</sub> = +25°C	70	250		50	250		kΩ
		T <sub>amb</sub> = T <sub>min</sub>	70	250		35			
Dynamique de sortie Output voltage swing	V <sub>OPP</sub>	V <sub>CC</sub> = ±15V, R <sub>L</sub> ≥ 10 kΩ	±12	±14		±12	±14		V
		V <sub>CC</sub> = ±15V, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	±10	±13		±10	±13		
Pente maximale du signal de sortie Slew rate	S <sub>VO</sub>	T <sub>amb</sub> = +25°C		0,25			0,25		V/μs
Amplificateur suiveur Follower amplifier		V <sub>CC</sub> = ±15V, C <sub>L</sub> ≤ 100 pF V <sub>I</sub> = 20 mV, R <sub>L</sub> = 2 kΩ							
Temps de transition à la croissance Rise time	T <sub>TLH</sub>	T <sub>amb</sub> = +25°C		0,3	1		0,3		μs
Facteur de rebondissement Overshoot factor	K <sub>VO</sub>			10	30		10		%

Tableau 8.3 (Document Thomson).

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**LM101A :  $-55^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +125^{\circ}\text{C}$ ,  $\pm 5 \text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq \pm 20 \text{ V}$ ,  $C_1 = 30 \text{ pF}$ LM201A :  $-25^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +85^{\circ}\text{C}$ ,  $\pm 5 \text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq \pm 20 \text{ V}$ ,  $C_1 = 30 \text{ pF}$ LM301A :  $0^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +70^{\circ}\text{C}$ ,  $\pm 5 \text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq \pm 15 \text{ V}$ ,  $C_1 = 30 \text{ pF}$ 

(Unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	LM101A/LM201A			LM301A			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input offset voltage ( $R_S = 50 \text{ k}\Omega$ ) $T_{\text{max}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{min}}$ $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$	$V_{\text{IO}}$	—	—	3	—	—	10	mV
		—	0.7	2	—	2	7.5	
Input offset current $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$	$I_{\text{IO}}$	—	—	20	—	—	70	nA
		—	1.5	10	—	3	50	
Input bias current $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$ $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$	$I_{\text{IB}}$	—	—	100	—	—	300	nA
		—	30	75	—	70	250	
Large signal voltage gain ( $V_{\text{CC}} = \pm 15 \text{ V}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $V_O = \pm 10 \text{ V}$ ) $T_{\text{max}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{min}}$ $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$	$A_{\text{VD}}$	25	—	—	15	—	—	V/mV
		50	180	—	25	180	—	
Supply voltage rejection ratio ( $R_S = 50 \text{ k}\Omega$ )	$\text{SVR}$	80	96	—	70	96	—	dB
Supply current $V_{\text{CC}} = +20 \text{ V}$ , $T_{\text{amb}} = T_{\text{max}}$ $V_{\text{CC}} = +20 \text{ V}$ , $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $V_{\text{CC}} = +15 \text{ V}$ , $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$	$I_{\text{CC}}^{\pm}$ , $I_{\text{CC}}$	—	1.2	2.5	—	—	—	mA
		—	1.8	3	—	—	—	
		—	—	—	—	1.8	3	
Temperature coefficient of input offset voltage	$\alpha V_{\text{IO}}$	—	3	15	—	6	30	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Average temperature coefficient of input offset current $+25^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq +125^{\circ}\text{C}$ $+25^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +70^{\circ}\text{C}$ $0^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +25^{\circ}\text{C}$	$\alpha I_{\text{IO}}$	—	0.01	0.1	—	—	—	$\text{nA}/^{\circ}\text{C}$
		—	0.02	0.2	—	—	—	
		—	—	—	—	0.03	0.3	
		—	—	—	—	0.02	0.6	
Input voltage range ( $V_{\text{CC}} = V_{\text{CC(max)}}$ )	$V_{\text{I}}$	$\pm 15$	—	—	$\pm 12$	—	—	V
Common mode rejection ratio ( $R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$ )	$\text{CMR}$	80	96	—	70	90	—	dB
Output voltage swing ( $V_{\text{CC}} = \pm 15 \text{ V}$ ) $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	$V_{\text{OPP}}$	$\pm 10$	$\pm 13$	—	$\pm 10$	$\pm 13$	—	V
		$\pm 12$	$\pm 14$	—	$\pm 12$	$\pm 14$	—	
Slew rate ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ ) - Note 1	$S_{\text{VO}}$	—	0.5	—	—	0.5	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Input impedance ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ )	$Z_{\text{I}}$	1.5	4	—	0.5	2	—	M $\Omega$

Note 1 : May be improved up to 10 V/ $\mu\text{s}$  in inverting amplifier configuration (see basic diagrams).

Tableau 8.4 (Document Thomson).

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

UA741M :  $-55^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +125^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{\text{CC}} = \pm 15\text{ V}$ UA741I :  $-25^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +85^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{\text{CC}} = \pm 15\text{ V}$ UA741C :  $0^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +70^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{\text{CC}} = \pm 15\text{ V}$ 

(Unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	UA741M			UA741I, C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input offset voltage ( $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ ) $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	$V_{\text{IO}}$	—	1	5	—	2	6	mV
		—	—	6	—	—	7.5	
Input offset current $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{amb}} = T_{\text{max}}$ $T_{\text{amb}} = T_{\text{min}}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	$I_{\text{IO}}$	—	20	200	—	20	200	nA
		—	—	200	—	—	—	
		—	—	500	—	—	—	
		—	—	—	—	—	300	
Input bias current $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{amb}} = T_{\text{max}}$ $T_{\text{amb}} = T_{\text{min}}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	$I_{\text{IB}}$	—	80	500	—	80	500	nA
		—	—	500	—	—	—	
		—	—	1500	—	—	—	
		—	—	—	—	—	800	
Large signal voltage gain ( $V_O = \pm 10\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ ) $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	$A_{\text{VD}}$	50	200	—	20	200	—	V/mV
		25	—	—	15	—	—	
Supply voltage rejection ratio ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ )	SVR	—	30	150	—	30	150	$\mu\text{V/V}$
Supply current ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ )	$I_{\text{CC}}^+$ , $I_{\text{CC}}^-$	—	1.7	2.8	—	1.7	2.8	mA
Supply current $T_{\text{amb}} = T_{\text{max}}$ $T_{\text{amb}} = T_{\text{min}}$	$I_{\text{CC}}$	—	—	2.5	—	—	—	mA
		—	—	3.3	—	—	—	
Input voltage range ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ )	$V_{\text{I}}$	$\pm 12$	$\pm 13$	—	$\pm 12$	$\pm 13$	—	V
Common-mode rejection ratio ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ )	CMR	70	90	—	70	90	—	dB
Output short-circuit current ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ )	$I_{\text{OS}}$	—	25	—	—	25	—	mA
Output voltage swing $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$V_{\text{OPP}}$	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$	—	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$	—	V
Slew rate ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , Unity gain)	$S_{\text{VO}}$	—	0.5	—	—	0.5	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Voltage follower rise time ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $V_{\text{I}} = +20\text{ mV}$ , $C_{\text{L}} \leq 100\text{ pF}$ , $R_{\text{L}} = 2\text{ k}\Omega$ , Unity gain)	$t_{\text{r}}$	—	0.3	—	—	0.3	—	$\mu\text{s}$
Voltage follower overshoot factor ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $V_{\text{I}} = +20\text{ mV}$ , $C_{\text{L}} \leq 100\text{ pF}$ , $R_{\text{L}} = 2\text{ k}\Omega$ )	$K_{\text{OV}}$	—	5	—	—	5	—	%
Input resistance ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ )	$R_{\text{I}}$	0.3	2	—	0.3	2	—	$\text{M}\Omega$

Tableau 8.5 (Document Texas Instruments).

electrical characteristics,  $V_{CC \pm} = \pm 15 \text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>†</sup>		TL080M, TL081M TL082M, TL083M			TL084M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_O = 0,$ $R_S = 50 \Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	3 6			3 9			mV
		$T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	9			15			
$^{m}V_{IO}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0,$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	$R_S = 50 \Omega,$	10			10			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{IO}$ Input offset current <sup>†*</sup>	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	5 100			5 100			pA
		$T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	20			20			nA
$I_{IB}$ Input bias current <sup>†*</sup>	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30 200			30 200			pA
		$T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	50			50			nA
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$		$\pm 11$	$\pm 15$ -12		$\pm 11$	$\pm 15$ -12		V
$V_{OM}$ Maximum peak output voltage swing	$T_A = 25^\circ\text{C},$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	$\pm 12 \pm 13.5$			$\pm 12 \pm 13.5$			V
		$R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	$\pm 12$			$\pm 12$			
		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$\pm 10 \pm 12$			$\pm 10 \pm 12$			
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10 \text{ V},$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega,$	25	200		25	200		V/mV
	$V_O = \pm 10 \text{ V},$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega,$	15			15			
$B_1$ Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3			3			MHz
$r_i$ Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		$10^{12}$			$10^{12}$			$\Omega$
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR \text{ min}},$ $R_S = 50 \Omega,$	$V_O = 0,$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	80	86		80	86		dB
$k_{SVR}$ Supply voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC \pm} / \Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = \pm 15 \text{ V to } \pm 9 \text{ V},$ $R_S = 50 \Omega,$	$V_O = 0,$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	80	86		80	86		dB
$I_{CC}$ Supply current (per amplifier)	No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_O = 0,$	1.4 2.8			1.4 2.8			mA
$V_{O1}/V_{O2}$ Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100,$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	120			120			dB

<sup>†</sup>All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified.

<sup>†\*</sup>Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 18. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as is possible.

\*For M suffix devices these parameters are guaranteed but not tested.

operating characteristics,  $V_{CC \pm} = \pm 15 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10 \text{ V},$ $C_L = 100 \text{ pF},$	$R_L = 2 \text{ k}\Omega,$ See Figure 1	8	13		$\text{V}/\mu\text{s}$
$t_r$ Rise time	$V_I = 20 \text{ mV},$ $C_L = 100 \text{ pF},$	$R_L = 2 \text{ k}\Omega,$ See Figure 1	0.1			$\mu\text{s}$
Overshoot factor			10%			
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$R_S = 100 \Omega$	$f = 1 \text{ kHz}$	18			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10 \text{ Hz to } 10 \text{ kHz}$	4			$\mu\text{V}$
$I_n$ Equivalent input noise current	$R_S = 100 \Omega,$	$f = 1 \text{ kHz}$	0.01			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{O(\text{rms})} = 10 \text{ V},$ $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega,$	$R_S \leq 1 \text{ k}\Omega,$ $f = 1 \text{ kHz}$	0.003%			

**Tableau 8.5 (suite)**  
(Document National Semiconductor).

GBW	Gain Bandwidth Product		2.5	4	4.5	15	20	MHz
$t_s$	Settling Time to 0.01% (Note 7)		4		1.5		1.5	$\mu\text{s}$
$e_n$	Equivalent Input Noise Voltage	$R_S = 100\Omega$ $f = 100\text{ Hz}$ $f = 1000\text{ Hz}$	25 25		15 12		15 12	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$i_n$	Equivalent Input Noise Current	$f = 100\text{ Hz}$ $f = 1000\text{ Hz}$	0.01 0.01		0.01 0.01		0.01 0.01	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
$C_{IN}$	Input Capacitance		3		3		3	pF

### DC Electrical Characteristics $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$

Parameter	LF155A/155, LF255, LF355A/355B		LF355		LF156A/156, LF256/356B		LF356A/356		LF157A/157, LF257/357B		LF357A/357		Units
	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	
Supply Current	2	4	2	4	5	7	5	10	5	7	5	10	mA

**Note 3:** Unless otherwise stated, these test conditions apply:

	LF155A/6A/7A LF155//6/7	LF255//6/7	LF355A/6A/7A	LF355B/6B/7B	LF355//6/7
Supply Voltage, $V_S$	$\pm 15\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$	$\pm 15\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$	$\pm 15\text{V} \leq V_S \leq \pm 18\text{V}$	$\pm 15\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$	$V_S = \pm 15\text{V}$
$T_A$	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$
$T_{HIGH}$	$+125^\circ\text{C}$	$+85^\circ\text{C}$	$+70^\circ\text{C}$	$+70^\circ\text{C}$	$+70^\circ\text{C}$

and  $V_{OS}$ ,  $I_B$  and  $I_{OS}$  are measured at  $V_{CM} = 0$ .

**Note 4:** The Temperature Coefficient of the adjusted input offset voltage changes only a small amount ( $0.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  typically) for each mV of adjustment from its original unadjusted value. Common-mode rejection and open loop voltage gain are also unaffected by offset adjustment.

**Note 5:** The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^\circ\text{C}$  increase in the junction temperature,  $T_j$ . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation,  $P_d$ .  $T_j = T_A + \theta_{JA} P_d$  where  $\theta_{JA}$  is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

**Note 6:** Supply Voltage Rejection is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously, in accordance with common practice.

**Note 7:** Settling time is defined here, for a unity gain inverter connection using  $2\text{ k}\Omega$  resistors for the LF155/6. It is the time required for the error voltage (the voltage at the inverting input pin on the amplifier) to settle to within 0.01% of its final value from the time a 10V step input is applied to the inverter. For the LF157,  $A_V = -5$ , the feedback resistor from output to input is  $2\text{ k}\Omega$  and the output step is 10V (See Settling Time Test Circuit).

Tableau 8.6 (Document National Semiconductor).

DC Electrical Characteristics (Note 3) $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}$									
Symbol	Parameter	Conditions	LF155A/6A/7A			LF355A/6A/7A			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$R_S = 50\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		1	2 2.5		1	2 2.3	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 50\Omega$		3	5		3	5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$\Delta\text{TC}/\Delta V_{OS}$	Change in Average TC with $V_{OS}$ Adjust	$R_S = 50\Omega$ , (Note 4)		0.5			0.5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ per mV
$I_{OS}$	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , (Notes 3, 5) $T_j \leq T_{HIGH}$		3	10 10		3	10 1	pA nA
$I_B$	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , (Notes 3, 5) $T_j \leq T_{HIGH}$		30	50 25		30	50 5	pA nA
$R_{IN}$	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		$10^{12}$			$10^{12}$		$\Omega$
$A_{VOL}$	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$ , $R_L = 2\text{k}$ Over Temperature	50 25	200		50 25	200		V/mV V/mV
$V_O$	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_L = 10\text{k}$ $V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_L = 2\text{k}$	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 13$ $\pm 12$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 13$ $\pm 12$		V V

DC Electrical Characteristics (Note 3) $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}$ (Continued)									
Symbol	Parameter	Conditions	LF155A/6A/7A			LF355A/6A/7A			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$V_{CM}$	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	$\pm 11$	+ 15.1 - 12		$\pm 11$	+ 15.1 - 12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio		85	100		85	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	85	100		85	100		dB

AC Electrical Characteristics $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$												
Symbol	Parameter	Conditions	LF155A/355A			LF156A/356A			LF157A/357A			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	LF155A/6A; $A_V = 1$ , LF157A; $A_V = 5$	3	5		10	12		40	50		V/ $\mu\text{s}$ V/ $\mu\text{s}$

**Tableau 8.7 (Document RCA).**

**TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR DESIGN GUIDANCE**  
 At  $V^+ = 5\text{ V}$ ,  $V^- = 0\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

CHARACTERISTIC	CA3140A (T,S,E)	CA3140 (T,S,E)	UNITS
Input Offset Current $ I_{IO} $	0.1	0.1	pA
Input Current $I_I$	2	2	pA
Input Resistance	1	1	$T\Omega$
Large-Signal Voltage Gain $A_{OL}$	100 k	100 k	V/V
	100	100	dB
Common-Mode Rejection Ratio, CMRR	32	32	$\mu\text{V/V}$
	90	90	dB
Common-Mode Input-Voltage Range $V_{ICR}$	-0.5	-0.5	V
	2.6	2.6	
Power-Supply Rejection Ratio $\Delta V_{IO}/\Delta V^+$	100	100	$\mu\text{V/V}$
	80	80	dB
Maximum Output Voltage $V_{OM}^+$ $V_{OM}^-$	3	3	V
	0.13	0.13	
Maximum Output Current: Source $I_{OM}^+$ Sink $I_{OM}^-$	10	10	mA
	1	1	
Slew Rate	7	7	V/ $\mu\text{s}$
Gain-Bandwidth Product $f_T$	3.7	3.7	MHz
Supply Current $I^+$	1.6	1.6	mA
Device Dissipation $P_D$	8	8	mW
Sink Current from Term. 8 to Term. 4 to Swing Output Low	200	200	$\mu\text{A}$

• At  $V_O = 26V_{p-p}$ , +12V, -14V and  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ .

▪ At  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ .

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR EQUIPMENT DESIGN**  
 At  $V^+ = 15\text{ V}$ ,  $V^- = 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	LIMITS						UNITS
	CA3140A			CA3140			
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage, $ V_{IO} $	-	2	5	-	5	15	mV
Input Offset Current, $ I_{IO} $	-	0.5	20	-	0.5	30	pA
Input Current, $I_I$	-	10	40	-	10	50	pA
Large-Signal Voltage Gain, $A_{OL}^{\bullet}$	20 k	100 k	-	20 k	100 k	-	V/V
	86	100	-	86	100	-	dB
Common-Mode Rejection Ratio, CMRR	-	32	320	-	32	320	$\mu\text{V/V}$
	70	90	-	70	90	-	dB
Common-Mode Input-Voltage Range, $V_{ICR}$	-15	-15.5 to +12.5	12	-15	-15.5 to +12.5	11	V
Power-Supply Rejection Ratio, PSRR $\Delta V_{IO}/\Delta V$	-	100	150	-	100	150	$\mu\text{V/V}$
	76	80	-	76	80	-	dB
Max. Output Voltage <sup>■</sup>	$V_{OM}^+$	+12	13	-	+12	13	V
	$V_{OM}^-$	-14	-14.4	-	-14	-14.4	
Supply Current, $I^+$	-	4	6	-	4	6	mA
Device Dissipation, $P_D$	-	120	180	-	120	180	mW
Input Offset Voltage Temp. Drift, $\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	6	-	-	8	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Max. Output Voltage, <sup>*</sup>	$V_{OM}^+$	-	-	-	-	-	V
	$V_{OM}^-$	-	-	-	-	-	

Tableau 8.8 (Document RCA).

## TYPICAL VALUES INTENDED ONLY FOR DESIGN GUIDANCE

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS		CA3160/ CA3160A (T, S, E)	UNITS
	$V^+ = +7.5\text{ V}$ $V^- = -7.5\text{ V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Unless Otherwise Specified)			
Input Offset Voltage Adjustment Range	10 k $\Omega$ across Terms. 4 and 5 or 4 and 1		$\pm 22$	mV
Input Resistance, $R_I$			1.5	T $\Omega$
Input Capacitance, $C_I$	f = 1 MHz		4.3	pF
Equivalent Input Noise Voltage, $e_n$	BW = 0.2 MHz	$R_S = 1\text{ M}\Omega$	40	$\mu\text{V}$
		$R_S = 10\text{ M}\Omega$	50	
Equivalent Input Noise Voltage, $e_n$	$R_S = 100\ \Omega$	1 kHz	72	nV $\sqrt{\text{Hz}}$
		10 kHz	30	
Unity Gain Crossover Frequency, $f_T$			4	MHz
Slew Rate, SR:			10	V/ $\mu\text{s}$
Transient Response:	$C_L = 25\text{ pF}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ (Voltage Follower)	Rise Time, $t_r$	0.09	$\mu\text{s}$
		Overshoot	10	%
Settling Time (4 V <sub>p-p</sub> Input to <0.1%)			1.8	$\mu\text{s}$

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS		CA3160A (T, S, E)	CA3160 (T, S, E)	UNITS
	$V^+ = 5\text{ V}$ $V^- = 0\text{ V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Unless Otherwise Specified)				
Input Offset Voltage, $V_{IO}$			2	6	mV
Input Offset Current, $I_{IO}$			0.1	0.1	pA
Input Current, $I_I$			2	2	pA
Common-Mode Rejection Ratio, CMRR			90	80	dB
Large-Signal Voltage Gain, $A_{OL}$	$V_O = 4\text{ V}_{p-p}$ $R_L = 5\text{ k}\Omega$		100 k	100 k	V/V
			100	100	dB
Common-Mode Input Voltage Range, $V_{ICR}$			0 to 2.8	0 to 2.8	V
Supply Current, $I^+$	$V_O = 5\text{ V}$ , $R_L = \infty$		300	300	$\mu\text{A}$
		$V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = \infty$	500	500	
Power Supply Rejection Ratio, $\Delta V_{IO}/\Delta V^+$			200	200	$\mu\text{V}/\text{V}$

Tableau 8.8 (suite) (Document RCA).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $T_A=25^\circ\text{C}$ ,  $V^+=15\text{ V}$ ,  $V^- = 0\text{ V}$ 

CHARACTERISTIC	LIMITS						Units	
	CA3160A (T, S, E)			CA3160 (T, S, E)				
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage, $ V_{IO} $ , $V^\pm=\pm 7.5\text{ V}$	—	2	5	—	6	15	mV	
Input Offset Current, $ I_{IO} $ , $V^\pm=\pm 7.5\text{ V}$	—	0.5	20	—	0.5	30	$\mu\text{A}$	
Input Current, $I_I$ $V^\pm=\pm 7.5\text{ V}$	—	5	30	—	5	50	$\mu\text{A}$	
Large-Signal Voltage Gain, $A_{OL}$ $V_O=10\text{ V}_{p-p}$ , $R_L=2\text{ k}\Omega$	50 k	320 k	—	50 k	320 k	—	V/V	
	94	110	—	94	110	—	dB	
Common-Mode Rejection Ratio, CMRR	80	95	—	70	90	—	dB	
Common-Mode Input- Voltage Range, $V_{ICR}$	0	-0.5 to 12	10	0	-0.5 to 12	10	V	
Power-Supply Rejection Ratio, $\Delta V_{IO}/\Delta V^\pm$ $V^\pm=\pm 7.5\text{ V}$	—	32	150	—	32	320	$\mu\text{V}/\text{V}$	
Maximum Output Voltage:							V	
At $R_L=2\text{ k}\Omega$	$\frac{V_{OM}^+}{V_{OM}^-}$	12 —	13.3 0.002	— 0.01	12 —	13.3 0.002		— 0.01
At $R_L=\infty$	$\frac{V_{OM}^+}{V_{OM}^-}$	14.99 —	15 0	— 0.01	14.99 —	15 0		— 0.01
Maximum Output Current:							mA	
$I_{OM}^+$ (Source) @ $V_O = 0\text{ V}$	12	22	45	12	22	45		
$I_{OM}^-$ (Sink) @ $V_O = 15\text{ V}$	12	20	45	12	20	45		
Supply Current, $I^+$ $V_O=7.5\text{ V}$ , $R_L=\infty$	—	10	15	—	10	15	mA	
$V_O = 0\text{ V}$ , $R_L=\infty$	—	2	3	—	2	3		
Input Offset Voltage Temp. Drift, $\Delta V_{IO}/\Delta T^*$	—	6	—	—	8	—	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	

**Quatrième génération**

- TL 087 - 8, tableau 8.9.
- LM 118 - 218 - 318, tableau 8.10.
- OP-07, tableau 8.11.
- OP-37, tableau 8.12.
- OP 50, tableau 8.13.
- HA-2539, tableau 8.14.

**Tableau 8.9 (Document Texas Instruments).**

electrical characteristics,  $V_{CC} \pm = \pm 15 V$

PARAMETER	TEST CONDITIONS†		TL088M TL288M			TL0871 TL0881 TL2871 TL2881			TL087C TL088C TL287C TL288C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$ , $V_O = 0$ , $T_A = 25^\circ C$	TL087, TL287				0.1	0.5		0.1	0.5	mV	
		TL088, TL288	0.1	3		0.1	1		0.1	1		
	$R_S = 50 \Omega$ , $V_O = 0$ , $T_A = \text{full range}$	TL087, TL287					2			1.5		
		TL088, TL288			6		3			2.5		
$\alpha_{VIO}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$ , $T_A = \text{full range}$		10			10			10		$\mu V/^\circ C$	
$I_{IO}$ Input offset current	$T_A = 25^\circ C$		5	100		5	100		5	100	pA	
	$T_A = \text{full range}$			25			3			2	nA	
$I_{IB}$ Input bias current†	$T_A = 25^\circ C$		30	400		30	200		30	200	pA	
	$T_A = \text{full range}$			100			20			7	nA	
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ C$				$V_{CC-} + 4$ to $V_{CC+} - 4$			$V_{CC-} + 4$ to $V_{CC+} - 4$			V	
$V_{OPP}$ Maximum-peak-to-peak output voltage swing	$T_A = 25^\circ C$ , $R_L = 10 k\Omega$		24	27		24	27		24	27	V	
	$T_A = \text{full range}$ , $R_L \geq 10 k\Omega$ $R_L \geq 2 k\Omega$		24			24			24			
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2 k\Omega$ , $T_A = 25^\circ C$ , $V_O = \pm 10 V$		50	200		50	200		50	200	V/mV	
	$R_L \geq 2 k\Omega$ , $T_A = \text{full range}$ , $V_O = \pm 10 V$		25			25			25			
$B_1$ Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ C$		3			3			3		MHz	
$r_i$ Input resistance	$T_A = 25^\circ C$		$10^{12}$			$10^{12}$			$10^{12}$		$\Omega$	
CMRR Common-mode rejection ratio	$R_S = 50 \Omega$ , $V_{IC} = V_{ICR \text{ min}}$ , $V_O = 0$ , $T_A = 25^\circ C$		80	95		80	95		80	95	dB	
$k_{SVR}$ Supply voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC} \pm / \Delta V_{IO}$ )	$R_S = 50 \Omega$ , $V_{CC} \pm = \pm 9 V$ to $\pm 15 V$ , $V_O = 0 V$ , $T_A = 25^\circ C$		80	95		80	95		80	95	dB	
$I_{CC}$ Supply current (per amplifier)	No load, $T_A = 25^\circ C$ , $V_O = 0$		1.4	2.8		1.4	2.8		1.4	2.8	mA	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for  $T_A$  is  $-55^\circ C$  to  $125^\circ C$  for TL\_88M;  $-25^\circ C$  to  $85^\circ C$  for TL\_8\_1; and  $0^\circ C$  to  $70^\circ C$  for TL\_8\_C.

† Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

operating characteristics $V_{CC} = \pm 15 V$ , $T_A = 25^\circ C$			TL080M TL288M			TL0871 TL087C TL2871 TL287C TL0881 TL088C TL2881 TL288C			
PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10 V$ , $C_L = 100 pF$	$R_L = 2 k\Omega$ , $A_{VD} = 1$				8	13		$V/\mu s$
$t_r$ Rise time	$V_I = 20 mV$ , $C_L = 100 pF$	$R_L = 2 k\Omega$ , $A_{VD} = 1$					0.1		$\mu s$
Overhoot factor							10%		
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$R_S = 100 \Omega$ , $f = 1 kHz$						18		$nV/\sqrt{Hz}$

Tableau 8.10 (Document Thomson).

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS****LM118** :  $-55^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +125^{\circ}\text{C}$ ,  $\pm 5 \text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq \pm 20 \text{ V}$ **LM218** :  $-25^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +85^{\circ}\text{C}$ ,  $\pm 5 \text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq \pm 20 \text{ V}$ **LM318** :  $0^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +70^{\circ}\text{C}$ ,  $\pm 5 \text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq \pm 20 \text{ V}$ 

(Unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	LM118			LM218			LM318			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input offset voltage $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	$V_{\text{IO}}$	—	2	4	—	2	4	—	4	10	mV
		—	—	6	—	—	6	—	—	15	
Input offset current $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	$I_{\text{IO}}$	—	6	50	—	6	50	—	30	200	nA
		—	—	100	—	—	100	—	—	300	
Input bias current $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	$I_{\text{IB}}$	—	120	250	—	120	250	—	150	500	nA
		—	—	500	—	—	500	—	—	750	
Large signal voltage gain ( $V_{\text{CC}} = \pm 15 \text{ V}$ , $R_{\text{L}} \geq 2 \text{ k}\Omega$ , $V_{\text{O}} = \pm 10 \text{ V}$ ) $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	$A_{\text{VD}}$	50	200	—	50	200	—	25	200	—	V/mV
		25	—	—	25	—	—	20	—	—	
Supply voltage rejection ratio	SVR	70	80	—	70	80	—	65	80	—	dB
Supply current $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{amb}} = T_{\text{max}}$	$I_{\text{CC}}^{+}, I_{\text{CC}}^{-}$	—	5	8	—	5	8	—	5	10	mA
		—	4.5	7	—	—	8	—	—	—	
Input voltage range ( $V_{\text{CC}} = \pm 15 \text{ V}$ )	$V_{\text{I}}$	$\pm 11.5$	—	—	$\pm 11.5$	—	—	$\pm 11.5$	—	—	V
Common-mode rejection ratio	CMR	80	100	—	80	100	—	70	100	—	dB
Output voltage swing ( $V_{\text{CC}} = \pm 15 \text{ V}$ , $R_{\text{L}} = 2 \text{ k}\Omega$ )	$V_{\text{OPP}}$	$\pm 12$	$\pm 13$	—	$\pm 12$	$\pm 13$	—	$\pm 12$	$\pm 13$	—	V
Small signal bandwidth ( $V_{\text{CC}} = \pm 15 \text{ V}$ , $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ )	$\text{GWR}$	—	15	—	—	15	—	—	15	—	MHz
Slew rate (Note 4) ( $V_{\text{CC}} = \pm 15 \text{ V}$ , $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $A_{\text{V}} = 1$ )	$S_{\text{VO}}$	50	70	—	50	70	—	50	70	—	V/ $\mu\text{s}$
Input impedance ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ )	$Z_{\text{I}}$	1	3	—	1	3	—	0.5	3	—	M $\Omega$

**Note 4** : May be improved up to 150 V/ $\mu\text{s}$  in inverting amplifier configuration (see typical application).

**Tableau 8.11 (Document PMI).**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	(Note 1)	—	10	25	—	30	75	$\mu V$
Long-Term Input Offset Voltage Stability	$\Delta V_{OS}/\text{Time}$	(Note 2)	—	0.2	1.0	—	0.2	1.0	$\mu V/\text{Mo}$
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	0.3	2.0	—	0.4	2.8	nA
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 0.7$	$\pm 2.0$	—	$\pm 1.0$	$\pm 3.0$	nA
Input Noise Voltage	$e_{np-p}$	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	0.35	0.8	—	0.35	0.6	$\mu V_{p-p}$
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_O = 10\text{Hz}$ (Note 3)	—	10.3	18.0	—	10.3	18.0	$nV/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 100\text{Hz}$ (Note 3)	—	10.0	13.0	—	10.0	13.0	
		$f_O = 1000\text{Hz}$ (Note 3)	—	9.8	11.0	—	9.8	11.0	
Input Noise Current	$i_{np-p}$	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	14	30	—	14	30	$pA_{p-p}$
Input Noise Current Density	$i_n$	$f_O = 10\text{Hz}$ (Note 3)	—	0.32	0.80	—	0.32	0.80	$pA/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 100\text{Hz}$ (Note 3)	—	0.14	0.23	—	0.14	0.23	
		$f_O = 1000\text{Hz}$ (Note 3)	—	0.12	0.17	—	0.12	0.17	
Input Resistance — Differential-Mode	$R_{IN}$	(Note 4)	30	80	—	20	60	—	M $\Omega$
Input Resistance — Common-Mode	$R_{INCM}$		—	200	—	—	200	—	G $\Omega$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13$	$\pm 14$	—	$\pm 13$	$\pm 14$	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	110	126	—	110	126	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	4	10	—	4	10	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	300	500	—	200	500	—	V/mV
		$R_L \geq 500\Omega$ , $V_O = \pm 0.5V$ , $V_S = \pm 3V$ (Note 4)	150	400	—	150	400	—	
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 10k\Omega$	$\pm 12.5$	$\pm 13.0$	—	$\pm 12.5$	$\pm 13.0$	—	V
		$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12.0$	$\pm 12.8$	—	$\pm 12.0$	$\pm 12.8$	—	
		$R_L \geq 1k\Omega$	$\pm 10.5$	$\pm 12.0$	—	$\pm 10.5$	$\pm 12.0$	—	
slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 3)	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	V/ $\mu s$
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VCL} = +1$ (Note 3)	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	$R_O$	$V_O = 0$ , $I_O = 0$	—	60	—	—	60	—	$\Omega$
Power Consumption	$P_d$	$V_S = \pm 15V$ , No Load	—	75	120	—	75	120	mW
		$V_S = \pm 3V$ , No Load	—	4	6	—	4	6	
Offset Adjustment Range		$R_P = 20k\Omega$	—	$\pm 4$	—	—	$\pm 4$	—	mV

**NOTES:**

- OP-07A grade  $V_{OS}$  is measured approximately one minute after application of power. For all other grades  $V_{OS}$  is measured approximately 0.5 seconds after application of power.
- Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of  $V_{OS}$  vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation.

- Excluding the initial hour of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically 2.5 $\mu V$  — refer to typical performance curves. Parameter is sample tested.
- Sample tested.
  - Guaranteed by design.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** at  $V_S = \pm 15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	(Note 1)	—	25	60	—	60	200	$\mu V$
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	$TCV_{OS}$	(Note 2)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	$TCV_{OSn}$	$R_P = 20k\Omega$ (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	0.8	4	—	1.2	5.6	nA
Average Input Offset Current Drift	$TCI_{OS}$	(Note 2)	—	5	25	—	8	50	$pA/^\circ C$
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 1$	$\pm 4$	—	$\pm 2$	$\pm 6$	nA
Average Input Bias Current Drift	$TCI_B$	(Note 2)	—	8	25	—	13	50	$pA/^\circ C$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13$	$\pm 13.5$	—	$\pm 13$	$\pm 13.5$	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	106	123	—	106	123	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	5	20	—	5	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	200	400	—	150	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12$	$\pm 12.6$	—	$\pm 12$	$\pm 12.6$	—	V

**NOTES:**

- OP-07A grade  $V_{OS}$  is measured approximately one minute after application of power. For all other grades  $V_{OS}$  is measured approximately 0.5 seconds after application of power.

- Sample tested.
- Guaranteed by design.

Tableau 8.12 (Document PM1).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-37A/E			OP-37B/F			OP-37C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	(Note 1)	—	10	25	—	20	60	—	30	100	$\mu V$
Long-Term $V_{OS}$ Stability	$V_{OS}/Time$	(Notes 2, 3)	—	0.2	1.0	—	0.3	1.5	—	0.4	2.0	$\mu V/Mo$
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	7	35	—	9	50	—	12	75	nA
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 10$	$\pm 40$	—	$\pm 12$	$\pm 55$	—	$\pm 15$	$\pm 80$	nA
Input Noise Voltage	$e_{np-p}$	0.1Hz to 10Hz (Notes 3, 5)	—	0.08	0.18	—	0.08	0.18	—	0.09	0.25	$\mu Vp-p$
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_O = 10Hz$ (Note 3)	—	3.5	5.5	—	3.5	5.5	—	3.8	8.0	$nV/\sqrt{Hz}$
		$f_O = 30Hz$ (Note 3)	—	3.1	4.5	—	3.1	4.5	—	3.3	5.6	
		$f_O = 1000Hz$ (Note 3)	—	3.0	3.8	—	3.0	3.8	—	3.2	4.5	
Input Noise Current Density	$i_n$	$f_O = 10Hz$ (Notes 3, 6)	—	1.7	4.0	—	1.7	4.0	—	1.7	—	$pA/\sqrt{Hz}$
		$f_O = 30Hz$ (Notes 3, 6)	—	1.0	2.3	—	1.0	2.3	—	1.0	—	
		$f_O = 1000Hz$ (Notes 3, 6)	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	
Input Resistance — Differential-Mode	$R_{IN}$	(Note 7)	1.3	6	—	0.94	5	—	0.7	4	—	M $\Omega$
Input Resistance — Common-Mode	$R_{INCM}$		—	3	—	—	2.5	—	—	2	—	G $\Omega$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 11.0$	$\pm 12.3$	—	$\pm 11.0$	$\pm 12.3$	—	$\pm 11.0$	$\pm 12.3$	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 11V$	114	126	—	106	123	—	100	120	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSSR	$V_S = \pm 4V$ to $\pm 18V$	—	1	10	—	1	10	—	2	20	$\mu V/V$

Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	1000	1800	—	1000	1800	—	700	1500	—	V/mV
		$R_L \geq 1k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	800	1500	—	800	1500	—	400	1500	—	
		$R_L = 600\Omega$ , $V_O = \pm 1V$ , $V_S = \pm 4V$ , (Note 4)	250	700	—	250	700	—	200	500	—	
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2k\Omega$ $R_L \geq 600\Omega$	$\pm 12.0$ $\pm 10.0$	$\pm 13.8$ $\pm 11.5$	—	$\pm 12.0$ $\pm 10.0$	$\pm 13.8$ $\pm 11.5$	—	$\pm 11.5$ $\pm 10.0$	$\pm 13.5$ $\pm 11.5$	—	V
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 4)	11	17	—	11	17	—	11	17	—	V/ $\mu s$
Gain Bandwidth Prod.	GBW	$f_O = 10kHz$ (Note 4) $f_O = 1MHz$	45 —	63 40	—	45 —	63 40	—	45 —	63 40	—	MHz

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** for  $V_S = \pm 15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-37A			OP-37B			OP-37C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	(Note 1)	—	30	60	—	50	200	—	70	300	$\mu V$
Average Input Offset Drift	$TCV_{OS}$ $TCV_{OSn}$	(Note 2) (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	—	0.4	1.8	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	15	50	—	22	85	—	30	135	nA
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 20$	$\pm 60$	—	$\pm 28$	$\pm 95$	—	$\pm 35$	$\pm 150$	nA
Input Voltage Range	IVR		$\pm 10.3$	$\pm 11.5$	—	$\pm 10.3$	$\pm 11.5$	—	$\pm 10.2$	$\pm 11.5$	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	108	122	—	100	119	—	94	116	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 18V$	—	2	16	—	2	20	—	4	51	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	600	1200	—	500	1000	—	300	800	—	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 11.5$	$\pm 13.5$	—	$\pm 11.0$	$\pm 13.2$	—	$\pm 10.5$	$\pm 13.0$	—	V

Tableau 8.13 (Documentation PMI).

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** at  $V_+ = +V_{OP} = +15V$ ,  $V_- = -V_{OP} = -15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , no compensation, unless otherwise noted.

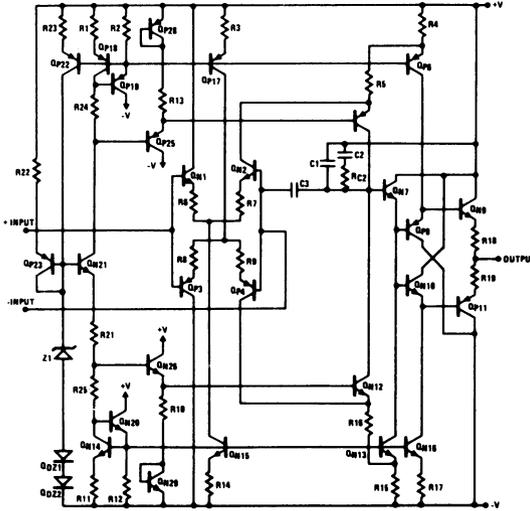
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-50A/E			OP-50B/F			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		—	10	25	—	50	100	$\mu V$
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 1$	$\pm 5$	—	$\pm 1$	$\pm 10$	nA
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	0.1	1	—	0.1	3	nA
Input Voltage Range	IVR	CMRR $\geq 100dB$	$\pm 12$	—	—	$\pm 12$	—	—	V
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 500\Omega$	$\pm 13$	$\pm 13.4$	—	$\pm 13$	$\pm 13.4$	—	V
		$R_L \geq 50\Omega$ (Note 1)	$\pm 2.5$	$\pm 4.0$	—	$\pm 2.5$	$\pm 4.0$	—	V
Output Voltage Swing	$V_O$	$V_+ = +V_{OP} = +5V$ , $V_- = -V_{OP} = -5V$	$\pm 3.5$	$\pm 3.8$	—	$\pm 3.5$	$\pm 3.8$	—	V
		$R_L = 500\Omega$ $R_L = 50\Omega$	$\pm 2.5$	$\pm 2.8$	—	$\pm 2.5$	$\pm 2.8$	—	V
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ $R_C = 560\Omega$ $C_C = 4.7nF$	2.5	3.0	—	2.5	3.0	—	V/ $\mu s$
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	126	140	—	110	120	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 5V$ to $\pm 15V$	—	0.1	0.5	—	0.5	1	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$V_O = \pm 10V$ , $R_L = 1k\Omega$	10	20	—	7.5	15	—	V/ $\mu V$

Gain-Bandwidth Product	GBW	$A_{VCL} = 50$ (Note 2)	15	25	—	15	25	—	MHz
Offset Voltage Range Adjust		$R_p = 100k\Omega$	$\pm 1.0$	$\pm 2.5$	—	$\pm 1.0$	$\pm 2.5$	—	mV
Input Noise Voltage	$e_{np-p}$	$f = 0.1\text{Hz to }10\text{Hz}$	—	0.12	—	—	0.12	—	$\mu\text{V}_{p-p}$
Noise Voltage Density	$e_n$	$f = 10\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ (Note 3)	—	5.5 4.5	8.5 6.0	—	5.5 4.5	8.5 6.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Noise Current	$i_{np-p}$	$f = 0.1\text{Hz to }10\text{Hz}$	—	2	—	—	2	—	$\text{pA}_{p-p}$
Noise Current Density	$i_n$	$f = 100\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$	—	0.3 0.23	—	—	0.3 0.23	—	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Quiescent Supply Current	$I_{SY}$	No Load	—	2.6	3.3	—	2.6	3.3	mA
Positive Current Limit	$+I_{SC}$	Output shorted to Ground	60	95	120	60	95	120	mA
Negative Current Limit	$-I_{SC}$	Output shorted to Ground	60	85	120	60	85	120	mA
Differential-Mode Input Resistance	$R_{IND}$		—	2	—	—	2	—	$\text{M}\Omega$
Common-Mode Input Resistance	$R_{INCM}$		—	20	—	—	20	—	$\text{G}\Omega$
Capacitive Load Capability	$C_L$	$A_{VCL} \geq 5$ $R_C = 560\Omega$ (Note 2) $C_C = 4.7\text{nF}$	10	—	—	10	—	—	nF
Settling-Time	$t_s$	Settling to 0.01%, $V_O = 20V_{p-p}$ $A_{VCL} = 500$ $A_{VCL} = 1000$	—	30 60	—	—	30 60	—	$\mu\text{s}$

**NOTES:**

1. Guaranteed by current limit tests.
2. Guaranteed by design.
3. Sample tested.

Tableau 8.14 (Documentation Harris Semiconductor).



**NOTES:**

1. Absolute maximum ratings are limiting values, applied individually, beyond which the serviceability of the circuit may be impaired. Functional operability under any of these conditions is not necessarily implied.
2. Derate at 8.7mW/°C for operation at ambient temperatures above +75°C. Heat sinking required at temperatures above +75°C.  $T_{JA} = 115^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ;  $T_{JC} = 35^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Thermalloy model 6007 heat sink recommended.
3.  $R_L = 1\text{K}\Omega$ ,  $V_O = \pm 10\text{V}$
4.  $V_{CM} = \pm 10\text{V}$
5.  $V_O = 90\text{mV}$ .
6.  $A_V = 10$ .
7. Full power bandwidth guaranteed based on slew rate measurement using 
$$\text{FPBW} = \frac{\text{Slew Rate}}{2\pi V_{\text{peak}}}$$
8. Refer to Test Circuits section of data sheet.
9.  $V_{\text{SUPPLY}} = \pm 5\text{VDC}$  to  $\pm 15\text{VDC}$

Tableau 8.14 (Documentation Harris Semiconductor).

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS** (Note 1)

Voltage between V+ and V- Terminals	35V
Differential Input Voltage	6V
Output Current	50mA (Peak)
Internal Power Dissipation (Note 2)	870mW (Cardip)
Operating Temperature Range: (HA-2539-2)	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$
(HA-2539-5)	$0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +75^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +150^{\circ}\text{C}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**  $V_{\text{SUPPLY}} = \pm 15$  Volts;  $R_L = 1$  K ohms, unless otherwise specified.

PARAMETER	TEMP	HA-2539-2 -55°C to +125°C			HA-2539-5 0°C to +75°C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
<b>INPUT CHARACTERISTICS</b>								
Offset Voltage	+25°C		8	10		8	15	mV
	FULL		13	15			20	mV
Average Offset Voltage Drift	FULL		20			20		μV/°C
Bias Current	+25°C		5	20		5	20	μA
	FULL			25			25	μA
Offset Current	+25°C		1	6		1	6	μA
	FULL			8			8	μA
Input Resistance	+25°C		10			10		Kohms
Input Capacitance	+25°C		1.0			1.0		pF
Common Mode Range	FULL	± 10			± 10			V
Input Voltage Noise (f = 1kHz, R <sub>g</sub> = 0Ω)	+25°C		6			6		nV/√Hz
<b>TRANSFER CHARACTERISTICS</b>								
Large Signal Voltage Gain (Note 3)	+25°C	10K	15K		10K	15K		V/V
	FULL	5K			5K			V/V
Common-Mode Rejection Ratio (Note 4)	FULL	60			60			dB
Gain-Bandwidth-Product (Notes 5 & 6)	+25°C		600			600		MHz
<b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>								
Output Voltage Swing (Note 3)	FULL	± 10			± 10			V
Output Current (Note 3)	+25°C	10			10			mA
Output Resistance	+25°C		30			30		Ohms
Full Power Bandwidth (Note 3 & 7)	+25°C	8.7	9.5		8.7	9.5		MHz
<b>TRANSIENT RESPONSE (Note 8)</b>								
Rise Time	+25°C		7			7		ns
Overshoot	+25°C		15			15		%
Slew Rate	+25°C	550	600		550	600		V/μs
Settling Time: 10V Step to 0.1%	+25°C		200			200		ns
<b>POWER REQUIREMENTS</b>								
Supply Current	FULL		20	25		20	25	mA
Power Supply Rejection Ratio (Note 9)	FULL	60			60			dB

Rappelons que les circuits OP-XX de PMI sont diffusés en seconde source sous les références HA-OP-XX ou AD-OP-XX ou BB-OP-XX par les sociétés Harris, Analog Devices et Burr-Brown.

**Information de dernière heure.** Thomson Semiconducteurs est devenu SGS-Thomson-Microelectronics. Le Data Book concernant les circuits intégrés linéaires sera diffusé ultérieurement. Il présentera une synthèse des circuits bipolaires et JFET contenus dans *Linear ICs* ((1985) complété par des circuits nouveaux en technologie CMOS. Le tableau 8.15 positionne, à titre indicatif, quelques-uns de ces circuits en *single*. Ils sont, pour la plupart, disponibles en « dual » ou « quad ». Ces mêmes circuits sont rencontrés sous forme élémentaire (chips) ; alors la référence est précédée de la lettre J.

**Tableau 8.15**  
(D'après document SGS-Thomson).

Technologie	Référence	Utilisation	Tension d'alimentation en volts	Courant d'alimentation max. en mA	Tension d'offset max. en mV	G × BP en MHz	Slew rate en V/μs
Bipolaire	UA 741	Usage général	± 18	2,8	6	1	0,5
	LM 301 A	Usage général	± 18	3	10	10 sans comp.	10 sans comp.
	LM 318	Rapide	± 20	10	10	15	70
	TEB 1033	Haute stabilité	± 18	0,75	1	2,5	1
	TDB 7910	Puissance	± 18	20	6	1	0,3
JFET	TL 061-2-4	Faible puissance	± 18	0,25	3-15	1	3,5
	TL 071-2-4	Faible bruit	± 18	2,5	3-10	3	13
	TL 081-2-4	Usage général	± 18	2,5	3-10	3	13
	TL 072		± 15	2,5	1	3	13
CMOS	TS 271	Programable	+ 12	0,02-2	2-10	0,1-2,5	0,05-4,5
	TS 272-4	Faible puissance	+ 12	0,015-1,5	2-10	0,1-3,5	0,04-5,5



# Bibliographie

- Data Books, circuits linéaires et notes d'applications des fabricants : Analog Devices, Burr-Brown, Harris, Intersil, Linear Technology, Motorola, National Semiconductor Corporation, Precision Monolithics Inc., Radiotechnique Compelec, RCA, Texas Instruments, Thomson Semiconductors...
- Pelat A., *Pratique de l'amplificateur opérationnel*, tomes 1, 2 et 3, Masson, Paris, 1983.
- Gazin J.F., *Les amplificateurs opérationnels*, Documentation Thomson-CSF, 1973.
- N.S., *Linear Applications Data Book*, Representant SCAIB, Rungis, 1986.
- Marchais J.C., *L'amplificateurs opérationnel et ses applications*, Masson, Paris, 1986.
- Lilen H., *Circuits intégrés linéaires*, Editions Radio, Paris, 1978.
- Demaye R., *L'amplificateur opérationnel*, Editions Radio, Paris, 1977.

---

3403 - La Bayeusaine graphique  
6-12, rue Royale - 14401 Bayeux  
Dépôt légal N° 8266 - Novembre 1991

*Imprimé en France*

---

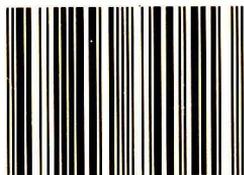
RETRONIK.FR 2023

L'électronique analogique date du début du siècle avec, comme premier composant actif, le tube. Recherche fondamentale et évolution des technologies ont fait apparaître les transistors dans les années 50, les circuits intégrés de « petite intégration » dans les années 60 et de « grande intégration » dans les années 70.

Depuis plus d'une décennie, l'électronique numérique a « écrasé » l'électronique analogique avec l'avènement du microprocesseur et de l'informatique industrielle. Cependant, l'électronique analogique est toujours d'actualité, et l'industrie réclame des techniciens connaissant cette discipline. Aussi la collection **Electronique analogique** a pour objectif de sensibiliser les étudiants de première formation, de formation permanente ainsi que les professeurs et les techniciens de l'industrie.

Chaque tome de la collection traite un sujet bien défini tel que l'électronique industrielle, la boucle à verrouillage de phase, l'amplificateur de puissance, l'amplificateur opérationnel, les composants actifs discrets, les alimentations électriques, les filtres électriques, l'opto-électronique, les oscillateurs et les horloges. Dans ces ouvrages, l'accent est mis sur l'application. Chaque thème est présenté qualitativement d'abord et quantitativement ensuite. Les composants sont soit idéalisés, soit étudiés à partir de caractéristiques réelles. Les nombreux schémas d'application constituent un atout pédagogique exceptionnel.

*Ingénieur CNAM et agrégé, Michel Girard est maître-assistant à l'Institut Universitaire de Technologie de Cachan. Parallèlement, il est chercheur en supraconductivité et microscopie électronique ainsi qu'ingénieur conseil dans le domaine des ultrasons. Enseignant de première formation et de formation permanente, sa fonction de directeur d'études le met en relation permanente avec le monde industriel.*



9 782840 740513

ISBN : 2-84074-051-6

Code : 11868