

**Paul Horowitz & Winfield Hill**

# **TRAITÉ DE L'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE ET NUMÉRIQUE**

VOLUME 1 : TECHNIQUES ANALOGIQUES

**ELEKTOR**

## **Droit d'auteur**

La protection du droit d'auteur s'étend non seulement au contenu mais également aux illustrations, y compris aux circuits imprimés et aux projets y relatifs. En conformité avec l'article 30 de la Loi sur les brevets, les circuits mentionnés ne peuvent être exécutés qu'à des fins particulières ou scientifiques et non pas dans ou pour une entreprise; ces exécutions et/ou applications se font en dehors de toute responsabilité de l'éditeur.

En application de la loi du 11 mars 1957, toute reproduction ou copie de ce livre, même partielle et sur quelque support que ce soit, sans l'accord écrit de l'éditeur, est interdite.

**Le code de la propriété intellectuelle du 1<sup>er</sup> juillet 1992 interdit expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droits.**

**Toute reproduction ou copie, même partielle, de ce livre, sans l'accord écrit de l'éditeur, est interdite.**

©1989 Cambridge University Press, pour l'édition originale  
©1996 Elektor, pour la présente édition française  
première édition  
troisième impression  
avril 1997

L'édition originale de cet ouvrage a été publiée en anglais par Cambridge University Press sous le titre *The Art of Electronics*  
Traduction : Jean-Paul BRODIER (coordination de la traduction), Mariline THIÉBAUT-BRODIER, Jean-Claude SABATIER  
Mise en page : Mariline THIÉBAUT-BRODIER  
Couverture : ETCETERA (édition courante) – Ton GULIKERS (édition spéciale)  
Photocomposition : ELEKTOR

Réalisation et coordination de l'édition française : Denis MEYER

Imprimé aux Pays-Bas par Giethoom/NND



POUR CAROL, JACOB, MISHA ET GINGER



# TABLE DES MATIÈRES

---

---

## PRÉFACE

XVII

## 1 LES BASES

### INTRODUCTION

1

### TENSION, COURANT ET RÉSISTANCE

1.1 Tension et courant . . . . .	1
1.2 Relation entre tension et courant : la résistance . . . . .	3
1.3 Diviseurs de tension . . . . .	7
1.4 Sources de tension et sources de courant . . . . .	8
1.5 Circuits équivalents de Thévenin . . . . .	9
1.6 Résistance dynamique . . . . .	13

### SIGNAUX

1.7 Signaux sinusoïdaux . . . . .	15
1.8 Amplitudes des signaux et décibels . . . . .	16
1.9 Autres signaux . . . . .	17
1.10 Niveaux logiques . . . . .	19
1.11 Sources de signaux . . . . .	19

### CONDENSATEURS ET CIRCUITS ALTERNATIFS

1.12 Condensateurs . . . . .	20
1.13 Circuits <i>RC</i> : tension et courant en fonction du temps . . . . .	23
1.14 Différentiateurs . . . . .	25
1.15 Intégrateurs . . . . .	26

### INDUCTANCES ET TRANSFORMATEURS

1.16 Inductances . . . . .	27
1.17 Transformateurs . . . . .	28
1.18 Analyse en fréquence de circuits réactifs . . . . .	30
1.19 Filtres <i>RC</i> . . . . .	35
1.20 $\phi$ Diagramme de phase . . . . .	39
1.21 Pôles et décibels par octave . . . . .	40
1.22 Circuits résonants et filtres actifs . . . . .	41
1.23 Autres applications des condensateurs . . . . .	42
1.24 Généralisation du théorème de Thévenin . . . . .	42

### DIODES ET CIRCUITS À DIODES

1.25 Diodes . . . . .	42
1.26 Redressement . . . . .	44
1.27 Filtrage d'alimentation . . . . .	45
1.28 Configurations de redresseurs pour alimentations . . . . .	46
1.29 Régulateur . . . . .	48
1.30 Applications pratiques des diodes . . . . .	48
1.31 Charges inductives et protection par diode . . . . .	52

### AUTRES COMPOSANTS PASSIFS

1.32 Composants électro-mécaniques . . . . .	53
1.33 Indicateurs . . . . .	56
1.34 Composants variables . . . . .	57

### EXERCICES COMPLÉMENTAIRES

# TABLE DES MATIÈRES

## 2 TRANSISTORS

<b>INTRODUCTION</b>	<b>61</b>
2.1 Premier modèle du transistor : amplificateur de courant	62
<b>QUELQUES CIRCUITS DE BASE À TRANSISTORS</b>	
2.2 Interrupteur à transistor	63
2.3 Émetteur-suiveur	64
2.4 Émetteurs-suiveurs comme régulateurs de tension	68
2.5 Polarisation des émetteurs-suiveurs	69
2.6 Source de courant à transistor	72
2.7 Amplificateur en émetteur commun	76
2.8 Déphaseur à gain unitaire	77
2.9 Transconductance	78
<b>MODÈLE D'EBERS-MOLL APPLIQUÉ</b>	
<b>AUX CIRCUITS À TRANSISTORS ÉLÉMENTAIRES</b>	
2.10 Modèle amélioré du transistor : amplificateur à transconductance	79
2.11 Révision de l'émetteur-suiveur	82
2.12 Révision de l'amplificateur en émetteur commun	82
2.13 Polarisation de l'amplificateur en émetteur commun	84
2.14 Miroirs de courant	88
<b>QUELQUES ÉLÉMENTS DE CONSTRUCTION D'AMPLIFICATEURS</b>	
2.15 ◊ Étages de sortie <i>push-pull</i>	91
2.16 Configuration Darlington	94
2.17 ◊ Auto-élévation	96
2.18 Amplificateurs différentiels	98
2.19 Capacité et effet Miller	102
2.20 Transistors à effet de champ	104
<b>QUELQUES CIRCUITS À TRANSISTORS TYPIQUES</b>	
2.21 Alimentations régulées	104
2.22 Thermostat	105
2.23 Logique simple à transistors et à diodes	107
<b>CIRCUITS QUI-S'EXPLIQUENT-D'EUX-MÊMES</b>	
2.24 Bons circuits	107
2.25 Mauvais circuits	107
<b>EXERCICES COMPLÉMENTAIRES</b>	<b>110</b>

## 3 TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

<b>INTRODUCTION</b>	
3.1 Caractéristiques des <i>FET</i>	114
3.2 Types de <i>FET</i>	116
3.3 Caractéristiques universelles des <i>FET</i>	119
3.4 Caractéristiques de drain des <i>FET</i>	120
3.5 Dispersion des caractéristiques des <i>FET</i>	122
<b>CIRCUITS DE BASE À <i>FET</i></b>	
3.6 Sources de courant à <i>JFET</i>	124
3.7 Amplificateurs à <i>FET</i>	129
3.8 Sources suiveuses	132
3.9 Courant de grille de <i>FET</i>	135
3.10 <i>FET</i> comme résistances variables	138

**COMMUTATEURS À FETI**

3.11 Commutateurs analogiques à *FET* . . . . . 141  
 3.12 Limites des commutateurs à *FET* . . . . . 144  
 3.13 Quelques exemples de commutateurs analogiques à *FET* . . . . . 150  
 3.14 *MOSFET*, logique et commutateurs de puissance . . . . . 152  
 3.15 Précautions pour la manipulation des *MOSFET* . . . . . 170

**CIRCUITS QUI-S'EXPLIQUENT-D'EUX-MÊMES**

3.16 Idées de circuits . . . . . 171  
 3.17 Mauvaises idées . . . . . 171

**4 RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS**

**INTRODUCTION**

4.1 Introduction à la rétroaction . . . . . 175  
 4.2 Amplificateurs opérationnels . . . . . 176  
 4.3 Les règles d'or . . . . . 177

**CIRCUITS DE BASE À AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL**

4.4 Amplificateur inverseur . . . . . 177  
 4.5 Amplificateur non-inverseur . . . . . 178  
 4.6 Suiveur . . . . . 179  
 4.7 Sources de courant . . . . . 180  
 4.8 Avertissements essentiels pour les circuits à amplificateur opérationnel . . . . . 182

**ASSIETTE ANGLAISE DE CIRCUITS À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS**

4.9 Circuits linéaires . . . . . 183  
 4.10 Circuits non linéaires . . . . . 187

**ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL**

4.11 Divergence de fonctionnement par rapport à l'amplificateur opérationnel idéal . . . . . 190  
 4.12 Effets des imperfections de l'amplificateur opérationnel sur le comportement d'un circuit . . 194  
 4.13 Amplificateurs opérationnels à faible puissance et programmables . . . . . 211

**ÉTUDE DÉTAILLÉE D'UN CHOIX DE CIRCUITS**

**À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS**

4.14 Amplificateur logarithmique . . . . . 217  
 4.15 Détecteur de crête actif . . . . . 218  
 4.16 Échantillonneur-bloqueur . . . . . 221  
 4.17 Écrêteur actif . . . . . 223  
 4.18 Circuit de valeur absolue . . . . . 224  
 4.19 Intégrateurs . . . . . 224  
 4.20  $\diamond$  Différentiateurs . . . . . 227

**$\diamond$  FONCTIONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL**

**AVEC UNE TENSION D'ALIMENTATION SIMPLE**

4.21  $\diamond$  Polarisation des amplificateurs en alternatif à alimentation simple . . . . . 228  
 4.22  $\diamond$  Amplificateurs opérationnels à alimentation simple . . . . . 228

**COMPARATEURS ET TRIGGER DE SCHMITT**

4.23 Comparateurs . . . . . 232  
 4.24 Trigger de Schmitt . . . . . 234

**RÉTROACTION AVEC AMPLIFICATEURS À GAIN FINI**

4.25 Equation du gain . . . . . 235  
 4.26 Effets de la rétroaction sur des circuits amplificateurs . . . . . 236  
 4.27  $\diamond$  Deux exemples d'amplificateurs à transistors avec rétroaction . . . . . 239

**CIRCUITS À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS TYPIQUES**

4.28 Amplificateur de laboratoire universel . . . . . 241  
 4.29 Oscillateur commandé par tension . . . . . 243

## TABLE DES MATIÈRES

---

4.30	◊ Commutateur linéaire <i>JFET</i> avec compensation de $R_{ON}$ . . . . .	244
4.31	◊ Détecteur de passage à zéro TTL . . . . .	245
4.32	◊ Circuit de lecture du courant de charge . . . . .	245
<b>COMPENSATION DE FRÉQUENCE D'UN AMPLIFICATEUR À RÉTROACTION</b>		<b>246</b>
4.33	Gain et déphasage en fonction de la fréquence . . . . .	247
4.34	Méthodes de compensation d'un amplificateur . . . . .	248
4.35	◊ Réponse en fréquence du réseau de rétroaction . . . . .	250
<b>CIRCUITS QUI S'EXPLIQUENT D'EUX-MÊMES</b>		<b>254</b>
4.36	Idées de circuit . . . . .	254
4.37	Mauvais circuits . . . . .	254
<b>EXERCICES COMPLÉMENTAIRES</b>		<b>254</b>

## 5 FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

<b>FILTRES ACTIFS</b>		<b>267</b>
5.1	Réponse en fréquence des filtres <i>RC</i> . . . . .	267
5.2	Caractéristiques idéales des filtres <i>LC</i> . . . . .	268
5.3	Introduction aux filtres actifs . . . . .	269
5.4	Principaux critères de qualité des filtres. . . . .	271
5.5	Types de filtres . . . . .	272
<b>CIRCUITS DE FILTRES ACTIFS</b>		<b>276</b>
5.6	Circuits à source commandée . . . . .	277
5.7	Notre tableau simplifié pour le calcul des filtres à <i>VCVS</i> . . . . .	278
5.8	Filtres programmables . . . . .	280
5.9	◊ Filtre de réjection en double T . . . . .	283
5.10	◊ Filtres à gyrateur . . . . .	284
5.11	Filtres à commutation de condensateur . . . . .	285
<b>OSCILLATEURS</b>		
5.12	Introduction aux oscillateurs . . . . .	288
5.13	Oscillateurs à relaxation . . . . .	288
5.14	Circuit temporisateur classique : le 555 . . . . .	290
5.15	Oscillateurs commandés en tension . . . . .	295
5.16	Oscillateurs en quadrature . . . . .	297
5.17	◊ Oscillateur à pont de Wien . . . . .	301
5.18	◊ Oscillateurs <i>LC</i> . . . . .	302
5.19	Oscillateurs à quartz . . . . .	305
<b>CIRCUITS QUI S'EXPLIQUENT D'EUX-MÊMES</b>		
5.20	Idées de circuit . . . . .	308
<b>EXERCICES SUPPLÉMENTAIRES</b>		<b>308</b>

## 6 RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

### RÉGULATEURS DE BASE AVEC LE CLASSIQUE 723

6.1	Le régulateur 723 . . . . .	313
6.2	Régulateur positif . . . . .	315
6.3	Régulateur à fort courant . . . . .	317

### CHALEUR ET SCHÉMAS DE PUISSANCE

6.4	Transistors de puissance et évacuation de la chaleur . . . . .	318
6.5	◊ Limitation de courant par repliement . . . . .	321
6.6	Protection contre les surtensions . . . . .	323
6.7	◊ Considérations annexes sur la conception des alimentations à fort courant . . . . .	325

6.8	◊ Alimentations programmables . . . . .	328
6.9	◊ Exemple de circuit d'alimentation . . . . .	328
6.10	Autres circuits intégrés régulateurs . . . . .	330
<b>ALIMENTATION NON RÉGULÉE</b>		<b>330</b>
6.11	Composants côté secteur . . . . .	331
6.12	Transformateur . . . . .	333
6.13	Composants en continu . . . . .	334
<b>RÉFÉRENCES DE TENSION</b>		
6.14	◊ Diodes Zener . . . . .	336
6.15	◊ Références à barrière de potentiel ( $V_{BE}$ ) . . . . .	342
<b>RÉGULATEURS À TROIS BORNES ET À QUATRE BORNES</b>		
6.16	Régulateurs à trois bornes . . . . .	348
6.17	Régulateurs tripodes ajustables . . . . .	349
6.18	Commentaires sur les régulateurs tripodes . . . . .	352
6.19	Régulateurs à découpage et convertisseurs continu-continu . . . . .	360
<b>ALIMENTATIONS À USAGE SPÉCIAL</b>		
6.20	◊ Régulateurs à haute tension . . . . .	373
6.21	◊ Alimentations à faible bruit et à faible dérive . . . . .	379
6.22	◊ Régulateurs à micropuissance . . . . .	381
6.23	Convertisseurs de tension à condensateurs flottants (pompes de charge) . . . . .	382
6.24	Alimentations à courant constant . . . . .	384
6.25	Modules d'alimentation du commerce . . . . .	387
<b>CIRCUITS QUI S'EXPLIQUENT-D'EUX-MÊMES</b>		
6.26	Idées de circuits . . . . .	389
6.27	Mauvaises idées . . . . .	389
<b>EXERCICES SUPPLÉMENTAIRES</b>		<b>389</b>

## 7 CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

### TECHNIQUES DE CONCEPTION DE CIRCUITS DE PRÉCISION

#### À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

7.1	Précision et plage dynamique . . . . .	395
7.2	Budget d'erreur . . . . .	396
7.3	Exemple de circuit : amplificateur de précision avec compensation automatique du décalage . . . . .	396
7.4	Budget d'erreur d'un circuit de précision . . . . .	397
7.5	Erreurs des composants . . . . .	398
7.6	Erreurs d'entrée de l'amplificateur . . . . .	400
7.7	Erreurs de sortie de l'amplificateur . . . . .	407
7.8	Amplificateurs à zéro automatique (à découpage) . . . . .	418

#### AMPLIFICATEURS DIFFÉRENTIELS ET AMPLIFICATEURS DE MESURE 424

7.9	Amplificateur de différence . . . . .	425
7.10	Amplificateur de mesure standard à trois amplificateurs opérationnels . . . . .	429

#### BRUIT INTRINSÈQUE DES AMPLIFICATEURS 432

7.11	Origines et sortes de bruit . . . . .	434
7.12	Rapport signal-bruit et facteur de bruit . . . . .	437
7.13	Tension et courant de bruit de l'amplificateur à transistors . . . . .	440
7.14	◊ Montages à faible bruit à transistors . . . . .	442
7.15	Bruit des <i>FET</i> . . . . .	448
7.16	Choix des transistors à faible bruit . . . . .	449
7.17	◊ Bruit des amplificateurs différentiels et des amplificateurs à rétroaction . . . . .	449

## TABLE DES MATIÈRES

---

<b>◇ MESURES DE BRUIT ET SOURCES DE BRUIT</b>	
7.18 ◇ Mesure sans source de bruit . . . . .	453
7.19 ◇ Mesures avec une source de bruit . . . . .	454
7.20 ◇ Sources de bruit et de signaux . . . . .	456
7.21 ◇ Limitation de la bande passante et mesure de tensions efficaces . . . . .	457
7.22 Pot pourri de bruit . . . . .	459
<b>INTERFÉRENCES : BLINDAGE ET MISE À LA TERRE</b>	
7.23 Parasites . . . . .	459
7.24 Masses de signal . . . . .	462
7.25 ◇ Raccordement de la masse entre les appareils . . . . .	462
<b>CIRCUITS QUI S'EXPLIQUENT-D'EUX-MÊMES</b>	
7.26 Idées de circuits . . . . .	470
<b>EXERCICES SUPPLÉMENTAIRES</b>	<b>470</b>
 <b>APPENDICES</b>	
APPENDICE A: L'OSCILLOSCOPE . . . . .	477
APPENDICE B: RAPPEL DE MATHÉMATIQUES . . . . .	483
APPENDICE C: CODE DE COULEURS DES RÉISTANCES À 5% . . . . .	486
APPENDICE D: RÉISTANCES DE PRÉCISION À 1% . . . . .	487
APPENDICE E: COMMENT DESSINER LES SCHÉMAS . . . . .	489
APPENDICE F: DROITE DE CHARGE . . . . .	492
APPENDICE G: TRANSISTOR EN SATURATION . . . . .	495
APPENDICE H: LES FILTRES <i>LC</i> BUTTERWORTH . . . . .	497
APPENDICE I: PRÉFIXES DES RÉFÉRENCES DE CIRCUITS INTÉGRÉS . . . . .	501
APPENDICE J: FEUILLES DE CARACTÉRISTIQUES . . . . .	504
 <b>INDEX</b> . . . . .	 <b>527</b>



# TABLE DES MATIÈRES DU DEUXIÈME VOLUME

(sous réserve de modifications)

## 8 ÉLECTRONIQUE NUMÉRIQUE ET LOGIQUE

### NOTIONS DE BASE

- 8.1 Logique contre analogique
- 8.2 Niveaux logiques
- 8.3 Codes numériques
- 8.4 Opérateurs logiques et tables de vérité
- 8.5 Opérateurs logiques en circuits discrets
- 8.6 Exemples d'opérateurs logiques
- 8.7 Notation assertorique

### TTL ET CMOS

- 8.8 Opérateurs courants
- 8.9 Opérateurs logiques intégrés
- 8.10 Caractéristiques TTL et CMOS
- 8.11 Logique 3 états et circuits à collecteur ouvert

### LOGIQUE COMBINATOIRE

- 8.12 Opérations logiques
- 8.13 Minimisation et diagrammes de Karnaugh
- 8.14 Combinaisons logiques intégrées
- 8.15 Tables de vérité arbitraires

### LOGIQUE SÉQUENTIELLE

- 8.16 Circuits à mémoire : bascules
- 8.17 Bascules cadencées
- 8.18 Mémoire et opérateurs : logique séquentielle
- 8.19 Synchronisation

### MONOSTABLES ET MULTIVIBRATEURS

- 8.20 Caractéristiques du monostable
- 8.21 Exemples de monostables
- 8.22 Précautions avec les monostables
- 8.23 Temporiser avec des compteurs

### FONCTIONS SÉQUENTIELLES INTÉGRÉES

- 8.24 Verrous et registres
- 8.25 Compteurs
- 8.26 Registres à décalage
- 8.27 PALs séquentielles
- 8.28 Diverses fonctions séquentielles

### QUELQUES CIRCUITS LOGIQUES TYPIQUES

- 8.29 Compteur modulo n
- 8.30 Afficheur à LED multiplexé
- 8.31 Pilote de télescope
- 8.32 Générateur de n impulsions

### PATHOLOGIE DES CIRCUITS LOGIQUES

- 8.33 Problèmes de courant continu
- 8.34 Problèmes de commutation
- 8.35 Faiblesses congénitales

## CIRCUITS-QUI-S'EXPLIQUENT-EUX-MÊMES

- 8.36 Idées de circuits
- 8.37 Mauvais circuits

## EXERCICES COMPLÉMENTAIRES

## 9 NUMÉRIQUE ET ANALOGIQUE : LA RENCONTRE

### INTERFAÇAGE EN LOGIQUE CMOS ET TTL

- 9.1 Chronologie familiale
- 9.2 Caractéristiques d'entrée et de sortie
- 9.3 Interfaçage entre les familles
- 9.4 Commander des entrées CMOS et TTL
- 9.5 Comparateurs et circuits logiques
- 9.6 Remarques sur les entrées logiques
- 9.7 Comparateurs
- 9.8 Circuits CMOS et TTL et charges numériques
- 9.9 Interfacer les circuits LSI en NMOS
- 9.10 Opto-électronique

### CIRCUITS LOGIQUES ET FILS LONGS

- 9.11 Interconnexions sur une même carte
- 9.12 Interconnexions entre cartes
- 9.13 Bus de données
- 9.14 Câbles de commande

### CONVERSION ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE

- 9.15 Introduction à la conversion A/N
- 9.16 Convertisseur numérique/analogique
- 9.17 Conversion dans le domaine temporel
- 9.18 Convertisseurs multiplicateurs
- 9.19 Choisir un convertisseur N/A
- 9.20 Convertisseurs analogique-numériques
- 9.21 Techniques d'approximations successives
- 9.22 Convertisseurs A/N et N/A peu usuels
- 9.23 Choisir un convertisseur A/N

### QUELQUES EXEMPLES DE CONVERSION A/N

- 9.24 Acquisition de données A/N sur 16 canaux
- 9.25 Un voltmètre à 3 chiffres
- 9.26 Coulomb-mètre

### BOUCLES À PHASE ASSERVIE

- 9.27 Introduction aux boucles à phase asservie
- 9.28 Conception de boucles à phase asservie
- 9.29 Un exemple : multiplicateur de fréquence
- 9.30 Asservissement
- 9.31 Quelques applications de boucles à phase asservie

### SÉQUENCES BINAIRES PSEUDO-ALÉATOIRES ET GÉNÉRATEURS DE BRUIT

- 9.32 Bruit numérique
- 9.33 Séquences bouclées de registres à décalage
- 9.34 Bruit analogique à partir de séquences très longues

## TABLE DES MATIÈRES DU DEUXIÈME VOLUME

- 9.35 Spectre des séquences de registres à décalage
- 9.36 Filtrage passe-bas
- 9.37 Plus ou moins aléatoire
- 9.38 Filtres numériques

### 10 MICRO-ORDINATEURS

#### MINI-ORDINATEURS, MICRO-ORDINATEURS ET MICROPROCESSEURS

- 10.1 Architecture de l'ordinateur

#### UN JEU D'INSTRUCTIONS D'ORDINATEUR

- 10.2 Langage assembleur et langage machine
- 10.3 Jeu d'instructions simplifié du 8086/8
- 10.4 Exemple de programmation

#### SIGNAUX DE BUS ET INTERFAÇAGE

- 10.5 Signaux de bus fondamentaux : données, adresses, commandes
- 10.6 Entrées/sorties programmées : sorties de données
- 10.7 Entrées/sorties programmées : entrées de données
- 10.8 Entrées/sorties programmées : registres d'état
- 10.9 Interruptions
- 10.10 Traitement des interruptions
- 10.11 Interruptions en général
- 10.12 Accès direct à la mémoire
- 10.13 Résumé des signaux de bus du PC IBM
- 10.14 Communication de bus synchrone ou asynchrone
- 10.15 Autres bus de micro-ordinateurs
- 10.16 Relier des périphériques à l'ordinateur

#### PRINCIPES DU LOGICIEL

- 10.17 Programmation
- 10.18 Systèmes d'exploitation, fichiers, mémoire

#### PRINCIPE DE COMMUNICATION DE DONNÉES

- 10.19 Communication série et ASCII
- 10.20 Communication parallèle : Centronics, SCSI IPI, GPIB (488)
- 10.21 Réseaux locaux
- 10.22 Exemple d'interface
- 10.23 Formats numériques

### 11 MICROPROCESSEURS

#### LE 68008 EN DÉTAIL

- 11.1 Registres, mémoire et entrées/sorties
- 11.2 Jeu d'instructions et adressage
- 11.3 Représentation du langage machine
- 11.4 Signaux de bus

#### EXEMPLE DE CONCEPTION COMPLET : UN MOYENNEUR DE SIGNAL ANALOGIQUE

- 11.5 Conception du circuit
- 11.6 Programmation : cahier de charges
- 11.7 Programmation : détails
- 11.8 Résultats
- 11.9 Réflexions tardives

### CIRCUITS AUXILIAIRES DES MICROPROCESSEURS

- 11.10 Intégration à densité moyenne
- 11.11 Périphériques à forte densité d'intégration
- 11.12 Mémoire
- 11.13 Autres microprocesseurs
- 11.14 Emulateurs, systèmes de développement, analyseurs logiques et cartes d'évaluation

### 12 TECHNIQUES DE CONSTRUCTION EN ÉLECTRONIQUE

#### PROTOTYPES

- 12.1 Circuits d'essai
- 12.2 Circuits imprimés d'essai
- 12.3 Circuits à connexions enroulées (*wire-wrapped*)

#### CIRCUITS IMPRIMÉS

- 12.4 Fabrication des circuits imprimés
- 12.5 Conception des dessins de circuits imprimés
- 12.6 Circuits imprimés compacts
- 12.7 Réflexions complémentaires sur les platines
- 12.8 Techniques élaborées

#### CONSTRUCTION D'APPAREILS

- 12.9 Assemblage des platines
- 12.10 Coffrets
- 12.11 Astuces de construction
- 12.12 Refroidissement
- 12.13 Astuces électriques
- 12.14 Où trouver des composants

### 13 HAUTES-FRÉQUENCES ET VITESSES ÉLEVÉES : LES TECHNIQUES

#### AMPLIFICATEURS HAUTES-FRÉQUENCES

- 13.1 Amplificateurs à transistors aux fréquences élevées : premier examen
- 13.2 Amplificateurs hautes-fréquences : le modèle alternatif
- 13.3 Exemple de calcul hautes-fréquences
- 13.4 Configurations d'amplificateurs hautes-fréquences
- 13.5 Exemple de circuit à large bande
- 13.6 Améliorations du modèle alternatif
- 13.7 Amplificateur à paire à rétro-action série
- 13.8 Amplificateurs modulaires

#### ÉLÉMENTS DES CIRCUITS HAUTES-FRÉQUENCES

- 13.9 Lignes de transmission
- 13.10 Adaptateurs à ligne, symétriseur et transformateurs
- 13.11 Amplificateurs accordés
- 13.12 Éléments de circuits radioélectriques
- 13.13 Mesure d'amplitude ou de puissance

#### COMMUNICATION AUX RADIOFRÉQUENCES

- 13.14 Quelques principes de communication

- 13.15 Modulation d'amplitude
- 13.16 Récepteur superhétérodyne

**MÉTHODES DE MODULATION ÉLABORÉES**

- 13.17 Bande latérale unique
- 13.18 Modulation de fréquence
- 13.19 Modulation par déplacement de fréquence
- 13.20 Modulation d'impulsion

**ASTUCES DES CIRCUITS**

**RADIOÉLECTRIQUES**

- 13.21 Techniques de construction spéciales
- 13.22 Amplificateurs radioélectriques exotiques

**COMMUTATION RAPIDE**

- 13.23 Modèle à transistor et équations
- 13.24 Outils de modélisation analogique

**EXEMPLES DE COMMUTATION RAPIDE**

- 13.25 Étage de commande à haute tension
- 13.26 Pilote de bus à collecteur ouvert
- 13.27 Exemple : préamplificateur photomultiplicateur

**CIRCUITS-QUI-S'EXPLIQUENT-EUX-MÊMES**

- 13.28 Idées de circuits

**EXERCICES COMPLÉMENTAIRES**

**14 CONCEVOIR DES CIRCUITS  
À FAIBLE CONSOMMATION**

**INTRODUCTION**

- 14.1 Applications à faible puissance

**SOURCES DE PUISSANCE**

- 14.2 Types de batteries
- 14.3 Alimentation par le secteur
- 14.4 Cellules solaires
- 14.5 Courant prélevé sur le signal

**COMMUTATION DE PUISSANCE ET  
RÉGULATEURS POUR TRÈS FAIBLES  
PUISSANCES**

- 14.6 Commutation de puissance
- 14.7 Régulateurs pour très faibles puissances
- 14.8 Référence de masse
- 14.9 Tensions de référence en très faible puissance et capteurs de température

**CONCEPTION DE CIRCUITS LINÉAIRES  
À TRÈS FAIBLE CONSOMMATION**

- 14.10 Problèmes de conception de circuits linéaires à très faible consommation
- 14.11 Exemple de circuit linéaire discret
- 14.12 Amplificateurs opérationnels à très faible consommation
- 14.13 Comparateurs à très faible consommation
- 14.14 Temporisateurs et oscillateurs à très faible consommation

**CONCEPTION DE CIRCUITS LOGIQUES À  
TRÈS FAIBLE CONSOMMATION**

- 14.15 Familles *CMOS*
- 14.16 Maintenir une consommation faible en *CMOS*
- 14.17 Microprocesseurs et périphériques à très faible consommation
- 14.18 Exemple de circuit à microprocesseur : enregistreur de températures

**CIRCUITS-QUI-S'EXPLIQUENT-EUX-MÊMES**

- 14.19 Idées de circuits

**15 MESURE ET TRAITEMENT  
DE SIGNAUX**

**VUE D'ENSEMBLE**

**TRANSDUCTEURS DE MESURE**

- 15.1 Température
- 15.2 Luminosité
- 15.3 Contrainte et déplacement
- 15.4 Accélération, pression, force, vitesse
- 15.5 Champ magnétique
- 15.6 Jauges à vide
- 15.7 Détecteurs de particules
- 15.8 Sondes de tension biologiques et chimiques

**ÉTALONS ET MESURES DE PRÉCISION**

- 15.9 Étalons de fréquence
- 15.10 Fréquence, de période et d'intervalle de temps
- 15.11 Étalons de tension et de résistance, et mesures

**TECHNIQUE DE RÉDUCTION  
DE LA BANDE PASSANTE**

- 15.12 Problème du rapport signal/bruit
- 15.13 Moyennage de signal et moyennage de plusieurs canaux
- 15.14 Rendre un signal périodique
- 15.15 Détection d'asservissement
- 15.16 Analyse d'amplitude d'impulsion
- 15.17 Convertisseur temps-amplitude

**ANALYSE DE SPECTRE ET  
TRANSFORMATIONS DE FOURIER**

- 15.18 Analyseurs de spectre
- 15.19 Analyse de spectre en différé

**CIRCUITS-QUI-S'EXPLIQUENT-EUX-MÊMES**

- 15.20 Idées de circuits

1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. This is essential for ensuring transparency and accountability in the organization's operations.

2. The second part of the document outlines the various methods and tools used to collect and analyze data. This includes both traditional and modern techniques, such as surveys, interviews, and data mining.

3. The third part of the document focuses on the ethical considerations surrounding data collection and analysis. It emphasizes the need to protect individual privacy and to use data responsibly.

4. The fourth part of the document discusses the challenges and limitations of data analysis. It highlights the need for careful interpretation of results and the potential for bias and error.

5. The fifth part of the document provides a summary of the key findings and conclusions. It emphasizes the importance of ongoing monitoring and evaluation to ensure the effectiveness of the data analysis process.

6. The sixth part of the document discusses the implications of the findings for the organization's strategy and operations. It provides recommendations for how the data can be used to improve performance and decision-making.

7. The seventh part of the document provides a detailed description of the data collection process. This includes information on the sources of data, the methods used to collect it, and the steps taken to ensure its accuracy and reliability.

8. The eighth part of the document discusses the various types of data that were collected and analyzed. This includes both quantitative and qualitative data, and the specific variables that were measured.

9. The ninth part of the document provides a detailed description of the data analysis process. This includes information on the statistical methods used, the software tools employed, and the steps taken to ensure the validity and reliability of the results.

10. The tenth part of the document discusses the results of the data analysis. It provides a detailed description of the findings, including the key trends and patterns that were identified.

11. The eleventh part of the document discusses the implications of the findings for the organization's strategy and operations. It provides recommendations for how the data can be used to improve performance and decision-making.

12. The twelfth part of the document provides a summary of the key findings and conclusions. It emphasizes the importance of ongoing monitoring and evaluation to ensure the effectiveness of the data analysis process.

13. The thirteenth part of the document discusses the challenges and limitations of data analysis. It highlights the need for careful interpretation of results and the potential for bias and error.

14. The fourteenth part of the document focuses on the ethical considerations surrounding data collection and analysis. It emphasizes the need to protect individual privacy and to use data responsibly.

15. The fifteenth part of the document outlines the various methods and tools used to collect and analyze data. This includes both traditional and modern techniques, such as surveys, interviews, and data mining.

16. The sixteenth part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. This is essential for ensuring transparency and accountability in the organization's operations.

17. The seventeenth part of the document provides a detailed description of the data collection process. This includes information on the sources of data, the methods used to collect it, and the steps taken to ensure its accuracy and reliability.

18. The eighteenth part of the document discusses the various types of data that were collected and analyzed. This includes both quantitative and qualitative data, and the specific variables that were measured.

19. The nineteenth part of the document provides a detailed description of the data analysis process. This includes information on the statistical methods used, the software tools employed, and the steps taken to ensure the validity and reliability of the results.

20. The twentieth part of the document discusses the results of the data analysis. It provides a detailed description of the findings, including the key trends and patterns that were identified.

21. The twenty-first part of the document discusses the implications of the findings for the organization's strategy and operations. It provides recommendations for how the data can be used to improve performance and decision-making.

22. The twenty-second part of the document provides a summary of the key findings and conclusions. It emphasizes the importance of ongoing monitoring and evaluation to ensure the effectiveness of the data analysis process.

23. The twenty-third part of the document discusses the challenges and limitations of data analysis. It highlights the need for careful interpretation of results and the potential for bias and error.

24. The twenty-fourth part of the document focuses on the ethical considerations surrounding data collection and analysis. It emphasizes the need to protect individual privacy and to use data responsibly.

25. The twenty-fifth part of the document outlines the various methods and tools used to collect and analyze data. This includes both traditional and modern techniques, such as surveys, interviews, and data mining.

26. The twenty-sixth part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. This is essential for ensuring transparency and accountability in the organization's operations.

27. The twenty-seventh part of the document provides a detailed description of the data collection process. This includes information on the sources of data, the methods used to collect it, and the steps taken to ensure its accuracy and reliability.

28. The twenty-eighth part of the document discusses the various types of data that were collected and analyzed. This includes both quantitative and qualitative data, and the specific variables that were measured.

# PRÉFACE

---

Cet ouvrage est conçu comme manuel et comme livre de référence pour la conception de circuits électroniques ; il commence à un niveau accessible sans connaissance préalable de l'électronique et mène le lecteur à un degré raisonnable de maîtrise de la conception des circuits électroniques. Nous avons abordé d'une façon directe les idées essentielles de la conception des circuits, avec un traitement en profondeur de sujets sélectionnés. Nous avons tenté de combiner la vision pragmatique du physicien versé dans la pratique avec la méthode quantitative de l'ingénieur, qui cherche à calculer chaque détail lors de la conception d'un circuit.

Ce livre est né d'une collection de notes écrites comme support pour un semestre de cours d'électronique à Harvard. Le recrutement de ce cours est disparate – étudiants de maîtrise qui amassent des connaissances pour travailler finalement dans l'industrie ou la recherche, étudiants en doctorat qui envisagent un domaine précis de recherche, ou chercheurs patentés soudain handicapés par leur incapacité à « faire » de l'électronique.

Il est vite devenu évident que les manuels scolaires ne convenaient pas à un cours de ce genre. Il existe d'excellents traités de chaque spécialité de l'électronique, écrits pour les études d'ingénieur ou pour l'ingénieur en activité, qui s'attaquent à la totalité du domaine de l'électronique mais semblent souffrir d'un excès de détail (le syndrome du manuel scolaire), d'un excès de simplification (le syndrome du livre de recettes), ou d'un piètre équilibre du contenu. Une grande partie de la pédagogie fréquente dans le début des manuels scolaires ne sert à rien, en fait, aux techniciens versés dans la pratique. Les circuits utiles et les méthodes d'analyse d'usage quotidien restent trop souvent cachés, en revanche, dans les notes d'application, les magazines professionnels et des recueils de caractéristiques difficiles à obtenir. En d'autres termes, il y a une tendance, parmi les auteurs de manuels, à exposer la théorie de l'électronique, plutôt que la pratique, l'art de l'électronique.

En écrivant ce livre nous avons collaboré dans le but précis de combiner la discipline de l'ingénieur concepteur de circuits avec la perspective du physicien expérimentateur et celle de l'enseignant de l'électronique. Ainsi, le traitement de l'électronique dans ce livre reflète notre philosophie selon laquelle l'électronique, telle qu'elle est pratiquée habituellement, est avant tout un artisanat, une combinaison de quelques lois fondamentales avec des règles empiriques et un grand sac d'astuces. C'est pour toutes ces raisons que nous avons passé sous silence l'exposé habituel de la physique des semi-conducteurs, le modèle des paramètres  $h$  des transistors et la théorie compliquée des réseaux, de même que nous avons réduit au minimum l'allusion aux lignes de charge et au plan  $s$ . L'exposé est largement exempt de mathématiques, avec une forte incitation au remue-méninges et au calcul mental (ou au moins « sur le dos d'une enveloppe ») des valeurs et du fonctionnement des circuits.

En plus des sujets abordés habituellement dans les livres d'électronique, nous avons inclus :

- ♦ un modèle de transistor facile à utiliser,
- ♦ un large exposé de sous-ensembles utiles, comme les sources de courant et les miroirs de courant,
- ♦ la conception de circuits à amplificateurs opérationnels à alimentation simple,
- ♦ des exposés faciles à comprendre de sujets sur lesquels les informations pratiques de conception sont difficiles à trouver :
- ♦ la compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels, les circuits à faible bruit, les boucles à verrouillage de phase et la conception de circuits linéaires de précision,
- ♦ la conception simplifiée de filtres actifs par des tableaux et des graphes,
- ♦ une section sur le bruit, les blindages et la mise à la masse,
- ♦ une méthode graphique originale pour l'analyse rationnelle des amplificateurs à faible bruit,
- ♦ un chapitre sur les régulateurs et les références de tension, y compris les sources de courant constant,
- ♦ un exposé des multivibrateurs monostables et de leurs particularités, [dans l'édition français ce point et

*certains des suivants apparaissent dans le deuxième volume]*

- ✦ une recensement des pathologies de la logique numérique et des remèdes adaptés,
- ✦ un exposé détaillé des interfaces avec la logique, avec l'accent sur les nouveaux circuits intégrés à grande échelle *NMOS* et *PMOS*,
- ✦ un exposé détaillé des techniques de conversion analogique/numérique et numérique/analogique
- ✦ une section sur la naissance du bruit numérique,
- ✦ un exposé des mini-ordinateurs et de l'interface avec leurs bus, avec une initiation au langage assembleur,
- ✦ un moyen simplifié d'évaluer les circuits de commutation rapide,
- ✦ un chapitre sur les mesures scientifiques et le traitement des données : ce qui est mesurable, avec quelle précision, et que faire des données,
- ✦ des éclaircissements sur la réduction de la bande passante : moyennage du signal, mise à l'échelle multi-voies, amplificateurs synchrones et analyse de hauteur d'impulsions,
- ✦ des collections amusantes de « mauvais circuits », des collections d'idées de circuits,
- ✦ des appendices utiles sur le dessin de schéma, des types de circuits intégrés standard, le calcul de filtres *LC*, les valeurs de résistances, l'oscilloscope, un précis de mathématiques et d'autres,
- ✦ des tableaux des diodes, transistors, *FET*, amplificateurs opérationnels, comparateurs, régulateurs, références de tension, microprocesseurs et autres composants, qui reprennent en général les caractéristiques des meilleurs types et des types les plus répandus.

Nous avons toujours pris le parti d'appeler les choses par leur nom, souvent en comparant, pour l'utilisation dans un circuit donné, les caractéristiques de composants concurrents et les avantages de configurations différentes. Les schémas des exemples sont dessinés avec des composants réels, pas des boîtes noires. L'intention générale est d'amener le lecteur jusqu'à la compréhension claire des choix qui déterminent la conception d'un schéma – comment choisir la configuration du circuit, les types de composants et leurs valeurs. L'utilisation de techniques de conception de schémas largement débarrassées des mathématiques ne donne pas lieu à des impasses dans les circuits et

ne compromettent ni les performances ni la fiabilité. Au contraire, ces techniques améliorent la compréhension des choix et des compromis que suppose la conception d'un schéma, elles sont la meilleure méthode de conception de bons circuits.

Ce livre peut être utilisé pour un cours de conception de circuits électroniques, avec un bagage mathématique minimal, en l'occurrence une certaine connaissance de la trigonométrie, du calcul exponentiel et si possible du calcul différentiel. (Un résumé des nombres complexes et des dérivées est inclus dans un appendice.)

Pour l'aider dans sa navigation, nous avons signalé au lecteur, par un losange, les sections qu'il peut sauter sans risque lors d'une lecture rapide.

*[extrait de la préface de la première édition anglaise 1980]*

L'électronique, peut-être plus que toute autre branche de la technologie, a connu un développement explosif dans les quatre dernières décennies. C'est donc avec une certaine inquiétude que nous avons entrepris en 1980 d'écrire une somme définitive qui aurait enseigné l'art de l'électronique. Par art, nous entendons la sorte de maîtrise qui résulte de la connaissance parfaite des circuits réels, des composants courants, etc. plutôt que la façon abstraite d'aborder le sujet, telle qu'elle se rencontre souvent dans les manuels scolaires d'électronique. Naturellement, dans un domaine qui évolue aussi vite, cette perspective des détails pratiques comporte des risques, dont le plus évident est une obsolescence cruellement précoce.

Le rythme de la technologie électronique ne nous a pas déçus ! L'encre de notre première édition était à peine sèche que nous étions affolés à la lecture de nos propos au sujet de « l'EPROM classique 2716 (2 Koctets)... au prix de 25 dollars ». De classiques, elles sont devenues antiques et introuvables, remplacées qu'elles sont par des EPROM de capacité soixante-quatre fois plus grande pour moins de la moitié du prix ! Ainsi, une partie essentielle de cette deuxième édition fait état de composants et de méthodes améliorés, avec des chapitres complètement ré-écrits sur les microcontrôleurs et les micro-ordinateurs (l'utilisation de l'IBM PC et du 68008) et des chapitres grandement enrichis sur les techniques numériques (y compris les PLD et les nouvelles familles logiques HC et AC), sur les amplificateurs

opérationnels et la conception de circuits de précision (grâce à la disponibilité d'excellents amplificateurs opérationnels à entrée par *FET*) et sur les techniques de production (avec la conception et la fabrication assistées par ordinateur). Chaque tableau a été mis à jour, certains de façon substantielle ; par exemple, dans le tableau 4.1 (amplificateurs opérationnels), soixante-cinq pour cent seulement des cent vingt références ont survécu, alors que cent trente-cinq nouvelles ont été ajoutées.

Enfin, dans l'esprit de la jurisprudence moderne, nous vous rappelons à la lecture de la notice légale de la page suivante.

[*extrait de la préface de la seconde édition anglaise 1989*]

Paul Horowitz  
Winfield Hill

### **Préface de l'édition française**

Pour cette première édition en français, l'imposant ouvrage de Horowitz et Hill, connu des spécialistes anglophones sous son titre original anglais *The Art of Electronics*, a été divisé en deux volumes, pour en faciliter la manipulation et permettre au lecteur d'étaler ses investissements. Le premier volume français comporte les sept premiers chapitres du livre anglais, consacrés exclusivement aux techniques analogiques. Le second reprend les huit derniers chapitres, consacrés essentiellement aux techniques numériques et logiques ainsi qu'à la micro-informatique (chapitres 8 à 11), mais aussi à certains aspects particuliers des techniques analogiques passés sous silence dans la première partie : circuits hautes-fréquences, circuits de précision, circuits à très faible puissance, circuits imprimés... Pour compenser les inconvénients de ce démembrement un peu arbitraire, le premier volume comporte une table des matières du second et vice versa.

Par ailleurs, le plus grand soin a été accordé à l'établissement d'un index français fiable. Nous recommandons vivement au lecteur de s'y reporter chaque fois qu'il aura une recherche à faire à partir d'une idée, d'un mot-clé.

Le reste de la traduction a bien sûr bénéficié d'une attention également soutenue. S'il subsiste des

coquilles, c'est parce qu'elles ont échappé à notre vigilance pourtant redoublée. Il n'y a là aucune intention malicieuse. Nous remercions d'ores et déjà nos lecteurs de bien vouloir nous signaler celles qu'ils auront relevées.

Le premier volume du *Traité de l'Électronique Analogique et Numérique* compte plus de mille illustrations dont les textes ont été, le cas échéant, traduits pour l'édition française. S'il subsiste, dans l'un ou l'autre schéma, des termes anglais, c'est à dessein, par souci de compatibilité avec la littérature d'usage courant. Tous ces mots anglais sont traduits et expliqués dans le texte.

Cependant dans les schémas, les points décimaux (par exemple 1.5 V) n'ont pas été remplacés par des virgules (1,5 V). Si nous avons préféré égratigner les convenances plutôt que de nous y conformer, c'est pour ne pas courir le risque, lors d'une modification d'une telle envergure, d'introduire des erreurs quasi indécélables par la suite. Dans tous les tableaux, en revanche, l'usage typographique français de la virgule décimale a été respecté.

La parution en français d'une somme comme celle-ci est un événement dont les étudiants en électronique autant que leurs professeurs, et les amateurs autodidactes autant que les professionnels en mal de raffraîchissement de leurs connaissances, auront désormais l'avantage d'apprécier toute la portée. La traduction de son titre est le fruit de mémorables séances de remue-méninges, auxquelles chez Elektor chacun, du magasinier au directeur, a apporté sa contribution passionnée. Ainsi vous avez échappé notamment à « *Électronique : mode(s) d'emploi* », « *Ars Electronica* » ou encore à « *la Bible de l'électronique* » et autres « *Évangiles selon Horowitz* ». Le plus simple eût été « *L'art de l'électronique* », avec ou sans majuscules, mais pour un livre aussi complet et aussi précis, c'est un titre trop vague, fidèle certes à l'approche intuitive et noblement artisanale de ses auteurs américains, mais trop poétique pour la prosaïque électronique française. C'est donc devenu un « traité », parce qu'en français ce mot désigne, selon le Robert qui en donne une définition parfaite, un « *ouvrage didactique où est exposé d'une manière systématique un sujet ou un ensemble de sujets concernant une matière* ».

## NOTICE LÉGALE

Dans ce livre nous nous sommes efforcés d'enseigner les techniques de la conception de circuits électroniques, au moyen d'exemples de circuits et de données que nous pensons exactes. Cependant les exemples, données et autres informations ne sont considérés que comme des aides à l'enseignement et ne sauraient être utilisés dans une application particulière sans une vérification et des tests indépendants par la personne qui conçoit l'application.

La vérification et les tests indépendants sont particulièrement importants dans toute application où un fonctionnement incorrect risquerait de causer des dommages aux personnes ou aux biens.

Pour ces raisons, nous ne garantissons ni expressément ni implicitement que les exemples, données, ou autres informations dans ce volume ne comportent aucune erreur ou conviennent à une application particulière.

**LES AUTEURS ET L'ÉDITEUR RÉCUSENT EXPRESSÉMENT LES GARANTIES IMPLICITES D'ADAPTATION À LA COMMERCIALISATION OU À UN USAGE PARTICULIER**, même si les auteurs ont eu connaissance d'un projet déterminé, et même si un projet déterminé est mentionné dans le livre. Les auteurs et l'éditeur récusent aussi toute responsabilité pour les dommages directs, indirects, accidentels ou consécutifs qui pourraient résulter d'une utilisation quelconque des exemples, données ou autres informations contenues dans ce livre.



# 1 LES BASES

---

## INTRODUCTION

Les développements dans le domaine de l'électronique ont constitué une des grandes épopées de ce siècle. Après les émetteurs rudimentaires à arc et les détecteurs à galène du début du siècle, nous avons traversé la période des tubes à vide, avec leur complexité considérable, pour arriver à l'ère du semi-conducteur, dans laquelle le déferlement d'avancées stupéfiantes ne semble pas se ralentir. La technologie d'intégration à grande échelle LSI (*LSI, Large Scale Integration*) rend banale la fabrication, sur une même puce de silicium, de calculatrices, d'ordinateurs et même de machines parlantes avec un vocabulaire de plusieurs centaines de mots. L'évolution de la technique d'intégration à très grande échelle (*VLSI, Very Large Scale Integration*) promet des composants encore plus étonnants.

Il faut peut-être relever la tendance, sympathique, à l'augmentation constante du rapport prestations/prix. Le coût d'un micro-circuit électronique décroît régulièrement jusqu'à une fraction de son coût initial du fait du perfectionnement des procédés de fabrication (voir la figure 8.87, dans le tome 2, par exemple). En fait, il arrive souvent que le coffret d'un appareil, avec ses organes de commande, coûte plus cher que l'électronique qu'il abrite. En lisant toutes ces choses passionnantes sur l'électronique, vous pourriez croire que vous êtes à même de construire de petits gadgets puissants, élégants, mais bon marché, pour accomplir quasiment toutes les tâches imaginables, à la seule condition de savoir comment fonctionnent tous ces composants miraculeux. Si vous avez cette impression, ce livre est fait pour vous. Nous avons tenté de transmettre à travers lui un certain savoir-faire et une passion pour l'électronique.

Nous commencerons dans ce chapitre par l'étude des lois, des règles empiriques et des trucs qui constituent l'art de l'électronique tel que nous le concevons. Il est indispensable de commencer par le commencement, en parlant de tension, de courant, de puissance, et des composants qui constituent les circuits électroniques. Comme vous ne pouvez ni toucher, ni voir, ni

entendre l'électricité, notre propos contiendra donc une certaine part d'abstraction (en particulier dans ce premier chapitre) et s'appuiera sur des instruments de visualisation, comme des oscilloscopes ou des voltmètres. Le premier chapitre est aussi le plus mathématique, malgré nos efforts pour maintenir les mathématiques au niveau minimal et favoriser une bonne compréhension intuitive de la conception et du comportement des circuits.

Une fois que nous aurons envisagé les bases de l'électronique, nous passerons rapidement aux circuits « actifs » (amplificateurs, oscillateurs, circuits logiques, etc.) qui font de l'électronique le domaine passionnant qu'elle est. Le lecteur qui possède un certain bagage électronique peut, s'il le veut, sauter ce chapitre, puisqu'il ne suppose aucune connaissance préalable du sujet. Tout autre propos général serait superflu ici, aussi allons-nous plonger directement dans le vif du sujet.

## TENSION, COURANT ET RÉSISTANCE

### 1.1 Tension et courant

Il existe deux grandeurs dont nous voulons avoir connaissance dans les circuits électroniques : la tension et le courant. Ordinairement, elles varient sans cesse, faute de quoi rien d'intéressant ne se produit.

**Tension** (symbole :  $V$ , ou quelquefois  $E$ ). La tension entre deux points est le coût en énergie (travail fourni) du déplacement d'une unité de charge depuis le point le plus négatif (potentiel le plus bas) jusqu'au point le plus positif (potentiel le plus élevé). Parallèlement, c'est la quantité d'énergie libérée par le déplacement d'une unité de charge « en descendant » depuis le point de potentiel le plus élevé jusqu'au point de potentiel le plus bas. La tension s'appelle aussi *différence de potentiel* ou *force électromotrice* (f.e.m.). L'unité de mesure est le *volt*, les tensions sont exprimées couramment en volts ( $V$ ), en kilovolts ( $1 \text{ kV} = 10^3 \text{ V}$ ), en millivolts ( $1 \text{ mV} = 10^{-3} \text{ V}$ ), ou en microvolts ( $1 \mu\text{V} = 10^{-6} \text{ V}$ ). Une quantité de travail de un

## 1. LES BASES

joule est nécessaire pour déplacer une charge de un coulomb à travers une différence de potentiel de un volt. (Le coulomb est l'unité de charge électrique, il est égal à la charge de  $6 \times 10^{18}$  électrons, ou à peu près.) Pour des raisons qui s'éclairciront plus loin, les occasions de parler de nanovolts ( $1 \text{ nV} = 10^{-9} \text{ V}$ ) ou de mégavolts ( $1 \text{ MV} = 10^6 \text{ V}$ ) sont plutôt rares.

**Courant** (symbole :  $I$ ). Le courant est le débit des charges électriques qui passent par un point. L'unité de mesure est l'ampère (A), les intensités de courant sont couramment exprimées en ampères, en milliampères ( $1 \text{ mA} = 10^{-3} \text{ A}$ ), en microampères ( $1 \mu\text{A} = 10^{-6} \text{ A}$ ), en nanoampères ( $1 \text{ nA} = 10^{-9} \text{ A}$ ), rarement en picoampères ( $1 \text{ pA} = 10^{-12} \text{ A}$ ). Un courant de un ampère est égal à un flux de un coulomb en une seconde. Par convention, on considère que le courant dans un circuit circule du point le plus positif vers un point plus négatif, même si le flux réel des électrons se déplace du pôle négatif vers le pôle positif.

Important : la tension règne toujours *entre* deux points ou *par rapport* à un point. Le courant circule toujours *à travers* un composant ou un point du circuit.

Dire quelque chose comme « la tension à travers une résistance... » n'a aucun sens. Cependant, nous parlons souvent de la tension sur un point d'un circuit ; il est toujours sous-entendu qu'il s'agit de la tension entre ce point et la « masse », un point commun du circuit que tout le monde semble connaître. Vous aussi, bientôt.

On crée une tension en déplaçant des charges dans des appareils comme des piles (électro-chimiques), des alternateurs (forces magnétiques), des cellules solaires (conversion photo-voltaïque de l'énergie des photons), etc. On obtient un courant en appliquant une tension aux bornes d'un objet.

Arrivés ici, vous êtes en droit de vous demander comment on « voit » les tensions et les courants. L'instrument électronique le plus utile est l'oscilloscope, qui vous permet de voir dans un circuit des tensions (et quelquefois des courants) en fonction du temps. Nous traiterons de l'oscilloscope et des voltmètres au moment de parler brièvement des signaux ; pour vous faire une première idée, voyez l'appendice

sur l'oscilloscope (appendice A) et l'encadré sur le multimètre plus loin dans ce chapitre.

Dans les circuits réels, nous connectons les objets les uns aux autres par des fils, des conducteurs métalliques ; un conducteur présente la même tension en tous ses points (oui, par rapport à la masse). Dans le domaine des hautes fréquences ou des basses impédances, ce n'est pas tout à fait vrai ; nous aurons l'occasion d'en reparler plus loin, mais pour l'instant c'est une approximation acceptable. Nous en parlons maintenant pour que vous sachiez au départ qu'un circuit réel ne ressemble pas nécessairement au schéma, que la disposition des conducteurs peut être modifiée.

Voici quelques règles simples qui s'appliquent aux courants et aux tensions :

1. La somme des courants qui entrent en un point est égale à la somme des courants qui sortent de ce point (conservation de la charge). Cette propriété est quelquefois appelée loi des courants de Kirchhoff. Les techniciens appellent un tel point un *nœud*. De cette loi simple, nous tirons la conclusion que dans un montage en série (une série d'objets à deux bornes connectés bout à bout), le courant est le même partout.

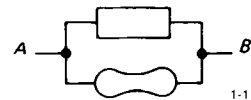


Figure 1.1

2. Des objets connectés en parallèle (figure 1.1) sont soumis à la même tension. Répétons que la somme des *chutes de tension* de A à B par une des voies du circuit est égale à la somme des chutes de tension par n'importe quelle autre voie, elle est égale à la tension entre A et B. Cette propriété peut être exprimée autrement : la somme des chutes de tension dans un circuit fermé est nulle. C'est la loi des tensions de Kirchhoff.

3. La puissance (quantité de travail par unité de temps) consommée par un circuit est

$$\blacktriangle P = VI$$

Cela correspond au produit du rapport *travail/charge* par le rapport *charge/temps*. Pour la tension  $V$  en volts et l'intensité  $I$  en ampères, la puissance est exprimée en watts. Les watts sont des joules par seconde ( $1 \text{ W} = 1 \text{ J/s}$ ).

La puissance est transformée en chaleur (le plus souvent), en travail mécanique (moteurs), en énergie rayonnée (lampes, émetteurs radio), ou bien elle est stockée (accumulateurs, condensateurs). La gestion de la chaleur dégagée par un système compliqué (par exemple un gros ordinateur qui convertit en chaleur quelques centaines de watts d'énergie électrique avec un rendement énergétique insignifiant pour quelques pages de résultats de calcul) peut être une partie essentielle de la conception d'un système.

Préfixes		
Ces préfixes sont d'utilisation universelle chez les techniciens et les scientifiques.		
Multiple	Préfixe	Symbole
$10^{12}$	tera	T
$10^9$	giga	G
$10^6$	mega	M
$10^3$	kilo	k
$10^{-3}$	milli	m
$10^{-6}$	micro	$\mu$
$10^{-9}$	nano	n
$10^{-12}$	pico	p
$10^{-15}$	femto	f

Dans les abréviations d'unités qui comportent un préfixe, le symbole de l'unité suit le préfixe sans espace. Attention aux majuscules et minuscules (surtout m et M), aussi bien pour le préfixe que pour l'unité : 1 mW est un milliwatt, ou un millième de watt ; 1 MHz, mégahertz, est un million de hertz. En général, les unités s'écrivent en minuscules, même

quand il s'agit des initiales de noms propres. La majuscule ne s'utilise que dans les abréviations. Ainsi : hertz et kilohertz, mais Hz et kHz ; watt, milliwatt et mégawatt, mais W, mW et MW.

Nous aurons bientôt à traiter de tensions et de courants soumis à des variations périodiques ; il nous faudra alors généraliser l'équation simple  $P = VI$  pour prendre en compte la *puissance moyenne*, mais l'expression est correcte, telle qu'elle est, pour définir la *puissance instantanée*.

Pour en finir avec la terminologie, ne parlez pas d'*ampérage* ; c'est carrément vulgaire. Parlez d'intensité. Ne parlez pas de *voltage*, mais de tension.

### 1.2 Relation entre tension et courant : la résistance

Voilà une histoire longue et intéressante, le cœur de l'électronique. Pour simplifier, le but du jeu est de fabriquer et de mettre en œuvre des gadgets qui présentent des caractéristiques tension-courant intéressantes et utiles. Les résisteurs ( $I$  simplement proportionnelle à  $V$ ), les condensateurs ( $I$  proportionnelle à la variation de  $V$ ), les diodes ( $I$  circule dans une seule direction), les thermistances (résistance variable en fonction de la température), les photo-résistances (résistance dépendant de la lumière), les jauges de contrainte (résistance variable en fonction de la pression) sont quelques exemples. Nous aborderons progressivement quelques-uns de ces composants curieux. Pour l'instant nous commençons par le composant le plus banal (et le plus utilisé), la résistance ou résistor (figure 1.2).

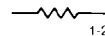


Figure 1.2

#### La résistance et le résistor

Il convient de noter que dans un conducteur métallique (ou tout autre matériau partiellement conducteur), le courant est proportionnel à la tension aux bornes. Dans le cas des fils conducteurs utilisés dans les circuits électroniques, nous choisissons habituellement une section suffisamment forte pour que

## 1. LES BASES

les chutes de tension soient négligeables. La proportionnalité entre le courant et la tension n'est nullement une loi universelle applicable à tous les objets. Par exemple, le courant qui traverse un tube fluorescent n'est, en aucune façon, proportionnel à la tension appliquée aux bornes ; il est nul jusqu'à une certaine tension, puis il croît de façon spectaculaire. Il en va de même pour une foule d'autres composants intéressants, les diodes, les transistors, les ampoules d'éclairage, etc. (Si vous vous intéressez à la raison pour laquelle les conducteurs métalliques se comportent de cette façon, reportez-vous aux sections 4.4 et 4.5 du *Berkeley Physics Course*, Vol. II, voir bibliographie). Un résistor est constitué d'un quelconque matériau conducteur (du carbone aggloméré ou une couche mince de métal ou de carbone) et d'un fil à chaque extrémité. Il est caractérisé par sa résistance.

$$\triangle R = V/I$$

La valeur de  $R$  s'exprime en ohms, pour la tension  $V$  en volts et l'intensité  $I$  en ampères. La relation entre ces trois grandeurs s'appelle la loi d'Ohm. Les résistors typiques, du modèle le plus utilisé (au carbone aggloméré, on à couche de carbone), ont des résistances comprises entre 1 ohm ( $1 \Omega$ ) et quelque 22 mégohms ( $22 M\Omega$ ). Les résistors sont aussi caractérisés par la quantité de chaleur qu'ils peuvent dissiper (les modèles courants sont donnés pour 1/4 W) et d'autres paramètres comme la tolérance (précision), le coefficient de température, le bruit, la tenue en tension (dans quelle mesure la résistance varie en fonction de la tension appliquée), la tenue dans le temps, l'inductance, etc. Voir l'encadré sur les résistors et les appendices C et D.

### RÉSISTEURS

Les résistors sont véritablement omniprésents. Il y en a presque autant de types que d'applications. Les résistors sont utilisés dans les amplificateurs comme charges pour les composants actifs, dans les réseaux de polarisation, comme éléments de contre-réaction. Associés à des condensateurs, ils définissent des constantes de temps et agissent comme filtres. Ils sont utilisés pour régler des courants de fonctionnement et le niveau de signaux. Les résistors sont utilisés dans les circuits de puissance pour diminuer la tension en dissipant de la puissance, pour mesurer des courants, et pour décharger les condensateurs quand l'alimentation est coupée. Ils sont utilisés dans les circuits de précision pour déterminer des courants, pour établir des rapports de tension exacts et pour fixer des valeurs de gain précises. Dans les circuits à haute tension, ils servent à mesurer les tensions et à équilibrer les courants de fuite entre des condensateurs ou des diodes connectés en série. Dans les circuits à fréquence radio, ils servent souvent de mandrins pour le bobinage d'inductances.

Les résistors se trouvent avec des résistances de 0,01 ohm à  $10^{12}$  ohms ; les puissances admissibles standard vont de 1/8 W à 250 W, avec des tolérances de 0,005% à 20%. Les résistors peuvent être faits d'un agglomérat de carbone, de couches métalliques, de fil bobiné sur un mandrin, ou encore d'éléments semi-conducteurs comparables à des transistors à

effet de champ (*FET*). Le modèle le plus répandu est de loin le résistor au carbone aggloméré de 1/4 W ou 1/2 W. Ils sont disponibles en valeurs standard de 1 ohm à 100 mégohms. La série standardisée comporte deux fois plus de valeurs à 5% qu'à 10% (voir l'appendice C). Nous préférons les résistances Allen-Bradley type AB (1/4 W 5%) pour l'usage général, à cause de leur marquage clair, de la fixation sûre de leur fils de connexion et de leur stabilité.

Les résistors sont si faciles à utiliser qu'on les considère souvent comme parfaits. Ils ne le sont pas, et il est bon de considérer quelques-uns de leurs défauts. Le type courant au carbone aggloméré à 5%, en particulier, s'il convient pour presque tous les circuits non critiques, n'est pas assez stable pour les applications de précision. Il est bon de connaître ces limitations pour ne pas s'exposer à quelques surprises un jour ou l'autre. Les principaux défauts sont des variations de résistance avec la température, la tension, le temps et l'humidité. Les autres défauts sont relatifs à l'inductance (ce qui peut être gênant à haute fréquence), l'apparition de points chauds dans les applications de puissance, ou la production de bruit électrique dans les amplificateurs à haute fidélité. Les caractéristiques qui suivent sont les valeurs du cas le plus défavorable ; en général, vous trouverez mieux, mais ne vous y fiez pas.

## 1.2 Relation entre tension et courant : la résistance

En parlant simplement, on peut dire que les résisteurs sont utilisés pour convertir une tension en courant, et inversement. Cela peut paraître affreusement banal, mais vous comprendrez bientôt ce que nous voulons dire.

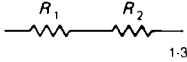


Figure 1.3

### Résisteurs en série et en parallèle

Quelques résultats simples découlent de la définition de  $R$  :

1. La résistance de deux résisteurs en série (figure 1.3) est égale à

$$R = R_1 + R_2$$

La connexion de plusieurs résisteurs en série donne toujours une résistance *plus grande*.

### CARACTÉRISTIQUES DES RÉSISTEURS ALLEN-BRADLEY SÉRIE AB TYPE CB

La tolérance standard est de  $\pm 5\%$  dans les conditions normales. La puissance maximale à  $70^\circ\text{C}$  de température ambiante est de  $0,25\text{ W}$ , ce qui correspond à une température interne de  $150^\circ\text{C}$ . La tenue en tension est la plus faible de deux valeurs :  $(0,25R)^{1/2}$ , ou  $250\text{ V}$ . Cette caractéristique est importante ! (Voir la figure 6.53.) Une simple surtension de cinq secondes sous  $400\text{ V}$  peut provoquer un changement définitif de  $2\%$  de la résistance.

	Variation de résistance		Définitive ?
	( $R = 1\text{ k}\Omega$ )	( $R = 10\text{ M}\Omega$ )	
<b>Soudage (<math>350^\circ\text{C}</math> à <math>3\text{ mm}</math>)</b>	$\pm 2\%$	$\pm 2\%$	oui
<b>Cycles de charge (500 cycles marche/arrêt en 1000 heures)</b>	$+4\% - 6\%$	$+4\% - 6\%$	oui
<b>Vibrations (20 g) et chocs (100 g)</b>	$\pm 2\%$	$\pm 2\%$	oui
<b>Humidité (95% d'humidité relative à <math>40^\circ\text{C}</math>)</b>	$+6\%$	$+10\%$	non
<b>Coefficient de tension (variation de <math>10\text{ V}</math>)</b>	$-0,15\%$	$-0,3\%$	non
<b>Température (<math>25^\circ\text{C}</math> à <math>-15^\circ\text{C}</math>)</b>	$+2,5\%$	$+4,5\%$	non
<b>Température (<math>25^\circ\text{C}</math> à <math>85^\circ\text{C}</math>)</b>	$+3,3\%$	$+5,9\%$	non

Pour les applications qui réclament vraiment de la précision ou de la stabilité, il convient d'utiliser des résisteurs à film métallique à  $1\%$  (voir l'appendice D). On peut en attendre une stabilité meilleure que  $0,1\%$  en usage normal et meilleure que  $1\%$  dans les conditions extrêmes. Les résistances bobinées de précision existent pour la plupart des applications exigeantes. Pour la dissipation de puissances supérieures à  $0,1\text{ W}$ , un modèle de puissance supérieure est conseillé. Les résisteurs au carbone aggloméré existent jusqu'à une puissance de  $2\text{ W}$ , les résistances bobinées de puissance sont destinées aux puissances supérieures. Pour les applications de puissance importante, le type à refroidissement par convection donne les meilleurs résultats. Ces résisteurs conçus avec soin existent en tolérance de  $1\%$  et peuvent être utilisés de façon fiable à des températures de  $250^\circ\text{C}$ . La dissipation de puissance admissible dépend de la circulation de l'air, de la conduction thermique par les fils de connexion et de la densité du circuit ; de ce fait, la dissipation de puissance annoncée est donnée à titre indicatif. Notez aussi que la puissance d'un résistor est une valeur *moyenne*, et qu'elle peut être largement dépassée pendant des temps courts (quelques secondes ou plus, suivant la « masse thermique » du composant).

## 1. LES BASES

2. La résistance de deux résisteurs en parallèle (figure 1.4) est égale à

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ ou } R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

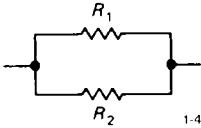


Figure 1.4

La connexion de plusieurs résisteurs en parallèle donne toujours une résistance *plus faible*. La résistance se mesure en ohms ( $\Omega$ ), mais en pratique nous omettons souvent le symbole oméga quand les valeurs sont supérieures à  $1000 \Omega$  (1 k $\Omega$ ). Ainsi, nous désignerons souvent un résistor de 10 k $\Omega$  par 10 k, un résistor de 1 M $\Omega$  par 1 M. Dans les schémas de principe, le symbole  $\Omega$  est même omis fréquemment pour les valeurs inférieures au kilohm. Si tout cela vous ennuie, prenez patience, nous allons arriver bientôt à de nombreuses applications amusantes.

### ✎ Exercice 1.1

Vous avez cinq résisteurs de 5 k et un résistor de 10 k. Quelle est leur résistance s'ils sont combinés en série (a) et en parallèle (b) ?

### ✎ Exercice 1.2

Si vous placez un résistor de 1 ohm aux bornes d'une batterie de voiture de 12 V, quelle puissance va-t-il dissiper ?

### ✎ Exercice 1.3

Démontrez les formules de calcul de la résistance équivalente de résisteurs en série et en parallèle.

### ✎ Exercice 1.4

Montrez que la résistance de plusieurs résisteurs en parallèle est

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots}$$

Un truc pour les résisteurs en parallèle : les débutants ont tendance à se laisser embrouiller par une algèbre compliquée quand ils conçoivent ou essaient de comprendre un montage électronique. Il est temps de commencer, dès maintenant, à apprendre l'intuition et les raccourcis.

**Raccourci n°1** Le montage en série d'un grand résistor avec un petit présente la résistance du plus grand, en gros. Le montage en parallèle d'un grand résistor avec un petit présente la résistance du plus petit, en gros.

**Raccourci n°2** Supposez que vous vouliez connaître la résistance équivalente de 5 k $\Omega$  en parallèle avec 10 k $\Omega$ . Considérez que la résistance de 5 k $\Omega$  est celle de deux résisteurs de 10 k $\Omega$  en parallèle, ce qui est rigoureusement exact. Vous avez donc, tout simplement, trois résistances de 10 k $\Omega$  en parallèle. Comme la résistance de  $n$  résisteurs identiques en parallèle est  $1/n$  fois la valeur commune, la réponse à la question du début est  $10 \text{ k}\Omega / 3$ , soit 3,33 k $\Omega$ . Ce truc est très pratique, car il vous permet d'analyser les circuits mentalement, rapidement, sans vous laisser distraire par les chiffres. Nous essaierons d'encourager la conception mentale des circuits, ou au moins « sur le dos d'une enveloppe » pour favoriser le remue-méninges.

Encore un peu de philosophie maison : les débutants ont tendance à vouloir calculer avec trop de chiffres significatifs les valeurs de résisteurs et d'autres composants ; la disponibilité de calculettes puissantes à bas prix n'a fait qu'aggraver les choses. Il y a deux raisons de vouloir éviter de tomber dans ce travers : (a) les composants eux-mêmes ont une précision limitée (habituellement 5% pour les résisteurs ; les paramètres qui caractérisent les transistors varient fréquemment du simple au double pour un même type) ; (b) une des caractéristiques d'un circuit bien conçu est son insensibilité à la valeur précise des composants (il y a des exceptions, bien sûr). Vous avez une chance d'acquiescer plus rapidement une perception intuitive des circuits si vous prenez l'habitude d'exécuter mentalement des calculs approchés, au lieu de regarder des chiffres sans signification s'aligner sur l'afficheur d'une calculette.

Pour développer l'intuition en ce qui concerne les résistances, certains trouvent utile la notion de *conductance*,  $G = 1/R$ . Le courant qui traverse un composant de conductance  $G$  soumis à une tension  $V$  est donné par  $I = GV$  (loi d'Ohm). Une faible résistance correspond à une forte conductance, avec une forte intensité sous l'effet d'une tension.

Vue à la lumière de la notion de conductance, la formule du calcul des résistances en parallèle est évidente : quand plusieurs résistances sont connectés à la même source de tension, le courant total est la somme des courants individuels. Ainsi, la conductance équivalente est la somme des conductances individuelles,  $G = G_1 + G_2 + G_3 + \dots$ , cette formule est identique à celle du calcul des résistances en parallèle.

Les techniciens se régalaient à définir des unités réciproques, aussi ont-ils désigné l'unité de conductance par *siemens* ( $S = 1/\Omega$ ), connu aussi comme mho (ohm écrit à l'envers, avec le symbole  $\mathfrak{H}$ ). Si la notion de conductance est utile pour développer l'intuition, elle n'est pas très utilisée ; la plupart des gens préfèrent parler de résistance.

### Puissance dans les résistances

La puissance dissipée par un résistor (ou tout autre composant) est  $P = IV$ . En appliquant la loi d'Ohm, vous pouvez trouver les formes équivalentes  $P = I^2R$  et  $P = V^2/R$ .

#### Exercice 1.5

Montrez qu'il est impossible de dépasser la puissance nominale de 1/4 W d'un résistor de valeur supérieure à 1 k $\Omega$ , quelle que soit la façon de le connecter, dans un circuit alimenté sous une tension de 15 V.

#### Exercice 1.6

Exercice facultatif : la ville de New York a besoin de  $10^{10}$  W d'énergie électrique, sous une tension de 110 V (c'est plausible : 10 millions de personnes consommant chacune 1 kW). Un gros câble électrique peut avoir un pouce de diamètre [25,4 mm NDT]. Calculons ce qui se passe si nous essayons de fournir l'énergie à travers un câble en cuivre pur de 1 pied [0,30479 m] de diamètre. Sa résistance est de 0,05  $\mu\Omega$  ( $5 \times 10^{-8} \Omega$ ) par pied. Calculez :

- (a) la puissance perdue en effet joule ( $I^2R$ ) par pied de longueur du câble ;
  - (b) la longueur du câble qui dissiperait la totalité des  $10^{10}$  W ;
  - (c) la température atteinte par le câble, si vous avez les connaissances physiques nécessaires ( $\sigma = 6 \times 10^{-12} \text{ W/K}^4 \text{ cm}^2$ ).
- Si vos calculs sont justes, les résultats doivent être absurdes. Quelle est la solution de cette énigme ?

### Entrée et sortie

Presque tous les circuits électroniques reçoivent un signal d'*entrée* (habituellement une tension) et produisent un signal de *sortie* (habituellement une tension aussi). Par exemple, un amplificateur audio peut produire une tension de sortie qui est cent fois plus forte qu'une tension d'entrée (qui varie de façon similaire). Pour décrire un tel amplificateur, nous imaginons de mesurer la tension de sortie correspondant à une tension d'entrée donnée. Les techniciens parlent de la *fonction de transfert H*, le rapport entre la tension de sortie (mesurée) et la tension d'entrée (choisie) ; pour l'amplificateur audio envisagé ici, **H** est simplement une constante (**H = 100**). Nous aborderons les amplificateurs dans le prochain chapitre. En attendant, avec seulement les résistances, nous pouvons déjà envisager un élément important des circuits, le *diviseur de tension*, qu'on pourrait appeler un « désamplificateur ».

### 1.3 Diviseurs de tension

Nous arrivons maintenant au diviseur de tension, un des éléments les plus répandus des circuits électroniques. Montrez-nous un circuit pratique et nous vous montrerons une demi-douzaine de diviseurs de tension. Pour dire les choses très simplement, un diviseur de tension est un circuit qui, pour une tension d'entrée donnée, produit une tension de sortie égale à une fraction déterminée de la tension d'entrée. Le diviseur le plus simple est montré à la figure 1.5.

Qu'est-ce que  $V_{\text{sortie}}$  ? D'abord, le courant (identique partout, en supposant qu'il n'y a pas de « charge » en sortie) est

$$I = \frac{V_{\text{entrée}}}{R_1 + R_2}$$

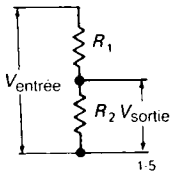


Figure 1.5 - Diviseur de tension. Une tension  $V_{\text{entrée}}$  appliquée à l'entrée donne une tension de sortie  $V_{\text{sortie}}$  inférieure.

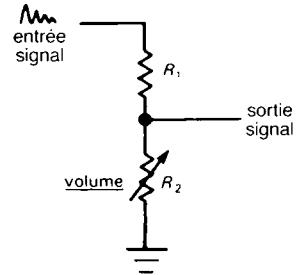
(Nous utilisons la définition de la résistance et la loi d'Ohm.) Il en résulte, pour  $R_2$ ,

$$V_{\text{sortie}} = I R_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{entrée}}$$

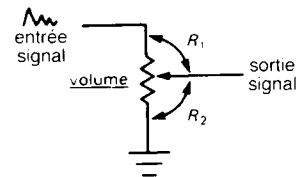
Notez que la tension de sortie est toujours inférieure (ou au plus égale) à la tension d'entrée ; c'est pourquoi le montage s'appelle un diviseur de tension. Vous pourriez obtenir une amplification (une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée) si l'une des résistances était négative. Ce n'est pas aussi insensé qu'il y paraît ; il est possible de fabriquer des composants à résistance « différentielle » négative (comme les diodes tunnel) et même de véritables résistances négatives (comme le convertisseur à impédance négative que nous étudierons plus loin dans ce livre). Il reste que ces applications sont plutôt spécialisées et ne devraient pas vous préoccuper pour l'instant.

Les diviseurs de tension sont souvent utilisés dans les circuits pour produire une tension donnée à partir d'une tension plus forte ou variable. Par exemple, si  $V_{\text{entrée}}$  est une tension variable,  $R_2$  une résistance ajustable (figure 1.6A), vous obtenez un réglage de « volume » ; plus simplement, la combinaison  $R_1 R_2$  peut être constituée par un potentiomètre (figure 1.6B). Le diviseur de tension tout simple est encore plus utile comme moyen de concevoir un circuit : la résistance supérieure et la tension d'entrée pourraient représenter, par exemple, la sortie d'un amplificateur, la résistance inférieure pourrait représenter l'entrée de l'étage suivant. Dans ce cas, l'équation du diviseur de tension vous montre quelle fraction du signal parvient à l'entrée du dernier étage.

Tout cela vous paraîtra plus clair quand nous aurons étudié un fait remarquable (le théorème de Thévenin). En attendant, nous faisons un petit crochet par les sources de tension et les sources de courant.



A



B

Figure 1.6 - Un diviseur de tension variable peut être construit avec une résistance fixe et une résistance variable, ou avec un potentiomètre.

#### 1.4 Sources de tension et sources de courant

Une source de tension idéale est une *boîte noire* à deux bornes entre lesquelles elle maintient une tension constante quelle que soit la résistance de la charge connectée. C'est-à-dire qu'elle doit fournir un courant  $I = V/R$  si une résistance  $R$  est connectée à ses bornes. Une source de tension réelle ne peut fournir qu'un courant limité ; de plus, elle se comporte comme une source de tension idéale avec une faible résistance en série. Évidemment, plus cette résistance



est faible, meilleure est la source de tension. Par exemple, une pile alcaline standard de 9 V se comporte comme une source de tension parfaite avec une résistance série de 3 ohms et peut débiter (en court-circuit) un maximum de 3 ampères (ce qui, de toute façon, détruirait la pile en quelques minutes). Une source de tension « aime » les charges en circuit ouvert et « déteste » les charges en court-circuit, pour des raisons évidentes. Les termes « circuit ouvert » et « court-circuit » ont un sens évident : un circuit ouvert n'est connecté à rien, un court-circuit est un morceau de fil qui relie les deux bornes de la sortie. Les symboles utilisés pour représenter une source de tension sont ceux de la figure 1.7.

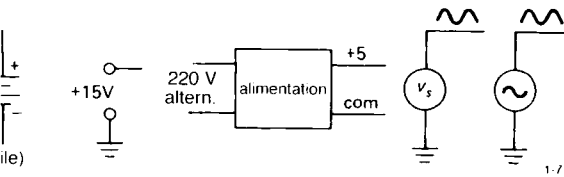


Figure 1.7 - Les sources de tension peuvent être soit constantes (courant continu) soit variables (courant alternatif).

Une source de courant parfaite est une boîte noire à deux bornes qui maintient un courant constant à travers le circuit extérieur, quelles que soient la résistance de la charge et la tension appliquée. Pour s'acquitter de cette tâche, elle doit être capable de produire n'importe quelle tension entre ses bornes. Les sources de courant réelles (un sujet trop négligé par la littérature) ne peuvent adapter leur tension de sortie que dans certaines limites et, de plus, elles ne fournissent pas un courant absolument constant. Une source de courant « aime » les courts-circuits et « déteste » les charges en circuit ouvert. Les symboles usuels de la source de courant sont ceux de la figure 1.8

Une pile est une approximation de la source de tension dans la vie réelle (il n'y a pas d'analogie pour les sources de courant). Une pile bâton gros modèle (D ou R14), par exemple, a une tension de 1,5 V, une résistance série équivalente d'environ 0,25 ohm et renferme une énergie totale de 10000 watts.seconde

(ces caractéristiques se dégradent progressivement à l'usage ; à la fin de la vie de la pile, la tension est de quelque 1 V, avec une résistance interne de plusieurs ohms). Il est facile de construire des sources de tension qui présentent de meilleures caractéristiques, comme vous le verrez quand nous aborderons le sujet de la contre-réaction. Exception faite des appareils conçus pour être portables, l'utilisation des piles est rare en électronique. Nous traiterons de la conception des appareils à faible puissance (alimentés par piles) dans le chapitre 14, Vol. 2.

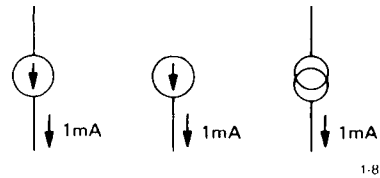


Figure 1.8 - Symboles de sources de courant.

### 1.5 Circuits équivalents de Thévenin

Le théorème de Thévenin établit que tout réseau à deux bornes constitué de résisteurs et de sources de tension est équivalent à une résistance unique  $R$  en série avec une source de tension unique  $V$ . C'est remarquable. N'importe quel fouillis de piles et de résisteurs peut être simulé avec une pile et un résistor (figure 1.9).

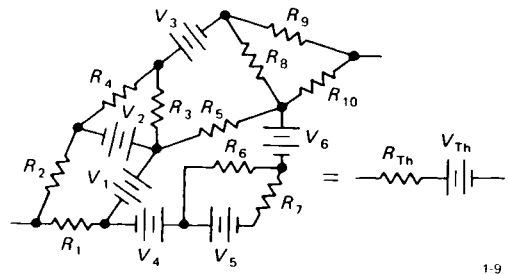


Figure 1.9

### MULTIMÈTRES

Il existe de nombreux instruments qui vous permettent de mesurer des tensions et des courants dans un circuit. L'oscilloscope (voir appendice A) est le plus souple ; il vous permet de « voir » les tensions en fonction du temps à un ou plusieurs points d'un circuit. Les sondes logiques et les analyseurs logiques sont des instruments spécialisés pour la recherche de pannes dans les circuits numériques. Le multimètre simple est un bon moyen de mesurer la tension, l'intensité et la résistance, souvent avec une grande précision ; cependant il répond lentement et ne peut pas remplacer l'oscilloscope quand vous vous intéressez aux variations de la tension. Les multimètres sont de deux sortes : ceux qui indiquent la mesure par le déplacement d'une aiguille sur une échelle graduée, et ceux qui affichent une valeur numérique.

Le multimètre standard (volts, ohms, milliampères) utilise un galvanomètre qui mesure un courant (habituellement 50  $\mu\text{A}$  pleine échelle). Voyez, dans les livres de vulgarisation moins orientés vers la conception, les belles illustrations des entrailles du galvanomètre ; pour notre propos, il suffit de savoir qu'il utilise des bobines et des aimants. Pour mesurer les tensions, le multimètre insère une résistance en série avec le galvanomètre. Par exemple, un multimètre standard peut mesurer une tension de 1 V pleine échelle en insérant une résistance de 20 k $\Omega$  en série avec le galvanomètre de 50  $\mu\text{A}$ . Les calibres de plus forte tension sont obtenus avec des résistances plus importantes. Un multimètre de ce genre est caractérisé par les 20000 ohms par volt, c'est-à-dire qu'il apparaît dans chaque calibre comme une résistance de 20 k $\Omega$  multipliés par la valeur de la pleine échelle en volts. L'intensité de pleine échelle de chaque calibre est 1/20000, ou 50  $\mu\text{A}$ . Il apparaît clairement qu'un tel voltmètre perturbe moins le circuit soumis à la mesure pour les plus forts calibres, puisque sa résistance est plus élevée (considérez le voltmètre comme la branche inférieure d'un diviseur de tension, avec la résistance de Thévenin du circuit mesuré comme branche supérieure). Dans l'idéal, un voltmètre devrait avoir une résistance d'entrée infinie.

De nos jours il existe divers voltmètres dotés d'un amplificateur électronique qui présentent une résistance d'entrée de  $10^9$  ohms. C'est le cas de la plupart des multimètres numériques et de certains multimètres analogiques dotés d'étages d'entrée à

*FET* (transistors à effet de champ, voir le chapitre 3). Attention : la résistance d'entrée de certains multimètres à *FET* est quelquefois très élevée pour les calibres les plus sensibles, mais elle tombe à des valeurs inférieures pour les autres calibres. Par exemple, il n'est pas rare de rencontrer une résistance de  $10^9 \Omega$  pour les calibres 2 V et 0,2 V, mais de  $10^7 \Omega$  pour tous les calibres supérieurs. Lisez soigneusement les caractéristiques ! Pour les mesures sur la plupart des circuits à transistors, 20000  $\Omega/\text{V}$  conviennent, ils chargeront peu le circuit mesuré. Dans tous les cas, il est facile de calculer l'incidence de la mesure en appliquant l'équation du diviseur de tension. Les calibres typiques des multimètres vont de 1 V (quelquefois moins) à 1000 V (quelquefois plus) pleine échelle.

Un multimètre peut être utilisé pour mesurer l'intensité avec le galvanomètre seul, en calibre 50  $\mu\text{A}$ , ou *shunté* par une résistance de faible valeur (en parallèle). Comme le galvanomètre lui-même produit une faible chute de tension (typiquement 0,25 V) pour la déviation à pleine échelle, le fabricant du multimètre choisit la valeur du shunt de telle façon que l'intensité de pleine échelle produise la même chute de tension dans la combinaison de la résistance du galvanomètre en parallèle avec la résistance de mesure (il ne vous reste qu'à choisir le calibre adéquat). Dans l'idéal, un instrument de mesure de l'intensité devrait avoir une résistance nulle puisqu'il doit être monté en série dans le circuit. En pratique, vous subirez une chute de tension de quelques dixièmes de volt, aussi bien avec les multimètres analogiques qu'avec les multimètres numériques. Les calibres usuels vont de 50  $\mu\text{A}$  (ou moins) à 1 A (ou plus) à pleine échelle.

Les multimètres contiennent aussi une ou plusieurs piles pour permettre la mesure des résistances. Ils déterminent la résistance en fournissant un faible courant et en mesurant la chute de tension produite ; les différents calibres vont de 1  $\Omega$  (ou moins) à 10 M $\Omega$  (ou plus).

Important : n'essayez pas de mesurer l'intensité d'une source de tension, par exemple en plantant l'ampèremètre dans la prise de courant ; même chose pour l'ohmmètre. C'est la cause principale de décès des multimètres.

🔗 Exercice 1.7

Quelle sera l'indication d'un multimètre de  $20000 \Omega/V$ , en calibre 1 V, connecté à une source de 1 V dont la résistance interne est de  $10 \text{ k}\Omega$  ? Quelle sera son indication s'il est raccordé à un diviseur de tension  $10 \text{ k}\Omega/10 \text{ k}\Omega$  alimenté par une source de tension « solide » (résistance interne nulle) de 1 V ?

🔗 Exercice 1.8

Un galvanomètre de  $50 \mu\text{A}$  présente une résistance interne de  $5 \text{ k}\Omega$ . Quelle valeur de *shunt* est nécessaire pour en faire un ampèremètre 0 à 1 A ? Quelle résistance en série en ferait un voltmètre 0 à 10 V ?

Dans le même ordre d'idées, il existe un théorème, celui de Norton, selon lequel la même chose s'applique à une source de courant en parallèle avec un résistor.

Comment déterminerez-vous les équivalents de Thévenin  $R_{Th}$  et  $V_{Th}$  pour un circuit donné ? Facile ! La tension  $V_{Th}$  est la tension en circuit ouvert de l'équivalent de Thévenin ; ainsi, si les deux circuits se comportent de façon identique, la tension doit être aussi celle du circuit réel, vous pouvez la calculer si vous connaissez le circuit, ou la mesurer dans le cas contraire. Vous trouverez  $R_{Th}$  en considérant que le courant de court-circuit équivalent est  $V_{Th}/R_{Th}$ . En d'autres termes

$$V_{Th} = V \text{ (circuit ouvert)}$$

$$R_{Th} = \frac{V \text{ (circuit ouvert)}}{I \text{ (court-circuit)}}$$

Appliquons cette méthode au diviseur de tension, qui doit forcément avoir un équivalent de Thévenin :

1. La tension en circuit ouvert est

$$V = V_{\text{entrée}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

2. Le courant de court-circuit est

$$V_{\text{entrée}} / R_1$$

Ainsi l'équivalent de Thévenin est une source de tension

$$V_{Th} = V_{\text{entrée}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

en série avec une résistance

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Ce n'est pas par hasard que cette résistance se trouve être celle de  $R_1$  et  $R_2$  en parallèle. La raison apparaîtra plus loin.

Il est facile de voir par cet exemple qu'un diviseur de tension n'est pas une très bonne source de tension, dans la mesure où sa tension de sortie s'effondre quand une charge est connectée. Comme exemple, voyez l'exercice 1.9. Vous savez maintenant tout ce qu'il faut savoir pour calculer précisément la chute de tension en sortie pour une charge de résistance donnée : utilisez l'équivalent de Thévenin, connectez une charge et calculez la nouvelle valeur de la sortie, en notant que le nouveau circuit n'est rien d'autre qu'un diviseur de tension (figure 1.10).

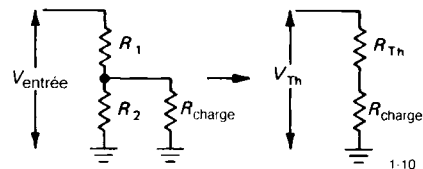


Figure 1.10

🔗 Exercice 1.9

Pour le circuit représenté par la figure 1.10, avec  $V_{\text{entrée}} = 30 \text{ V}$  et  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , trouvez (a) la tension de sortie sans charge (la tension en circuit ouvert) ; (b) la tension de sortie avec une charge de  $10 \text{ k}\Omega$  (calculez comme pour un diviseur de tension, avec  $R_2$  et la charge de  $10 \text{ k}\Omega$  combinées en une seule résistance) ; (c) le circuit équivalent de Thévenin ; (d) la même chose que dans la question (b), mais en utilisant le circuit équivalent de Thévenin (vous revenez encore à un diviseur de tension, le résultat devrait concorder avec celui de la question (b)) ; (e) la puissance dissipée dans chacun des résisteurs.

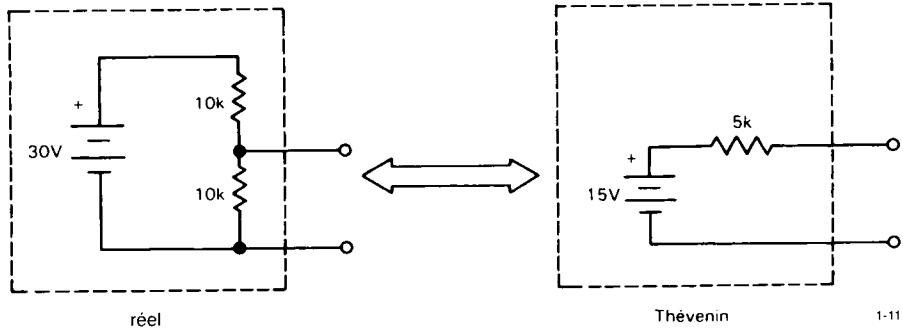


Figure 1.11

**Résistance équivalente de la source et charge du circuit**

Comme vous venez de le voir, un diviseur de tension alimenté par une tension fixe est équivalent à une source de tension inférieure en série avec une résistance ; par exemple, les bornes de sortie d'un diviseur de tension 10 kΩ-10 kΩ alimenté par une pile parfaite de 30 V sont l'équivalent exact d'une pile parfaite de 15 V montée en série avec une résistance de 5 kΩ (figure 1.11). La connexion d'un résistor comme charge provoque une chute de la tension de sortie du diviseur de tension, due à la résistance de source non nulle (la résistance équivalente de Thévenin de la sortie du diviseur de tension, considéré comme une source de tension). Ce phénomène est souvent indésirable. Une des solutions à retenir pour fabriquer une source de tension « solide » (le terme « solide » qualifiera une source dont la tension ne s'effondre pas sous la charge) serait d'utiliser des résisteurs de valeur beaucoup faible dans le diviseur de tension. Ce recours à la force brutale peut être utile à l'occasion. Cependant, il est préférable habituellement de construire une source de tension — ou alimentation, pour l'appeler par son nom usuel — qui mette en œuvre des composants actifs, transistors ou amplificateurs opérationnels, comme nous en étudierons dans les chapitres 2 à 4. De cette façon, vous pouvez obtenir facilement une source de tension dont la résistance interne (ou son équivalent de Thévenin) se mesure en milliohms, sans pénaliser les caractéristiques de puissance par les forts courants et la forte dissipation d'un diviseur de tension similaire. De

plus, il est facile de rendre variable la tension de sortie d'une alimentation active.

La notion de résistance interne équivalente s'applique à toutes sortes de sources, pas seulement aux piles et diviseurs de tension (par exemple aux oscillateurs, aux amplificateurs ou aux capteurs). La connexion d'une charge dont la résistance est inférieure ou même comparable à la résistance interne de la source affecte considérablement la sortie. Cette réduction indésirable de la tension en circuit ouvert (ou du signal) par la charge s'appelle « charge du circuit ». Vous devez donc vous efforcer de rendre  $R_{charge}$  très supérieur à  $R_{interne}$  parce qu'une forte résistance de charge influe peu sur la source (figure 1.12). Vous verrez de nombreux exemples dans les circuits des prochains chapitres. Cette haute résistance caractérise dans l'idéal les instruments de mesure comme les voltmètres et les oscilloscopes. Il existe des exceptions à ce principe général ; par exemple, nous parlerons des lignes de transmission et de la technique des radio-fréquences, où les impédances doivent être adaptées pour éviter les réflexions et la perte de puissance.

Une note sémantique : vous entendrez fréquemment des expressions telles que : « la résistance vue par le diviseur de tension », ou « la sortie voit une charge de tant d'ohms », comme si les circuits avaient des yeux. C'est une bonne façon de dire quelle partie du circuit « voit » ; en fait c'est un bon moyen de désigner sans équivoque la résistance dont vous parlez.

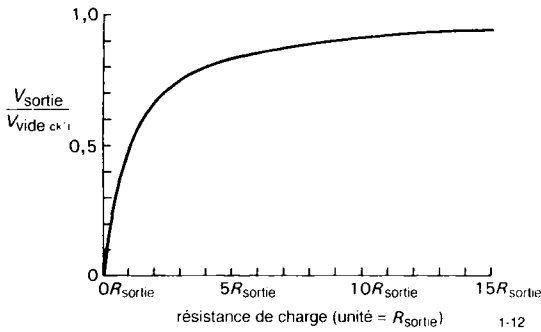


Figure 1.12 - Pour éviter l'effondrement d'une source de signal en-dessous de sa tension de circuit ouvert, maintenez la résistance de la charge importante par rapport à la résistance interne de la sortie.

**Transfert de puissance**

Voici un problème intéressant : quelle résistance de charge aura pour effet un transfert de puissance maximal à la charge pour une résistance de source donnée ? (Les termes *résistance de source*, *résistance interne* et *résistance équivalente de Thévenin* désignent tous la même chose.) Il est facile de voir que  $R_{charge} = 0$  et  $R_{charge} = \infty$  donnent tous deux un transfert de puissance nul. Si  $R_{charge} = 0$ ,  $V_{charge} = 0$ , donc  $P_{charge} = V_{charge} I_{charge} = 0$ . Si  $R_{charge} = \infty$ ,  $V_{charge} = V_{source}$  mais  $I_{charge} = 0$ , donc  $P_{charge} = 0$ . Le maximum doit se situer entre les deux extrêmes.

**Exercice 1.10**

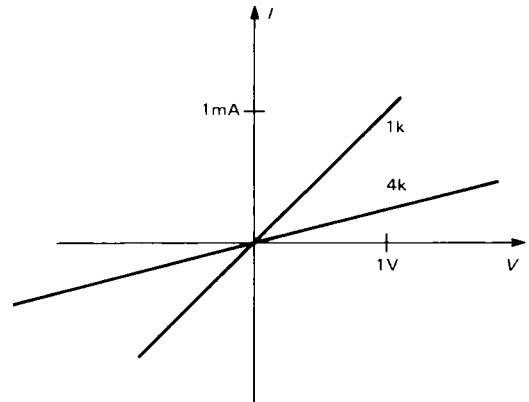
Montrez que  $R_{charge} = R_{source}$  détermine un transfert de puissance maximal pour une valeur donnée de la résistance. Note : sautez cet exercice si vous ne savez pas faire le calcul, mais retenez que la réponse est vraie.

De crainte que cet exercice ne laisse une fausse impression, nous insistons, encore une fois, sur le fait que les circuits sont conçus en général de telle façon que la résistance de la charge soit beaucoup plus grande que celle de la source du signal qui pilote la charge.

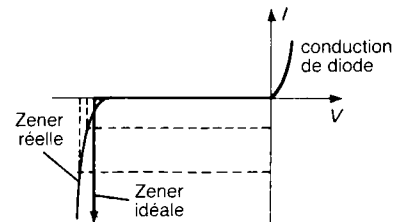
**1.6 Résistance dynamique**

Nous traitons souvent de composants électroniques pour lesquels  $I$  n'est pas proportionnel à  $V$  ; dans ces cas, il n'est pas très à propos de parler de résistance,

puisque le rapport  $V/I$  dépendra de la tension, au lieu d'être une belle constante, indépendante de  $V$ . Pour ces composants, il est utile de connaître la pente de la courbe  $V-I$ , en d'autres termes le rapport entre une petite variation de tension et la variation d'intensité à travers le composant qui en résulte,  $\Delta V/\Delta I$ , ou  $dV/dI$ . Ce rapport s'exprime en ohms comme la résistance et remplace la résistance dans de nombreux calculs. On l'appelle résistance en petits signaux, résistance « différentielle » ou *résistance dynamique*.



A



B

Figure 1.13 - Courbes tension-courant. A. Résisteur (linéaire). B. Diode Zener (non linéaire).

**Diodes Zener**

Comme exemple, considérons la *diode Zener*, qui présente la courbe de caractéristique  $V-I$  de la figure 1.13. Les diodes Zener sont utilisées pour créer une tension constante à un point quelconque d'un circuit, simplement en leur fournissant un courant (à peu près constant) issu d'une source à plus forte tension prise dans le circuit. Par exemple, la diode Zener de la figure 1.13 convertira un courant, pris

## 1. LES BASES

dans la plage représentée, en une tension inscrite dans une plage plus étroite. Il est important de savoir dans quelle mesure la tension de Zener varie en fonction d'une variation du courant ; c'est une mesure de sa capacité de régulation vis à vis des variations du courant fourni. Les caractéristiques d'une diode Zener comportent sa résistance dynamique pour un courant donné. Constatation pratique : la résistance dynamique d'une diode Zener varie en gros comme l'inverse du courant. Par exemple, une diode Zener peut avoir une résistance dynamique de  $10 \Omega$  à  $10 \text{ mA}$ , à sa tension de Zener de  $5 \text{ V}$ . En appliquant la définition de la résistance dynamique, nous trouvons qu'une variation de  $10\%$  de l'intensité du courant provoquera une variation de tension de

$$\Delta V = R_{\text{dyn}} \Delta I = 10 \times 0,1 \times 0,01 = 10 \text{ mV}$$

ou

$$\Delta V/V = 0,002 = 0,2\%$$

ce qui représente une bonne caractéristique de régulation.

Dans ce genre d'application, vous tirez souvent le courant à travers un résistor d'une source de tension disponible quelque part dans le circuit, comme dans la figure 1.14.

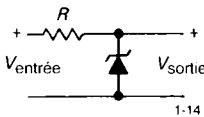


Figure 1.14 - Régulateur à diode Zener.

Dans ce cas,

$$I = \frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}}{R}$$

et

$$\Delta I = \frac{\Delta V_{\text{entrée}} - \Delta V_{\text{sortie}}}{R}$$

si bien que

$$\Delta V_{\text{sortie}} = R_{\text{dyn}} \Delta I = \frac{R_{\text{dyn}}}{R} (\Delta V_{\text{entrée}} - \Delta V_{\text{sortie}})$$

et finalement

$$\Delta V_{\text{sortie}} = \frac{R_{\text{dyn}}}{R + R_{\text{dyn}}} \Delta V_{\text{entrée}}$$

Ainsi, vis à vis des *variations* de tension, le circuit se comporte comme un diviseur de tension dans lequel la diode Zener est remplacée par sa résistance dynamique pour le courant de fonctionnement donné. Voilà l'utilité de la notion de résistance dynamique. Supposons que nous avons une tension d'entrée variable entre  $15 \text{ V}$  et  $30 \text{ V}$  et que nous avons recours à une diode 1N4733 (Zener  $5,1 \text{ V}/1 \text{ W}$ ) pour produire une tension d'alimentation stable de  $5,1 \text{ V}$ . Nous choisissons  $R = 300 \Omega$ , pour un courant de Zener maximal de  $50 \text{ mA}$  :  $(20 - 5,1)/300$ . Nous pouvons maintenant évaluer la régulation de la tension de sortie (variations de la tension de sortie), en sachant que cette diode Zener particulière présente une résistance dynamique de  $7,0 \Omega$  à  $50 \text{ mA}$ . Le courant de Zener varie de  $50 \text{ mA}$  à  $30 \text{ mA}$  dans la plage de tension d'alimentation ; cette fluctuation de l'intensité provoque une fluctuation de tension à la sortie  $\Delta V = R_{\text{dyn}} \Delta I$ , ou  $0,12 \text{ V}$ . Vous en trouverez davantage sur les diodes Zener dans les sections 2.4 et 6.14.

Dans la vie courante, une diode Zener procure une meilleure régulation si elle est alimentée par une source de courant, qui a par définition une résistance dynamique infinie (courant constant quelle que soit la tension). Comme les sources de courant sont plus complexes, nous nous rabattons le plus souvent sur le résistor tout simple.

### Diodes tunnel

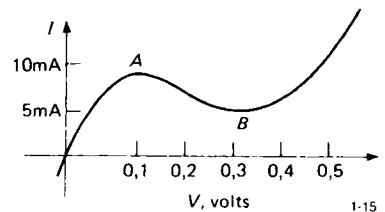


Figure 1.15

Une autre application intéressante de la résistance dynamique se trouve dans la *diode tunnel*, quelquefois appelée diode Esaki. Sa courbe tension-courant est celle de la figure 1.15. Dans la zone de A à B, sa résistance dynamique est *négative*. Cela entraîne une conséquence remarquable : un diviseur de tension

constitué d'un résistor et d'une diode tunnel peut devenir un amplificateur (figure 1.16). Pour une tension ondulée  $v_{sig}$ , l'équation du diviseur de tension nous donne

$$v_{sortie} = \frac{R}{R + r_t} v_{sig}$$

dans laquelle  $r_t$  est la résistance dynamique de la diode tunnel au courant de fonctionnement donné, le symbole  $v_{sig}$  en minuscules représente la variation du petit signal, que nous avons appelée jusqu'ici  $\Delta V_{sig}$  (nous adoptons à partir de maintenant la convention générale). La diode tunnel présente une résistance dynamique  $r_{t(dyn)} < 0$ . C'est-à-dire que

$$\Delta V / \Delta I \quad (\text{ou } v/i) < 0$$

dans la zone de A à B de la courbe caractéristique. Si la valeur absolue de  $r_{t(dyn)}$  est peu différente de R, le dénominateur est proche de zéro et le circuit amplifie. La source de tension  $V_{batt}$  fournit le courant permanent, ou de *polarisation*, nécessaire pour porter le point de fonctionnement dans la zone de résistance négative (il est évident qu'il faut toujours une source d'énergie dans les circuits qui amplifient).

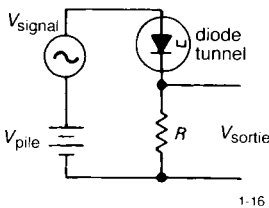


Figure 1.16

Une épitaphe pour ces composants fascinants : quand les diodes tunnel firent leur apparition à la fin des années cinquante, elles ont été saluées comme la solution de toutes sortes de problèmes. Comme elles étaient très rapides, elles étaient censées révolutionner les ordinateurs, par exemple. Malheureusement, ce sont des composants difficiles à utiliser ; ce fait, ajouté aux améliorations étonnantes des transistors, a déjà rendu les diodes tunnel obsolètes.

Le sujet de la résistance négative reviendra à l'ordre du jour plus tard, en relation avec les filtres actifs. Vous verrez alors un circuit appelé *convertisseur à immittance négative* qui peut produire (entre autres

choses) une résistance purement négative (pas seulement une résistance dynamique négative). Il est construit autour d'un amplificateur opérationnel et possède de nombreuses propriétés utiles.

### SIGNAUX

Une prochaine section de ce chapitre traitera des condensateurs, des composants dont les propriétés dépendent de la façon dont les tensions et les courants *variant*. L'analyse des circuits (loi d'Ohm, circuits équivalents de Thévenin, etc.) reste valable telle que nous l'avons faite jusqu'ici, même si les tensions et les courants changent dans le temps. Cependant, pour comprendre correctement les circuits en courant alternatif (CA), il est utile d'avoir présents à l'esprit certains types usuels de *signaux*, des tensions qui changent dans le temps d'une façon particulière.

### 1.7 Signaux sinusoïdaux

Les signaux sinusoïdaux sont les plus répandus ; c'est ce que vous trouvez à la prise de courant domestique. Si quelqu'un dit quelque chose comme : « prenez un signal de 10 microvolts à 1 mégahertz », il parle d'un signal sinusoïdal. Mathématiquement, le signal sinusoïdal est décrit par la formule

$$V = A \sin 2\pi ft$$

dans laquelle  $A$  s'appelle l'amplitude,  $f$  la fréquence en cycles par seconde ou hertz. Une onde sinusoïdale ressemble au dessin de la figure 1.17. Quelquefois il est important de connaître la valeur du signal à un instant arbitraire  $t = 0$ , auquel cas vous pouvez voir la *phase*  $\varphi$  dans l'expression :

$$V = A \sin(2\pi ft + \varphi)$$

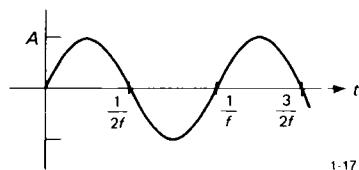


Figure 1.17 - Une onde sinusoïdale d'amplitude  $A$  et de fréquence  $f$ .

## 1. LES BASES

L'autre variation sur ce thème simple est l'utilisation de la fréquence angulaire ou *pulsation*, qui ressemble à ceci :

$$V = A \sin \omega t$$

Ici,  $\omega$  est la pulsation en radians par seconde. Rappelez-vous simplement la relation importante  $\omega = 2\pi f$  et vous ne pourrez guère vous tromper.

Le grand intérêt des ondes sinusoïdales (et la raison de leur utilisation constante) est le fait qu'elles apportent la solution de certaines équations linéaires différentielles qui se trouvent décrire de nombreux phénomènes naturels, aussi bien que les propriétés de circuits linéaires. La sortie d'un circuit linéaire piloté par la somme de deux signaux d'entrée présente la propriété d'être égale à la somme des sorties individuelles quand le circuit est piloté tour à tour par chaque signal d'entrée ; c'est-à-dire que si  $S(A)$  représente la sortie du circuit piloté par le signal  $A$ , un circuit est linéaire à la condition que  $S(A+B) = S(A) + S(B)$ . Un circuit linéaire piloté par un signal sinusoïdal répond par un signal sinusoïdal, même si en général la phase et l'amplitude sont modifiées. Aucun autre signal ne permet cette affirmation. C'est la pratique courante, en fait, de décrire le comportement d'un circuit par sa *réponse en fréquence*, c'est-à-dire la façon dont il altère l'amplitude d'une onde sinusoïdale appliquée à son entrée, en fonction de sa fréquence. Un amplificateur à haute fidélité, par exemple, devrait avoir une courbe de réponse « plate » dans la plage de 20 Hz à 20000 Hz, au moins.

Les fréquences d'ondes sinusoïdales que vous pouvez rencontrer vont de quelques hertz à quelques mégahertz. Les fréquences les plus basses, jusqu'à 0,0001 Hz ou plus bas, peuvent être produites par des circuits construits judicieusement, si nécessaire. Des fréquences les plus élevées, jusqu'à 2000 MHz, peuvent être produites, mais elles font appel à des techniques particulières de lignes de transmission accordées. Au delà, vous avez affaire à des micro-ondes, pour lesquelles les circuits courants en composants discrets ne fonctionnent plus, vous trouvez à la place des guides d'ondes insolites ou des lignes accordées.

### 1.8 Amplitudes des signaux et décibels

En plus de l'amplitude, il existe différentes façons de caractériser la taille d'une onde sinusoïdale ou de tout autre signal. Vous pouvez trouver la notion d'amplitude crête à crête (amplitude *cc*), qui est, comme vous pouviez le supposer, le double de l'amplitude. L'autre méthode consiste à donner l'amplitude *efficace*,  $V_{\text{eff}} = (1/\sqrt{2})A = 0,707A$  (valable seulement pour les ondes sinusoïdales ; le rapport de *cc* à *eff* est différent pour toute autre forme de signal). Aussi étrange que cela puisse paraître, c'est la méthode usuelle, parce que seule l'amplitude efficace permet le calcul de la puissance. La tension entre les bornes d'une prise secteur (en Europe) est de 220 V efficaces, la fréquence de 50 Hz. L'amplitude est de 311 V, 622 V de crête à crête.

#### Décibels

Comment comparez-vous l'amplitude relative de deux signaux ? Vous pourriez dire, par exemple, que le signal  $X$  est deux fois plus grand que le signal  $Y$ . C'est correct, et utile dans de nombreuses occasions. Cependant, comme nous manipulons souvent des rapports de l'ordre du million, il est plus commode d'utiliser un échelle logarithmique. Nous disposons pour cela du décibel (un dixième du bel, que personne n'utilise jamais). Par définition, le rapport de deux grandeurs, en décibels, est :

$$\blacktriangle \text{ dB} = 20 \log_{10} \frac{A_2}{A_1}$$

avec  $A_1$  et  $A_2$  qui représentent les deux amplitudes. Ainsi, par exemple, un signal d'amplitude double de celle d'un autre est supérieur de +6 dB à cet autre, puisque  $\log_{10} 2 = 0,3010$ . Un signal dix fois plus grand est supérieur de +20 dB. Il est utile aussi d'exprimer le rapport entre deux signaux en termes de puissance :

$$\blacktriangle \text{ dB} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

avec  $P_1$  et  $P_2$  qui représentent les deux puissances. Tant que les deux signaux sont de même forme, sinusoïdale par exemple, les deux définitions donnent le même résultat. Pour la comparaison de formes d'ondes différentes, comme un signal sinusoïdal et du bruit, c'est la définition en termes de puissance qu'il faut utiliser (ou bien la définition en termes d'amplitude, mais avec les amplitudes efficaces).



Bien que les décibels soient destinés à l'origine à exprimer le rapport entre deux signaux, ils sont utilisés quelquefois comme une unité absolue d'amplitude. On prend dans ce cas une référence d'amplitude de signal et on exprime toute autre amplitude en décibels par rapport à cette référence. Il existe plusieurs amplitudes standard (qui ne sont pas exprimées mais sous-entendues) utilisées de cette façon ; les références les plus usuelles sont (a) le dBV pour 1 V efficace ; (b) le dBm pour 1 mW dans une charge d'impédance sous-entendue, habituellement  $50 \Omega$  pour les radio-fréquences,  $600 \Omega$  pour l'audio et la téléphonie (les amplitudes correspondantes sont 0,22 V efficaces et 0,78 V efficaces) ; (c) la faible tension de bruit produite par un résistor à la température ambiante (ce phénomène surprenant sera étudié dans la section 1.11). En plus de celles-là, il existe des amplitudes de référence utilisées pour les mesures dans d'autres domaines. En acoustique, par exemple, 0 dBA (outré-Atlantique : dB SPL pour *Sound Pressure Level*) est l'amplitude d'un son dont la pression efficace est de  $0,0002 \mu\text{bar}$  (le bar vaut  $10^6$  dynes par centimètre carré, approximativement l'ancienne unité, une atmosphère) ; dans les communications, les niveaux peuvent être exprimés en dBC (par rapport à un niveau de bruit de référence pondéré suivant une courbe dite C). Quand vous énoncez une amplitude de cette façon, il vaut mieux préciser la valeur de référence 0 dB ; dites quelque chose comme « une amplitude de 27 décibels par rapport à 1 V efficace », ou définissez un terme comme « dBV ».

#### Exercice 1.11

Déterminez les rapports de tensions et de puissances de paires de signaux caractérisés par les rapports en décibels suivants : (a) 3 dB, (b) 6 dB, (c) 10 dB, (d) 20 dB.

## 1.9 Autres signaux

La rampe est un signal qui présente l'aspect de la figure 1.18. Il s'agit simplement d'une tension croissant (ou décroissant) à vitesse constante. Cela ne va pas durer indéfiniment, naturellement, même dans les films de science-fiction. On trouve souvent des approximations comme une rampe finie (figure 1.19) ou une rampe périodique dite dent de scie (figure 1.20).

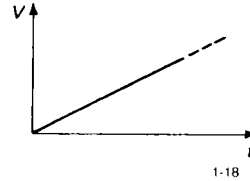


Figure 1.18 - Rampe de tension.

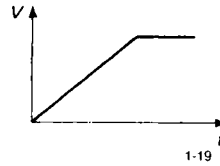


Figure 1.19 - Rampe finie.

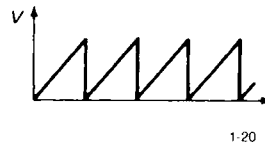


Figure 1.20 - Tension en dent de scie

### Triangle

L'onde triangulaire est une proche cousine de la rampe ; elle n'est autre qu'une rampe symétrique (figure 1.21).

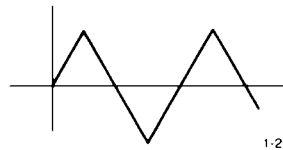


Figure 1.21 - Onde triangulaire.

### Bruit

Les signaux intéressants sont souvent mélangés à du bruit ; ceci est une affirmation à large spectre qui s'applique généralement au bruit aléatoire d'origine thermique. Les tensions de bruit peuvent être caractérisées par leur spectre de fréquence (puissance par hertz) ou par la répartition de leur amplitude. Une des sortes de bruit les plus courantes est le *bruit blanc gaussien à spectre limité* ; il s'agit d'un signal dont la

## 1. LES BASES

puissance par hertz est constante sur une bande de fréquences, et dont la répartition des amplitudes prend la forme en cloche d'une courbe de Gauss si on fait un grand nombre de mesures instantanées de l'amplitude. Ce genre de bruit est produit par les résisteurs (bruit Johnson) et il affecte les mesures précises de toutes sortes. Sur un oscilloscope il apparaît comme à la figure 1.22. Nous étudierons en détail le bruit et les techniques à faible bruit dans le chapitre 7. Les sections 9.32 à 9.36, Vol. 2, traitent des techniques de production du bruit.



Figure 1.22 - Bruit.

### Ondes carrées

Une onde carrée est un signal qui varie en fonction du temps comme sur la figure 1.23. Comme l'onde sinusoïdale, elle est caractérisée par son amplitude et sa fréquence. Un circuit linéaire piloté par une onde carrée répond rarement par une onde carrée. L'amplitude efficace d'une onde carrée est égale à son amplitude.

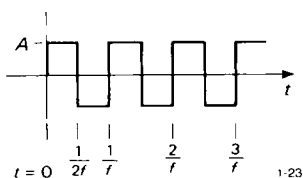


Figure 1.23 - Onde carrée.

Les fronts d'une onde carrée ne sont pas parfaitement carrés ; dans les circuits électroniques typiques le temps de montée  $t_m$  varie entre quelques nanosecondes et quelques microsecondes. La figure 1.24 montre le genre de phénomène observé en général. Le temps de montée se définit comme le temps nécessaire pour que le signal passe de 10% à 90% de son excursion totale.

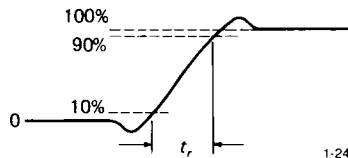


Figure 1.24 - Temps de montée d'un échelon d'onde carrée.

### Impulsions

Une impulsion est un signal qui ressemble à ceux de la figure 1.25. Il est caractérisé par son amplitude et sa durée, ou largeur d'impulsion. Vous pouvez créer un train d'impulsions périodiques (espacées également dans le temps). Dans ce cas, vous pourrez parler de la fréquence ou vitesse de répétition, et du « rapport cyclique », le rapport entre la durée de l'impulsion et la période de répétition (les rapports cycliques peuvent varier de 0 à 100%). La polarité des impulsions peut être positive ou négative ; de plus, elles peuvent être « montantes » ou « descendantes ». Par exemple, la deuxième impulsion de la figure 1.25 est une impulsion descendante de polarité positive.

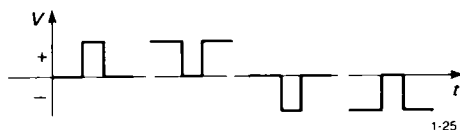


Figure 1.25 - Impulsions positives et négatives de deux polarités.

### Échelons et pics

Les échelons et les pics sont des signaux dont on parle beaucoup mais qu'on utilise peu. Ils permettent de donner une bonne description de ce qui se passe dans un circuit. S'il était possible de les dessiner, ils prendraient l'aspect des exemples de la figure 1.26. La fonction d'échelon est une partie d'une onde carrée ; le pic est simplement un saut fugitif, de durée très brève.

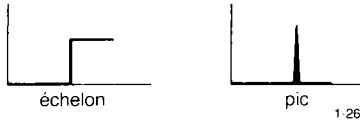


Figure 1.26

### 1.10 Niveaux logiques

Les impulsions et les signaux carrés sont très utilisés en électronique numérique, où des niveaux de tension prédéfinis représentent un des deux états possibles de tout point du circuit. Ces états sont appelés simplement BAS et HAUT, ils correspondent aux états logique 0 (faux) et 1 (vrai) de la logique booléenne (l'algèbre de Boole décrit des systèmes à deux états).

Des niveaux de tension précis ne sont pas indispensables en électronique numérique. Vous n'avez besoin de distinguer qu'entre deux états possibles. Chaque famille de composants logiques spécifie des niveaux HAUT et BAS normalisés. Par exemple, la famille logique 74HC fonctionne à partir d'une tension d'alimentation unique de +5 V, avec des niveaux de sortie typiques de 0 V (BAS) et +5 V (HAUT), le seuil d'indétermination est à 2,5 V. La tension réelle des sorties peut être décalée de 1 V par rapport au zéro ou à la tension +5 V sans anomalie du fonctionnement. Nous aurons beaucoup plus à en dire dans les chapitres 8 et 9, Vol. 2.

### 1.11 Sources de signaux

La source d'un signal se trouve souvent dans une partie du circuit sur lequel vous travaillez. Pour les tests, en revanche, une source de signaux variables est d'une utilité inestimable. Nous en avons de trois sortes à la carte : générateurs de signaux, générateurs d'impulsions et générateurs de fonctions.

#### Générateurs de signaux

Les générateurs de signaux sont des oscillateurs sinusoïdaux, habituellement équipés de façon à couvrir une large bande de fréquences (typiquement 50 kHz à 50 MHz), avec un dispositif de réglage fin de l'amplitude (un réseau diviseur résistif appelé atténuateur). Certains appareils vous permettent de *moduler* le signal de sortie (voir le chapitre 13,

Vol. 2). Comme variation sur ce thème, citons le *générateur à balayage* (ou vobulateur), un générateur de signaux dont la fréquence de sortie peut balayer périodiquement une plage donnée. Ces appareils sont pratiques pour le test de circuits dont les propriétés varient de façon déterminée en fonction de la fréquence, comme les « circuits accordés » ou les filtres. De nos jours, ces appareils, comme beaucoup d'autres instruments de test et de mesure, existent en versions qui permettent de programmer la fréquence, l'amplitude, etc. à partir d'un ordinateur ou d'un autre instrument numérique.

Une autre variation sur le thème du générateur de signaux : le synthétiseur de fréquence, un appareil qui produit des ondes sinusoïdales dont la fréquence peut être fixée précisément. La fréquence est réglée numériquement, souvent avec huit chiffres significatifs ou plus, elle est synthétisée à partir d'une référence précise (un oscillateur à quartz) par des méthodes numériques que nous étudierons plus loin (sections 9.27 à 9.31, Vol. 2). Si vous avez sérieusement besoin d'un générateur de fréquences précises, le synthétiseur est incontournable.

#### Générateurs d'impulsions

Les générateurs d'impulsions ne produisent que des impulsions, mais quelles impulsions ! La largeur d'impulsion, la fréquence de récurrence, l'amplitude, la polarité, le temps de montée, etc. peuvent tous être réglables. De plus, de nombreux appareils vous permettent de produire des paires d'impulsions, avec un espacement et une fréquence de récurrence réglables, ou même de coder des trains d'impulsions. La plupart des générateurs d'impulsions modernes sont munis de sorties à niveau logique pour faciliter le raccordement de circuits numériques. Comme les générateurs de signaux, les générateurs d'impulsions existent en version programmable par ordinateur.

#### Générateurs de fonctions

Par beaucoup d'aspects, les générateurs de fonctions sont les plus souples de toutes les sources de signaux. Ils vous permettent de produire des ondes sinusoïdales, triangulaires et carrées dans une plage de fréquence immense (le plus souvent 0,01 Hz à 10 MHz), avec un réglage de l'amplitude et du décalage en

## 1. LES BASES

courant continu (une tension continue ajoutée au signal). Beaucoup d'entre eux prévoient un système de balayage, souvent en plusieurs modes (variation de fréquence linéaire ou logarithmique en fonction du temps). Ils sont disponibles avec des sorties d'impulsions (sans la souplesse, toutefois, des générateurs d'impulsions), certains permettent aussi la modulation.

Comme les autres générateurs de signaux, les générateurs de fonctions existent en versions programmables, et avec un affichage numérique de la fréquence (quelquefois de l'amplitude aussi). Le dernier-né de la famille des générateurs de fonctions est le générateur de fonctions synthétisées, un appareil qui combine toute la souplesse d'un générateur de fonctions avec la stabilité et la précision d'un générateur de fréquences. Comme exemple, citons le HP 8116A, avec des ondes sinusoïdales, carrées et triangulaires (de même que des impulsions, des rampes, des sinusoides partielles, etc.) de 0,001 Hz à 50 MHz. La fréquence et l'amplitude (de 10 mV à 16 V de crête à crête) sont programmables, tout comme les balayages linéaire et logarithmique. Cet appareil offre aussi le déclenchement, une porte, des salves, la modulation de fréquence et d'amplitude, un oscillateur commandé par une tension, des périodes uniques. Pour l'usage général, si vous ne pouvez vous offrir qu'un générateur de signaux, le générateur de fonctions est fait pour vous.

### CONDENSATEURS ET CIRCUITS ALTERNATIFS

Une fois entrés dans le monde des tensions et des courants variables, ou signaux, nous rencontrons des éléments de circuit très intéressants qui sont inutiles dans les circuits en courant continu : les condensateurs et les inductances. Comme vous le verrez, ces composants simples, combinés avec des résisteurs, forment l'accord parfait des composants passifs qui est la base de presque tous les circuits. Les condensateurs, en particulier, sont essentiels dans presque toutes les applications. Ils sont utilisés pour la création de formes d'ondes, le filtrage, les applications de blocage et de découplage (*bypass*). Ils sont utilisés dans les intégrateurs et les différentiateurs. Associés

aux inductances, ils rendent possibles des filtres très étroits pour séparer du bruit de fond les signaux utiles. Vous verrez quelques applications dans le cours de ce chapitre, et il y aura de nombreux exemples intéressants dans les prochains chapitres.

Poursuivons, maintenant, avec l'examen détaillé des condensateurs. Certains passages de l'étude qui suivent sont nécessairement de nature mathématique ; le lecteur peu porté sur les mathématiques pourra trouver utile l'appendice B. Dans tous les cas, la compréhension des détails est moins importante à long terme que la compréhension des résultats.

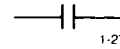


Figure 1.27 - Symbole d'un condensateur.

#### 1.12 Condensateurs

Un condensateur (figure 1.27) est un composant à deux bornes qui présente la propriété suivante :

$$\blacktriangle Q = CV$$

Un condensateur de  $C$  farads soumis à une tension de  $V$  volts entre ses bornes contient une charge de  $Q$  coulombs stockée sur une armature, de  $-Q$  sur l'autre armature.

En première approximation, les condensateurs sont des composants qui pourraient être considérés comme de simples résisteurs dépendants de la fréquence. Ils vous permettent par exemple de construire des diviseurs de tension dépendants de la fréquence. Pour certaines applications (couplage, découplage), c'est tout ce que vous avez besoin de savoir ; pour d'autres applications en revanche (filtrage, stockage d'énergie, circuits résonnants) une compréhension plus poussée est nécessaire. Par exemple, les condensateurs ne peuvent pas dissiper de puissance, même si un courant les traverse, parce que le courant est déphasé de  $90^\circ$  par rapport à la tension.

En prenant la dérivée de l'équation de définition ci-dessus (voir l'appendice B), vous obtenez :

$$\blacktriangle I = C \frac{dV}{dt}$$

Ainsi un condensateur est plus compliqué qu'un résistor ; le courant n'est pas simplement proportionnel à la tension, mais plutôt à la variation de tension. Si vous faites varier la tension de un volt en une seconde aux bornes d'un condensateur de un farad, vous fournissez un courant de un ampère. Réciproquement, si vous fournissez 1 ampère, la variation de tension est de 1 volt par seconde. Le farad est une unité énorme, vous rencontrerez habituellement des microfarads ( $\mu\text{F}$ ) ou des picofarads ( $\text{pF}$ ). (Pour rendre les choses difficiles au profane, les unités des condensateurs sont souvent omises dans les schémas. C'est à vous de les deviner en fonction du contexte.) Par exemple, si vous fournissez un courant de 1 mA à un condensateur de  $1 \mu\text{F}$ , la tension s'élèvera avec une pente de 1000 V par seconde. Une impulsion de 10 ms de ce courant augmentera de 10 V la tension aux bornes du condensateur (figure 1.28).

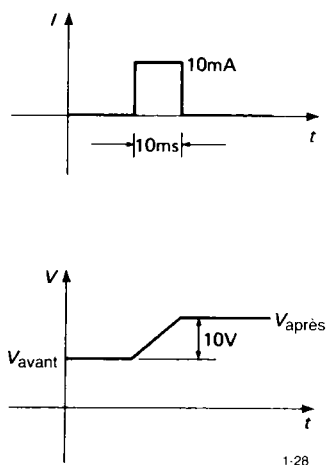


Figure 1.28 - La tension aux bornes d'un condensateur varie quand un courant le traverse.

Les condensateurs offrent une étonnante variété de formes et de tailles ; avec le temps, vous arriverez à reconnaître leurs avatars les plus courants. La construction élémentaire consiste en deux conducteurs proches l'un de l'autre (mais sans contact) ; en fait, les condensateurs les plus simples ne sont que cela. Pour augmenter la capacité, vous avez besoin d'une surface plus grande et d'un espacement moins

grand ; la solution usuelle consiste à plaquer d'un matériau conducteur un matériau isolant fin (appelé diélectrique), par exemple de l'aluminium sur un film de polyester enroulé sous la forme d'un petit cylindre. D'autres types répandus sont les disques en céramique, les feuilles métalliques avec des oxydes isolants (électrolytiques) et le mica métallisé. Chacun de ces types a des propriétés particulières ; pour une revue rapide, voyez l'encadré sur les condensateurs. En général, les types céramique et Mylar (marque déposée de Du Pont de Nemours pour le polyester) sont utilisés pour toutes les applications non critiques ; les condensateurs au tantale sont utilisés lorsqu'une plus grande capacité est nécessaire, les électrolytiques servent au filtrage des tensions d'alimentation.

### Condensateurs en parallèle et en série

La capacité de plusieurs condensateurs en parallèle est la somme de leur capacité individuelle. C'est facile à voir : appliquez une tension  $V$  aux bornes de l'assemblage en parallèle ; alors :

$$\begin{aligned} C_{\text{total}} V &= Q_{\text{total}} = Q_1 + Q_2 + Q_3 + \dots \\ &= C_1 V + C_2 V + C_3 V + \dots \\ &= (C_1 + C_2 + C_3 + \dots) V \end{aligned}$$

ou

$$C_{\text{total}} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$$

Pour les condensateurs en série, la formule ressemble à celle des résistors en parallèle :

$$C_{\text{total}} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots}$$

ou (pour deux condensateurs seulement)

$$C_{\text{total}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

### Exercice 1.12

Établissez la formule de la capacité de deux condensateurs en série. Astuce : comme il n'y a pas de connexion avec l'extérieur du point commun des deux condensateurs, ils doivent contenir des charges égales.

Le courant qui traverse un condensateur pendant la charge présente des caractéristiques inhabituelles.

## 1. LES BASES

Contrairement au courant des résisteurs, il n'est pas proportionnel à la tension, mais à la vitesse de variation de la tension (« la dérivée par rapport au temps »). En outre, contrairement à ce qui se passe avec les résisteurs, la puissance ( $V \times I$ ) liée au courant capacitif n'est pas transformée en chaleur, mais stockée en

énergie dans le champ électrique interne du condensateur. Vous récupérez toute cette énergie lorsque vous déchargez le condensateur. Nous verrons une autre façon d'envisager ces propriétés curieuses quand nous parlerons de *réactance*, au début de la section 1.18.

### CONDENSATEURS

Les types de condensateurs disponibles sont extrêmement variés. Voici un petit guide qui résume les avantages et inconvénients de chacun. Nos jugements peuvent être considérés comme quelque peu subjectifs :

Type	Gamme de capacité	Tension maximale	Précision	Stabilité en température	Fuites	Commentaire
Mica	1 pF à 0,01 $\mu$ F	100 V à 600 V	Bonne		Faibles	Excellent ; bon en fréquences radio
Tube céramique	0,4 pF à 100 pF	100 V à 600 V		Possibilité de choix		Plusieurs coefficients de température (y compris zéro)
Disque céramique	10 pF à 1 $\mu$ F	50 V à 30 kV	Faible	Faible	Modérées	Petit, bon marché, très répandu
Polyester (Mylar)	0,001 $\mu$ F à 50 $\mu$ F	50 V à 600 V	Bonne	Faible	Faibles	Bon marché, bon, répandu
Polystyrène	10 pF à 2,7 $\mu$ F	100 V à 600 V	Excellente	Faible	Très faibles	Haute qualité, volumineux, filtrage de signaux
Polycarbonate	100pF à 30 $\mu$ F	50 V à 800 V	Excellente	Excellente	Faibles	Haute qualité, faible encombrement
Polypropylène	100 pF à 50 $\mu$ F	100 V à 800 V	Excellente	Excellente	Faibles	Haute qualité, faible absorption par le diélectrique
Téflon	1000 pF à $\mu$ F	50 V à 200 V	Excellente	La meilleure	Les plus faibles	Haute qualité, la plus faible absorption par le diélectrique
Verre	10 pF à 1000 pF	100 V à 600 V	Bonne		Très faibles	Stabilité à long terme
Porcelaine	100 pF à 0,1 $\mu$ F	50 V à 400 V	Bonne	Bonne	Faibles	Stabilité à long terme
Tantale	0,1 $\mu$ F à 500 $\mu$ F	6 V à 100 V	Faible	Faible		Forte capacité, polarisé, petit, faible inductance
Électrolytique	0,1 $\mu$ F à 1,6 F	3 V à 600 V	Afreuse	Épouvantable	Horribles	Filtrage d'alimentation, polarisé, durée de vie courte
Double couche	0,1 F à 10 F	1,5 V à 6 V	Faible	Faible	Faibles	Sauvegarde de mémoires, forte résistance série
Huile	0,1 $\mu$ F à 20 $\mu$ F	200 V à 36 kV			Faibles	Filtres à haute tension, volumineux, longue durée de vie
Vide	1 pF à 5000 pF	2 kV à 36 kV			Très faibles	Émetteurs

**1.13 Circuits RC : tension et courant en fonction du temps**

Il existe deux façons d'aborder les circuits en courant alternatif ou, plus généralement, les circuits dans lesquels les tensions et les courants changent. Vous pouvez parler de tension en fonction du temps, ou bien d'amplitude en fonction de la fréquence. Les deux méthodes ont leurs mérites, et vous constaterez que vous passez de l'une à l'autre description, suivant que l'une ou l'autre convient mieux à la situation. Nous commencerons notre étude des circuits en courant alternatif dans le domaine du temps. À partir de la section 1.18, nous attaquerons le domaine des fréquences.

Citez quelques propriétés des circuits qui comportent des condensateurs. Pour répondre à cette question, commençons par le circuit RC simple (figure 1.29).

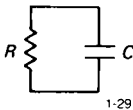


Figure 1.29

L'application des lois des condensateurs donne

$$C \frac{dV}{dt} = I = -\frac{V}{R}$$

Il s'agit d'une équation différentielle, sa solution est

$$V = Ae^{-t/RC}$$

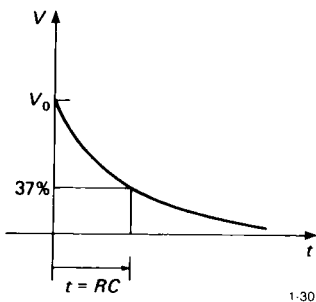


Figure 1.30 - La forme d'onde de la décharge d'un condensateur.

Ainsi un condensateur chargé connecté à une résistance se décharge suivant la courbe de la figure 1.30.

**Constante de temps**

Le produit  $RC$  s'appelle la constante de temps du circuit. Pour  $R$  en ohms et  $C$  en farads, l'unité du produit  $RC$  est la seconde. Un microfarad en parallèle avec  $1 \text{ k}\Omega$  a une constante de temps de  $1 \text{ ms}$  ; si le condensateur est chargé initialement à  $1,0 \text{ V}$ , le courant initial est de  $1,0 \text{ mA}$ .

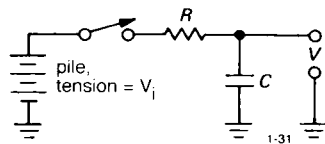


Figure 1.31

La figure 1.31 montre un circuit un peu différent. Au temps  $t=0$ , quelqu'un connecte la pile. L'équation du circuit est alors

$$I = C \frac{dV}{dt} = \frac{V_i - V}{R}$$

avec la solution

$$V = V_i + Ae^{-t/RC}$$

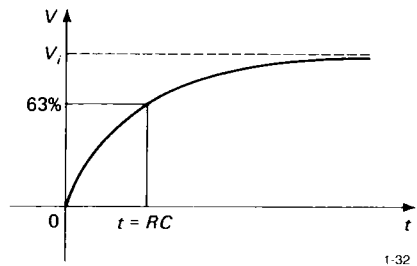


Figure 1.32

(Ne vous inquiétez pas si vous ne suivez pas les mathématiques. L'essentiel est que nous obtenions quelques résultats importants, que vous devrez vous rappeler. Plus tard nous utiliserons ces résultats fréquemment, sans recours à la méthode mathématique qui permet de les obtenir.) La constante  $A$  est déter-

# 1. LES BASES

minée par les conditions initiales (figure 1.32) :  
 $V = 0$  au temps  $t = 0$  ; de ce fait,  $A = -V_i$ , et  
 $V = V_i (1 - e^{-t/RC})$

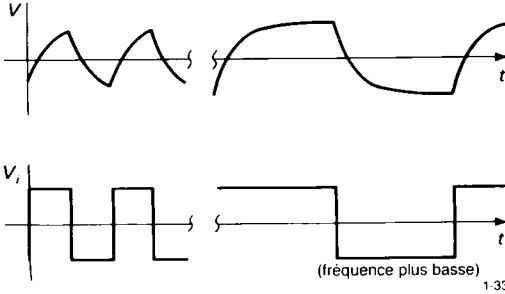


Figure 1.33 - La tension (courbe du haut) aux bornes d'un condensateur soumis à des signaux carrés (courbe inférieure).

### Décharge jusqu'à l'équilibre

Finalement (quand  $t$  est beaucoup plus grand que  $RC$ ),  $V$  atteint  $V_i$ . (Notez la règle empirique des  $5RC$  : un condensateur se charge ou se décharge jusqu'à 1% de la valeur finale en cinq constantes de temps.) Si à ce moment nous portons  $V_0$  à une autre valeur (par exemple 0), la tension  $V$  va décroître jusqu'à cette nouvelle valeur suivant l'exponentielle  $e^{-t/RC}$ . Par exemple, si  $V_0$  est une onde carrée, l'onde de sortie sera celle de la figure 1.33.

### Exercice 1.13

Montrez que le temps de montée (le temps nécessaire pour passer de 10% à 90% de la valeur finale) de ce signal est  $2,2 RC$ .

Vous pourriez poser cette question pertinente : qu'en est-il de  $V(t)$  pour une valeur arbitraire de  $V_i(t)$  ? La solution fait appel à une équation différentielle non homogène et peut être trouvée par les méthodes standard (lesquelles sortent, cependant, du cadre de cet ouvrage). Nous trouverions :

$$V(t) = \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t V_i(\tau) e^{-(t-\tau)/RC} d\tau$$

C'est-à-dire que le circuit fait la moyenne des événements passés à son entrée, avec un facteur de pondération

$$e^{-\Delta t/RC}$$

En pratique, vous vous poserez rarement cette question. Au lieu de cela, vous vous placerez dans le domaine des fréquences et vous vous demanderez quelle fraction de chaque fréquence présente à l'entrée se retrouve à la sortie. Nous passerons bientôt à ce sujet important (section 1.18). Auparavant, nous trouvons quelques autres circuits intéressants à étudier dans le domaine du temps.

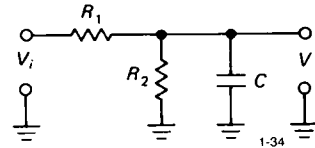


Figure 1.34

### Simplification par les équivalents de Thévenin

Nous pourrions continuer et analyser des circuits plus compliqués avec les mêmes méthodes, écrire leurs équations différentielles et chercher les solutions. Pour la plupart des applications, cela n'en vaut pas la peine. Ce circuit  $RC$  a juste la complexité qui nous convient, beaucoup d'autres circuits peuvent être ramenés à celui-là (par exemple celui de la figure 1.34). En utilisant simplement l'équivalent de Thévenin du diviseur de tension formé par  $R_1$  et  $R_2$ , vous pouvez trouver la tension de sortie  $V(t)$  produite par un échelon de tension  $V_0$ .

### Exercice 1.14

$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$  dans le circuit de la figure 1.34. Trouvez la tension  $V(t)$  et dessinez-la.

### Exemple : circuit retardateur

Nous avons déjà cité les niveaux logiques, les tensions sur lesquelles reposent les circuits numériques. La figure 1.35 montre une utilisation des condensateurs pour retarder une impulsion. Le symbole triangulaire est celui d'un « tampon CMOS ». Ce tampon fournit un état de sortie HAUT si l'entrée est à l'état HAUT (plus de la moitié de la tension continue qui sert à l'alimenter) et inversement. Le premier tampon délivre une copie du signal d'entrée, mais sous une faible impédance de sortie ; il évite ainsi que le circuit  $RC$  soit chargé (rappelez-vous notre propos précédent sur la charge des circuits dans la section 1.5). La sortie du circuit  $RC$  présente la décrois-



sance caractéristique et elle provoque le basculement du tampon de sortie 10 μs après la transition de l'entrée (un circuit RC atteint 50% de la valeur finale après 0,7 RC). Dans une application réelle, vous devriez prendre en considération l'effet des écarts entre la valeur du seuil du tampon et la moitié de la tension d'alimentation, lequel écart modifie le retard et change la durée de l'impulsion de sortie. Un circuit de ce genre est utilisé quelquefois pour retarder une impulsion et permettre à autre chose de se produire d'abord. Quand vous concevrez des circuits, vous essayerez de ne pas recourir à des astuces de ce genre, mais elles sont pratiques à l'occasion.

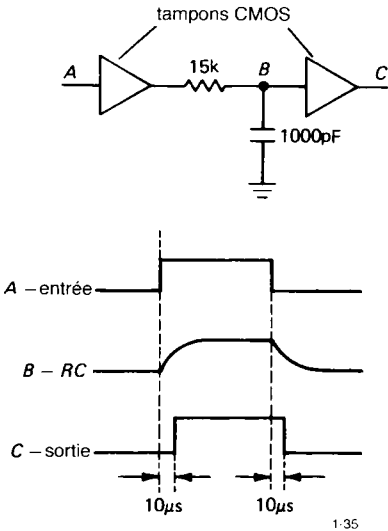


Figure 1.35 - Introduction d'un retard dans un signal numérique à l'aide d'un circuit RC.

### 1.14 Différentiateurs

Considérez le circuit de la figure 1.36. La tension aux bornes de C est  $V_{\text{entrée}} - V$ , de sorte que

$$I = C \frac{d(V_{\text{entrée}} - V)}{dt} = \frac{V}{R}$$

Si nous choisissons R et C suffisamment petits pour que  $dV/dt \ll dV_{\text{entrée}}/dt$ ,

$$C \frac{dV_{\text{entrée}}}{dt} \approx \frac{V}{R}$$

ou

$$V(t) = RC \frac{dV_{\text{entrée}}(t)}{dt}$$

C'est-à-dire que nous obtenons une sortie proportionnelle à la vitesse de variation de l'onde de sortie.

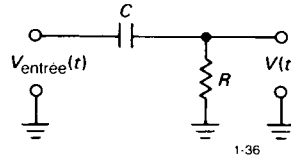


Figure 1.36

Pour maintenir  $dV/dt \ll dV_{\text{entrée}}/dt$ , nous faisons en sorte que le produit RC soit petit, en prenant soin de ne pas charger l'entrée par une valeur de R trop petite (lors de la transition, la variation de tension sur C est nulle, si bien que la charge vue par l'entrée est R). Nous aurons un meilleur jugement sur la question quand nous examinerons les choses dans le domaine des fréquences. Si vous pilotez ce circuit par une onde carrée, la sortie sera celle de la figure 1.37.

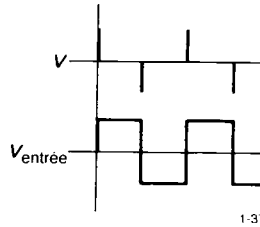


Figure 1.37 - L'onde de sortie (en haut) d'un circuit différentiateur attaqué par une onde carrée.

Les différentiateurs sont pratiques pour détecter les fronts montants et les fronts descendants ; dans les circuits numériques vous rencontrerez parfois des choses comme celles de la figure 1.38. Le différentiateur RC délivre des pics lors des transitions du signal d'entrée, le tampon de sortie convertit les pics en brèves impulsions rectangulaires. En pratique, le pic négatif sera de faible amplitude grâce à une diode (un composant pratique dont nous parlerons dans la section 1.25) incorporée dans le tampon.

#### Couplage capacitif involontaire

Les différentiateurs se créent parfois de façon inattendue, dans des situations où ils ne sont pas bienvenus. Vous pourrez voir des signaux comme ceux de la figure 1.39. Le premier cas est dû à une onde carrée

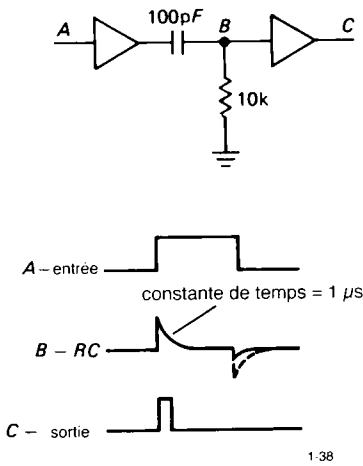


Figure 1.38 - Détecteur de front montant.

quelque part dans le circuit, couplée capacitivement au signal que vous observez ; cela pourrait signifier qu'il manque une résistance de bouclage sur la ligne de votre signal. Sinon, il vous faut soit réduire l'impédance interne de la source du signal, soit trouver un moyen de réduire le couplage capacitif du signal carré perturbateur. Le deuxième cas est typique de ce que vous pouvez voir quand vous observez un signal carré mais que vous avez une liaison interrompue quelque part, habituellement dans la sonde de l'oscilloscope. La très faible capacité de la liaison interrompue se combine avec la forte résistance d'entrée de l'oscilloscope pour former un différentiateur. *Savoir que vous avez « quelque chose de coupé » peut vous aider à trouver le défaut et à l'éliminer.*

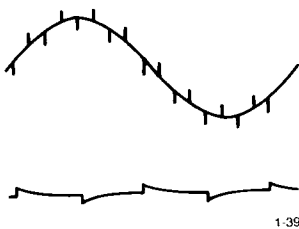


Figure 1.39

### 1.15 Intégrateurs

Jetez un coup d'œil au circuit de la figure 1.40. La tension aux bornes de R est  $V_{\text{entrée}} - V$ , de sorte que

$$I = C \frac{dV}{dt} = \frac{V_{\text{entrée}} - V}{R}$$

Si nous nous arrangeons pour maintenir  $V \ll V_{\text{entrée}}$  et le produit RC grand,

$$C \frac{dV}{dt} \approx \frac{V_{\text{entrée}}}{R}$$

ou

$$V(t) = \frac{1}{RC} \int^t V_{\text{entrée}}(t) dt + \text{constante}$$

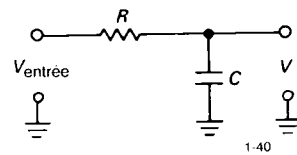


Figure 1.40

Nous avons un circuit qui réalise l'intégration dans le temps d'un signal d'entrée ! Vous pouvez voir comment fonctionne l'approximation pour un signal carré :  $V(t)$  est alors la courbe de charge exponentielle que nous avons vue plus haut (figure 1.41). La première partie de l'exponentielle est une rampe, l'intégrale d'une constante ; comme nous augmentons la constante de temps, nous récupérons une plus petite fraction de l'exponentielle, c'est-à-dire que nous avons une meilleure approximation de la rampe parfaite.

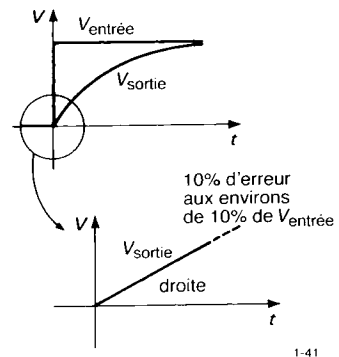


Figure 1.41

Notez que la condition  $V \ll V_{\text{entrée}}$  revient exactement à dire que  $I$  est proportionnel à  $V_{\text{entrée}}$ . Si nous avions comme signal d'entrée un courant  $I(t)$ , nous aurions un intégrateur parfait. Une forte tension aux bornes d'une grande résistance est proche d'une source de courant, et la remplace souvent en pratique.

Plus tard, quand nous arriverons aux amplificateurs opérationnels et à la contre-réaction, nous pourrons construire des intégrateurs qui ne seront plus soumis à la condition  $V_{\text{sortie}} \ll V_{\text{entrée}}$ . Ils fonctionneront dans de larges gammes de fréquence et de tension avec une erreur négligeable.

L'intégrateur est très utilisé dans le calcul analogique. C'est un sous-ensemble utile qui trouve des applications dans les systèmes automatiques, la contre-réaction, la conversion analogique-numérique et la production de formes d'ondes.

**Générateurs de rampes**

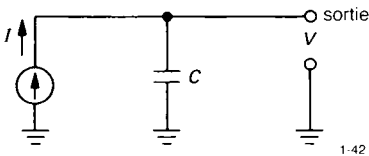


Figure 1.42 - Une source de courant qui charge un condensateur produit une rampe de tension.

À ce point, il est facile de comprendre comment fonctionne un générateur de rampe. Ce circuit est extrêmement utile, par exemple dans les circuits temporisateurs, les générateurs de signaux et de fonctions, les circuits de balayage des oscilloscopes, les circuits de conversion analogique-numérique. Le générateur de rampe utilise un courant constant pour charger un condensateur (figure 1.42). À partir de l'équation du condensateur  $I = C(dV/dt)$ , vous obtenez  $V(t) = (I/C)t$ . La forme d'onde de sortie est représentée à la figure 1.43. La rampe s'arrête quand la source de courant « est à court de tension », c'est-à-dire quand elle atteint sa limite de tension. Nous avons dessiné aussi, pour comparaison, la courbe d'un circuit RC simple, connecté à une source de tension égale à la limite de tension de la source de

courant, avec  $R$  choisi de telle façon que le courant pour une tension de sortie nulle soit égal au courant constant de la source de courant (les sources de courant réelles ont habituellement une limite de tension fixée par leur alimentation, si bien que la comparaison est réaliste). Dans le chapitre suivant, qui traite des transistors, nous dessinerons quelques sources de courant, avec quelques raffinements qui suivront dans les chapitres sur les amplificateurs opérationnels et les transistors à effet de champ (FET). Des choses intéressantes, mais patientez.

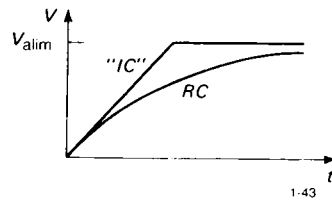


Figure 1.43

**Exercice 1.15**

Un courant de 1 mA charge un condensateur de 1  $\mu\text{F}$ . Au bout de combien de temps la rampe atteint-elle 10 V ?

**INDUCTANCES ET TRANSFORMATEURS**

**1.16 Inductances**

Si vous comprenez les condensateurs, vous n'aurez aucun mal à comprendre les inductances (figure 1.44). Elles sont très proches des condensateurs : la vitesse de variation du courant dans une inductance dépend de la tension qui règne à ses bornes, alors que la vitesse de variation de la tension aux bornes d'un condensateur dépend du courant qui le traverse. L'équation qui définit une inductance est

$$\blacktriangle V = L \frac{dI}{dt}$$

Le symbole  $L$  représente l'inductance, qui se mesure en henrys (ou mH,  $\mu\text{H}$ , etc.). Une tension appliquée aux bornes d'une inductance fait croître le courant suivant une rampe (pour un condensateur, un courant constant produit une rampe de tension) ; une tension de 1 V aux bornes d'une inductance de 1 H produit un courant qui augmente de 1 ampère par seconde.



Figure 1.44 - Inductance.

Comme le courant capacitif, le courant inductif n'est pas simplement proportionnel à la tension. De plus, contrairement au cas de la résistance, la puissance liée au courant inductif ( $V \times I$ ) n'est pas transformée en chaleur, mais l'énergie est stockée dans le champ magnétique de l'inductance. Vous récupérez toute cette énergie quand vous interrompez le courant qui traverse l'inductance.

Le symbole de l'inductance ressemble à une bobine de fil ; c'est parce que, sous sa forme la plus simple, une inductance est une bobine de fil. Les différents types sont des boblnages de fil autour de noyaux en matériaux divers, le plus usuel étant le fer (ou des alliages, feuilletés ou en poudre) et le ferrite, un oxyde magnétique de fer fritté, noir, non conducteur. Il s'agit dans tous les cas de stratagèmes pour multiplier l'inductance d'une bobine donnée par la « perméabilité » du noyau. Le noyau peut avoir la forme d'un barreau, d'un tore (une sorte de beignet de pomme), ou des formes encore plus bizarres, comme le « pot » (il faut en voir un pour comprendre ; la meilleure description serait celle d'un moule à beignets de pomme coupé en deux horizontalement, si les beignets de pommes se faisaient dans des moules).

Les inductances sont très utilisées dans les circuits à fréquence radio, où elles servent à « bloquer » les hautes fréquences et comme éléments de circuits accordés (voir le chapitre 13, Vol. 2). Une paire d'inductances étroitement couplées forme un objet intéressant, connu sous le nom de transformateur. Nous parlerons brièvement des uns et des autres dans la prochaine section.

Une inductance est, littéralement, le contraire d'un condensateur. Vous verrez comment cela se manifeste dans les prochaines sections de ce chapitre, qui traitent du sujet très important qu'est l'*impédance*.

## 1.17 Transformateurs

Un transformateur est un appareil composé de deux bobinages étroitement couplés (appelés primaire et secondaire). Une tension alternative appliquée au primaire apparaît aux bornes du secondaire, affectée d'un coefficient multiplicateur proportionnel au rapport des nombres de spires des enroulements, le courant est multiplié par l'inverse de ce rapport ; la puissance est conservée. La figure 1.45 montre le symbole d'un transformateur à noyau feuilleté (du genre utilisé pour convertir la tension du secteur à 50 Hz).

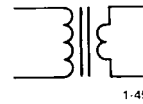


Figure 1.45 - Transformateur.

Les transformateurs ont un bon rendement (la puissance en sortie est très proche de la puissance en entrée) ; ainsi, un transformateur élévateur délivre une tension supérieure et un courant inférieur. Un petit saut en avant : un transformateur de rapport  $n$  multiplie l'impédance par  $n^2$ . Le courant primaire est minime si le secondaire n'est pas chargé.

Les transformateurs ont deux fonctions importantes dans les appareils électroniques : ils convertissent la tension du secteur à une valeur utilisable (habituellement inférieure) par le circuit, ils « isolent » le circuit électronique du secteur parce que les enroulements sont isolés électriquement l'un de l'autre. Les *transformateurs d'alimentation* (prévus pour le secteur 220 V) présentent une immense variété de tensions et de courants secondaires : des tensions de sortie allant de un volt jusqu'à plusieurs milliers de volts, des courants allant de quelques milliampères à plusieurs centaines d'ampères. Les transformateurs usuels en électronique peuvent avoir une tension secondaire de 10 à 50 V, avec des intensités nominales allant d'un dixième d'ampère à quelque cinq ampères.

On trouve aussi des transformateurs destinés aux fréquences audio et radio. Aux fréquences radio, ils sont souvent utilisés comme transformateurs accordés, pour traiter seulement une bande de fréquence

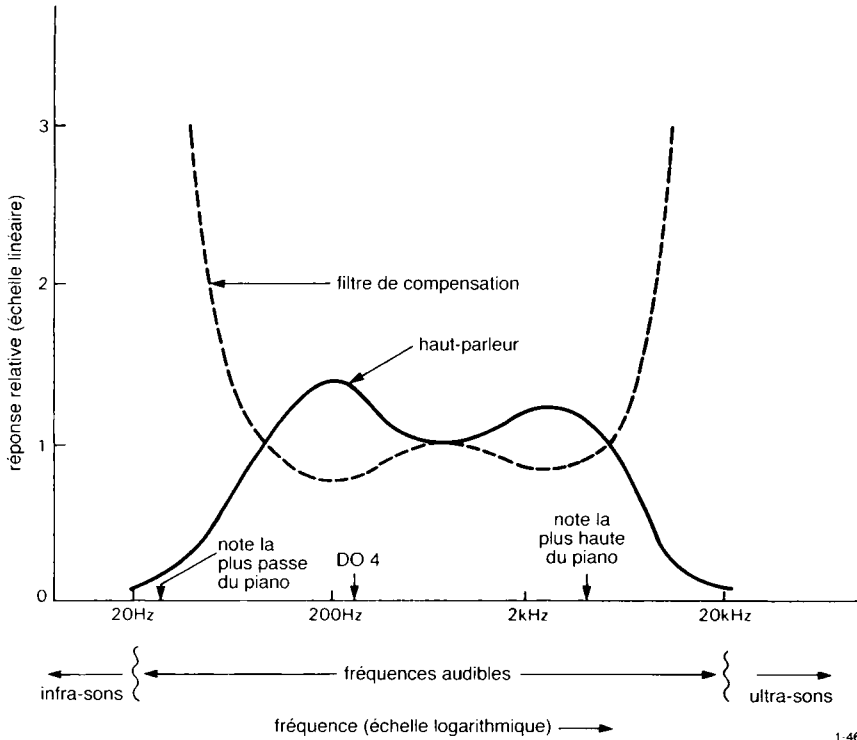


Figure 1.46 - Exemple d'analyse en fréquence : l'égalisation d'un haut-parleur d'enceinte acoustique.

étroite. Il existe aussi une classe intéressante de transformateurs pour lignes de transmission, que nous étudierons dans la section 13.10, Vol. 2. En général, les transformateurs utilisables à haute fréquence comportent des noyaux en matériaux spéciaux, ou sont conçus spécialement pour minimiser les pertes, alors que les transformateurs à basse fréquence (comme les transformateurs d'alimentation) trimentent des noyaux encombrants et lourds. Normalement, les deux sortes de transformateurs ne sont pas interchangeables.

### IMPÉDANCE ET RÉACTANCE

Avertissement : voici une des sections un peu mathématiques ; vous pouvez aussi bien sauter les développements mathématiques, mais il faut porter la plus grande attention aux résultats et aux graphes.

Les circuits qui comportent des condensateurs et des inductances sont plus compliqués que les circuits

résistifs que nous avons étudiés au début, en ce que leur comportement dépend de la fréquence : un « diviseur de tension » contenant un condensateur ou une inductance présentera un rapport de division lié à la fréquence. De plus, nous venons de le voir, les circuits qui contiennent ces composants (dits composants « réactifs ») altèrent la forme d'onde de signaux d'entrée comme les carrés.

Il n'en reste pas moins que les condensateurs et les inductances sont des composants *linéaires*, c'est-à-dire que l'amplitude de l'onde de sortie, quelle que soit sa forme, varie proportionnellement à celle de l'onde d'entrée. Cette linéarité a beaucoup de conséquences, dont la plus importante est sans doute celle-ci : *la sortie d'un circuit linéaire, attaqué par une onde sinusoïdale à une fréquence quelconque  $f$ , est elle-même une onde sinusoïdale de même fréquence (avec, au plus, un changement d'amplitude et de phase).*

Grâce à cette propriété remarquable des circuits contenant des résisteurs, des condensateurs et des inductances (et plus tard des amplificateurs linéaires), il est particulièrement facile d'analyser ces circuits en se demandant comment la tension de sortie (amplitude et phase) est liée à la tension d'entrée, pour un signal d'entrée sinusoïdal à une seule fréquence, même si ce n'est pas l'utilisation envisagée. Un graphe de la courbe de réponse en fréquence — sur lequel est reporté le rapport entre la sortie et l'entrée pour chaque fréquence de l'onde sinusoïdale — est utile pour envisager de nombreuses formes d'ondes. Par exemple, un haut parleur pour une enceinte acoustique donnée devrait avoir la courbe de réponse de la figure 1.46, où la grandeur de « sortie » est une pression acoustique, naturellement, et non une tension. Il est souhaitable que le haut-parleur ait une réponse « plate », autrement dit que la courbe de la pression acoustique en fonction de la fréquence soit constant d'un bout à l'autre de la plage des fréquences audibles. En pratique, les imperfections du haut-parleur peuvent être corrigées par l'introduction dans l'amplificateur d'un filtre passif qui présente une courbe de réponse inverse (en pointillés).

Comme nous le verrons, il est possible de généraliser la loi d'Ohm, en remplaçant le mot « résistance » par le mot « impédance », pour décrire tout circuit contenant ces composants passifs linéaires (résisteurs, condensateurs et inductances). Vous pouvez considérer la question des impédances et des réactances comme la loi d'Ohm des circuits qui comportent des condensateurs et des inductances. Un peu de terminologie importante : l'impédance est la « résistance généralisée » ; les inductances et les condensateurs possèdent une « réactance » (ils sont « réactifs ») ; les résisteurs présentent une résistance (ils sont « résistifs »). En d'autres termes, impédance = résistance + réactance (nous développerons cela plus loin). Cependant, vous trouverez des affirmations comme « l'impédance du condensateur à cette fréquence est ... ». Si vous n'avez pas à parler de la réactance, c'est parce que la notion d'impédance recouvre le tout. En fait, vous utiliserez fréquemment le mot « impédance » même en sachant que vous parlez d'une résistance pure ; vous direz « l'impédance de la source » ou « l'impédance de sortie » pour désigner

la résistance équivalente de Thévenin d'une source quelconque. La même chose est valable pour « l'impédance d'entrée ».

Dans tout ce qui suit, nous parlerons de circuits pilotés par des ondes sinusoïdales à une seule fréquence. L'analyse de circuits pilotés par des formes d'ondes plus compliquées est plus laborieuse, elle met en œuvre les méthodes que nous avons utilisées précédemment (équations différentielles) ou la décomposition de la forme d'ondes en ondes sinusoïdales (analyse de Fourlér). Heureusement, ces méthodes sont rarement nécessaires.

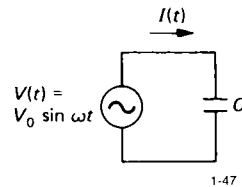


Figure 1.47

### 1.18 Analyse en fréquence de circuits réactifs

Commençons par considérer un condensateur attaqué par une source de tension sinusoïdale (figure 1.47). Le courant est

$$I(t) = C \frac{dV}{dt} = C \omega V_0 \cos \omega t$$

c'est-à-dire un courant d'amplitude  $I$ , déphasé en avant de  $90^\circ$  par rapport à la tension. Si nous ne considérons que les amplitudes, en négligeant les phases, le courant est

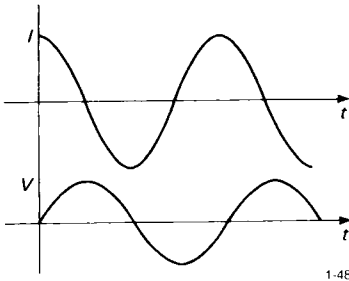
$$I = \frac{V}{1/\omega C}$$

(Rappelez-vous que  $\omega = 2\pi f$ .) Le condensateur se comporte comme s'il présentait une résistance  $R = 1/\omega C$ , mais en plus de cela le courant est déphasé de  $90^\circ$  par rapport à la tension (figure 1.48). Par exemple, un condensateur de  $1 \mu\text{F}$  soumis à une tension de  $110 \text{ V}$  (efficaces) à  $60 \text{ Hz}$  consomme un courant efficace de

$$I = \frac{110}{1/(2\pi \times 60 \times 10^{-6})} = 41,5 \text{ mA (rms)}$$

Note : il est nécessaire à ce point de se plonger dans une algèbre assez complexe ; vous pouvez passer

par-dessus les mathématiques dans les quelques sections qui suivent, mais en prenant bonne note des résultats que nous obtenons. Une connaissance détaillée des mathématiques n'est pas indispensable à la compréhension du reste du livre : les mathématiques seront très peu utilisées dans les autres chapitres. La section qui suit est de loin la plus difficile pour le lecteur peu préparé aux mathématiques. Ne vous découragez pas !



1-48

Figure 1.48

**Tensions et courants sous la forme de nombres complexes**

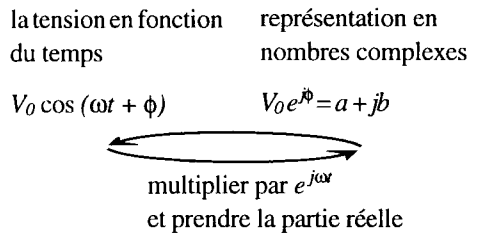
Comme vous venez de le voir, il peut se produire des décalages de phase entre la tension et le courant dans un circuit alternatif attaqué par une onde sinusoïdale à une certaine fréquence. Néanmoins, tant que le circuit ne comporte que des éléments *linéaires* (résisteurs, condensateurs, inductances), le module des courants, partout dans le circuit, reste proportionnel au module de la tension d'attaque ; ainsi, nous pouvons espérer trouver une sorte de généralisation de la tension, du courant et de la résistance pour venir au secours de la loi d'Ohm. Il est évident qu'un simple nombre ne suffira pas à caractériser le courant à un point donné du circuit, puisque nous avons besoin, d'une façon ou d'une autre, d'informations qui décrivent à la fois le module et le décalage de phase.

Nous pourrions imaginer de caractériser les amplitudes et les décalages de phase des tensions et des courants à un point donné en les écrivant explicitement, par exemple  $V(t) = 23,7 \sin(377t + 0,38)$  ; il apparaît cependant que nos exigences peuvent être satisfaites plus simplement par le recours à l'algèbre

des nombres complexes pour *représenter* les tensions et les courants. Cette algèbre nous permet d'additionner et de soustraire simplement les *représentations* complexes, au lieu d'additionner et de soustraire laborieusement les valeurs réelles des fonctions sinusoïdales du temps. Comme les tensions et les courants réels sont des grandeurs qui varient dans le temps, nous devons élaborer une règle pour la conversion des grandeurs réelles en une représentation et vice versa. Nous convenons, pour décrire une onde sinusoïdale  $\omega$  de fréquence unique, d'appliquer les règles suivantes :

1. Les tensions et les courants sont *représentés* par les grandeurs complexes  $\mathbf{V}$  et  $\mathbf{I}$ .  
La tension  $V_0 \cos(\omega t + \phi)$  est représentée par le nombre complexe  $V_0 e^{j\phi}$ .  
Retenez que  $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$ , avec  $j = \sqrt{-1}$ .
2. On obtient les tensions et courants *réels* en multipliant leur représentation complexe par  $e^{j\omega t}$ , puis en prenant la partie réelle ( $Re$ ) :  
 $V(t) = Re(\mathbf{V} e^{j\omega t}), I(t) = Re(\mathbf{I} e^{j\omega t})$ .

En d'autres termes,



(En électronique, le symbole  $j$  est utilisé à la place de  $i$  dans les exponentielles pour éviter les confusions avec le symbole  $i$  qui représente le courant.) Ainsi, dans le cas général, la tension et le courant réels sont donnés par

$$\begin{aligned}
 V(t) &= Re(\mathbf{V} e^{j\omega t}) \\
 &= Re(\mathbf{V}) \cos \omega t - Im(\mathbf{V}) \sin \omega t \\
 I(t) &= Re(\mathbf{I} e^{j\omega t}) \\
 &= Re(\mathbf{I}) \cos \omega t - Im(\mathbf{I}) \sin \omega t
 \end{aligned}$$

Par exemple, une tension dont la représentation complexe est

$$\mathbf{V} = 5j$$

## 1. LES BASES

correspond à une tension réelle en fonction du temps de

$$V(t) = \text{Re} [5j \cos \omega t + 5j(j) \sin \omega t] \\ = -5 \sin \omega t \text{ volts}$$

### Réactance de condensateurs et d'inductances

Avec cette convention nous pouvons appliquer la loi d'Ohm aux circuits qui comportent des condensateurs et des inductances, exactement comme pour les résisteurs, une fois que nous connaissons la réactance du condensateur ou de l'inductance. Voyons ce qu'est cette réactance.

Nous avons

$$V(t) = \text{Re} (V_0 e^{j\omega t})$$

Pour un condensateur, à l'aide de  $I = C(dV/dt)$ , nous obtenons

$$I(t) = -V_0 C \omega \sin \omega t = \text{Re} \left( \frac{V_0 e^{j\omega t}}{-j/\omega C} \right) \\ = \text{Re} \left( \frac{V_0 e^{j\omega t}}{X_C} \right)$$

c'est-à-dire

$$X_C = -j/\omega C$$

Le symbole  $X_C$  est celui de la réactance du condensateur à la fréquence  $\omega$ . Comme exemple, un condensateur de  $1 \mu\text{F}$  a une réactance de  $-2653j$  ohms à 60 Hz et une réactance de  $-0,16j$  ohms à 1 MHz. Sa réactance en courant continu est infinie.

Si nous faisons une analyse similaire pour une inductance, nous trouverions  $X_L = j\omega L$

Un circuit qui contient seulement des condensateurs et des inductances a toujours une impédance purement imaginaire, c'est-à-dire que le courant est toujours déphasé de  $90^\circ$ , qu'il est purement réactif. Quand le circuit présente une résistance, l'impédance comporte une partie réelle. Le terme « réactance » dans ce cas ne représente que la partie imaginaire.

### Généralisation de la loi d'Ohm

Avec ces conventions pour la représentation des tensions et des courants, la loi d'Ohm prend une forme simple. Aussi simple que :

$$\blacktriangle \mathbf{I} = \mathbf{V}/\mathbf{Z} \text{ et } \mathbf{V} = \mathbf{I} \mathbf{Z}$$

La tension représentée par  $\mathbf{V}$ , appliquée à un circuit d'impédance  $\mathbf{Z}$ , y produit un courant représenté par  $\mathbf{I}$ . L'impédance complexe de composants en série ou en parallèle obéit aux mêmes règles que la résistance.

$$\blacktriangle \mathbf{Z} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + \dots \text{ (en série)}$$

$$\blacktriangle \mathbf{Z} = \frac{1}{\frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{\mathbf{Z}_2} + \frac{1}{\mathbf{Z}_3} + \dots} \text{ (en parallèle)}$$

Enfin, pour être complets, nous résumons les formules de l'impédance des résisteurs, des condensateurs et des inductances :

$$\blacktriangle \mathbf{Z}_R = R \text{ (résistor)}$$

$$\blacktriangle \mathbf{Z}_C = -j/\omega C = 1/j\omega C \text{ (condensateur)}$$

$$\blacktriangle \mathbf{Z}_L = j\omega L \text{ (inductance)}$$

Ces règles nous permettent d'analyser beaucoup de circuits en courant alternatif avec les mêmes méthodes générales que celles que nous utilisons pour analyser les circuits en courant continu, c'est-à-dire avec les formules de mise en série, de mise en parallèle et la loi d'Ohm. Les résultats que nous obtiendrons pour des circuits comme les diviseurs de tension seront à peu près les mêmes qu'avant. Dans les réseaux à connexions multiples, nous pouvons avoir à utiliser les lois de Kirchhoff, exactement comme pour le courant continu. Nous utiliserons alors la représentation complexe de  $V$  et de  $I$  : la somme des chutes de tension (complexes) dans une boucle fermée est nulle, la somme des courants (complexes) dans un point est nulle. Cette dernière règle implique, comme pour les circuits en courant continu, que le courant (complexe) dans un circuit série est le même partout.

#### Exercice 1.16

Mettez en pratique les règles précédentes, relatives à l'impédance des composants en parallèle et en série pour en tirer les formules (section 1.12) de la capacité de deux condensateurs en parallèle (a) et



en série (b). Astuce : dans chaque cas, donnez aux deux condensateurs les capacités  $C_1$  et  $C_2$ . Écrivez l'impédance des combinaisons en parallèle et en série ; ensuite rendez-la égale à l'impédance d'un condensateur unique de capacité  $C$ . Trouvez  $C$ .

Expérimentons ces techniques sur le circuit le plus simple qu'on puisse imaginer, une tension alternative appliquée à un condensateur comme nous l'envisageons précédemment. Ensuite, après un bref coup d'œil à la puissance dans les circuits réactifs (pour finir de poser les fondations), nous analyserons quelques circuits de filtres  $RC$  simples mais très importants.

Imaginez que vous appliquez une tension alternative de 110 V (efficaces) à 60 Hz aux bornes d'un condensateur de  $1 \mu\text{F}$ . Quel courant circule ? En appliquant la loi d'Ohm complexe, nous avons

$$Z = -j / \omega C$$

de ce fait, le courant est donné par

$$I = V/Z$$

La phase de la tension est arbitraire, choisissons donc  $V = A$ , c'est-à-dire  $V(t) = A \cos \omega t$ , avec l'amplitude  $A = 110 \sqrt{2}$  volts. Alors

$$I = j \omega C A \approx 0,059 \sin \omega t$$

Le courant résultant a une intensité de 59 mA (41,5 mA efficaces) et précède la tension de  $90^\circ$ . Ce résultat concorde avec nos calculs précédents. Notez que si nous avions voulu connaître seulement l'intensité, sans nous soucier des phases relatives, nous aurions pu éviter tout calcul algébrique complexe : si la relation

$$A = B/C$$

est vraie, alors

$$A = B/C$$

est vrai si  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont les modules des nombres complexes respectifs ; c'est valable pour la multiplication aussi (voir l'exercice 1.17).

Donc, dans ce cas

$$I = V/Z = \omega CV$$

Cette astuce est souvent utile.

Vous pouvez être surpris par le fait que le condensateur ne dissipe aucune puissance dans cet exemple. L'expérience ne gonflera pas votre facture d'électricité ; vous verrez pourquoi dans la section suivante. Ensuite nous continuerons en examinant à la lumière de notre loi d'Ohm complexe des circuits qui comportent des résisteurs et des condensateurs.

Exercice 1.17

Montrez que si  $A = BC$ , alors  $A = BC$ , avec  $A$ ,  $B$  et  $C$  qui représentent les modules. Astuce : représentez chaque nombre complexe sous forme polaire, c'est-à-dire  $A = A e^{j\theta}$ .

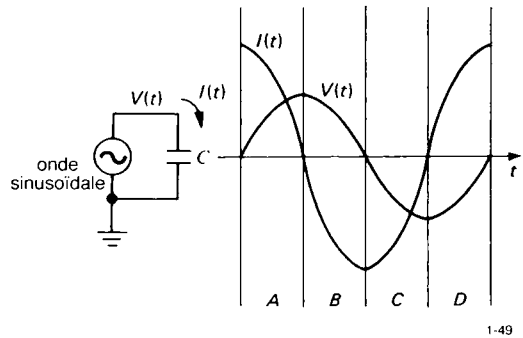


Figure 1.49 - Quand il est produit par une tension sinusoïdale, le courant qui traverse un condensateur est en avance de  $90^\circ$  sur la tension.

Puissance dans les circuits réactifs

La puissance instantanée fournie à tout élément du circuit est toujours donnée par le produit  $P = VI$ . Cependant, dans les circuits réactifs où  $V$  et  $I$  ne sont pas tout simplement proportionnels, vous ne pouvez pas vous contenter de les multiplier. Des choses amusantes peuvent se produire ; par exemple, le signe du produit peut changer d'une période à l'autre du signal alternatif. La figure 1.49 montre un exemple. Pendant les intervalles de temps  $A$  et  $C$ , la puissance est fournie au condensateur (fût-ce avec un débit variable), ce qui augmente sa charge ; l'énergie stockée augmente (la puissance est la vitesse de variation de l'énergie). Pendant les intervalles  $B$  et  $D$ , la puissance fournie au condensateur est négative ; il se décharge. La puissance moyenne d'une période entière, dans cet exemple, est en fait exactement nulle, une affirmation qui est toujours vraie pour tout circuit purement réactif

## 1. LES BASES

(inductances, condensateurs, ou toute combinaison des deux). Si vous connaissez vos intégrales trigonométriques, le prochain exercice vous montrera comment en établir la preuve.

### Exercice 1.18

Exercice facultatif : montrez qu'un circuit dont le courant est déphasé de  $90^\circ$  par rapport à la tension qui le produit ne consomme aucune puissance, la moyenne étant faite sur une période entière.

Comment trouvons-nous la puissance moyenne consommée par un circuit quelconque ? En général, nous pouvons imaginer d'ajouter de petites fractions du produit  $VI$ , puis de diviser la somme par le temps écoulé. En d'autres termes,

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) I(t) dt$$

avec  $T$  qui représente le temps que dure une période complète. Heureusement, ce n'est presque jamais nécessaire. Au lieu de cela, il est facile de montrer que la puissance moyenne est donnée par la formule

$$P = \operatorname{Re} (\mathbf{VI}^*) = \operatorname{Re} (\mathbf{V}^* \mathbf{I})$$

dans laquelle  $\mathbf{V}$  et  $\mathbf{I}$  sont les amplitudes efficaces complexes.

Prenons un exemple. Soit le circuit précédent, avec une tension de un volt (efficace) appliquée à un condensateur. Nous effectuerons tous les calculs avec des amplitudes efficaces, pour simplifier. Nous avons

$$\mathbf{V} = 1$$

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}}{-j/\omega C} = j\omega C$$

$$P = \operatorname{Re} (\mathbf{VI}^*) = \operatorname{Re} (-j\omega C) = 0$$

C'est-à-dire que la puissance moyenne est nulle, comme nous l'avons affirmé précédemment.

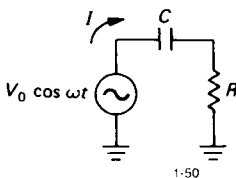


Figure 1.50

Comme autre exemple, considérons le circuit de la figure 1.50. Nos calculs se présentent ainsi :

$$\mathbf{Z} = R - \frac{j}{\omega C}$$

$$\mathbf{V} = V_0$$

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{Z}} = \frac{V_0}{R - (j/\omega C)} = \frac{V_0 [R + (j/\omega C)]}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}$$

$$P = \operatorname{Re} (\mathbf{VI}^*) = \frac{V_0^2 R}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}$$

(Dans la troisième ligne, nous avons multiplié le numérateur et le dénominateur par l'expression complexe conjuguée du dénominateur, pour rendre le dénominateur réel.) Le résultat est inférieur au produit des modules de  $\mathbf{V}$  et  $\mathbf{I}$ . En fait, le rapport s'appelle le *facteur de puissance* :

$$|\mathbf{V}| |\mathbf{I}| = \frac{V_0^2}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}}$$

Dans ce cas :

$$\begin{aligned} \text{facteur de puissance} &= \frac{\text{puissance}}{|\mathbf{V}| |\mathbf{I}|} \\ &= \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}} \end{aligned}$$

Le facteur de puissance est le cosinus de l'angle de phase entre la tension et le courant ( $\cos \phi$ ), sa valeur est comprise entre 0 (circuit purement réactif) et 1 (circuit purement résistif). Un facteur de puissance inférieur à 1 indique que le courant comporte une composante réactive.

### Exercice 1.19

Montrez que la puissance moyenne fournie au circuit précédent se développe dans le résistor. Calculez pour cela la valeur de  $V_R^2 / R$ . Quelle est cette puissance, en watts, pour un circuit en série d'un condensateur de  $1 \mu\text{F}$  et d'un résistor de  $1,0 \text{ k}\Omega$  soumis à une tension de  $110 \text{ V}$  efficaces à  $60 \text{ Hz}$  ?

Le facteur de puissance est un problème sérieux dans la distribution d'énergie électrique à grande échelle, parce que les courants réactifs ne fournissent pas de puissance utile à la charge, mais ils coûtent cher à la compagnie en termes d'échauffement par effet Joule ( $I^2 R$ ) dans la résistance des alternateurs, des transformateurs et des câbles. Bien que les utilisateurs domes-

tiques ne paient que la puissance « réelle »  $[Re(VI^*)]$ , le distributeur d'électricité établit la facture des industriels en fonction du facteur de puissance. C'est pourquoi vous voyez dans les cours d'usines des batteries de condensateurs destinés à annuler la composante réactive du courant consommé par les moteurs électrique (en jargon : « redresser le cosinus  $\varphi$  »).

🔑 Exercice 1.20

Montrez que l'adjonction en série, dans un circuit  $RL$  série, d'un condensateur de valeur  $C = 1/\omega^2 L$  rend le facteur de puissance égal à 1. Ensuite, faites la même chose en remplaçant le mot série par parallèle.

**Généralisation des diviseurs de tension**

Notre diviseur de tension original (figure 1.5) est constitué d'une paire de résisteurs en série connectée à la masse, avec l'entrée en haut et la sortie à la jonction des deux résisteurs. La généralisation de ce diviseur résistif simple est un circuit similaire dans lequel un résistor ou les deux sont remplacés par un condensateur ou une inductance (ou un circuit plus compliqué composé de  $R, L$  et  $C$ ), comme dans la figure 1.51.

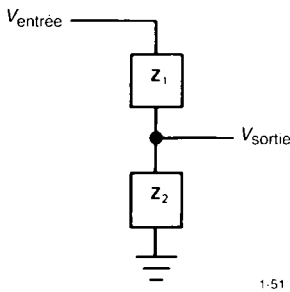


Figure 1.51 - Diviseur de tension généralisé : une paire d'impédances quelconques.

En général, le rapport de division  $V_{sortie}/V_{entrée}$  d'un tel diviseur n'est pas constant, mais il dépend de la fréquence. L'analyse est toute simple :

$$I = \frac{V_{entrée}}{Z_{total}}$$

$$Z_{total} = Z_1 + Z_2$$

$$V_{sortie} = I Z_2 = V_{entrée} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Plutôt que de nous attacher à ce résultat général, voyons quelques exemples simples, mais très importants.

**1.19 Filtres RC**

En combinant des résisteurs et des condensateurs, il est possible de construire des diviseurs de tension dépendants de la fréquence, grâce au rôle de la fréquence dans l'impédance d'un condensateur,  $Z_c = -j/\omega C$ . De tels circuits peuvent avoir la propriété intéressante de laisser passer les fréquences utiles d'un signal tout en rejetant les fréquences indésirables. Dans cette section vous verrez des exemples de ces filtres  $RC$  les plus simples, que nous utiliserons fréquemment tout au long du livre. Le chapitre 5 et l'appendice H décrivent des filtres plus élaborés.

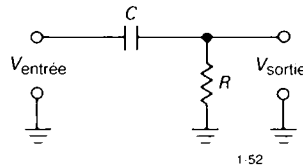


Figure 1.52 - Filtre passe-haut.

**Filtres passe-haut**

La figure 1.52 montre un diviseur de tension constitué d'un condensateur et d'un résistor. La loi d'Ohm complexe donne

$$I = \frac{V_{entrée}}{Z_{total}} = \frac{V_{entrée}}{R - (j\omega C)}$$

$$= \frac{V_{entrée} [R + (j/\omega C)]}{R^2 + 1/\omega^2 C^2}$$

(Pour la dernière égalité, multipliez le haut et le bas par l'expression conjuguée complexe du dénominateur.) Ainsi la tension aux bornes de  $R$  est simplement

$$V_{sortie} = I Z_R = IR = \frac{V_{entrée} [R + (j/\omega C)] R}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}$$

Le plus souvent, nous ne nous soucions pas de la phase de  $V_{sortie}$ , mais seulement de son amplitude :

$$V_{sortie} = (V_{sortie} V_{sortie}^*)^{1/2} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}}$$

Notez l'analogie avec le diviseur résistif, où

$$V_{sortie} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{entrée}$$

# 1. LES BASES

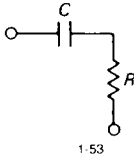


Figure 1.53

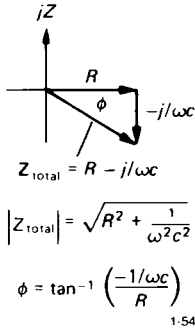


Figure 1.54

Ici l'impédance de la combinaison série  $RC$  (figure 1.53) est telle que la montre la figure 1.54. Ainsi la « réponse » du circuit, si on ignore les déphasages en prenant le module des amplitudes complexes, est donnée par

$$V_{\text{sortie}} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}} V_{\text{entrée}}$$

$$= \frac{2 \pi f R C}{[1 + (2 \pi f R C)^2]^{1/2}} V_{\text{entrée}}$$

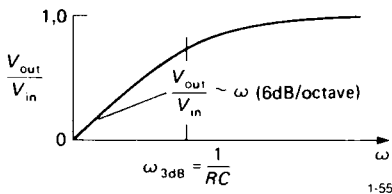


Figure 1.55 - Réponse en fréquence d'un filtre passe-haut.

et ressemble à la courbe de la figure 1.55. Nous aurions pu obtenir ce résultat directement en prenant

le rapport des *modules* des impédances, comme dans l'exercice 1.17 et l'exemple qui le précède immédiatement ; le numérateur est le module de l'impédance de la branche inférieure du diviseur ( $R$ ), le dénominateur est le module de l'impédance de la combinaison en série de  $R$  et  $C$ .

Vous pouvez voir que la sortie est approximativement égale à l'entrée pour les fréquences hautes (quelle hauteur ?  $\geq 1/RC$ ) et approche de zéro pour les fréquences basses. C'est un résultat très important. Un tel circuit s'appelle filtre passe-haut, pour des raisons évidentes. Il est très utilisé ; par exemple, l'entrée d'un oscilloscope (appendice A) peut être commutée sur un couplage alternatif. Il s'agit simplement d'un filtre  $RC$  passe-haut avec le coude aux environs de 10 Hz. Vous utiliserez le couplage alternatif si vous voulez observer un faible signal alternatif superposé à une forte tension continue. Les techniciens appellent « fréquence de coupure » le point à  $-3$  dB de la courbe d'un filtre (ou de tout circuit qui se comporte comme un filtre). Dans le cas du filtre passe-haut, le point de coupure à  $-3$ dB correspond à la fréquence

$$f_{3dB} = 1/2 \pi RC$$

Notez que le condensateur ne laisse pas passer de courant permanent ( $f=0$ ). Cet usage du condensateur pour le *blocage* du courant continu est une de ses applications les plus fréquentes. Chaque fois que vous avez besoin de coupler un signal d'un amplificateur à un autre, vous aurez presque invariablement recours à un condensateur. Par exemple, tout amplificateur à haute fidélité a toutes ses entrées couplées par des condensateurs, parce qu'on ne sait pas quelle tension continue peut se trouver superposée au signal d'entrée. Dans des applications de couplage de ce genre, vous choisirez  $R$  et  $C$  de telle façon que toutes les fréquences intéressantes (dans ce cas, de 20 Hz à 20 kHz) soient transmises sans perte (atténuation).

Vous aurez souvent besoin de connaître l'impédance d'un condensateur à une fréquence donnée (par exemple pour le calcul de filtres). La figure 1.56 fournit un abaque très utile qui donne, pour de larges gammes de capacité et de fréquence, la valeur de  $|Z| = 1/2\pi f C$ .

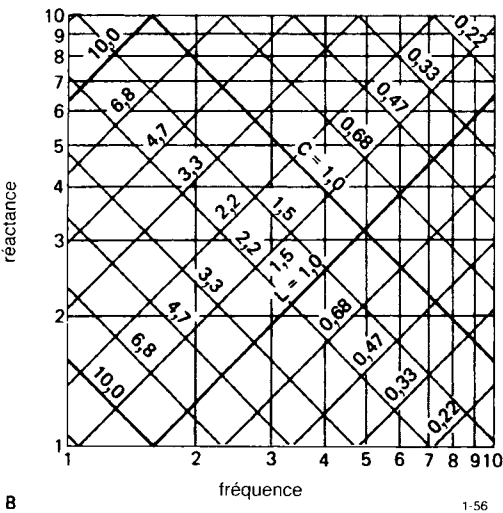
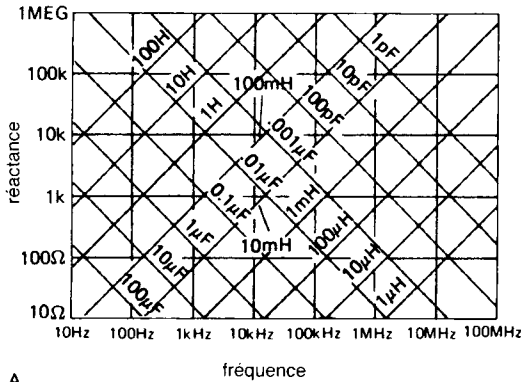


Figure 1.56 - A. Réactance d'inductances et de condensateurs en fonction de la fréquence ; toutes les décades sont identiques, à l'échelle près. B. Une décade de la partie A détaillée, avec les valeurs de composants standard à 20%.

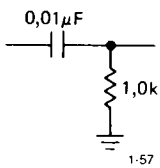


Figure 1.57

Comme exemple, considérons le filtre de la figure 1.57. Il s'agit d'un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 15,0 kHz. L'impédance d'une charge pilotée par ce filtre devrait être supérieure à 1,0 kΩ pour éviter que la charge de la source agisse sur la sortie du filtre, la source de signal devrait pouvoir piloter une charge de 1,0 kΩ sans atténuation (perte d'amplitude du signal) pour éviter que le filtre perturbe la source de signal par sa charge.

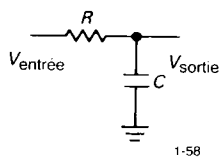


Figure 1.58

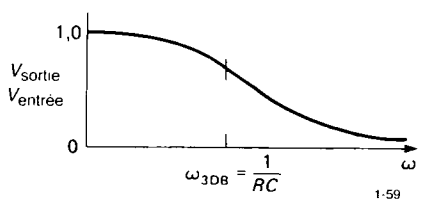


Figure 1.59

**Filtres passe-bas**

Vous pouvez obtenir d'un filtre un comportement en fréquence opposé en intervertissant les positions de R et de C (figure 1.58). Vous trouverez

$$V_{\text{sortie}} = \frac{1}{(1 + \omega^2 R^2 C^2)^{1/2}} V_{\text{entrée}}$$

comme le montre la figure 1.59. Ce circuit s'appelle un filtre passe-bas. Le point à 3dB est encore à la fréquence

$$\blacktriangle f = 1/2 \pi R C$$

Par exemple un filtre passe-bas peut être utilisé pour éliminer les interférences de stations de radio ou de télévision proches (550 kHz à 800 MHz), un problème qui affecte les amplificateurs audio et d'autres matériels électroniques sensibles.

## 1. LES BASES

### Exercice 1.21

Montrez que l'expression précédente pour la réponse d'un filtre  $RC$  passe-bas est exacte.

La sortie du filtre passe-bas peut être considérée comme une source de signal par elle-même. Quand il est attaqué par une tension alternative parfaite (impédance de source nulle), la sortie du filtre apparaît comme  $R$  aux basses fréquences (la source de signal parfaite peut être remplacée par un court-circuit, c'est-à-dire par son impédance de source en petits signaux, dans les calculs d'impédance). L'impédance de sortie tombe à zéro pour les hautes fréquences, quand la part du condensateur domine dans l'impédance de sortie. Le signal qui pilote le filtre voit une charge égale à  $R$  plus la résistance de la charge à basse fréquence, égale à  $R$  seulement à haute fréquence.

Dans la figure 1.60, nous avons tracé la courbe de réponse du même filtre passe-bas suivant des échelles

logarithmiques, ce qui est la façon usuelle. Vous pouvez considérer l'axe vertical comme des décibels, l'axe horizontal comme des octaves (ou des décades). Sur un tel tracé, des distances égales correspondent à des rapports égaux. Nous avons représenté aussi le déphasage, suivant un axe vertical linéaire et le même axe logarithmique de fréquences. Cette sorte de graphe convient pour représenter la réponse en détail, même quand elle est fortement atténuée (comme à droite) ; nous verrons de nombreux graphes de ce genre dans le chapitre 5, quand nous étudierons les filtres actifs. Notez que la courbe de filtre tracée ici devient une droite pour les fortes atténuations, avec une pente de  $-20$  dB par décade (les techniciens préfèrent parler de  $-6$  dB par octave). Notez aussi que le déphasage varie doucement de  $0^\circ$  (aux fréquences très inférieures à la fréquence de coupure) jusqu'à  $90^\circ$  (bien au-delà), avec une valeur de  $45^\circ$  précisément au point  $-3$  dB. La règle empirique pour les filtres à une

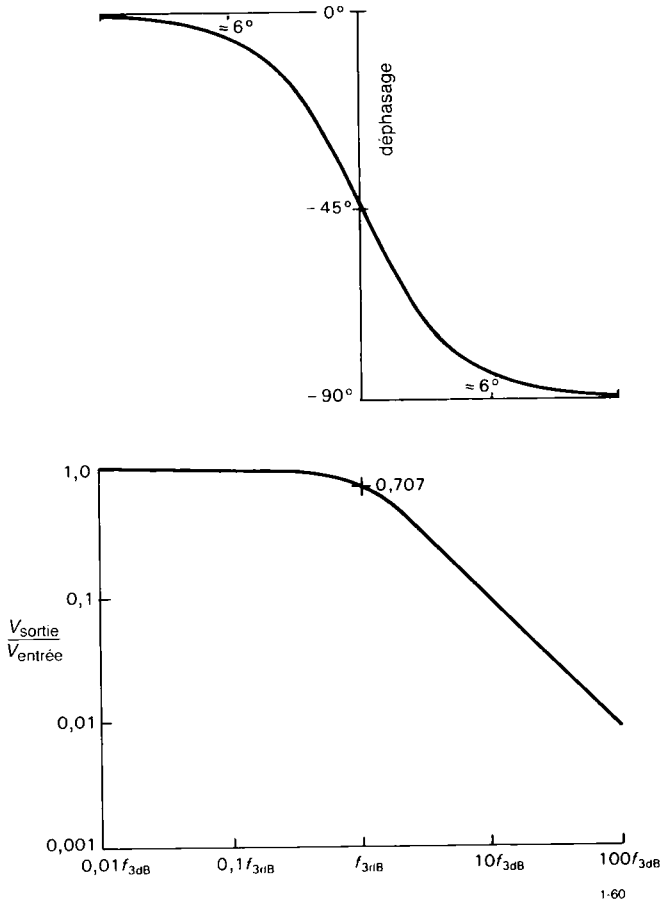


Figure 1.60 - Réponse en phase et en fréquence d'un filtre passe-bas, tracée sur un repère logarithmique. Notez que le déphasage est de  $45^\circ$  à la fréquence de coupure et proche de  $6^\circ$  pour une décade d'écart de fréquence.

seule section  $RC$  est que le déphasage est d'environ  $6^\circ$  aux points asymptotiques  $0,1f_{3dB}$  et  $10f_{3dB}$  (le dixième de la fréquence de coupure, dix fois la fréquence de coupure).

✎ Exercice 1.22

Prouvez la dernière affirmation.

Question intéressante que la suivante : est-il possible de faire un filtre avec une réponse en amplitude choisie arbitrairement et une réponse en phase choisie elle aussi arbitrairement ? Surprise ! La réponse est non : les exigences de la causalité (c'est-à-dire que la réponse doit suivre la cause, et non la précéder) imposent une relation entre la réponse en phase et la réponse en amplitude, dans le cas des filtres réalisables par des moyens analogiques (connue officiellement comme la relation de Kramers-Kronig).

### Différentiateurs et intégrateurs $RC$ dans le domaine des fréquences

Le différentiateur  $RC$  que nous avons rencontré dans la section 1.14 est exactement identique au filtre passe-haut de cette section-ci. En fait, il peut être considéré comme l'un ou comme l'autre, suivant que vous envisagez des formes d'ondes dans le domaine du temps ou la réponse dans le domaine des fréquences. Nous pouvons reformuler en termes de fréquence la première condition de fonctionnement dans le domaine du temps ( $V_{\text{sortie}} \ll V_{\text{entrée}}$ ) : pour que la sortie soit très inférieure à l'entrée, la fréquence du signal doit être très inférieure à la fréquence de coupure. C'est facile à vérifier. Supposez que nous ayons le signal d'entrée

$$V_{\text{entrée}} = \sin \omega t$$

L'équation que nous avons obtenue antérieurement pour la sortie du différentiateur nous donne

$$V_{\text{sortie}} = RC \frac{d \sin \omega t}{dt} = \omega RC \cos \omega t$$

ainsi  $V_{\text{sortie}} \ll V_{\text{entrée}}$  si  $\omega RC \ll 1$ , c'est-à-dire que  $RC \ll 1/\omega$ . Si le signal d'entrée contient une gamme de fréquences, ce résultat est valable pour la plus haute des fréquences présentes.

L'intégrateur  $RC$  (section 1.15) est identique au filtre passe-bas ; par un raisonnement similaire, le critère d'une bonne intégration est que la fréquence la plus

basse du signal doit être très supérieure à la fréquence de coupure.

### Inductances face aux condensateurs

Les inductances pourraient être utilisées à la place des condensateurs, en combinaison avec des résisteurs pour construire des filtres passe-haut ou passe-bas. En pratique, on trouve rarement des filtres  $RL$ . La raison est que les inductances ont tendance à être plus encombrantes, plus chères, et à fonctionner moins bien (c'est-à-dire qu'elles s'écartent plus de l'idéal) que les condensateurs. Si vous avez le choix, utilisez un condensateur. Une exception, cependant, à cette déclaration générale : l'utilisation de perles de ferrites et de bobines d'arrêt dans les circuits à haute fréquence. Enfilez simplement quelques perles ici et là dans le circuit ; elles rendent légèrement inductives les interconnexions par fils, ce qui augmente l'impédance aux très hautes fréquences et empêche les « oscillations spontanées », sans ajouter la résistance d'un filtre  $RC$ . Un bobine d'arrêt ou « self de choc » est une inductance, en général quelques spires de fils bobinées sur un noyau de ferrite, utilisée aux mêmes fins dans les circuits HF.

### 1.20 ◊ Diagramme de phase

Il existe une méthode élégante qui peut être très utile à la compréhension de circuits réactifs. Prenons un exemple : un filtre  $RC$  atténué de 3 dB à la fréquence  $f = 1/2\pi RC$ , que nous avons déterminée à la section 1.19. C'est vrai aussi bien pour le filtre passe-haut que pour le passe-bas. Il est facile de s'embrouiller un peu ici, parce qu'à cette fréquence la réactance du condensateur est égale à la résistance du résistor ; vous pourriez donc vous attendre à une atténuation de 6 dB. C'est ce que vous obtiendriez, par exemple, si vous remplaciez le condensateur par une résistance de même impédance (rappelez-vous que 6 dB signifient la moitié de la tension). La confusion se produit parce que le condensateur est réactif, mais la situation est éclaircie par un diagramme de phase ou vecteur de Fresnel (figure 1.61). Les axes représentent les composantes réelle (résistive) et imaginaire (réactive) de l'impédance. Dans un circuit série comme celui-ci, les axes représentent aussi la

# 1. LES BASES

tension (complexe), parce que le courant est le même partout. Ainsi pour ce circuit (pensez que c'est un diviseur de tension  $R$ - $C$ ) la tension d'entrée (appliquée aux bornes du circuit série) est proportionnelle à la longueur de l'hypoténuse, la tension de sortie (aux bornes de  $R$ ) est proportionnelle à la longueur du côté  $R$  du triangle. Le diagramme représente la situation à la fréquence pour laquelle le module de la réactance du condensateur est égal à la résistance  $R$ , c'est-à-dire  $f = 2\pi RC$ , et montre que le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée est  $1/\sqrt{2}$ , ou  $-3$  dB.

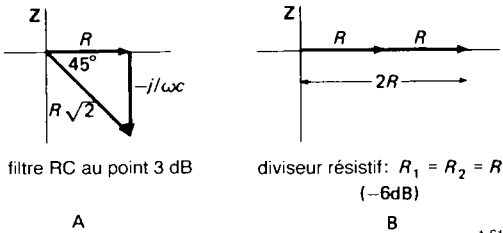


Figure 1.61

L'angle entre les vecteurs indique le déphasage entre l'entrée et la sortie. Au point 3 dB, par exemple, l'amplitude de sortie est égale à l'amplitude d'entrée divisée par racine de deux, et elle est en avance de  $45^\circ$ . Cette méthode graphique facilite la lecture des relations de phase et d'amplitude dans les circuits  $RLC$ . Par exemple, vous pouvez obtenir la réponse du filtre passe-haut que nous avons établie algébriquement auparavant.

**Exercice 1.23**

Utilisez un vecteur de Fresnel pour établir la réponse d'un filtre  $RC$  passe-haut :

$$V_{\text{sortie}} = \frac{R}{[R^2 + (1 + \omega^2 C^2)]^{1/2}} V_{\text{entrée}}$$

**Exercice 1.24**

À quelle fréquence un circuit  $RC$  passe-bas atténue-t-il de 6 dB (tension de sortie égale à la moitié de la tension d'entrée) ? Quel est le déphasage à cette fréquence ?

**Exercice 1.25**

Utilisez un vecteur de Fresnel pour obtenir la réponse du filtre passe-bas établie algébriquement précédemment.

Dans le prochain chapitre (section 2.8) vous verrez un bel exemple de vecteurs de Fresnel en relation avec un circuit déphaseur à amplitude constante.

**1.21 Pôles et décibels par octave**

Regardez à nouveau la courbe de réponse du filtre passe-bas (figure 1.59). Loin à droite du « coude » l'amplitude de sortie décroît proportionnellement à  $1/f$ . En une octave (ici comme en musique une octave correspond au doublement de la fréquence), l'amplitude de sortie est réduite de moitié, soit  $-6$  dB ; ainsi un simple filtre  $RC$  a une pente de 6 dB par octave. Vous pouvez faire des filtres composés de plusieurs sections  $RC$  ; vous obtiendrez alors des pentes de 12 dB/octave (deux sections  $RC$ ), 18 dB/octave (trois sections), etc. C'est la façon usuelle de décrire le comportement d'un filtre au-delà de la fréquence de coupure. Une autre manière courante consiste à dire « un filtre à trois pôles », par exemple, pour désigner un filtre qui comporte trois sections  $RC$ , ou un filtre qui se comporte de la même façon. (Le mot pôle provient d'une méthode d'analyse qui dépasse le cadre de ce livre et qui fait appel à des fonctions de transfert complexes dans le plan des fréquences complexes, connu des techniciens sous le nom de « plan  $s$  ».)

Une réserve sur les filtres à plusieurs étages : vous ne pouvez pas simplement mettre en cascade plusieurs sections de filtre identiques pour obtenir une réponse en fréquence qui serait la concaténation des réponses individuelles. La raison est que chaque étage chargera le précédent de façon non négligeable (puisque'ils sont identiques), ce qui altèrera la réponse globale. Rappelez-vous que la courbe de réponse que nous avons établie pour le filtre  $RC$  simple supposait une source d'impédance nulle et une charge d'impédance infinie. Une solution peut consister à faire en sorte que chaque étage du filtre ait une impédance très supérieure à celle du précédent. Une meilleure solution met en œuvre des circuits actifs à transistors ou à amplificateurs opérationnels, comme tampons entre les étages, ou encore des filtres actifs. Ces sujets seront traités dans les chapitres 2 à 5.



1.22 Circuits résonants et filtres actifs

Par l'utilisation de condensateurs combinés à des inductances ou montés dans des circuits spéciaux dits filtres actifs, il est possible de faire des circuits dotés d'une courbe de réponse en fréquence très « pointue » (c'est-à-dire avec un grand pic dans la courbe pour une fréquence particulière), comparée à la caractéristique progressive des filtres RC que nous avons vus jusqu'ici. Ces circuits trouvent des applications dans différents appareils à fréquence audio ou radio. Maintenant jetons un coup d'œil rapide aux circuits LC (nous en parlerons plus, avec les filtres actifs, dans le chapitre 5 et l'appendice H).

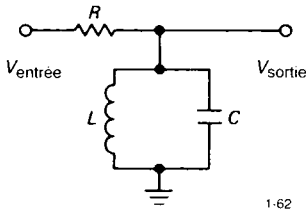


Figure 1.62 - Circuit résonnant LC : filtre passe-bande.

D'abord, voyez le circuit de la figure 1.62. La réactance de la combinaison LC à la fréquence  $f$  est :

$$\frac{1}{Z_{LC}} = \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{j\omega L} + \frac{\omega C}{j}$$

$$= j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

c'est-à-dire

$$Z_{LC} = \frac{j}{(1/\omega L) - \omega C}$$

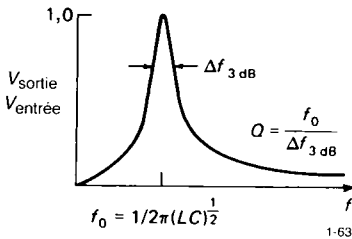


Figure 1.63

En combinaison avec  $R$ , le circuit LC forme un diviseur de tension ; du fait du comportement opposé des condensateurs et des inductances, l'impédance du circuit parallèle LC tend vers l'infini à la fréquence de résonance  $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$  (c'est-à-dire  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ), ce qui donne un pic dans la réponse à cet endroit. La réponse générale est celle de la figure 1.63.

En pratique, les pertes dans l'inductance et dans le condensateur altèrent la raideur du pic, mais une bonne conception peut les limiter fortement. Inversement, une résistance qui réduit le facteur  $Q$  (facteur de mérite, ou de qualité) de la bobine est quelquefois ajoutée à dessein pour atténuer la raideur du pic de résonance. Ce circuit est connu sous le nom de circuit résonnant parallèle ou « circuit bouchon ». Il est utilisé très souvent en fréquences radio pour sélectionner une fréquence donnée à amplifier (la valeur de  $L$  et celle de  $C$  peuvent être variables, pour accorder le circuit résonnant sur la fréquence). Plus l'impédance de source est élevée, plus le pic est raide ; il n'est pas rare d'attaquer les circuits résonnants par quelque chose qui ressemble à une source de courant, comme vous le verrez plus loin. Le facteur de qualité  $Q$  est une mesure de la raideur du pic. Il est égal au quotient de la fréquence de résonance par la largeur de bande à  $-3$  dB. Pour un circuit parallèle RLC,  $Q = \omega_0 RC$ .

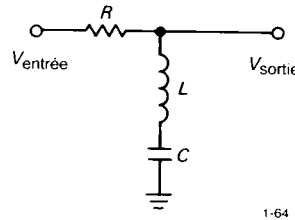


Figure 1.64 - Filtre LC coupe-bande (notch).

Une autre sorte de circuit LC est le circuit LC série (figure 1.64). En écrivant les formules correspondantes de l'impédance, vous pouvez vous convaincre que l'impédance du LC tombe à zéro pour la fréquence de résonance [ $f_0 = 1/2\pi(LC)^{1/2}$ ] ; un tel circuit est un « piège » pour les signaux de fréquence égale à la fréquence de résonance ou proche d'elle, il les court-circuite à la masse. Ce circuit aussi trouve des

## 1. LES BASES

applications principalement dans les circuits à fréquence radio. La figure 1.65 montre à quoi ressemble la courbe de réponse. La facteur de qualité  $Q$  d'un circuit résonnant série est  $Q = \omega_0 L/R$ .

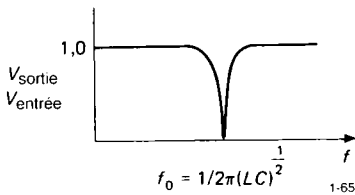


Figure 1.65

### Exercice 1.26

Trouvez la courbe de réponse ( $V_{\text{sortie}}/V_{\text{entrée}}$  en fonction de la fréquence) pour le filtre coupe-bande  $LC$  de la figure 1.64.

### 1.23 Autres applications des condensateurs

En plus de leurs utilisations dans les filtres, les circuits résonnants, les différentiateurs et les intégrateurs, les condensateurs sont indispensables pour plusieurs autres applications importantes. Nous les traiterons en détail plus loin dans ce livre, elles ne sont citées que brièvement ici.

#### Découplage

L'impédance d'un condensateur diminue quand la fréquence augmente. C'est la base d'une autre application importante : le découplage. Il existe des points d'un circuit dans lesquels vous autorisez une tension continue (ou à variation lente) mais où vous ne voulez aucun signal. Le fait de placer un condensateur en parallèle sur ce composant (habituellement un résistor) contribuera à éliminer tout signal à ce point. Vous choisirez la valeur du condensateur de telle façon que son impédance à la fréquence du signal soit faible par rapport à celle du composant à découpler. Nous en verrons plus sur ce sujet dans les chapitres à venir.

#### Filtrage d'alimentation

Le filtrage d'alimentation est en fait une forme de découplage, bien que nous le concevions en général

comme un stockage d'énergie. Les tensions continues utilisées en électronique sont produites habituellement à partir du secteur alternatif par un processus appelé *redressement* (qui sera traité plus loin dans ce chapitre) ; quelques résidus de tension alternative à 50 Hz subsistent, il est possible de les atténuer à volonté par un découplage à l'aide de gros condensateurs. Ces condensateurs sont réellement gros, ce sont les gros objets ronds et brillants que vous voyez dans la plupart des appareils électroniques. Nous verrons comment concevoir les alimentations et les filtres plus loin dans ce chapitre et à nouveau dans le chapitre 6.

#### Temporisation et création de formes d'ondes

Un condensateur alimenté par un courant constant se charge suivant une courbe en forme de rampe. C'est la base des générateurs de rampes et de dents de scie, tels qu'on les utilise dans les générateurs de fonctions, le balayage des oscilloscopes, les convertisseurs analogique-numérique et les circuits temporisateurs. Les circuits  $RC$  sont utilisés aussi pour la temporisation, ils forment la base des circuits de retard numériques (multivibrateurs monostables). Ces applications à la création de formes d'ondes et à la temporisation sont importantes dans de nombreux domaines de l'électronique, elles seront étudiées dans les chapitres 3 et 5 (Vol. 1), 8 et 9 (Vol. 2).

### 1.24 Généralisation du théorème de Thévenin

Si des condensateurs et des inductances entrent en jeu, le théorème de Thévenin doit être re-formulé : tout réseau à deux bornes composé de résistors, de condensateurs, d'inductances et de sources de signaux est équivalent à une impédance complexe unique en série avec une source de signal unique. Comme précédemment, vous déduirez l'impédance et la source de signal à partir de la tension en circuit ouvert et de la tension en court-circuit.

## DIODES ET CIRCUITS À DIODES

### 1.25 Diodes

Les éléments de circuits, ou composants, que nous avons envisagés jusqu'ici (résistors, condensateurs et inductances) sont tous linéaires, c'est-à-dire qu'un

Tableau 1.1 - Diodes

type	continu				crête			rétablissement inverse (ns)	capacité classe (10 V) (pF)	commentaires
	$V_{R(max)}^a$ (V)	$I_{R(max)}^b$ ( $\mu$ A)	$V_F$ (V)	$I_F$ (mA)	$V_F$ (V)	$I_F$ (A)	$I_F$ (A)			
PAD-1	45	1 pA à 20 V	0,8	5	-	-	-	0,8	le plus faible $I_R$	Siliconix
FJT1100	30	0,001	-	-	1,1	0,05	-	1,2	très faible $I_R$	1 pA à 5 V, 10 pA à 15 V
ID101	30	10 pA à 10 V	0,8	1	1,1	0,03	-	0,8	très faible $I_R$	Intersil, double
1N3595	150	3	0,7	10	1,0	0,2	3 000	8,0	faible $I_R$	1 nA à 125 V
1N914	75	5	0,75	10	1,1	0,1	4	1,3	usage général, petits signaux	standard ; identique à 1N4148
1N6263	60	10	0,4	1	0,7	0,01	0	1,0	Schottky : faible $V_F$	
1N3062	75	50	1,0	20 <sup>b</sup>	-	-	2	0,6	faible capacité, petits signaux	1 pF à 0 V
1N4305	75	50	0,6	1	-	-	4	1,5	$V_F$ contrôlée	
1N4002	100	50	0,9	1 000	2,3	25	3 500	15	redresseur 1 A	standard ; famille de 7 types
1N4007	1 000	50	0,9	1 000	2,3	25	5 000	10		
1N5819	40	10 000	0,4	1 000	1,1	20	-	50	Schottky de puissance	sorties par fils
1N5822	40	20 000	0,45	3 000	1,3	50	-	180	Schottky de puissance	sorties par fils
1N5625	400	50	1,1	5 000	2,0	50	2 500	45	redresseur 5 A	sorties par fils
1N1183A	50	1 000	1,1	40 000	1,3	100	-	-	redresseur fort courant	1N1183RA inverse

(a)  $V_{R(max)}$  désigne la tension inverse répétitive de crête, à 25°C, pour une fuite de 10  $\mu$ A.(b)  $I_{R(max)}$  désigne le courant de fuite sous  $V_R$  à 100°C de température ambiante. $V_F$  = tension de seuil en sens direct (*forward*) $I_F$  = courant direct (*forward*)

# 1. LES BASES

doublément du signal appliqué (disons une tension) détermine le doublément de la réponse (disons un courant). C'est vrai même pour les composants réactifs (condensateurs et inductances). Tous ces composants sont aussi *passifs*, c'est-à-dire qu'ils ne comportent pas de source d'énergie incorporée. Ce sont aussi des composants à deux bornes, ce qui se passe d'explication.

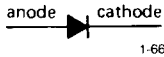


Figure 1.66 - Diode.

La diode (figure 1.66) est un composant à deux bornes, passif et *non linéaire*, très important et très utile. Elle présente la caractéristique courant-tension de la figure 1.67 (pour rester en accord avec la philosophie générale de ce livre, nous ne décrivons pas la physique des semi-conducteurs qui rend possible la fabrication de tels composants).

La flèche de la diode (l'anode) est dirigée dans le sens du passage du courant direct. Par exemple, si la diode est dans un circuit parcouru par un courant de 10 mA de l'anode vers la cathode, le graphe montre que la tension de l'anode est supérieure de 0,5 V environ à celle de la cathode ; cette tension s'appelle la « chute de tension directe ». Le courant inverse, dont la mesure se situe dans la gamme des nanoampères pour une diode d'usage général (remarquez les échelles du graphe, différentes pour le courant direct et pour le courant inverse), n'a presque jamais de conséquence jusqu'à ce qu'il atteigne la tension de claquage inverse (*PIV*, pour *Peak Inverse Voltage*). La tension de claquage inverse est de 75 V pour une diode d'usage général comme la 1N914 (ou 1N4148). (Normalement, vous ne soumettez jamais une diode à une tension suffisamment importante pour produire un claquage inverse ; la seule exception est la diode Zener dont nous avons parlé plus tôt.) Souvent aussi, la chute de tension directe de 0,5 V à 0,8 V a peu d'importance, et la diode peut être considérée comme une bonne approximation d'un conducteur à sens unique. Il existe d'autres caractéristiques importantes qui distinguent les centaines de types de diodes disponibles, comme le courant direct maximal, la capacité,

le courant de fuite, le temps de rétablissement inverse (voir le tableau 1.1 pour les caractéristiques de quelques diodes typiques).

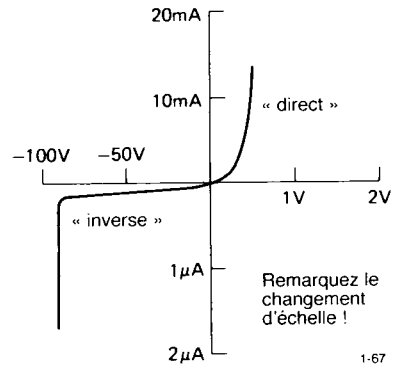


Figure 1.67 - Courbe courant-tension d'une diode.

Deux remarques avant de passer à quelques circuits à diodes : (a) une diode n'a pas de résistance (elle n'obéit pas à la loi d'Ohm) ; (b) si vous introduisez des diodes dans un circuit, vous n'aurez pas d'équivalent de Thévenin.

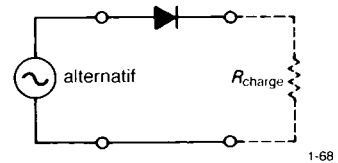


Figure 1.68 - Redresseur demi-onde ou simple alternance.

## 1.26 Redressement

Un redresseur transforme le courant alternatif en courant continu ; c'est une des applications les plus simples et les plus importantes des diodes (les diodes sont quelquefois appelées redresseurs). Le circuit le plus simple est celui de la figure 1.68. Le symbole « alternatif » représente la source de tension alternative ; dans les circuits électroniques, il s'agit habituellement d'un transformateur alimenté par le secteur alternatif. Pour une entrée sinusoïdale beaucoup plus grande que la tension de seuil (ou chute de tension directe, environ 0,6 V pour les diodes courantes au silicium), la tension ressemblera à celle de la figure 1.69. Si vous considérez la diode comme un

conducteur à sens unique, vous n'aurez pas de peine à comprendre le fonctionnement du circuit. Ce circuit s'appelle un redresseur simple alternance, parce qu'il n'utilise que la moitié de la forme d'onde.

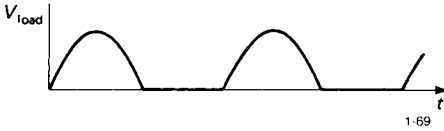


Figure 1.69

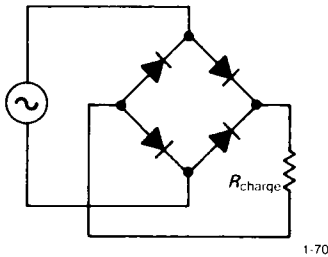


Figure 1.70 - Redresseur double alternance.

La figure 1.70 montre un autre circuit redresseur, un redresseur en pont. La figure 1.71 montre la tension aux bornes de la charge, qui utilise la totalité de la forme d'onde. Les trous à tension nulle résultent du seuil des diodes. Dans ce circuit, deux diodes se trouvent toujours en série avec l'entrée ; tenez-en compte quand vous concevrez des alimentations à faible tension.

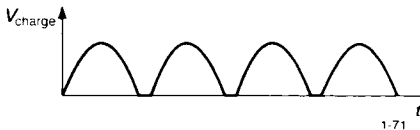


Figure 1.71

### 1.27 Filtrage d'alimentation

Les formes d'ondes précédentes ne sont pas bonnes à grand-chose telles qu'elles se présentent. Les tensions sont continues dans le sens qu'elles ne changent pas de polarité, mais elles présentent une forte ondulation (variation périodique de la tension autour de la valeur fixe). Une tension ondulée doit être lissée

pour devenir une véritable tension continue. C'est ce que nous ferons en ajoutant un filtre passe-bas (figure 1.72). En fait, le résistor en série n'est pas nécessaire et se trouve toujours omis (même si vous voyez quelquefois une faible résistance en série pour limiter le courant de crête du redresseur). La raison est que les diodes empêchent le courant de « ressortir » des condensateurs, lesquels fonctionnent alors plus comme des réservoirs pour le stockage d'énergie que comme les composants d'un filtre passe-bas classique. L'énergie stockée dans un condensateur est  $U = (CV^2)/2$ . Pour  $C$  en farads et  $V$  en volts,  $U$  s'exprime en joules (watts.seconde).

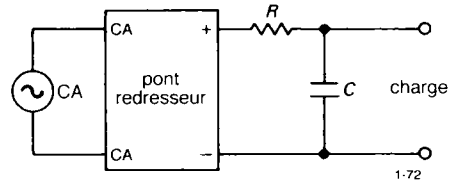


Figure 1.72

La capacité est choisie de telle façon que

$$R_{charge}C \gg 1/f$$

(avec  $f$  qui représente la fréquence d'ondulation, ici 100Hz) pour garantir une ondulation faible, en rendant la constante de temps de la décharge beaucoup plus longue que la durée qui sépare deux recharges. Nous allons éclaircir, dans la section suivante, cette affirmation un peu vague.

#### Calcul de la tension d'ondulation

Il est facile de calculer la valeur approximative de la tension d'ondulation, en particulier si elle est faible par rapport à la tension continue (voyez la figure 1.73). La charge provoque une certaine décharge du condensateur entre les périodes (ou demi-périodes pour le redressement à deux alternances). Si vous supposez que le courant de la charge reste constant (ce sera le cas pour les faibles ondulations), vous avez

$$\Delta V = \frac{I}{C} \Delta t \quad (\text{de } I = C \frac{dV}{dt})$$

## 1. LES BASES

Utilisez simplement  $1/f$  (ou  $1/2f$  pour le redressement à deux alternances) pour  $\Delta t$  (cette estimation est plutôt prudente, puisque le condensateur recommence à se charger en moins d'une demi-période).

Vous obtenez

$$\Delta V = \frac{I_{\text{charge}}}{fC} \quad (\text{simple alternance})$$

$$\Delta V = \frac{I_{\text{charge}}}{2fC} \quad (\text{double alternance})$$

(Nous avons remarqué en enseignant l'électronique que les étudiants adorent retenir ces équations ! Un sondage informel des auteurs a montré que deux ingénieurs sur deux ne s'en souviennent pas. Au lieu de gaspiller vos neurones à apprendre des formules, apprenez plutôt à les reconstituer.)

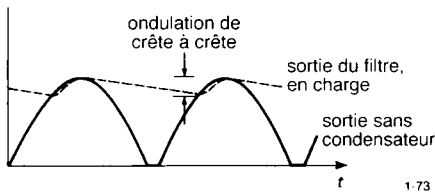


Figure 1.73 Calcul de l'ondulation d'une alimentation.

Si vous vouliez effectuer les calculs sans aucune approximation, il vous faudrait appliquer la formule exacte de la décharge exponentielle. Vous seriez mal inspiré de persévérer dans cette voie, pour deux raisons :

1. La décharge n'est une exponentielle que si la charge est une résistance ; beaucoup de charges n'en sont pas. En fait, la charge la plus commune, un *régulateur de tension*, ressemble à une charge à courant constant.
2. Les alimentations sont construites avec des condensateurs dont la tolérance est habituellement de 20% ou plus. Pour prendre en compte les dispersions, vous calculerez avec pessimisme, en comptant avec les valeurs du cas le plus défavorable.

Dans ce cas, considérer le début de la décharge comme une rampe est en fait parfaitement exact, surtout si l'ondulation est très petite, et dans tous les

cas l'erreur va dans le sens du calcul pessimiste, elle surestime l'ondulation.

### Exercice 1.27

Dessinez un circuit redresseur à deux alternances capable de fournir une tension de 10 V continu, avec moins de 0,1 V (de crête à crête) d'ondulation, à une charge qui consomme jusqu'à 10 mA. Choisissez la tension alternative adéquate, en prenant 0,6 V comme tension de seuil des diodes. Assurez-vous que vous utilisez la fréquence d'ondulation correcte dans votre calcul.

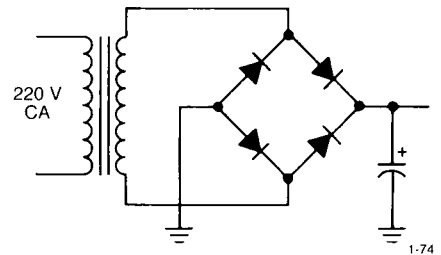


Figure 1.74 - Circuit redresseur en pont. La polarité repérée et l'électrode incurvée indiquent un condensateur polarisé, qui ne doit pas être chargé avec la polarité opposée.

## 1.28 Configurations de redresseurs pour alimentations

### Pont à deux alternances

Une alimentation continue utilisant le circuit en pont que nous venons d'étudier ressemble au circuit de la figure 1.74. En pratique, vous achèterez généralement le pont sous la forme d'un composant unique. Les plus petits supportent un courant maximal de 1 A, avec des tensions de claquage de 100 V à 600 V, ou même 1000 V. Les ponts redresseurs géants sont disponibles pour des courants de 25 A ou plus. Voyez les quelques types du tableau 6.4.

### Redresseur à deux alternances à point milieu

Le circuit de la figure 1.75 s'appelle redresseur à deux alternances à point milieu. La tension de sortie est la moitié de ce que vous obtiendriez en utilisant un redresseur en pont. Ce n'est pas le circuit le plus

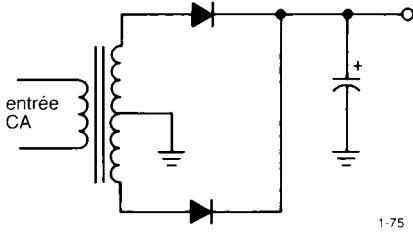


Figure 1.75 - Redresseur à deux alternances avec un transformateur à point milieu.

efficace en termes de conception du transformateur, parce que chaque moitié du secondaire n'est en service que la moitié du temps. De ce fait, le courant qui parcourt le bobinage est le double de ce qu'il serait pour un vrai redresseur en pont. L'échauffement des enroulements, selon la loi d'Ohm, est égal à  $I^2R$  ; nous avons donc quatre fois plus d'échauffement, la moitié du temps, ou en moyenne deux fois l'échauffement du circuit en pont équivalent. Vous devriez avoir recours à un transformateur prévu pour un courant 1,4 (racine de deux) fois plus important que celui du circuit en pont ; non seulement l'alimentation coûterait plus cher, mais elle serait aussi plus encombrante et plus lourde.

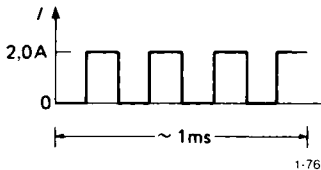


Figure 1.76

Exercice 1.28

Cette illustration de l'échauffement par effet joule ( $I^2R$ ) peut vous aider à comprendre les inconvénients du circuit redresseur à point milieu. Quel fusible (au minimum) serait nécessaire pour passer un courant de la forme représentée à la figure 1.76, qui a une intensité moyenne de 1 ampère ? Astuce : un fusible « saute » par la fusion d'un conducteur métallique (effet Joule), sous l'effet d'un courant permanent supérieur à son calibre. Considérez pour ce problème que la constante de temps du conducteur fusible est beaucoup plus longue que la période

de l'onde carrée, c'est-à-dire que le fusible réagit à la moyenne de  $I^2$  sur un grand nombre de périodes.

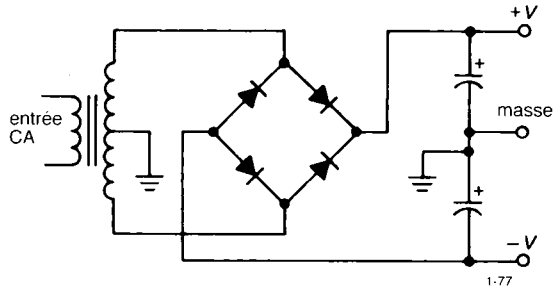


Figure 1.77 - Alimentation symétrique (deux polarités).

Alimentation symétrique

La figure 1.77 montre une variante répandue du redresseur à deux alternances à point milieu. Il fournit une alimentation symétrique (tensions positive et négative égales), comme de nombreux circuits en réclament. Ce circuit a un bon rendement, parce que les deux moitiés de l'onde d'entrée sont utilisées dans chaque section des enroulements.

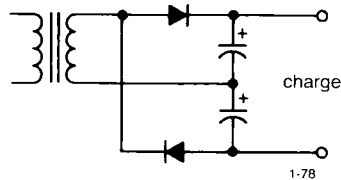


Figure 1.78 - Doubleur de tension.

◆ Multiplicateurs de tension

Le circuit de la figure 1.78 s'appelle un doubleur de tension. Considérez-le comme l'assemblage en série de deux redresseurs mono-alternance. C'est effectivement un redresseur à deux alternances, puisque les deux alternances de l'onde d'entrée sont utilisées ; la fréquence d'ondulation est le double de la fréquence du secteur (120 Hz pour les 60 Hz du secteur aux États Unis d'Amérique).

Il existe des versions de ce circuit, en doubleur, tripleur, quadrupleur de tension qui permettent de raccorder à la masse une des extrémités de l'enroulement secondaire du transformateur.

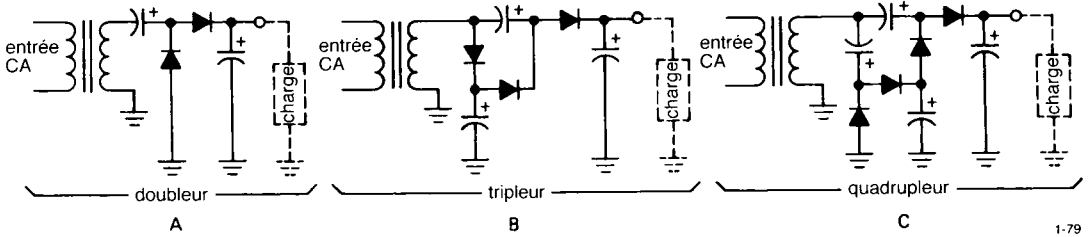


Figure 1.79 - Multiplicateurs de tension ; ces configurations n'ont pas besoin d'une source de tension flottante.

**1.29 Régulateur**

Le choix de condensateurs de capacité suffisamment forte vous permet de ramener les ondulations au niveau souhaité. Ce recours à la force brutale a deux inconvénients :

1. Les condensateurs nécessaires peuvent atteindre des dimensions et un prix prohibitifs.
2. Même si les ondulations sont ramenées à un niveau négligeable, vous aurez toujours des variations de tension dues à d'autres causes, par exemple la tension continue de sortie sera à peu près proportionnelle à la tension alternative d'entrée, ce qui laissera passer des fluctuations en fonction des fluctuations de la tension du secteur. De plus, des variations du courant de la charge provoqueront des variations de tension, à cause des résistances internes du transformateur, de la diode, etc. En d'autres termes, l'équivalent de Thévenin de l'alimentation a une résistance supérieure à zéro.

Une meilleure conception des alimentations consiste à utiliser assez de condensateurs pour ramener l'ondulation à un niveau assez bas (environ 10% de la tension) et à utiliser ensuite un circuit actif à contre-réaction pour éliminer l'ondulation résiduelle. Un tel circuit « surveillance » la tension de sortie et agit sur un résistor variable en série (en fait un transistor) de façon à maintenir constante la tension de sortie (figure 1.80).

Ces régulateurs de tension sont utilisés quasi universellement comme alimentations pour les circuits électroniques. De nos jours, des régulateurs de tension complets se trouvent pour quelques francs sous la

forme de circuits intégrés. Une alimentation à circuit intégré régulateur peut être rendue facilement réglable, auto-protégée contre les surcharges et les courts-circuits, avec d'excellentes caractéristiques comme source de tension (par exemple, une résistance interne qui se mesure en milliohms). Nous traiterons en détail des alimentations continues réglées dans le chapitre 6.

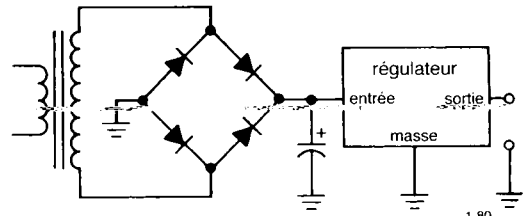


Figure 1.80 - Alimentation continue réglée.

**1.30 Applications pratiques des diodes**

*Redresseur de signal ou détecteur*

Il y a d'autres occasions d'utiliser une diode pour donner à une onde une polarité unique. Si la forme de l'onde n'est pas sinusoïdale, vous ne parlerez pas de redressement au sens de l'alimentation. Par exemple, vous pourriez rechercher un train d'impulsions correspondant au front montant d'un signal carré. Le moyen le plus simple consiste à redresser l'onde différenciée (figure 1.81). Pensez toujours à la chute de tension directe de 0,6 V (environ) dans la diode. Ce circuit, par exemple, ne délivre pas de signal de sortie pour une onde carrée d'entrée inférieure à 0,6 V



de crête à crête. Si cela pose un problème, il existe différentes astuces pour contourner cette limitation. L'une des possibilités consiste à utiliser des *diodes à porteurs chauds* (diodes Schottky), avec une tension de seuil de quelque 0,25 V (un autre composant, dit *back diode*, présente un seuil quasi nul, mais son utilité pratique est limitée par une tension de claquage inverse très faible).

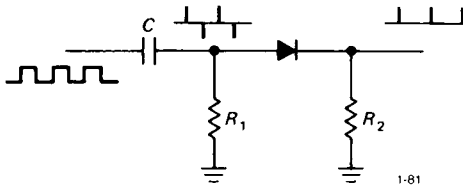


Figure 1.81

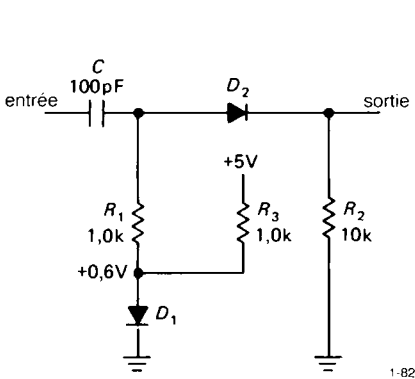


Figure 1.82 - Compensation de la tension de seuil d'un redresseur de signal à diode.

La figure 1.82 montre une solution pratique possible. Ici, la diode  $D_1$  compense la chute de tension directe de  $D_2$  en fournissant une polarisation de 0,6 V qui la porte au seuil de conduction. L'utilisation d'une diode pour fixer la tension de polarisation (au lieu d'un diviseur de tension, par exemple) présente plusieurs avantages : il n'y a rien à régler, la compensation sera presque parfaite, les variations de la tension directe (avec la température) seront compensées correctement. Nous verrons plus loin d'autres exemples de compensation, par des couples de composants appariés, des chutes de tension directes dans les diodes, les transistors, les transistors à effet de champ (*FET, Field*

*Effect Transistor*) ; c'est une astuce simple et puissante.

**Portes à diodes**

Nous reconnaitrons plus tard, sous le nom générique de *logique*, une autre application des diodes qui consiste à transmettre la plus élevée de deux tensions sans affecter la plus faible. La *sauvegarde par accumulateur* en est un bon exemple. Il s'agit d'une méthode pour maintenir en marche quelque chose (par exemple une horloge électronique) qui ne doit pas s'arrêter en cas de coupure de courant. La figure 1.83 montre un circuit qui s'acquitte de cette tâche. L'accumulateur ne fait rien jusqu'à ce que la tension du secteur disparaisse ; il prend alors le relais sans interruption.

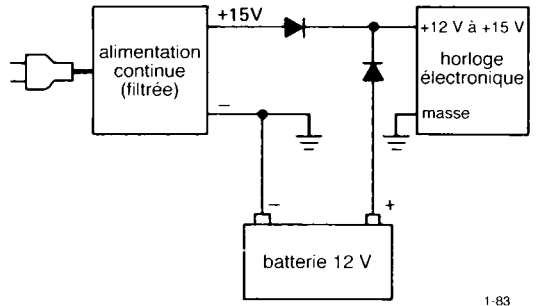


Figure 1.83 - Porte OU à diode ; sauvegarde par accumulateur.

**Exercice 1.29**

Apportez une modification simple à ce circuit de façon à charger l'accumulateur sous un courant de 10 mA (quand le secteur est présent, bien sûr). Un tel dispositif est nécessaire pour entretenir la charge de l'accumulateur.

**Diodes d'écrêtage**

Il est parfois souhaitable de limiter l'excursion d'un signal (c'est-à-dire l'empêcher de dépasser certaines limites de tension) à un endroit donné du circuit. Le circuit de la figure 1.84 s'en chargera. La diode empêche la tension de sortie de dépasser +5,6 V environ, sans agir sur les tensions inférieures (y compris les tensions négatives) ; la seule limitation est que la tension négative de l'entrée ne doit pas atteindre la

## 1. LES BASES

tension de claquage inverse ( $-70\text{ V}$  pour une 1N914). Les diodes d'écrtage font partie de l'équipement standard de toutes les entrées des circuits intégrés logiques CMOS. Sans elles, les circuits d'entrée fragiles seraient détruits facilement par les décharges d'électricité statique pendant la manipulation.

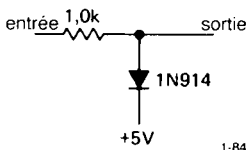


Figure 1.84 - Diode d'écrtage de tension.

### Exercice 1.30

Dessinez un écrtateur symétrique, c'est-à-dire qui limite la tension d'un signal à la plage de  $-5,6\text{ V}$  à  $+5,6\text{ V}$ .

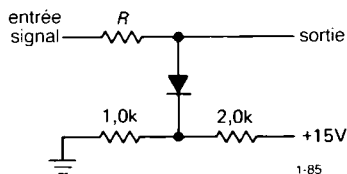


Figure 1.85

La tension de référence d'un écrtateur peut être fournie par un diviseur de tension (figure 1.85). Dans ce cas, vous devez vous assurer que l'impédance du diviseur, vue par l'écrtateur, est faible par rapport à  $R$ . En effet, le circuit équivalent est celui de la figure 1.86 si le diviseur est remplacé par son équivalent de Thévenin. Quand la diode conduit (tension d'entrée supérieure à la tension d'écrtage), la sortie est en réalité celle d'un diviseur de tension, avec comme branche inférieure l'équivalent de Thévenin de la référence de tension (figure 1.87). Ainsi, avec les valeurs indiquées, la sortie de l'écrtateur, pour un signal d'entrée triangulaire, ressemblerait à la figure 1.88. Le problème est que le diviseur de tension ne fournit pas une référence de tension « solide ». Une source « solide »

ne ploie pas sous la charge, c'est-à-dire qu'elle présente une impédance (Thévenin) faible.

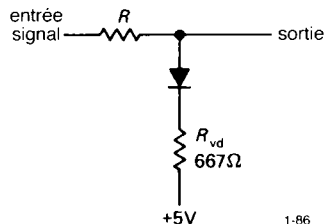


Figure 1.86

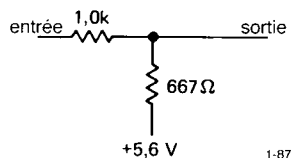


Figure 1.87

L'addition d'un condensateur de découplage en parallèle sur la résistance de  $1\text{ k}\Omega$  permet de stabiliser simplement le circuit écrtateur, au moins pour les signaux à *haute fréquence*. Par exemple, un condensateur de  $15\text{ }\mu\text{F}$  réduit l'impédance du diviseur à moins de  $10\text{ }\Omega$  pour les fréquences supérieures à  $1\text{ kHz}$  (vous pourriez ajouter de la même façon un condensateur en parallèle sur la diode  $D_1$  de la figure 1.82). Naturellement, l'efficacité de cette astuce diminue à basse fréquence, jusqu'à s'annuler pour le courant continu.

En pratique, le problème de l'impédance définie de la référence de tension à diviseur peut être résolu facilement à l'aide d'un transistor ou d'un amplificateur opérationnel. Cette solution est préférable à l'utilisation de très faibles résistances, parce qu'elle ne consomme pas un courant important, tout en présentant une impédance de quelques ohms ou moins. De plus, il existe d'autres façons de construire des écrtateurs, en incorporant un amplificateur opérationnel dans le circuit. Nous verrons ces méthodes dans le chapitre 4.

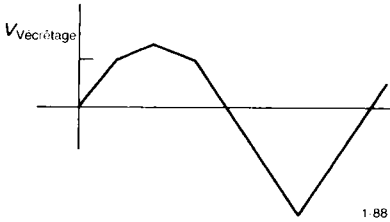


Figure 1.88

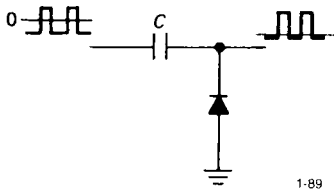


Figure 1.89 - Reconstitution d'une tension continue.

Une application intéressante des écrêteurs : la « reconstitution » de la tension continue d'un signal couplé en alternatif (par un condensateur). Le principe est celui de la figure 1.89. C'est très important pour les circuits dont les entrées se comportent comme des diodes (par exemple un transistor avec l'émetteur raccordé à la masse) ; sans cela un signal à couplage alternatif sera supprimé.

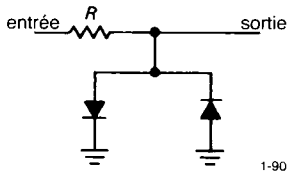


Figure 1.90 - Limiteur à diodes.

**Limiteur**

Le dernier circuit est celui de la figure 1.90. Ce circuit limite l'excursion de sortie (encore un terme courant en électronique) à un seuil de diode, environ 0,6 V. Cela peut paraître affreusement faible, mais si l'étage suivant est un amplificateur à fort gain, son entrée sera toujours proche de zéro volt ; sans cela, la sortie serait saturée (par exemple, si l'étage suivant a un gain de 1000 et fonctionne avec une alimentation de  $\pm 15$  V,

son entrée doit rester dans la plage de  $\pm 15$  mV pour éviter la saturation). Ce circuit écrêteur est souvent utilisé comme protection de l'entrée des amplificateurs à grand gain.

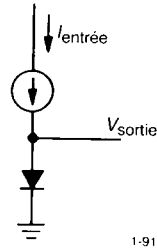


Figure 1.91 - Utilisation de la caractéristique  $V-I$  non linéaire de la diode : convertisseur logarithmique.

**Diodes comme composants non linéaires**

Le courant direct à travers une diode est, avec une assez bonne approximation, proportionnel à une fonction exponentielle de la tension à ses bornes, à une température donnée (voyez la description complète de cette loi dans la section 2.10). Ainsi vous pouvez utiliser une diode pour produire une tension de sortie proportionnelle au logarithme d'un courant (figure 1.91). Comme la tension plafonne dans la région de 0,6 V, avec seulement de petites variations qui reflètent les variations du courant d'entrée, vous pouvez produire le courant d'entrée avec un résistor si la tension d'entrée est beaucoup plus grande que la tension de seuil de la diode (figure 1.92).

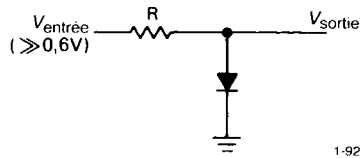
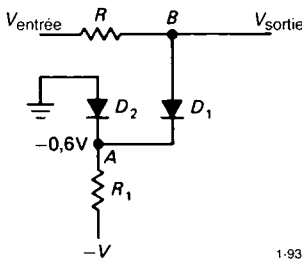


Figure 1.92

En pratique, vous pouvez avoir besoin d'une tension de sortie qui ne soit pas décalée du seuil de 0,6 V. En plus, il serait intéressant d'avoir un circuit insensible aux variations de température. La méthode de compensation du seuil de diode est utile ici (figure 1.93). Le résistor  $R_1$  rend  $D_2$  conductrice, en

## 1. LES BASES

maintenant le point *A* aux environs de 0,6 V. Le point *B* est alors proche de la masse (ce qui, au passage, rend  $I_{\text{entrée}}$  exactement proportionnel à  $V_{\text{entrée}}$ ). Tant que les deux diodes (identiques) sont à la même température, la compensation des chutes de tension directes est bonne, sauf, naturellement, pour la différence due au courant d'entrée à travers  $D_1$ , qui produit la sortie désirée. Dans ce circuit, la résistance de  $R_1$  doit être choisie de telle façon que le courant à travers  $D_2$  soit beaucoup plus fort que le courant d'entrée maximal, pour maintenir  $D_2$  en conduction.



1-93

Figure 1.93 - Compensation des seuils de diode dans le convertisseur logarithmique.

Nous examinerons dans ce chapitre de meilleures conceptions de convertisseurs logarithmiques, avec les méthodes précises de compensation en température. De telles méthodes rendent possible la construction de convertisseurs logarithmiques précis à quelques pour cent sur une plage de six décades (ou plus) de courant d'entrée. Une meilleure compréhension des caractéristiques de la diode et du transistor, de même qu'une compréhension des amplificateurs opérationnels, est nécessaire d'abord. Cette section n'entend être qu'une introduction aux sujets à venir.

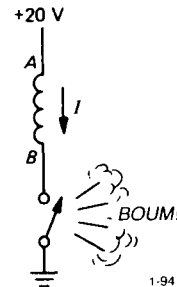
### 1.31 Charges inductives et protection par diode

Que se passe-t-il si vous ouvrez un interrupteur qui fournit du courant à une inductance ? Comme la propriété des inductances est

$$V = L \frac{dI}{dt}$$

il n'est pas possible d'interrompre le courant brutalement, puisque la formule elle-même induit que la tension aux bornes deviendrait infinie. Ce qui se produit, au lieu de cela, est que la tension augmente brusquement et continue à augmenter jusqu'à ce

qu'elle force un courant à passer. Les composants qui commandent des charges inductives seront facilement endommagés, spécialement ceux qui finissent par « claquer » pour offrir un chemin au courant que l'inductance s'obstine à faire circuler. Voyez le circuit de la figure 1.94. L'interrupteur est fermé au départ, le courant circule à travers l'inductance (qui pourrait être la bobine d'un relais, comme nous en décrirons plus loin). Quand l'interrupteur est ouvert, l'inductance « s'efforce » de maintenir la circulation du courant de *A* à *B*, tel qu'il était. Cela signifie que la borne *B* deviendra positive par rapport à la borne *A*. Dans un tel cas, la tension pourrait atteindre 1000 V avant que l'interrupteur « amorce ». Ces amorçages réduisent la durée de vie de l'interrupteur et produisent des interférences qui peuvent perturber d'autres circuits proches. S'il se trouve que l'interrupteur est un transistor, c'est peu de dire que sa vie sera abrégée ; sa vie est finie !



1-94

Figure 1.94 - Surtension inductive.

La meilleure solution est de placer une diode en parallèle sur l'inductance (fig. 1.95). Quand l'interrupteur est fermé, la diode est polarisée en inverse (par la chute de tension continue aux bornes de la résistance de la bobine). Au moment de la commutation, la diode devient conductrice, ce qui fixe le potentiel de la borne de l'interrupteur au niveau d'un seuil de diode au-dessus de la tension d'alimentation positive. La diode doit être capable de conduire le courant initial, qui est égal au courant établi précédemment à travers la bobine ; une diode comme la 1N4004 convient parfaitement dans presque tous les cas.

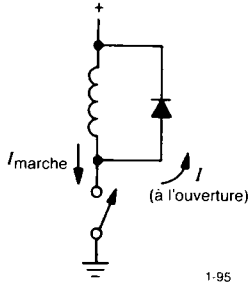


Figure 1.95 - Suppression de la surtension inductive.

Le seul inconvénient de ce circuit de protection est qu'il allonge le délai de décroissance du courant dans la bobine, puisque la vitesse de variation du courant dans une inductance est proportionnelle à la tension à ses bornes. Pour les applications dans lesquelles le courant doit décroître rapidement (imprimantes à impact rapides, relais rapides, etc.), il vaut mieux connecter un résistor en parallèle sur l'inductance, en choisissant sa résistance de telle façon que  $V_{alim} + IR$  soit inférieure à la tension maximale supportée par l'interrupteur. (Pour une décroissance rapide du courant sous une tension donnée, il est possible d'utiliser une diode Zener, qui produira une rampe descendante du courant au lieu de la décroissance exponentielle.)

Pour des inductances pilotées en courant alternatif (transformateurs, relais alternatifs), la protection par diode décrite ci-dessus ne fonctionnera pas, tout simplement parce que la diode court-circuitera une alternance sur deux quand l'interrupteur sera fermé. Dans ce cas, une bonne solution est le réseau « absorbeur » RC (figure 1.96). Les valeurs indiquées sont typiques pour de petites charges inductives alimentées par le secteur alternatif. Une réseau de ce genre devrait être incorporé dans tous les appareils qui fonctionnent à partir du secteur, puisque les transformateurs sont inductifs. Il existe une autre méthode de protection : les *varistances*, ou résistances métal-oxyde ; ces composants peu coûteux ressemblent à des condensateurs « disque » en céramique et se comportent comme des diodes Zener bidirectionnelles. Ils existent en tensions nominales de 10 à 1000 V et peuvent supporter des courants transitoires

de plusieurs milliers d'ampères (voir la section 6.11 et le tableau 6.2). Il est recommandé de placer un suppresseur de transitoires en parallèle sur tout appareil électronique, non seulement pour éviter les interférences inductives avec les autres appareils, mais aussi pour empêcher les fortes surtensions accidentelles d'endommager l'appareil lui-même.

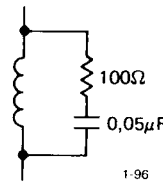


Figure 1.96 - Réseau « absorbeur » RC pour la suppression de la surtension inductive.

### AUTRES COMPOSANTS PASSIFS

Dans les sections qui suivent, nous souhaitons présenter brièvement un assortiment de composants électroniques divers mais essentiels. Si vous avez une expérience de la construction électronique, rien ne vous empêche de passer au chapitre suivant.

### 1.32 Composants électro-mécaniques

#### Interrupteurs

Ces composants ordinaires mais importants semblent fleurir dans la plupart des appareils électroniques. Ils méritent quelques sections. La figure 1.97 montre quelques types communs d'interrupteurs.

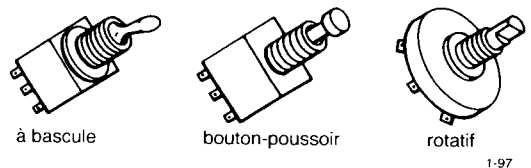


Figure 1.97 - Interrupteurs de façade.

**Interrupteur à bascule.** L'interrupteur à bascule simple existe sous différentes formes, suivant le nombre de pôles ; la figure 1.98 montre les plus courants (un circuit, deux positions). Les interrupteurs à bascule existent aussi avec une position centrale « neutre » et

# 1. LES BASES

en versions à plusieurs circuits (jusqu'à quatre) commutés simultanément. Les interrupteurs à bascule effectuent toujours l'« ouverture avant la fermeture » (*break before make*), c'est-à-dire que le contact mobile ne connecte jamais entre eux les deux conducteurs extrêmes d'un inverseur à un circuit et deux positions.

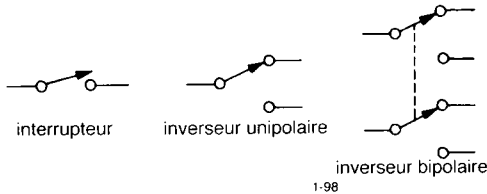


Figure 1.98 - Types fondamentaux d'interrupteurs.

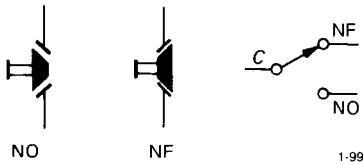


Figure 1.99 - Interrupteurs à contact fugitif (bouton-poussoir).

**Boutons-poussoirs.** Les interrupteurs à bouton-poussoir sont utilisés pour les applications à contact momentané ; on les représente comme sur la figure 1.99. Les repères conventionnels NO et NF (Normalement Ouvert, et Normalement Fermé) sont souvent remplacés par les équivalents anglo-saxons NO et NC (*Normally Open et Normally Closed*) ; ils n'ont de sens que pour les interrupteurs à deux positions.

**Interrupteurs rotatifs.** Les interrupteurs rotatifs ou commutateurs comportent de nombreux circuits et de nombreuses positions. On les trouve souvent sous forme de *kits*, avec des axes et des *galettes* disponibles séparément. Ils existent en versions « court-circuitantes » et « non-court-circuitantes », qui peuvent être mélangées sur le même mécanisme. Les versions « court-circuitantes » sont utiles dans de nombreuses applications pour éviter le circuit ouvert entre les positions ; certains circuits risquent de « s'affoler » si l'une ou l'autre connexion reste en

l'air. Les types « non court-circuitants » sont utiles si les différentes lignes qui doivent être connectées à une ligne commune ne peuvent pas être connectées entre elles.

**Autres types d'interrupteurs.** En plus de ces types de base, les interrupteurs existent sous des formes bizarres, comme les interrupteurs à effet Hall, les contacts magnétiques *reed*, les détecteurs de proximité, etc. Tous les interrupteurs sont prévus pour supporter une tension maximale et un courant maximal ; un petit interrupteur à bascule peut être prévu pour 150 V et 5 A. Le fonctionnement avec des charges inductives réduit fortement la durée de vie de l'interrupteur à cause des arcs lors de l'ouverture.

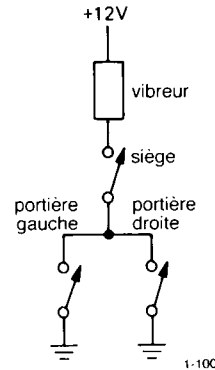


Figure 1.100

**Exemples d'interrupteurs.** Comme exemple de ce qui peut être fait avec des interrupteurs simples, voyons le problème suivant : supposez que vous vouliez actionner un avertisseur sonore si le conducteur d'une voiture est assis et que l'une des portières est ouverte. Le siège, comme les portières, est muni d'interrupteurs normalement ouverts. La figure 1.100 montre un circuit qui réalise ce que vous voulez. Si l'une OU l'autre porte est ouverte (interrupteur fermé) ET que l'interrupteur du siège est fermé, l'avertisseur est alimenté. Les mots OU et ET sont utilisés ici au sens logique, et nous verrons cet exemple dans les chapitres 2 (Vol. 1) et 8 (Vol. 2) quand nous parlerons des transistors et de la logique numérique.

La figure 1.101 montre un circuit à interrupteurs classique, dit va-et-vient, utilisé pour allumer et éteindre une lampe depuis les deux extrémités d'un couloir.

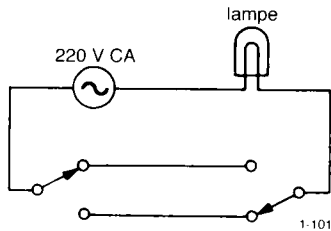


Figure 1.101 - Câblage du va-et-vient d'électricien.

### Exercice 1.31

Bien que peu d'électroniciens sachent comment, tout électricien est capable de câbler un système d'éclairage de telle façon que  $N$  interrupteurs puissent l'allumer et l'éteindre. Voyez si vous pouvez imaginer cette généralisation de la figure 1.101. Elle nécessite deux inverseurs à un circuit et deux positions (unipolaires) et  $N - 2$  inverseurs à deux circuits et deux positions (bipolaires, que les électriciens appellent *permutateur*). (Astuce : cherchez d'abord comment intervertir deux lignes au moyen d'un inverseur à deux circuits et deux positions.)

### Relais

Les relais sont des interrupteurs à commande électrique. Dans leur forme usuelle, une bobine traversée par un courant suffisant attire une armature solidaire mécaniquement du contact. Il en existe une grande variété, y compris le relais bistable et le relais pas-à-pas ; ce dernier était la pierre angulaire des centraux téléphoniques, et a eu de beaux jours comme compteur dans les billards électriques. Les relais peuvent être prévus pour une excitation en courant continu ou en courant alternatif, des tensions de bobine de 5 V à 220 V sont courantes. Les relais « mouillés au mercure » et les relais *reed* sont destinés à des applications rapides (environ 1 ms), des relais géants commutent des milliers d'ampères dans les installations de distribution d'électricité. Beaucoup d'applications des relais sont maintenant exécutées par des transistors, bipolaires ou à effet de champ ; on trouve des

composants à semi-conducteurs dits « relais statiques », pour commuter le courant alternatif. Les usages premiers des relais se trouvent dans la commutation à distance et la commutation de hautes tensions ou de forts courants. Comme il est essentiel de maintenir les circuits électroniques isolés du secteur alternatif, les relais sont utiles pour commuter les charges tout en gardant les signaux de commande isolés électriquement.

### Connecteurs

Conduire les signaux qui entrent dans un appareil ou en sortent, amener les signaux et la tension continue d'alimentation, offrir la souplesse en permettant l'enfichage (ou le remplacement) de modules dans un appareil, toutes ces fonctions sont celles des connecteurs, un élément essentiel (et souvent le moins fiable) de tout équipement électronique. Les connecteurs existent dans une profusion de formes et de tailles.

**Connecteurs mono-point.** La forme la plus simple du connecteur est la fiche banane utilisée sur les multimètres, les alimentations, etc. Elle est pratique et bon marché, mais pas aussi utile que les connecteurs pour câbles blindés ou les connecteurs multi-points dont vous avez souvent besoin. La borne à écrou est un autre exemple de connecteur monopoint, remarquable par la maladresse qu'elle provoque chez ceux qui essaient de l'utiliser.

**Connecteurs pour câble blindé.** Pour éviter le couplage capacitif, et pour d'autres raisons, que nous détaillerons dans le chapitre 13, Vol. 2, il est souhaitable habituellement de véhiculer les signaux d'un appareil à l'autre par un câble coaxial blindé. Le connecteur le plus répandu est le type BNC ("*baby N*" connector) qui orne la façade de la plupart des appareils. Il se verrouille en un quart de tour et connecte simultanément le blindage (masse) et l'âme (signal). Comme tous les connecteurs utilisés pour accoupler un câble à un appareil, il existe en version « châssis » et en version « prolongateur » (figure 1.102).

Parmi les autres connecteurs utilisables avec le câble coaxial, on trouve le TNC (un proche cousin du BNC, mais avec la douille extérieure fileté), le type N, à

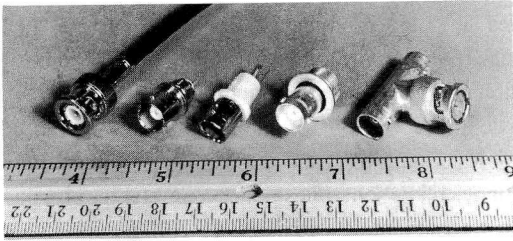


Figure 1.102 - Les connecteurs BNC sont les plus répandus pour le raccordement de câbles blindés (coaxiaux). De gauche à droite : un connecteur mâle au bout d'un câble, un embase femelle standard pour châssis, deux sortes d'embases femelles isolées pour châssis, et un « T » BNC, un accessoire pratique pour le laboratoire.

hautes performances mais encombrant, le type miniature SMA, les subminiatures LEMO et SMC, et le MHV, une version à haute tension du connecteur BNC standard. La fiche dite *phono*, ou *CINCH* ou *RCA*, est un bel exemple de mauvaise conception, parce que le conducteur central est toujours connecté avant la masse ; de plus la conception de la fiche est telle qu'autant l'âme que le blindage ont tendance à faire de mauvais contacts. Vous avez sans doute *entendu* les résultats ! Pour ne pas être en reste, l'industrie de la télévision a inventé son propre standard, le « connecteur » coaxial type F, qui utilise le conducteur central du câble, sans support, comme broche du connecteur mâle, et un bidouillage pour le raccordement du blindage.

**Connecteurs multi-points.** Les appareils électroniques font souvent appel à des câbles et des connecteurs multi-points. Il y en a, littéralement, des douzaines de sortes différentes. L'exemple le plus simple est une fiche secteur à trois points. Parmi les types les plus répandus figurent l'excellent sub-D, la série Winchester MRA, le vénérable type MS, et les connecteurs pour câble plat HE10 (figure 1.103).

Méfiez-vous des connecteurs qui ne supportent pas de tomber sur le sol ou qui n'ont pas de système de verrouillage sûr.

**Connecteurs encartables.** La méthode la plus communément utilisée pour raccorder des circuits imprimés

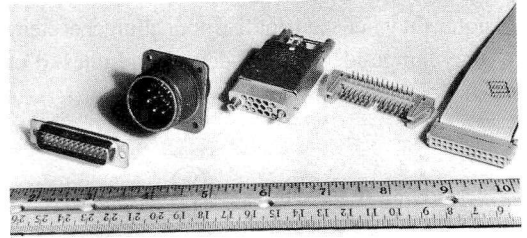


Figure 1.103 - Une sélection de connecteurs multi-points répandus.

De gauche à droite : type D subminiature, existe en versions châssis et câble, à 9, 15, 25, 37 ou 50 broches ; le vénérable connecteur de type MS, existe en de (trop !) nombreuses versions de nombre de broches et de montage, y compris les versions pour câble blindé ; un connecteur miniature rectangulaire (type Winchester MRA) avec vis de verrouillage incorporées, disponible en différentes tailles ; un connecteur pour circuit imprimé, avec son pendant femelle pour câble plat (HE10).

més est le connecteur encartable, qui correspond à une rangée de contacts dorés sur le bord de la carte. Les connecteurs encartables peuvent avoir de 15 à 100 points, ils existent avec différentes sortes de picots suivant la méthode de connexion. Vous pouvez les souder sur une carte-mère ou une carte de fond de panier, un autre circuit imprimé qui ne comporte que les interconnexions entre les différentes cartes. Vous pouvez aussi utiliser des connecteurs encartables avec des œillets à souder standard, en particulier dans un système qui comporte peu de cartes (voir quelques photographies dans le chapitre 12, Vol. 2).

### 1.33 Indicateurs

#### *Instruments de mesure*

Pour lire la valeur d'une tension ou d'un courant, vous avez le choix entre les instruments à aiguille mobile, qui continuent leur longue carrière, et les instruments à affichage numérique. Ces derniers sont plus précis et plus chers. Les deux types existent dans une grande variété de gammes de tension et de courant. Il existe, de plus, des appareils de façade particuliers, qui affichent des choses comme VU (*Volume Unit*, une échelle en dB audio), des gammes étalées de tension (par exemple de 105 à 130 V), la température (à partir



d'un thermocouple), le pourcentage de charge d'un moteur, la fréquence, etc. Les afficheurs numériques de façade offrent souvent en option des sorties à niveau logique, en plus de l'affichage visible, pour l'usage interne de l'appareil.

### Lampes et LED

Les lumières qui clignent, les écrans pleins de chiffres et de lettres, les sons à donner le frisson, voilà la matière des films de science-fiction ; les derniers mis à part, il s'agit de lampes et d'afficheurs (voir la section 9.10, Vol. 2). Les petites lampes à incandescence ont été longtemps le standard pour les indicateurs de façade, mais elles ont été remplacées par les diodes électro-luminescentes (LED). Ces dernières se comportent électriquement comme des diodes, mais avec une chute de tension directe de 1,5 à 2,5 V ; elles s'illuminent quand le courant circule en sens direct. Typiquement, un courant de 5 mA à 20 mA donne une brillance suffisante. Les LED sont moins chères que les lampes à incandescence, elles durent indéfiniment, elles existent en trois couleurs (rouges, jaunes, vertes, le bleu est encore rare). Elles existent en montures prêtes à poser sur un panneau ; certaines ont même une limitation de courant incorporée, voire un circuit intégré clignotant.

Les LED sont utilisées aussi pour les affichages numériques, le plus souvent sous la forme familière des afficheurs à sept segments des calculatrices. Pour l'affichage de lettres, comme de chiffres, il existe des afficheurs à seize segments ou à matrices de points. Pour les applications à faible puissance ou l'utilisation à l'extérieur, les afficheurs à cristaux liquides sont supérieurs.

## 1.34 Composants variables

### Résisteurs

Les composants à résistance variable, réglage de volume, potentiomètres, résistances ajustables, sont utilisés comme organes de commande en façade des appareils, ou comme réglage interne des circuits. Le modèle de façade le plus commun est le potentiomètre de 2 W type AB ; il utilise le même matériau de base que le résistor au carbone aggloméré, avec un curseur mobile. D'autres types ont une piste

résistante en plastique ou en céramique, avec des caractéristiques supérieures. Les types multitours (3, 5 ou 10 tours), avec ou sans bouton compte-tours, offrent une meilleure linéarité et une résolution plus fine. Les potentiomètres couplés (plusieurs potentiomètres indépendants sur un même axe) existent aussi, en nombre de versions plus limité, pour des applications particulières.

Pour l'utilisation à l'intérieur d'un appareil, au lieu de la façade, les potentiomètres *ajustables* existent en monotour et en multitours, la plupart destinés à être montés sur circuit imprimé. Ils sont utiles pour les réglages et les calibrations à faire une fois pour toutes. Un bon conseil : résistez à la tentation de recourir à une foule de réglages dans vos circuits. Recherchez plutôt une conception rigoureuse.

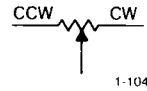


Figure 1.104 - Potentiomètre (résistance variable à trois points).

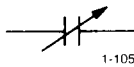
La symbole d'une résistance variable, ou potentiomètre est celui de la figure 1.104. Quelquefois les symboles CW et CCW indiquent le sens de rotation (*Clock Wise* = sens horaire, *Counter Clock Wise* = le contraire).

Un point important au sujet des résistances variables : n'essayez pas d'utiliser un potentiomètre en remplacement d'un résistor de précision à un endroit donné d'un circuit. C'est tentant parce que vous pouvez lui donner la valeur voulue. L'ennui est que les potentiomètres ne sont pas aussi stables que les bons résistors (à 1%) et qu'ils peuvent ne pas avoir une bonne résolution (ils ne peuvent pas être réglés à une valeur précise). Si vous devez avoir quelque part une résistance précise et réglable, utilisez une combinaison de résistors à 1% (ou mieux) et d'un potentiomètre, avec les résistors qui représenteront la plus grande part de la résistance. Par exemple, si vous avez besoin d'une valeur de 23,4 k $\Omega$ , utilisez un résistor fixe de 22,6 k $\Omega$  (valeur à 1%) en série avec un potentiomètre de 2 k $\Omega$ . Autre possibilité : utiliser une com-

# 1. LES BASES

binaison en série de plusieurs résisteurs de précision, en choisissant la dernière valeur (et la plus petite) pour obtenir la résistance totale souhaitée.

Comme vous le verrez plus loin, il est possible d'utiliser des FET comme résistances variables commandées par une tension dans certaines applications. Des transistors peuvent être utilisés comme amplificateurs à gain variable, commandés aussi par une tension. Gardez l'esprit ouvert pendant le remuement de la conception d'un circuit.



1-105

Figure 1.105 - Condensateur variable.

## Condensateurs

Les condensateurs variables sont limités aux plus petites capacités (jusqu'à 1000 pF environ) ; ils sont utilisés couramment dans les circuits à fréquence radio (RF). Les condensateurs ajustables permettent le réglage des circuits terminés, alors que le condensateur variable accessible en façade permet l'accord par l'utilisateur. La figure 1.105 montre le symbole d'un condensateur variable.

Les diodes soumises à une tension inverse peuvent être utilisées comme condensateurs variables commandés par une tension ; dans cette application, on les appelle *varactors*, diodes *varicap* ou *epicap*. Elles sont très importantes dans les applications radio, particulièrement la commande automatique de fréquence (CAF), les modulateurs et les amplificateurs paramétriques.

## Inductances

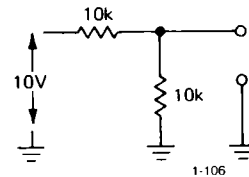
Les inductances variables sont obtenues habituellement par la mobilité d'un morceau de noyau magnétique dans une bobine fixe. Dans cette forme, elles existent avec des valeurs d'inductance qui vont de quelques microhenrys à quelques henrys, avec une plage d'accord de 2 à 1 pour une inductance donnée. Il existe aussi des bobines sans noyau avec un contact mobile, dites « selfs à roulette ».

## Transformateurs

Les transformateurs variables sont des appareils très pratiques, surtout ceux qui fonctionnent à partir de la tension du secteur. Ce sont habituellement des « auto-transformateurs », ce qui signifie qu'ils n'ont qu'un enroulement, avec un contact mobile. On les appelle *Variac*, mais il existe d'autres fabricants. Ces auto-transformateurs variables fournissent une tension secondaire comprise entre 0 et 130% de la tension primaire, les courants peuvent aller de 1 A à 20 A ou plus. Ils sont pratiques pour tester des appareils qui semblent être affectés par les fluctuations de la tension du secteur, et pour vérifier leur fonctionnement dans le cas d'alimentation le plus défavorable. Attention : n'oubliez pas que la sortie n'est pas isolée électriquement du secteur, comme elle le serait avec un transformateur.

## EXERCICES COMPLÉMENTAIRES

- (1) Trouvez le circuit équivalent de Norton (une source de courant en parallèle avec un résistor) du diviseur de tension de la figure 1.106. Montrez que l'équivalent de Norton donne la même tension de sortie que le circuit réel chargé par une résistance de 5 kΩ.
- (2) Trouvez l'équivalent de Thévenin du circuit de la figure 1.107. Est-ce le même que l'équivalent de Thévenin du circuit de l'exercice 1 ?



1-106

Figure 1.106

- (3) Dessinez un filtre « anti-ronflement » à usage audio. Il devra passer les fréquences supérieures à 20 Hz (placez la coupure à 10 Hz). Supposez nulle l'impédance de la source (source de tension parfaite) et prenez 10 kΩ comme impédance minimale de la charge (c'est important pour que vous puissiez choisir R et C de telle façon que la charge n'influe pas notablement sur le fonctionnement du filtre).

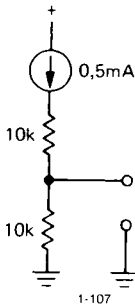


Figure 1.107

(4) Dessinez un filtre « anti-crachements » à usage audio (coupure à 10 kHz). Utilisez les mêmes impédances de source et de charge que dans l'exercice 3.

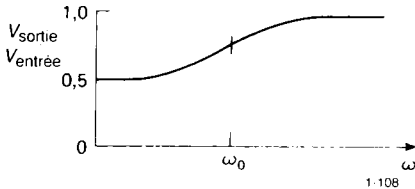


Figure 1.108

(5) Comment feriez-vous un filtre avec  $R_s$  et  $C_s$  pour obtenir la réponse de la figure 1.108 ?

(6) Dessinez un filtre passe-bande  $RC$  (comme dans la figure 1.109) ;  $f_1$  et  $f_2$  sont les points à 3 dB. Choisissez les impédances de telle façon que le premier étage ne soit que peu affecté par la charge du second étage.

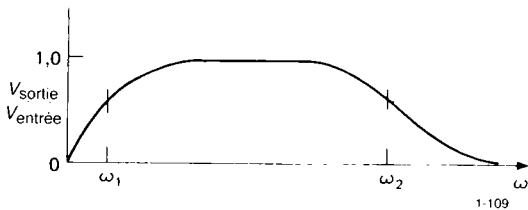


Figure 1.109

(7) Schématisez la sortie du circuit de la figure 1.110.

(8) Dessinez une sonde « un dixième » pour un oscilloscope (voir l'appendice A) dont l'impédance d'entrée est de  $1\text{ M}\Omega$  en parallèle avec  $20\text{ pF}$ . Suppo-

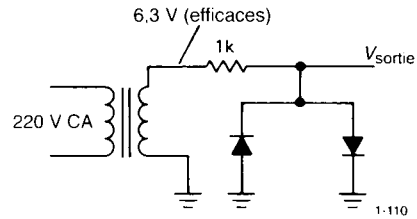


Figure 1.110

sez que le câble ajoute une capacité de  $100\text{ pF}$  et que les composants sont placés dans la sonde et non du côté de l'oscilloscope (figure 1.111). Le réseau résultant devrait introduire une atténuation de  $20\text{ dB}$  ( $\times 10$ ) à toutes les fréquences, y compris le courant continu. Le but de l'utilisation d'une sonde  $\times 10$  est d'augmenter l'impédance vue par le circuit à tester, ce qui réduit la charge. Quelle impédance d'entrée ( $R$  en parallèle avec  $C$ ) présente votre sonde au circuit à tester, quand elle est utilisée avec l'oscilloscope ?

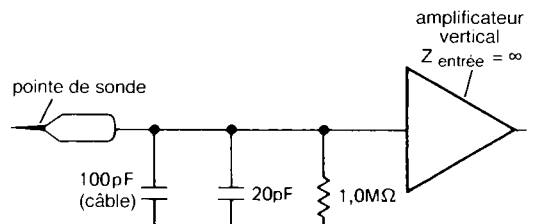


Figure 1.111



## 2 TRANSISTORS

---

### INTRODUCTION

Le transistor est notre exemple le plus important de composant « actif », un dispositif qui peut amplifier, c'est-à-dire fournir un signal de sortie qui véhicule plus de puissance que le signal d'entrée. La puissance ajoutée provient d'une source d'énergie extérieure (l'alimentation). Remarquez que l'amplification de la tension n'est pas essentielle puisque, par exemple, un transformateur élévateur — un composant passif au même titre que les résistances ou les condensateurs — présente un gain de tension mais pas de gain de puissance ; ce n'est pas un amplificateur. Les composants qui possèdent un gain de puissance se distinguent par leur capacité à se changer en oscillateurs, par la ré-injection à l'entrée d'une fraction du signal de sortie.

Il est intéressant de remarquer que la propriété d'amplifier la puissance semblait très importante pour les inventeurs du transistor. L'une des premières expériences qu'ils firent, pour se convaincre eux-mêmes qu'ils avaient vraiment inventé quelque chose, fut d'alimenter un haut-parleur à travers un transistor, et d'observer que le son était plus fort qu'avec le signal d'entrée.

Le transistor est le composant essentiel de tout circuit électronique, depuis l'amplificateur ou l'oscillateur le plus simple jusqu'au calculateur le plus élaboré. Les circuits intégrés (CI), qui ont largement remplacé les circuits constitués d'un assemblage de transistors discrets, ne sont eux-mêmes que de grands réseaux de transistors et d'autres composants fabriqués sur un même cristal de matériau semi-conducteur.

Une bonne compréhension des transistors est très importante, même si la plupart de vos circuits sont faits de circuits intégrés, parce que vous avez besoin de comprendre les propriétés des entrées et sorties de votre circuit intégré si vous voulez le connecter au reste du circuit et au monde extérieur. De plus le transistor est le seul moyen de réaliser les interfaces de puissance, que ce soit entre les circuits intégrés et le reste du circuit ou entre des sous-ensembles. Enfin,

il existe de nombreuses situations (certains disent trop nombreuses) où le circuit intégré adéquat n'existe pas, tout simplement ; il vous faut alors recourir à un montage à transistors discrets pour faire le travail. Comme vous allez le voir, les transistors sont intéressants en eux-mêmes. L'apprentissage de leur fonctionnement peut être très réjouissant.

Notre façon de traiter les transistors sera totalement différente de celle de la plupart des autres livres. La pratique courante fait appel aux paramètres  $h$  d'un quadripôle équivalent. Selon nous, c'est inutilement compliqué et cela ne fait pas appel à l'intuition. Le comportement des circuits a tendance à devenir une révélation qui tombe d'équations compliquées, au lieu de résulter d'une compréhension du fonctionnement qui serait claire dans votre esprit ; de plus, vous avez tendance à ne pas distinguer, parmi les paramètres du comportement des transistors, ceux sur lesquels vous pouvez compter, et ceux qui peuvent varier dans de grandes proportions.

Dans ce chapitre, au lieu de tout cela, nous élaborons un modèle simple de présentation du transistor, à partir duquel nous construirons immédiatement quelques circuits. Les limitations du modèle simple ne tarderont pas à apparaître ; nous l'étendrons alors pour le conformer aux conventions reconnues d'Ebers-Moll. Les équations d'Ebers-Moll, avec un modèle simple à trois bornes, vous donneront une bonne compréhension des transistors ; vous n'aurez pas à couvrir des pages de calculs, et vos schémas seront impeccables. En particulier, ils seront largement indépendants de paramètres mal connus des transistors, comme le gain en courant.

Il convient de préciser les conventions les plus importantes de la notation technique. La tension sur une broche de transistor (par rapport à la masse) est indiquée par un indice unique ( $C$ ,  $B$  ou  $E$ ) ;  $V_C$  est la tension du collecteur, par exemple. La tension entre deux broches est indiquée par un indice à deux lettres :  $V_{BE}$  représente la chute de tension entre base et émetteur. Si la même lettre est répétée, elle indique

## 2. TRANSISTORS

qu'il s'agit d'une tension d'alimentation :  $V_{CC}$  est la tension d'alimentation (positive) associée au collecteur,  $V_{EE}$  est la tension d'alimentation (négative) associée à l'émetteur.

### 2.1 Premier modèle du transistor : amplificateur de courant

Commençons. Un transistor est un composant à trois broches (figure 2.1) qui existe en deux types (NPN et PNP) ; les propriétés énoncées ci-dessous sont celles des transistors NPN (pour les PNP, inversez simplement toutes les polarités).

1. Le collecteur doit être plus positif que l'émetteur.
2. Les circuits base-émetteur et base-collecteur se comportent comme des diodes (figure 2.2). Normalement la diode base-émetteur est conductrice et la diode base-collecteur est bloquée, c'est-à-dire que la tension est appliquée dans le sens inverse de la circulation du courant.

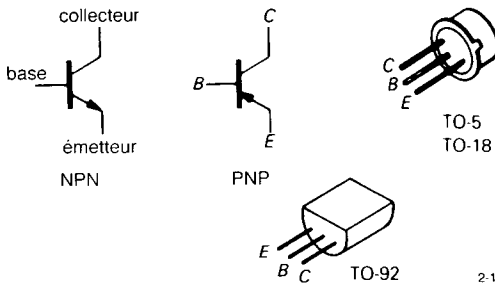


Figure 2.1 - Symboles de transistors et boîtiers de transistors pour petits signaux.

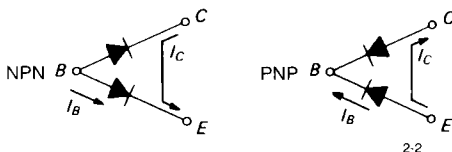


Figure 2.2 - Les broches d'un transistor vues par un ohmmètre.

3. Tout transistor présente des valeurs maximales de  $I_C$ ,  $I_B$  et  $V_{CE}$  qui ne peuvent pas être dépassées, sous peine pour le contrevenant de devoir payer le prix d'un transistor neuf (voir des valeurs typiques

dans le tableau 2.1). Il y a d'autres limites que vous devrez garder présentes à l'esprit, comme celles de la dissipation de puissance ( $I_C V_{CE}$ ), de la température, de la tension  $V_{BE}$ , etc.

4. Si les règles 1 à 3 sont observées,  $I_C$  est, *grossa modo*, proportionnel à  $I_B$  et peut s'écrire  $I_C = h_{FE} I_B = \beta I_B$

Le gain en courant,  $h_{FE}$  ou bêta, a une valeur typique de 100. Les deux courants  $I_B$  et  $I_C$  circulent par l'émetteur. Note : le courant de collecteur n'est pas dû à une conduction en sens direct de la diode base-collecteur : cette diode est polarisée en sens inverse. Comprenez le courant de collecteur simplement comme un « effet transistor ».

La propriété 4 donne son utilité au transistor : la circulation d'un faible courant par la base détermine la circulation par le collecteur d'un courant beaucoup plus fort.

Avertissement : le paramètre  $h_{FE}$  n'est pas au nombre des « bons » paramètres des transistors ; sa valeur peut varier, par exemple, de 50 à 250 pour différents spécimens d'un même type de transistor. Il varie aussi en fonction du courant de collecteur, en fonction de la tension collecteur-émetteur, en fonction de la température. *Un circuit dont le fonctionnement repose sur une valeur précise de  $h_{FE}$  est un mauvais circuit.*

Notez en particulier l'effet de la propriété 2. Cela signifie que vous ne pouvez pas appliquer une tension entre les broches base et émetteur, parce qu'un courant énorme va circuler si la différence de tension entre la base et l'émetteur est positive et supérieure à 0,6 V ou 0,8 V (un seuil de diode en sens direct). Cette règle implique aussi qu'un transistor en fonctionnement a une tension de base  $V_B \approx V_E + 0,6 \text{ V}$  ( $V_B = V_E + V_{BE}$ ). Rappel : toutes les polarités sont données normalement pour des transistors NPN ; inversez-les pour les transistors PNP.

Répétons encore que vous ne devez pas concevoir le courant de collecteur comme une conduction de diode. Ce n'est pas le cas, parce que la diode base-collecteur est soumise normalement à des tensions inverses. De plus, le courant de collecteur varie très peu en fonction de la tension de collecteur (il se comporte comme une source de courant moyenne),

contrairement à la conduction directe d'une diode, où le courant augmente très rapidement avec la tension appliquée.

## QUELQUES CIRCUITS DE BASE À TRANSISTORS

### 2.2 Interrupteur à transistor

Voyez le circuit de la figure 2.3. Cette application, dans laquelle un faible courant de commande autorise la circulation d'un courant plus important dans un autre circuit, s'appelle un interrupteur à transistor. Il est facile à comprendre à la lumière des règles précédentes. Quand l'interrupteur mécanique est ouvert, il n'y a pas de courant de base. Ainsi, suivant la règle 4, il n'y a pas de courant de collecteur. La lampe est éteinte.

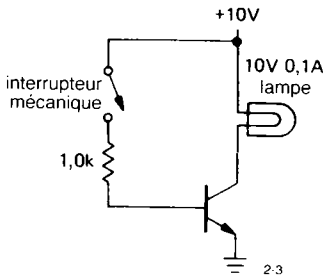


Figure 2.3 - Exemple d'interrupteur à transistor.

Quand l'interrupteur est fermé, la tension de la base s'élève à 0,6 V (seuil de conduction de la diode base-émetteur). La chute de tension aux bornes du résistor de base est de 9,4 V, le courant de base est donc de 9,4 mA. L'application aveugle de la règle 4 donne  $I_C = 940$  mA (pour une valeur typique de  $\beta = 100$ ). C'est faux. Pourquoi ? Parce que la règle 4 n'est valide que si la règle 1 est respectée ; la lampe présente une chute de tension de 10 V à ses bornes pour un courant de collecteur de 100 mA. Pour obtenir un courant plus important, vous devriez amener la tension du collecteur à une valeur négative par rapport à la masse. Un transistor ne peut pas le faire, le résultat s'appelle *saturation* — la tension de collecteur

devient aussi proche que possible de celle de la masse (les tensions de saturation typiques vont de 0,05 V à 0,2 V, voir l'appendice G) et en reste là. Dans ce cas, la lampe est allumée, avec sa tension nominale aux bornes.

L'excès de courant de base (nous utilisons 9,4 mA alors que 1 mA suffirait) rend le circuit pessimiste ; dans ce cas précis, c'est une bonne idée, puisque la lampe tire un courant plus important quand elle est froide (la résistance de la lampe à froid est cinq à dix fois inférieure à sa valeur sous le courant nominal). Le gain du transistor ( $\beta$ ) diminue aussi pour les faibles tensions collecteur-émetteur, si bien qu'un courant de base supplémentaire est nécessaire pour amener un transistor à la saturation complète (voir l'appendice G). Notons au passage que dans un circuit pratique vous ajouteriez probablement un résistor entre la base et la masse (peut-être 10 k $\Omega$  dans ce cas) pour vous assurer que la base est bien à la masse quand l'interrupteur est ouvert. Cela n'affecterait pas le fonctionnement avec l'interrupteur fermé, puisque 0,06 mA seulement seraient détournés du circuit de la base par le résistor.

Certaines précautions doivent être prises lors de la conception d'interrupteurs à transistors :

1. Choisissez la résistance de base de façon pessimiste pour avoir un courant de base nettement excessif, surtout pour la commande de lampes, à cause de la diminution du gain à faible tension  $V_{CE}$ . C'est une bonne idée aussi pour la commutation à grande vitesse, à cause des effets capacitifs et de la diminution du gain à très haute fréquence (plusieurs mégahertz). Un petit condensateur « accélérateur » est souvent connecté en parallèle sur le résistor de base pour améliorer le fonctionnement à grande vitesse.
2. Si l'excursion de la charge passe en-dessous de la masse pour quelque raison (par exemple si elle est pilotée par un courant alternatif, ou si elle est inductive), placez une diode en série avec le collecteur (ou une diode en inverse raccordée à la masse) pour éviter la conduction collecteur-base pendant les passages négatifs.
3. Pour les charges inductives, protégez le transistor par une diode en parallèle sur la charge, comme le

## 2. TRANSISTORS

montre la figure 2.4. En l'absence de diode, l'inductance portera le collecteur à une forte tension positive quand l'interrupteur s'ouvrira. Il est fort probable que cette tension dépassera la tension de claquage collecteur-émetteur, parce que l'inductance essaie de maintenir la circulation de son courant de fonctionnement entre  $V_{CC}$  et le collecteur (voir l'exposé sur les inductances dans la section 1.31).

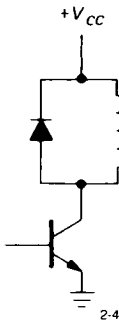


Figure 2.4 - Montez toujours une diode de suppression pour la commutation de charges inductives.

Les interrupteurs à transistors vous permettent de commuter très rapidement, généralement en une petite fraction de microseconde. Ils vous permettent aussi de commuter plusieurs circuits différents à l'aide d'un unique signal de commande. Un autre avantage est la possibilité de *télécommander* : vous n'amenez que des tensions de commandes continues par des fils jusqu'à la façade, au lieu de faire voyager les signaux eux-mêmes à travers des fils et des interrupteurs (si vous véhiculez de nombreux signaux dans des câbles, vous vous exposez à des couplages capacitifs et à une certaine dégradation du signal).

### « Bonhomme transistor »

La figure 2.5 représente un petit personnage qui vous aidera à comprendre quelques limites du comportement du transistor. La tâche perpétuelle du bonhomme consiste à essayer de maintenir  $I_C = h_{FE} I_B$  ; cependant il n'est autorisé qu'à tourner le bouton d'une résistance variable. De ce fait, il peut aller du court-circuit (saturation) au circuit ouvert (transistor

bloqué), ou prendre toutes les positions intermédiaires, mais il ne peut pas ajouter une tension en utilisant des piles ou autres sources de courant. Un avertissement s'impose ici : ne considérez pas que le collecteur d'un transistor ressemble à un résistor. La comparaison n'est pas possible. Il ressemble plutôt à un absorbeur de courant de piètre qualité (l'intensité du courant est commandée par le signal appliqué à la base), du fait des efforts du petit bonhomme.

Autre point à retenir : à un moment donné, un transistor peut être (a) bloqué (pas de courant de collecteur), (b) dans la zone active (un courant de collecteur, et une tension de collecteur supérieure de quelques dixièmes de volt à celle de l'émetteur) ou (c) saturé (tension de collecteur tout juste égale à quelques dixièmes de volt). Voyez l'appendice G pour plus de détails sur la saturation du transistor.

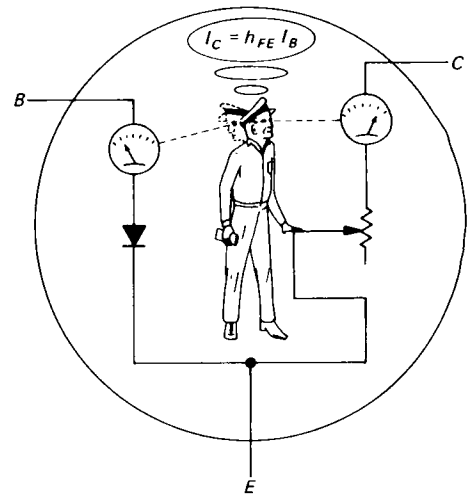


Figure 2.5 - Le « bonhomme transistor » observe le courant de base et ajuste la position du rhéostat pour tenter de maintenir le courant de sortie  $h_{FE}$  fois plus important.

### 2.3 Émetteur-suiveur

La figure 2.6 montre un exemple d'*émetteur-suiveur*. Le circuit s'appelle ainsi parce que la broche de sortie est l'émetteur, qui *suit* la tension de l'entrée (la base) à un seuil de diode près :

$$V_E \approx V_B - 0,6 \text{ volt}$$



La sortie est une copie de l'entrée, mais elle est moins positive de 0,6 V à 0,7 V. Dans ce circuit, la tension  $V_{\text{entrée}}$  doit être supérieure ou égale à 0,6 V, sans quoi la sortie restera à la masse. En raccordant le résistor de l'émetteur à une tension d'alimentation négative, vous pouvez autoriser aussi une excursion négative de la tension de sortie. Notez qu'il n'y a pas de résistor dans le circuit de collecteur d'un montage émetteur-suiveur.

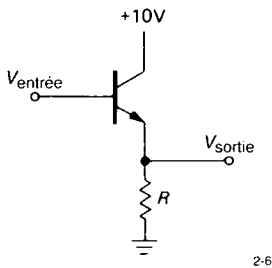


Figure 2.6 - Émetteur-suiveur.

Au premier regard, ce circuit peut paraître inutile, à moins que vous vous rendiez compte que l'impédance d'entrée est beaucoup plus forte que l'impédance de sortie, comme nous l'allons montrer tout à l'heure. Cela signifie que le circuit demande moins de puissance au signal d'entrée, pour piloter une charge donnée, que si le signal devait piloter la charge directement. Cela peut signifier aussi qu'une source de signal d'une impédance donnée (au sens de Thévenin) peut maintenant piloter une charge d'impédance comparable, ou même inférieure, sans la perte d'amplitude due à l'effet habituel de division de tension. En d'autres termes, un émetteur-suiveur présente un gain en courant, même s'il n'a pas de gain en tension. Nous avons un gain de puissance, le gain en tension n'est pas tout !

### Impédance des sources et des charges

Ce dernier point est très important et il mérite un développement supplémentaire, avant que nous calculions en détail les effets avantageux des émetteurs-suiveurs. Dans les circuits électroniques, vous raccordez toujours la sortie de quelque chose à l'entrée d'autre chose, comme le suggère la

figure 2.7. La source de signal pourrait être la sortie d'un étage amplificateur (avec l'équivalent de Thévenin  $Z_{\text{entrée}}$  de l'impédance en série) pilotant l'étage suivant ou peut-être une charge (d'impédance d'entrée  $Z_{\text{entrée}}$ ). En général l'effet de la charge présentée par l'étage suivant provoque une diminution du signal, comme nous l'avons vu précédemment dans la section 1.5. C'est pourquoi il est préférable habituellement de maintenir  $Z_{\text{sortie}}$  très inférieure à  $Z_{\text{entrée}}$  (environ 10 fois plus petite).

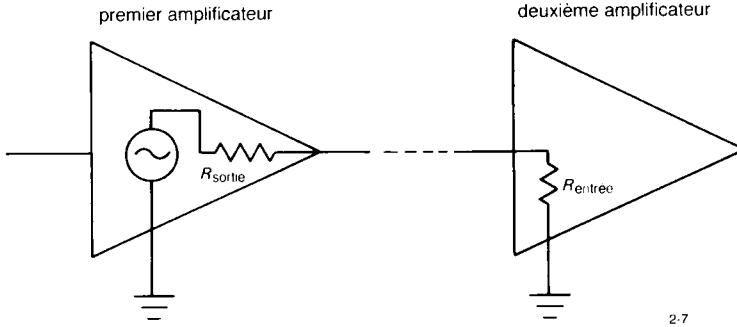
Dans certaines situations, il est permis de renoncer à la « loi » générale qui veut que la source soit « solide » en face d'une charge donnée. En particulier, si la charge est toujours connectée (par exemple à l'intérieur d'un-circuit) et si elle présente une impédance  $Z_{\text{entrée}}$  connue et constante, il n'y a pas de gros inconvénient à ce qu'elle « charge » la source. Cependant, il est toujours plus élégant d'avoir un niveau de signal qui ne change pas quand une charge est connectée. Aussi, si  $Z_{\text{entrée}}$  varie avec le niveau du signal, une source stable assure la linéarité, alors qu'autrement le diviseur dépendant de la fréquence provoquerait une distorsion.

Finalement, il y a deux situations dans lesquelles  $Z_{\text{sortie}} \ll Z_{\text{entrée}}$  est même le défaut à éviter : dans les circuits à fréquence radio, il faut *adapter* les impédances ( $Z_{\text{sortie}} = Z_{\text{entrée}}$ ), pour des raisons qui seront exposées dans le chapitre 14 (Vol. 2). Une deuxième exception s'applique quand le signal couplé est un *courant* au lieu d'une tension. Dans ce cas, la situation est inverse, et on s'efforcera de rendre  $Z_{\text{entrée}}$  très inférieure à  $Z_{\text{sortie}}$  ( $Z_{\text{sortie}} = \infty$  pour une source de courant).

### Impédances d'entrée et de sortie des émetteurs-suiveurs

Comme vous venez de le voir, l'émetteur-suiveur est utile pour changer l'impédance des charges ou des signaux. Pour dire les choses carrément, c'est même la seule utilité des émetteurs-suiveurs.

Calculons l'impédance d'entrée et de sortie d'un émetteur-suiveur. Dans le circuit précédent, nous considérerons  $R$  comme la charge (en pratique c'est quelquefois la charge ; sinon la charge est en parallèle avec  $R$ , mais avec  $R$  qui domine de toute façon la



2-7

Figure 2.7 - La charge de la source de signal vue comme un diviseur de tension.

charge en parallèle). Appliquez une variation de tension  $\Delta V_B$  à la base ; la variation correspondante de la tension d'émetteur est  $\Delta V_E = \Delta V_B$ . La variation du courant d'émetteur est alors

$$\Delta I_E = \Delta V_B / R$$

donc

$$\Delta I_B = \frac{1}{h_{fe} + 1} \Delta I_E = \frac{\Delta V_B}{R (h_{fe} + 1)}$$

(en appliquant  $I_E = I_C + I_B$ ). La résistance d'entrée est  $\Delta V_B / \Delta I_B$ . De ce fait

$$r_{entrée} = (h_{fe} + 1) R$$

Le gain du transistor ( $h_{fe}$ ) a une valeur typique de 100, donc une charge à faible impédance apparaît à la base comme une charge d'impédance beaucoup plus forte ; elle est plus facile à piloter.

Dans le calcul précédent, comme dans le chapitre 1, nous avons utilisé des symboles en minuscules comme  $h_{fe}$  pour désigner les signaux de faible amplitude (différentiels). Il est fréquent qu'on s'intéresse aux variations de tension (ou de courant) dans un circuit, plutôt qu'aux valeurs établies (continues) de ces tensions (ou courants). C'est d'autant plus fréquent que ces « petits variations » représentent souvent un signal, comme dans un amplificateur audio, superposé à une tension de polarisation continue permanente (voir la section 2.5). La distinction entre le gain en courant continu ( $h_{FE}$ ) et le gain en petits

signaux ( $h_{fe}$ ) n'est pas toujours indiquée clairement, le terme bêta est utilisé pour l'un comme pour l'autre. C'est correct, puisque  $h_{fe} \approx h_{FE}$  (sauf aux très hautes fréquences) ; de toute façon, vous ne prétendez jamais les connaître précisément.

Bien que nous ayons utilisé des résistances dans les raisonnements précédents, nous pourrions généraliser aux impédances complexes en faisant de  $\Delta V_B$ ,  $\Delta I_B$ , etc. des nombres complexes. Nous pourrions trouver que la même règle de transformation s'applique aux impédances :  $Z_{entrée} = (h_{fe} + 1) Z_{charge}$ .

Nous pourrions faire un calcul similaire pour trouver l'impédance de sortie  $Z_{sortie}$  d'un émetteur-suiveur (l'impédance présentée par l'émetteur) piloté par une source dont l'impédance interne  $Z_{source}$  est donnée par

$$Z_{sortie} = \frac{Z_{source}}{h_{fe} + 1}$$

Un calcul rigoureux devrait prendre en compte la résistance  $R$  dans l'impédance de sortie, mais en pratique l'impédance de sortie  $Z_{source}$  domine.

📖 Exercice 2.1

Montrez que la relation précédente est correcte. Astuce : maintenez fixe la tension de la source, et trouvez la variation du courant de sortie pour une variation donnée de la tension de sortie. Rappelez-vous que la tension de la source est appliquée à la base à travers un résisteur en série.

Grâce à ces propriétés intéressantes, les émetteurs-suiveurs trouvent des applications dans de nombreuses situations, par exemple pour faire des sources de signaux à faible impédance à l'intérieur d'un circuit (ou à la sortie), pour faire une référence de tension stable à partir d'une référence de tension à forte impédance (comme un diviseur de tension), et en général pour isoler les sources de signaux de l'effet de charge des étages suivants.

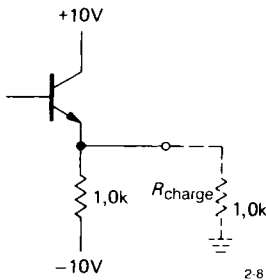


Figure 2.8 - Un émetteur-suiveur NPN peut fournir une grande quantité de courant à travers le transistor, mais ne peut consommer qu'un courant limité à travers son résisteur d'émetteur.

### Exercice 2.2

Utilisez un suiveur dont la base est attaquée par un diviseur de tension pour fournir une source stable de +5 V à partir d'une source non régulée de +15 V. Le courant maximal de la charge est de 25 mA. Choisissez les résistances de telle façon que la chute de la tension de sortie ne dépasse pas 5% à pleine charge.

### Remarques importantes sur les suiveurs

1. Notez (section 2.1) que dans un montage émetteur-suiveur, le transistor NPN ne peut que « débiter » du courant. Par exemple, dans le circuit chargé de la figure 2.8 la sortie peut tendre, avec un écart proche de la tension de saturation du transistor, vers la tension d'alimentation  $V_{CC}$  (environ +9,9 V), mais elle ne peut pas prendre une valeur inférieure à 5 V. C'est dû au fait que, pour les excursions négatives extrêmes de l'entrée, le transistor ne peut rien faire de plus que se bloquer, ce qu'il fait quand la tension d'entrée est de -4,4 V (pour -5 V en

sortie). Une excursion négative supplémentaire de la tension d'entrée polarise en sens inverse la diode base-émetteur, sans apporter de changement à la sortie. La sortie, pour une tension sinusoïdale d'entrée de 10 V d'amplitude, ressemble à la figure 2.9.

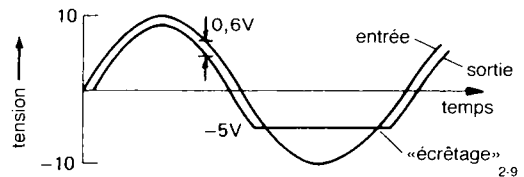


Figure 2.9 - Un émetteur-suiveur NPN n'est pas capable de conduire un courant symétrique.

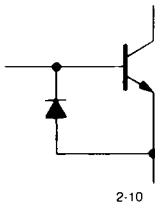
Une autre façon de voir le problème est de dire que l'émetteur-suiveur présente une faible impédance de sortie différentielle (en petits signaux). Son impédance de sortie pour les grandes amplitudes est plus importante (égale à  $R_E$ ). L'impédance de sortie passe de sa valeur en différentiel à sa valeur en grands signaux au point où le transistor quitte la région active (dans ce cas, pour une tension de sortie de -5 V). Pratiquement, cela signifie qu'une impédance de sortie de faible valeur en petits signaux ne garantit pas que le circuit peut produire de fortes excursions du signal dans une charge de faible résistance. La faible impédance de sortie différentielle n'implique pas la possibilité de forts courants de sortie.

Les solutions possibles de ce problème impliquent soit une réduction de la résistance d'émetteur (avec une plus grande dissipation de puissance dans le résisteur et le transistor), soit l'utilisation d'un transistor PNP (si tous les signaux sont uniquement négatifs), soit enfin le recours à une configuration *push-pull* (pousse-tire), avec deux transistors complémentaires (un PNP et un NPN, section 2.15). Ce genre de problème peut aussi se poser quand la charge d'un émetteur-suiveur comporte des sources propres de courant ou de tension. Cela se produit le plus souvent avec les sources de tension régulées (la sortie est générale-

## 2. TRANSISTORS

ment un émetteur-suiveur) chargées par un circuit qui comporte d'autres alimentations.

2. Rappelez-vous toujours que la tension de claquage inverse des transistors au silicium est faible, très souvent de tout juste 6 V. Des excursions de tension d'entrée suffisantes pour bloquer le transistor peuvent facilement provoquer un claquage (avec pour conséquence une dégradation définitive de  $h_{FE}$ ) à moins qu'une diode de protection soit ajoutée (figure 2.10).



2-10

Figure 2.10 - Une diode entre base et émetteur évite le claquage inverse.

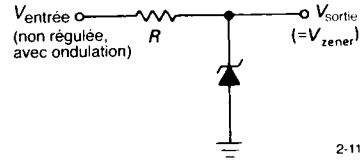
3. Le gain en tension d'un émetteur-suiveur est en fait un peu inférieur à 1, parce que la chute de tension base-émetteur n'est pas vraiment constante, mais elle dépend quelque peu du courant de collecteur. Vous verrez comment vous en arranger dans la suite de ce chapitre, quand nous connaissons l'équation d'Ebers-Moll.

### 2.4 Émetteurs-suiveurs comme régulateurs de tension

L'alimentation régulée la plus simple est une simple diode Zener (figure 2.11). Un courant doit traverser la Zener, vous choisirez donc

$$\frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}}{R} > I_{\text{sortie}} (\text{max})$$

Comme  $V_{\text{entrée}}$  n'est pas régulée, vous utilisez dans cette formule la plus petite valeur que peut prendre la tension d'entrée. C'est ce qu'on appelle « calcul du cas le plus défavorable ». En pratique, vous vous inquiétez aussi des tolérances des composants, des limites de la tension du secteur, etc., et vous calculerez de façon à vous accommoder de la plus mauvaise combinaison qui puisse se présenter.



2-11

Figure 2.11 - Régulateur simple à diode Zener.

La diode Zener doit pouvoir dissiper

$$P_{\text{Zener}} = \left( \frac{V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}}}{R} - I_{\text{sortie}} \right) V_{\text{Zener}}$$

Là encore, pour le calcul du cas le plus défavorable, vous utiliserez  $V_{\text{entrée}} (\text{max})$ ,  $R_{\text{min}}$  et  $I_{\text{sortie}} (\text{min})$ .

#### Exercice 2.3

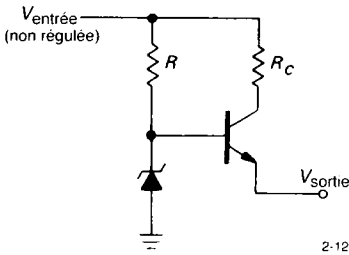
Dessinez une alimentation régulée de +10 V pour des courants de charge de 0 à 100 mA ; la tension d'entrée va de +20 V à +25 V. Prévoyez un courant de Zener minimal de 10 mA dans tous les cas (y compris le plus défavorable). Quelle doit être la puissance caractéristique de la diode Zener ?

Ce circuit simple à diode Zener est utilisé quelquefois pour les applications non critiques, ou les circuits qui consomment peu de courant. Cependant son utilité est limitée, pour plusieurs raisons :

1. La tension de sortie  $V_{\text{sortie}}$  n'est pas variable, ni même réglable à une valeur précise.
2. Les diodes Zener ne présentent qu'une faible réjection des ondulations et une régulation imparfaite vis-à-vis des variations de charge et de tension d'entrée, du fait de leur impédance dynamique définie.
3. Avec des charges dont le courant varie largement, des Zener de forte puissance sont nécessaires pour évacuer la chaleur à faible courant de charge.

L'utilisation d'un émetteur-suiveur, en isolant la Zener, vous donne le circuit amélioré de la figure 2.12. Maintenant la situation est nettement meilleure. Le courant de la Zener est relativement indépendant du courant de la charge, puisque le courant de base du transistor est faible ; une dissipation nettement inférieure dans la Zener est possible (elle est réduite dans la proportion  $1/h_{FE}$ ). Le résistor de collecteur  $R_C$  peut être ajouté pour protéger le

transistor contre les courts-circuits momentanés en sortie, en limitant l'intensité, même si ce n'est pas essentiel au fonctionnement de l'émetteur-suiveur. Choisissez la résistance de  $R_C$  de telle façon que la chute de tension à ses bornes soit inférieure à la chute de tension aux bornes de  $R$ , pour le plus fort courant de charge admissible.

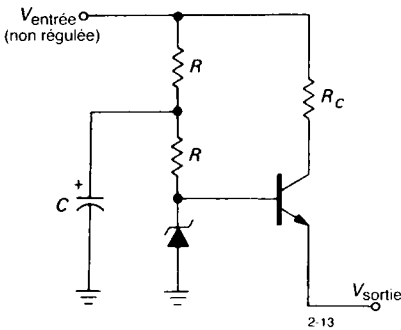


2-12

Figure 2.12 - Régulateur à diode Zener avec suiveur de tension, pour un plus fort courant de sortie. Le résistor  $R_C$  protège le transistor en limitant le courant de sortie maximal.

Exercice 2.4

Dessinez une alimentation de +10 V avec les mêmes caractéristiques que dans l'exercice 2.3. Utilisez une Zener et un émetteur-suiveur. Calculez la dissipation du transistor et de la Zener dans le cas le plus défavorable. Quel est le pourcentage de variation du courant de Zener entre charge nulle et pleine charge ? Comparez avec le circuit précédent.

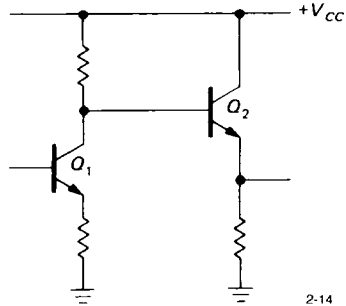


2-13

Figure 2.13 - Réduction de l'ondulation dans un régulateur à diode Zener.

Une variante intéressante de ce circuit s'efforce de supprimer l'effet des ondulations de courant sur la tension de Zener en dérivant le courant de Zener d'une source de courant ; elle fait l'objet de la section 2.6. Une autre méthode fait appel à un filtre passe-bas dans le circuit de polarisation de la diode Zener (figure 2.13). La valeur de  $R$  est choisie pour fournir un courant de Zener suffisant. La valeur de  $C$  est choisie ensuite, suffisamment forte pour que  $RC \gg 1/f_{ondulation}$ . (Une variante de cette variante remplace le résistor supérieur par une diode.)

Nous verrons plus tard de meilleurs régulateurs de tension, qui permettent de faire varier la tension de sortie facilement et continûment, en utilisant la contre-réaction. Ce sont aussi de meilleures sources de tension, avec des impédances de sortie mesurées en milliohms, des coefficients de température de quelques ppm (parties par millions) par degré, etc.



2-14

Figure 2.14

2.5 Polarisation des émetteurs-suiveurs

Quand un émetteur-suiveur est piloté par l'étage précédent d'un circuit, il est permis habituellement de connecter sa base directement à la sortie de l'étage précédent, comme le montre la figure 2.14.

Comme le collecteur de  $Q_1$  se trouve toujours dans la plage de la tension d'alimentation, la base de  $Q_2$  se trouvera entre  $V_{CC}$  et la masse, donc  $Q_2$  fonctionnera dans sa zone active (ni bloqué, ni saturé), avec la diode base-émetteur conductrice et la tension de collecteur supérieure de quelques dixièmes de volts au moins à celle de l'émetteur. Quelquefois, cependant, le potentiel de l'entrée d'un suiveur ne peut pas être fixé aussi facilement par rapport aux tensions

## 2. TRANSISTORS

d'alimentation. L'exemple typique est celui d'un signal couplé en alternatif (par un condensateur) à partir d'une source extérieure (par exemple le signal d'entrée audio d'un amplificateur à haute fidélité). Dans ce cas, la tension moyenne du signal est nulle, et le couplage direct à un émetteur-suiveur donnerait une sortie comme celle de la figure 2.15.

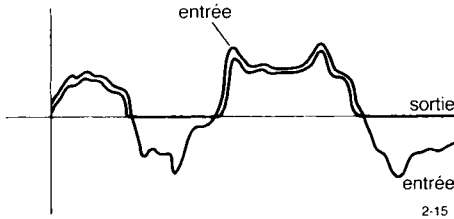


Figure 2.15 - Un amplificateur à transistors alimenté par une tension positive unique ne peut pas produire d'excursions négatives de la tension à la sortie.

Il est nécessaire de *polariser* le suiveur (en fait, tout amplificateur) de telle façon que le courant de collecteur circule pour toute l'excursion du signal d'entrée. Dans ce cas, un diviseur de tension est le moyen le plus simple (figure 2.16). Les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  sont choisies pour fixer la tension de la base à mi-chemin entre la masse et  $V_{CC}$  en l'absence de signal, c'est-à-dire que  $R_1$  et  $R_2$  sont à peu près égales. Le choix des tensions dans un circuit en l'absence de signal s'appelle calcul du *point de fonctionnement au repos*. Ici, comme dans la plupart des cas, le point de fonctionnement est choisi pour permettre une excursion symétrique du signal de sortie aussi grande que possible sans écrêtage (aplatissement du sommet et de la base de la forme d'onde). Quelles devront être les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$ ? En application de notre principe général (section 1.5), nous rendons l'impédance de la source de polarisation continue (l'impédance du diviseur de tension vue de l'extérieur) faible par rapport à la charge qu'elle pilote (l'impédance présentée par la base du suiveur). Dans ce cas

$$R_1 \parallel R_2 \ll h_{FE} R_E$$

Cela revient à dire, approximativement, que le courant qui entre dans le diviseur de tension doit être important par rapport au courant tiré par la base.

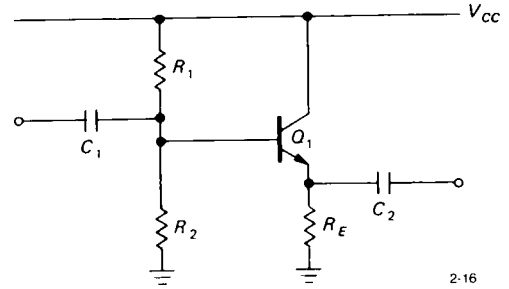


Figure 2.16 - Un émetteur-suiveur couplé en alternatif. Notez la polarisation de la base par un diviseur de tension.

### Exemple de conception d'un émetteur-suiveur

Comme exemple de schéma réel, faisons celui d'un émetteur-suiveur pour des signaux audio (20 Hz à 20 kHz). La tension d'alimentation  $V_{CC}$  est de +15 V, le courant de repos prévu est de 1 mA.

**Étape 1.** Choisir  $V_E$ . Pour permettre la plus grande excursion symétrique sans écrêtage,  $V_E = 0,5 V_{CC}$  soit 7,5 V.

**Étape 2.** Choisir  $R_E$ . Pour un courant de repos de 1 mA,  $R_E = 7,5 \text{ k}\Omega$ .

**Étape 3.** Choisir  $R_1$  et  $R_2$ . La tension de base  $V_B$  est égale à  $V_E + 0,6 \text{ V}$ , soit 8,1 V. Ceci détermine le rapport  $R_1/R_2$  : 1/1,17. Le critère de la charge demande que la résistance de  $R_1$  et  $R_2$  en parallèle soit de 75 k $\Omega$  ou moins (un dixième du produit de 7,5 k $\Omega$  par  $h_{FE}$ ). Les valeurs standard convenables sont  $R_1 = 130 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$ .

**Étape 4.** Choisir  $C_1$ . Ce condensateur forme un filtre passe-haut avec l'impédance de ce qu'il voit comme une charge, précisément l'impédance que présente la base en parallèle avec celle que présente le diviseur de tension. Si nous supposons que la charge que pilotera ce circuit est importante par rapport à la résistance d'émetteur, l'impédance présentée par la base est  $h_{FE} R_E$ , environ 750 k $\Omega$ . Le diviseur apparaît comme une impédance de 70 k $\Omega$ . Le condensateur voit donc une charge de 63 k $\Omega$  environ, il devra avoir une valeur de 0,15  $\mu\text{F}$  pour que le point -3 dB soit en-dessous de la fréquence limite de 20 Hz.

**Étape 5.** Choisir  $C_2$ . Le condensateur  $C_2$  forme un filtre passe-haut en combinaison avec l'impédance de la charge, qui est inconnue. Cependant, on peut supposer sans risque que l'impédance de la charge ne sera pas inférieure à  $R_E$ , ce qui donne pour  $C_2$  une valeur minimale de  $1,0 \mu\text{F}$  afin que le point à  $-3 \text{ dB}$  soit en-dessous de  $20 \text{ Hz}$ . Comme nous avons deux sections de filtres en cascade, la capacité des condensateurs doit être augmentée quelque peu pour éviter une forte atténuation (réduction de l'amplitude, de  $6 \text{ dB}$  dans ce cas) à la plus basse des fréquences intéressantes. Les valeurs  $C_1 = 0,5 \mu\text{F}$  et  $C_2 = 3,3 \mu\text{F}$  devraient représenter le bon choix.

### Suiveurs avec alimentation symétrique

Comme les signaux sont souvent « près de la masse », il est pratique d'utiliser des alimentations symétriques. Elles simplifient la polarisation et elles éliminent les condensateurs de couplage (figure 2.17).

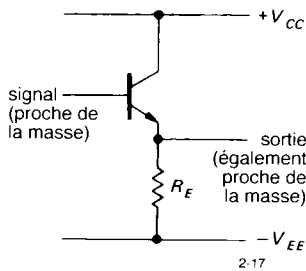


Figure 2.17 - Émetteur-suiveur à couplage alternatif avec alimentation symétrique.

**Avertissement :** vous devez toujours prévoir un chemin pour le retour du courant de polarisation, même s'il ne va qu'à la masse. Dans le circuit précédent, on suppose que le courant de polarisation dispose d'un chemin pour retourner à la masse. Sinon (par exemple si le signal est couplé par un condensateur), vous devez prévoir un résisteur vers la masse (figure 2.18). La valeur de  $R_B$  pourrait être un dixième de  $h_{FE}R_E$ , comme précédemment.

### Exercice 2.5

Dessinez un émetteur-suiveur avec des alimentations  $\pm 15 \text{ V}$ , qui fonctionnera dans la gamme des fréquences audio ( $20 \text{ Hz}$  à  $20 \text{ kHz}$ ). Utilisez un courant de repos de  $5 \text{ mA}$  et un couplage capacitif.

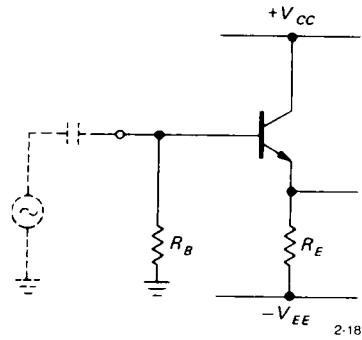


Figure 2.18

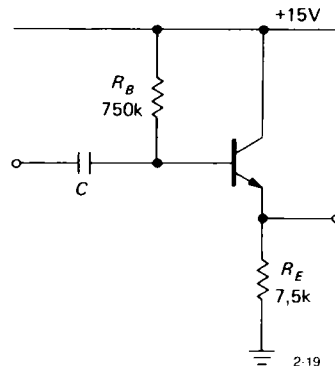


Figure 2.19 - Ne faites jamais ça !

### Mauvaise polarisation

Malheureusement, vous verrez parfois des circuits comme le désastre de la figure 2.19. La valeur de  $R_B$  a été choisie pour une valeur précise de  $h_{FE}$  (100), puis le courant de base a été estimé dans l'espoir de créer une chute de tension de  $7 \text{ V}$  aux bornes de  $R_B$ . Cette conception est mauvaise ;  $h_{FE}$  n'est pas un bon paramètre, il peut varier considérablement. En faisant appel à un diviseur de tension « solide » pour la tension de polarisation, comme dans l'exemple détaillé ci-dessus, on rend le point de fonctionnement au repos insensible aux variations du gain (bêta) du transistor. Par exemple, dans le schéma suivant, la tension de l'émetteur n'augmente que de  $0,35 \text{ V}$  (5%) avec un transistor dont le gain est de 200 au lieu des 100 prévus initialement. Il est facile de tomber dans ces pièges et de dessiner de mauvais circuits à tran-

## 2. TRANSISTORS

sistors, que la configuration soit en émetteur-suiveur ou non (par exemple avec l'amplificateur en émetteur commun que nous verrons plus loin dans ce chapitre).

### 2.6 Source de courant à transistor

Les sources de courant, bien qu'elles soient souvent négligées, sont aussi importantes et aussi utiles que les sources de tension. Elles fournissent généralement un excellent moyen de polariser les transistors, elles constituent des « charges actives » incomparables pour les étages amplificateurs à super-gain et les émetteurs d'amplificateurs différentiels. Les intégrateurs, les générateurs de dents de scie et de rampes ont besoin de sources de courant. Elles fournissent des charges de polarisation à grande dynamique dans les circuits amplificateurs et régulateurs. Enfin, il existe des applications dans le monde réel qui ont besoin de sources de courant, comme la galvanoplastie ou l'électro-chimie.

#### Résistor et source de tension

L'approximation la plus simple de la source de courant est celle de la figure 2.20. Tant que  $R_{charge} \ll R$  (autrement dit, tant que la tension aux bornes de la charge est très inférieure à la tension de la source), le courant est presque constant et égal à

$$I = V/R$$

La charge n'est pas nécessairement résistive. Un condensateur se chargera à une vitesse constante aussi longtemps que  $V_{condensateur} \ll V$ ; c'est le cas pour la première partie de la courbe de charge exponentielle dans un réseau RC.

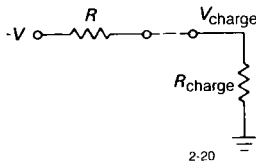


Figure 2.20

La source de courant simple à résistor présente plusieurs inconvénients. Pour faire une bonne approximation de la source de courant, vous devez utiliser de fortes tensions, avec une grande quantité de puis-

sance dissipée dans le résistor. De plus, le courant n'est pas facilement *programmable*, c'est-à-dire définissable sur une large plage par la tension d'un autre point du circuit.

#### Exercice 2.6

Si vous voulez une source à courant constant à 1% près dans une plage de tension, appliquée à la charge, de 0 à +10 volts, quelle doit être la tension de la source de tension que vous utiliserez avec une seule valeur de résistance en série ?

#### Exercice 2.7

Supposez que vous voulez une source de courant de 10 mA dans le problème précédent. Quelle puissance est dissipée dans le résistor ? Quelle puissance va à la charge ?

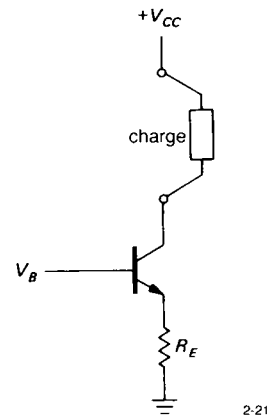


Figure 2.21 - Source de courant à transistor : le principe fondamental.

#### Source de courant à transistor

Heureusement, il est possible de faire une très bonne source de courant avec un transistor (figure 2.21). Elle fonctionne ainsi : appliquer une tension  $V_B$  à la base, avec  $V_B > 0,6$  V, garantit que le transistor est toujours conducteur :

$$V_E = V_B - 0,6 \text{ volt}$$

donc

$$I_E = V_E/R_E = (V_B - 0,6 \text{ volt})/R_E$$



Mais, comme  $I_E \approx I_C$  pour les fortes valeurs de  $h_{FE}$ ,  
 $I_C \approx (V_B - 0,6 \text{ volt})/R_E$

Le courant de collecteur est indépendant de  $V_C$  tant que le transistor n'est pas saturé ( $V_C > V_E + 0,2 \text{ V}$ ).

**Polarisation de la source de courant**

La tension de base peut être fournie de plusieurs façons. Un diviseur de tension convient tant qu'il est assez « solide ». Comme auparavant, le critère est que son impédance doit être très inférieure à celle de l'impédance en continu que présente la base ( $h_{FE}R_E$ ). Vous pouvez utiliser aussi une diode Zener polarisée à partir de  $V_{CC}$ , ou même quelques diodes polarisées dans le sens passant, entre la base et l'alimentation de l'émetteur. La figure 2.22 montre quelques exemples. Dans le dernier (figure 2.22C), un transistor PNP fournit du courant à une charge qui retourne à la masse. Les autres exemples (avec des transistors NPN) devraient s'appeler plus précisément des *absorbeurs* de courant, mais la pratique courante les désigne toutes par le terme source de courant. (*Absorber et fournir* font référence au sens du courant : si un circuit *fournit* un courant (positif) à un point, c'est une *source*, et vice versa.) Dans le premier circuit, l'impédance du diviseur de tension de 1,3 kΩ est très faible si on la compare à l'impédance de 100 kΩ que présente la base pour  $h_{FE} = 100$ , si bien que des variations

de bêta en fonction du courant de collecteur n'aurait pas grande influence sur la tension de base ni sur le courant de sortie. Dans les deux autres circuits, les résisteurs de polarisation sont choisis de façon à faire conduire quelques milliampères aux diodes.

**Plage de tension de sortie**

Une source de courant peut fournir un courant constant à la charge seulement dans une plage limitée de tension de charge. S'il en était autrement, il faudrait une source de puissance infinie. Une source de courant est caractérisée par sa dynamique de sortie. Pour les sources de courant à transistor précédentes, la plage de tension est fixée par une condition : le transistor doit rester dans la zone active. Ainsi, dans le premier circuit, la tension du collecteur peut s'abaisser jusqu'à ce que le transistor approche de la saturation, jusqu'aux environs de +1,2 V. Le deuxième circuit, avec sa tension d'émetteur plus forte, peut absorber du courant jusqu'à une tension de collecteur de quelque +5,2 V.

Dans tous les cas, la tension de collecteur peut aller d'une valeur proche de la saturation jusqu'à la tension d'alimentation. Par exemple, le dernier circuit peut fournir du courant à la charge pour n'importe quelle valeur, comprise entre zéro et environ +8,6 V, de la tension aux bornes de la charge. En fait, la charge pourrait contenir des accumulateurs ou des sources

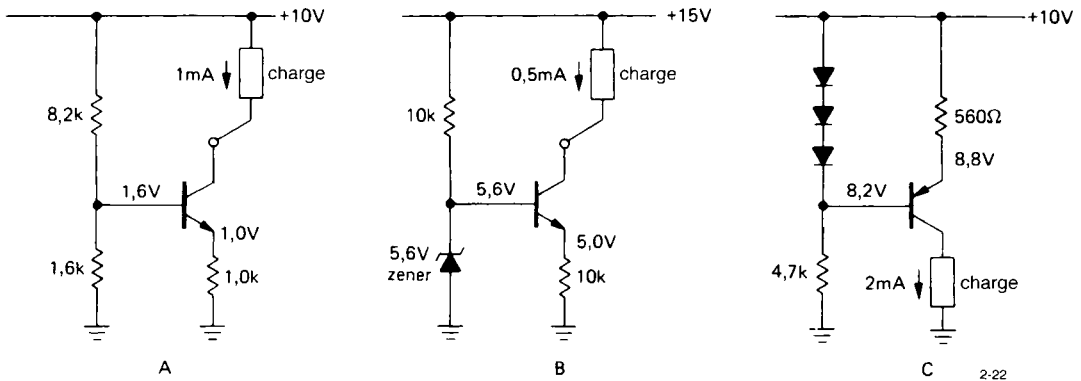


Figure 2.22 - Sources de courant à transistors, suivant trois méthodes de polarisation de la base ; les transistors NPN absorbent du courant, alors que les transistors PNP en fournissent. Le circuit en C montre une charge connectée à la masse.

## 2. TRANSISTORS

de tension propres, qui porteraient la tension du collecteur au-delà de la tension d'alimentation. C'est permis, mais vous devrez vous méfier de la tension de claquage du transistor ( $V_{CE}$  ne doit pas dépasser  $BV_{CEO}$ , la tension de claquage caractéristique ; *break-down* en anglais), ainsi que de la dissipation de puissance (égale à  $I_C V_{CE}$ ). Comme vous le verrez dans la section 6.7, les transistors de puissance sont soumis à une autre contrainte, celle de la zone de sécurité (*SOA, safe operating area*).

### Exercice 2.8

Vous disposez dans un circuit d'alimentations réglées de +5 V et +15 V. Dessinez une source de courant de 5 mA à transistor NPN (absorbeur) en utilisant la source de tension +5 V sur la base. Quelle est la dynamique de sortie ?

Une source de courant n'a pas nécessairement une tension fixe sur la base. En faisant varier  $V_B$  vous obtenez une source de courant programmable par une tension. L'excursion du signal d'entrée  $v_{entrée}$  (rappelez-vous que les minuscules représentent des variations) doit rester suffisamment faible pour que la tension de l'émetteur ne tombe jamais à zéro, si le courant de sortie doit donner l'image en continu de la tension d'entrée. Le résultat sera une source de courant dont les variations de courant de sortie seront proportionnelles aux variations de la tension d'entrée,  $i_{sortie} = v_{entrée}/R_E$ .

### ◇ Imperfections des sources de courant

De combien ces sortes de sources de courant s'écartent-elles de l'idéal ? En d'autres termes, le courant dans la charge varie-t-il avec la tension, ou les sources de courant ont-elles une résistance équivalente de Thévenin définie ( $R_{th} < \infty$ ), si oui pourquoi ? Il y a deux sortes d'effets.

1. Deux grandeurs varient en fonction de la tension collecteur-émetteur avec un courant de collecteur donné :  $V_{BE}$  (effet) et  $h_{FE}$ . Les changements de  $V_{BE}$  produits par des variations de tension aux bornes de la charge provoquent une variation du courant de sortie, parce que la tension d'émetteur change (et avec elle le courant d'émetteur) même avec une tension constante appliquée à la base. Des variations de  $h_{FE}$  produisent de petits changements

du courant de sortie (collecteur) pour un courant d'émetteur constant, puisque  $I_C = I_E - I_B$  ; de plus, il y a de petites variations de la tension appliquée à la base quand  $h_{FE}$  varie, du fait des variations de la charge appliquée à la source de tension de polarisation, dont l'impédance n'est pas nulle. Ces effets sont minimes. Par exemple, le courant du circuit de la figure 2.22A ne variait que de 0,5% dans les mesures réelles sur un transistor 2N3565. En particulier, pour des tensions de charge comprises entre zéro et 8 V, l'effet Early représentait 0,5% de variation, l'échauffement du transistor 0,2%. De plus, les variations de  $h_{FE}$  provoquaient 0,05% (notez la stabilité du diviseur). Ainsi ces variations font une source de courant imparfaite : le courant de sortie dépend légèrement de la tension et l'impédance n'est pas infinie. Vous verrez plus loin des méthodes pour contourner ces difficultés.

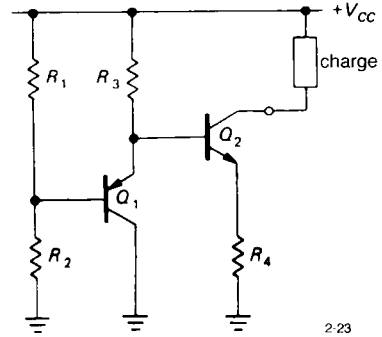


Figure 2.23 - Une des méthodes de compensation en température des sources de courant.

2. La valeur de  $V_{BE}$  et celle de  $h_{FE}$  dépendent de la température. Cela provoque des dérives du courant de sortie qui varient en fonction de la température ambiante ; de plus, la température de la jonction du transistor varie en fonction des variations de la tension de la charge (à cause des variations de la dissipation du transistor) ; tout cela donne un comportement qui s'écarte de celui de la source de courant idéale. La variation de  $V_{BE}$  en fonction de la température ambiante peut être compensée par un circuit comme celui de la figure 2.23, dans

lequel la chute de tension base-émetteur de l'émetteur-suiveur  $Q_2$  est compensée par celle de l'émetteur-suiveur  $Q_1$ , qui a une sensibilité à la température similaire. Remarquons au passage que  $R_3$  sert à polariser  $Q_1$ , puisque la base de  $Q_2$  consomme un courant que  $Q_1$  ne peut pas fournir.

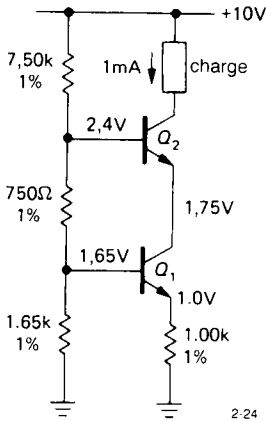


Figure 2.24 - Source de courant en montage cascade pour améliorer la stabilité malgré de fortes variations de la tension de la charge.

#### ◇ Amélioration du fonctionnement des sources de courant

En général, les effets de l'instabilité de  $V_{BE}$ , causée tant par sa sensibilité à la température (environ  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ) que par sa dépendance vis à vis de  $V_{CE}$  (l'effet Early, soit environ  $\Delta V_{BE} \approx -0,0001 \Delta V_{CE}$ ), peuvent être minimisés par le choix d'une tension d'émetteur assez forte (au moins 1 V) pour que des variations de quelques dizaines de millivolts de  $V_{BE}$  ne provoquent pas de variations importantes de la tension aux bornes du résistor de l'émetteur (rappelez-vous que c'est la tension de base qui est maintenue constante par votre circuit). Par exemple, choisir  $V_E = 0,1$  volt (c'est-à-dire fixer la tension de la base à 0,7 V) provoquerait des variations de 10% du courant de sortie pour une variation de 10 mV de  $V_{BE}$ , alors que le choix de  $V_E = 1$  V ne provoquerait que des variations de 1% du courant de sortie pour la même variation de la tension de base. Ne vous laissez pas égarer, toutefois. Rappelez-vous que la limite inférieure de la plage de tension de sortie est fixée par la tension d'émetteur. Utiliser une tension d'émetteur

de 5 volts, pour une source de courant alimentée sous +10 V, limite la plage de tension de sortie à un peu moins de 5 V (la tension de collecteur peut aller de  $V_E + 0,2$  V à  $V_{CC}$ , soit de 5,2 V à 10 V).

La figure 2.24 montre une modification du circuit qui améliore de façon significative le fonctionnement de la source de courant. La source de courant  $Q_1$  fonctionne comme précédemment, mais sa tension de collecteur est maintenue fixe par l'émetteur de  $Q_2$ . La charge voit le même courant que précédemment, puisque le courant est le même dans le collecteur et dans l'émetteur de  $Q_2$  ( $h_{FE}$  important). La différence est que dans ce circuit la tension  $V_{CE}$  de  $Q_1$  ne change pas, quelle que soit la charge, ce qui élimine les petites variations de  $V_{BE}$  de l'effet Early et les variations induites par les changements de température. Les mesures sur des 2N3565 montrent des variations de 0,1% pour une tension de charge allant de 0 V à 8 V ; pour obtenir cette précision de fonctionnement, il est essentiel d'utiliser des résisteurs stables à 1%, comme indiqué. (Au passage, cette technique trouve aussi des applications dans les amplificateurs à haute fréquence, où elle est connue sous le nom de « montage cascade ».) Vous verrez plus loin des techniques de sources de courant qui utilisent des amplificateurs opérationnels et la contre-réaction pour contourner d'un coup le problème des variations de  $V_{BE}$ .

Les effets de l'instabilité de  $h_{FE}$  peuvent être minimisés par le choix de transistors à fort  $h_{FE}$ , de telle façon que la part du courant de base dans le courant d'émetteur soit relativement faible.

La figure 2.25 montre une dernière source de courant, dont le courant de sortie ne dépend pas de la tension d'alimentation. Dans ce circuit, la tension  $V_{BE}$  de  $Q_1$  appliquée aux bornes de  $R_2$  fixe le courant de sortie indépendamment de  $V_{CC}$  :

$$I_{\text{sortie}} = V_{BE} / R_2$$

Le résistor  $R_1$  polarise la base de  $Q_2$  et maintient la tension du collecteur de  $Q_1$  à deux seuils de diode en dessous de  $V_{CC}$ , ce qui élimine l'effet Early du circuit précédent. Ce circuit n'est pas compensé en température ; la tension aux bornes de  $R_2$  décroît approximativement de  $2,1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , ce qui provoque une diminution du courant de sortie de  $0,3\%/^\circ\text{C}$  environ.

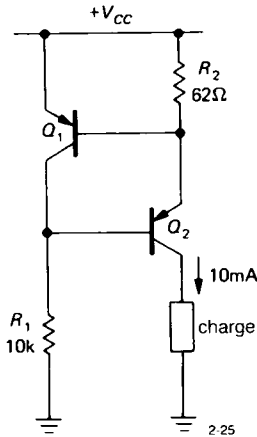


Figure 2.25 - Source de courant avec une tension  $V_{BE}$  de transistor comme référence.

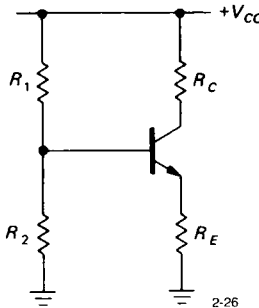


Figure 2.26

### 2.7 Amplificateur en émetteur commun

Imaginez une source de courant avec un résistor comme charge (figure 2.26). La tension de collecteur est

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

Nous pourrions coupler capacitivement un signal à la base pour provoquer une variation de la tension de collecteur. Considérez l'exemple de la figure 2.27. La valeur de  $C$  est choisie de telle façon que les fréquences intéressantes traversent le filtre passe-haut qu'il forme en combinaison avec la résistance en parallèle des résisteurs de polarisation de la base (l'impédance présentée par la base elle-même sera

normalement beaucoup plus grande, grâce au choix des résistances de polarisation ; elle peut être ignorée) ; le calcul de  $C$  est le suivant :

$$C \geq \frac{1}{2\pi f (R_1 \parallel R_2)}$$

Le courant de collecteur au repos est de 1,0 mA, du fait de la polarisation de base choisie et de la résistance d'émetteur de 1,0 kΩ. Ce courant porte la tension du collecteur à +10 volts (+20 V moins 1,0 mA à travers 1 kΩ). Imaginez maintenant que nous appliquons une ondulation  $v_B$  sur la tension de base. L'émetteur suit avec  $v_E = v_B$ , ce qui cause une ondulation du courant d'émetteur

$$i_E = v_E / R_E = V_B / R_E$$

et une variation presque identique du courant de collecteur ( $h_{fe}$  est grand). Ainsi l'ondulation initiale sur la tension de la base provoque finalement une ondulation de la tension de sortie

$$v_C = -i_C R_C = -v_B (R_C / R_E)$$

Haha ! C'est un *amplificateur de tension*, avec une amplification de tension (ou « gain ») donnée par

$$\text{gain} = v_{\text{sortie}} / v_{\text{entrée}} = -R_C / R_E$$

Dans ce cas, le gain est  $-10000/1000$ , ou  $-10$ . Le signe moins montre qu'une ondulation positive à l'entrée est transformée en une ondulation négative (dix fois plus grande) de la tension de sortie. Ce montage s'appelle un *amplificateur en émetteur commun* avec contre-réaction d'émetteur.

#### *Impédance d'entrée et de sortie de l'amplificateur en émetteur commun*

Nous pouvons déterminer facilement l'impédance de l'entrée et de la sortie de l'amplificateur. Le signal d'entrée voit, en parallèle, 110 kΩ, 10 kΩ et l'impédance présentée par la base. Cette dernière est de l'ordre de 100 kΩ ( $h_{fe}$  fois  $R_E$ ), donc l'impédance d'entrée (dominée par les 10 kΩ) est de 8 kΩ environ. Le condensateur de couplage de l'entrée forme donc un filtre passe-haut, avec son point 3 dB à 200 Hz. Le signal qui pilote l'amplificateur voit 0,1 μF en série avec 8 kΩ, ce qui correspond à 8 kΩ pour des signaux de fréquence normale (bien au-dessus de la fréquence de coupure).

L'impédance de sortie est de  $10\text{ k}\Omega$  en parallèle avec l'impédance présentée par le collecteur. Qu'est-ce que cela ? Bien, rappelez-vous que si vous supprimez le résisteur de collecteur, vous voyez simplement une source de courant. L'impédance de collecteur est très grande (elle se mesure en mégohms), donc l'impédance de sortie est égale à la valeur du résisteur de collecteur,  $10\text{ k}\Omega$ . Il est bon de se rappeler que l'impédance présentée par le collecteur d'un transistor est élevée, celle de l'émetteur est basse (comme dans l'émetteur-suiveur). Bien que l'impédance de sortie d'un amplificateur en émetteur commun soit dominée par la charge de collecteur, l'impédance de sortie d'un émetteur-suiveur n'est pas dominée par la résistance de la charge d'émetteur, mais par l'impédance que présente l'émetteur.

que celle de l'émetteur peut aller de la masse à  $0,5 V_{CC}$ .

Notez que les sorties du déphaseur doivent être chargées avec des impédances égales pour maintenir la symétrie du gain.

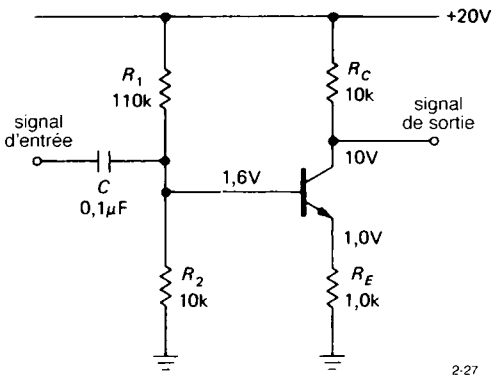


Figure 2.27 - Un amplificateur en émetteur commun, avec contre-réaction par l'émetteur et couplage alternatif. Notez que la broche de sortie est le collecteur et non l'émetteur.

### 2.8 Déphaseur à gain unitaire

Il est quelquefois utile de produire un signal et son inverse, c'est-à-dire deux signaux déphasés de  $180^\circ$ . C'est facile à faire : utilisez simplement un amplificateur en émetteur commun avec contre-réaction par l'émetteur, avec un gain de  $-1$  (figure 2.28). La tension de repos du collecteur est fixée à  $0,75 V_{CC}$ , au lieu de la valeur habituelle de  $0,5 V_{CC}$ , pour obtenir le même résultat, c'est-à-dire la plus grande excursion de sortie possible, symétrique et sans écrêtage, ni du côté de l'émetteur ni du côté du collecteur. L'excursion du collecteur peut aller de  $0,5 V_{CC}$  à  $V_{CC}$  alors

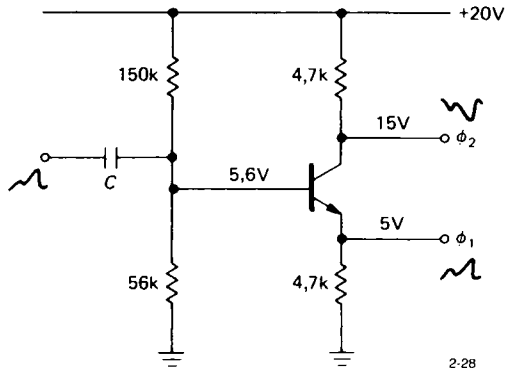


Figure 2.28 - Déphaseur à gain unitaire.

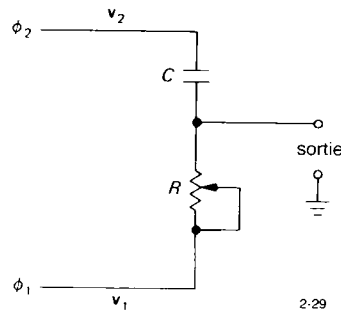


Figure 2.29 - Déphaseur à amplitude constante.

### Déphaseur

La figure 2.29 montre une utilisation intéressante du déphaseur. Ce circuit délivre (avec une onde sinusoïdale à l'entrée) une onde sinusoïdale dont la phase est réglable de  $0^\circ$  à  $180^\circ$ , avec une amplitude constante. On peut le comprendre avec un diagramme de phases (vecteur de Fresnel) des tensions (voir le chapitre 1) ; si le signal d'entrée est représenté par un vecteur unité sur l'axe réel, le signal de sortie est  $V_{\text{sortie}}$  de la figure 2.30.

## 2. TRANSISTORS

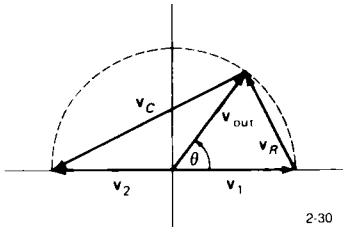


Figure 2.30 - Diagramme de phases du circuit déphaseur.

Les vecteurs  $v_R$  et  $v_C$  du signal doivent être à angle droit et doivent s'ajouter de façon à former un vecteur de longueur constante sur l'axe réel. Il existe un théorème suivant lequel le lieu géométrique de tels points est un cercle. Le vecteur résultant (la tension de sortie) a toujours une longueur unitaire, c'est-à-dire la même amplitude que le signal d'entrée. Sa phase peut varier depuis tout près de zéro jusqu'à tout près de  $180^\circ$  par rapport à la phase de l'onde d'entrée, quand  $R$  varie de zéro à une valeur supérieure à  $Z_C$  à la fréquence de travail. Notez cependant que le déphasage dépend aussi de la fréquence du signal d'entrée pour une position donnée du potentiomètre  $R$ . Il est utile de noter que le déphasage variable peut aussi être obtenu par un simple réseau  $RC$  (filtre passe-haut ou passe-bas) ; dans ce cas, par contre, l'amplitude de sortie variera dans des proportions énormes lors du réglage.

Une autre question se pose, celle de savoir si le circuit déphaseur de la figure 2.28 est capable de piloter la charge que représente le déphaseur  $RC$  à amplitude constante de la figure 2.29. Dans l'idéal, la charge devrait présenter une impédance forte par rapport aux résistances de collecteur et d'émetteur. Finalement, ce circuit est d'une utilité limitée si une grande plage de déphasage est nécessaire. Vous verrez des techniques améliorées de déphasage dans le chapitre 4.

### 2.9 Transconductance

Dans la section précédente, nous avons représenté le fonctionnement d'un amplificateur à contre-réaction par l'émetteur (a) en imaginant l'application d'une ondulation de tension à la base, en voyant que l'émetteur présentait la même ondulation, puis (b) en calcu-

lant l'ondulation du courant d'émetteur ; enfin, en ignorant la faible part du courant de base, nous avons obtenu le courant de collecteur, donc (c) l'ondulation de la tension du collecteur. Le gain en tension était alors simplement le rapport entre l'ondulation de la tension de collecteur (sortie) et l'ondulation de la tension de base (entrée).

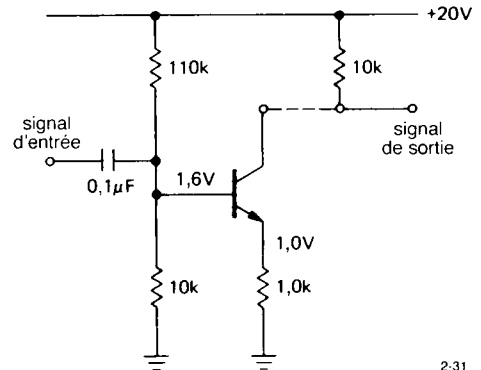


Figure 2.31 - L'amplificateur en émetteur commun est un étage à transconductance pilotant une charge (résistive).

Il y a une autre façon d'envisager ce genre d'amplificateur. Imaginez que vous le démontez, comme dans la figure 2.31. La première partie est une source de courant commandée par une tension, avec un courant de repos de 1,0 mA et un gain de  $-1 \text{ mA/V}$ . Le gain représente le rapport sortie/entrée ; dans ce cas, le gain a comme unité courant/tension ou  $1/\text{résistance}$ . L'inverse de la résistance s'appelle *conductance* (l'inverse de la réactance s'appelle susceptance, l'inverse de l'impédance s'appelle admittance) et s'exprime dans une unité spéciale, le *siemens*, ou *mho* (ohm écrit à l'envers). Un amplificateur dont le gain s'exprime en unités de conductance s'appelle un *amplificateur de transconductance* ; le rapport  $I_{\text{sortie}}/V_{\text{entrée}}$  s'appelle la transconductance,  $g_m$ .

Considérez la première partie de ce circuit comme un amplificateur de transconductance, c'est-à-dire un amplificateur de tension en courant avec une transconductance  $g_m$  (gain) de  $1 \text{ mA/V}$  ( $1000 \mu\text{S}$ , ou  $1 \text{ mS}$ , ce qui est égal à  $1/R_E$ ). La seconde partie du circuit est un résisteur de charge, un « amplificateur »

qui convertit le courant en tension. Ce résistor pourrait s'appeler un « amplificateur » à *transrésistance*, son gain ( $r_m$ ) s'exprime en tension/courant, ou résistance. Dans ce cas, sa tension de repos est  $V_{CC}$ , son gain (transrésistance) est 10 kV/A (10 k $\Omega$ ), c'est-à-dire exactement  $R_C$ . Le raccordement des deux parties vous donne un amplificateur de tension. Vous obtenez le gain global en multipliant les deux gains. Dans ce cas,  $G = g_m R_C = R_C/R_E$ , ou  $-10$ , un nombre sans unité égal au rapport tension de sortie/tension d'entrée.

C'est une bonne façon d'envisager un amplificateur, parce que vous pouvez analyser indépendamment le fonctionnement de chaque section. Par exemple, vous pouvez analyser la partie transconductance de l'amplificateur en évaluant  $g_m$  pour différentes configurations du circuit ou même différents composants, comme des transistors à effet de champ (*FET*). Ensuite, vous pouvez analyser la partie transrésistance (ou charge) en considérant les compromis entre gain et excursion de tension. Si vous êtes intéressé par le gain global en tension, il est donné par  $G_V = g_m r_m$ , avec  $r_m$  qui représente la transrésistance de la charge. Finalement, la substitution au résistor d'une charge active (source de courant), avec sa transrésistance très élevée, permet des gains de tension de 10000 ou plus pour un étage unique. La configuration en *cascode*, que nous reverrons plus loin, est un autre exemple, facilement compréhensible, de cette conception.

Dans le chapitre 4, qui traite des amplificateurs opérationnels, vous verrez d'autres exemples d'amplificateurs avec des tensions ou des courants en entrée et en sortie : des amplificateurs de tension (de tension à tension), de courant (de courant à courant) et de transrésistance (de courant à tension).

### Augmentation du gain : les limitations du modèle simple

Le gain en tension de l'amplificateur à contre-réaction par l'émetteur est  $-R_C/R_E$ , selon notre modèle. Que se passe-t-il si  $R_E$  est réduite jusqu'à zéro ? L'équation laisse entendre que le gain augmentera jusqu'à l'infini. En réalité, si nous faisons des mesures réelles sur le circuit précédent, en gardant le

courant de repos constant de 1 mA, nous trouvons que le gain plafonne aux environs de 400 quand  $R_E$  est nulle, c'est-à-dire avec l'émetteur connecté à la masse. Nous trouvons aussi que l'amplificateur perd une grande partie de sa linéarité (la sortie n'est plus une image fidèle de l'entrée), que la polarisation devient critique et instable en fonction de la température. Il en ressort clairement que notre modèle de transistor est incomplet et demande quelques modifications pour prendre en compte cette situation, de même que quelques autres dont nous parlerons bientôt. Rassurez-vous : notre modèle amélioré, que nous appellerons modèle à transconductance, sera assez précis pour le reste du livre.

## MODÈLE D'EBERS-MOLL APPLIQUÉ AUX CIRCUITS À TRANSISTORS ÉLÉMENTAIRES

### 2.10 Modèle amélioré du transistor : amplificateur à transconductance

Le changement important se trouve dans la propriété 4 (section 2.1), selon laquelle  $I_C = h_{FE} I_B$ . Nous considérons le transistor comme un amplificateur de courant dont l'entrée se comportait comme une diode. C'est juste en gros, et assez juste pour certaines applications. Par contre, c'est un peu juste pour comprendre les amplificateurs différentiels, les convertisseurs logarithmiques, la compensation de température et d'autres applications importantes. Il faut alors considérer le transistor comme un composant à *transconductance*, dont le courant de collecteur est déterminé par la tension base-émetteur.

Voici donc la propriété 4 modifiée :

4. Quand les règles 1 à 3 (section 2.1) sont respectées,  $I_C$  est lié à  $V_{BE}$  par

$$I_C = I_S \left[ \exp \left( \frac{V_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right]$$

Dans cette formule  $V_T = kT/q = 25,3$  mV à température ambiante (20°C, 68°F),  $q$  est la charge de l'électron ( $1,60 \times 10^{-19}$  coulombs),  $k$  est la constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$  joules/K),  $T$  est la température absolue ( $K = ^\circ C + 273,16$ ), et  $I_S$  est le courant

## 2. TRANSISTORS

de saturation du transistor considéré (il dépend de  $T$ ). Le courant de base, qui dépend aussi de  $V_{BE}$ , peut être considéré comme proche de

$$I_B = I_C / h_{FE}$$

La « constante »  $h_{FE}$  a une valeur typique comprise entre 20 et 1000, mais elle dépend en fait du type de transistor, de  $I_C$ , de  $V_{CE}$  et de la température.  $I_S$  représente le courant de fuite inverse. Dans la zone active,  $I_C \gg I_S$ , et de ce fait le terme  $-1$  est négligeable devant l'exponentielle.

L'équation de  $I_C$  est connue sous le nom d'équation d'Ebers-Moll. Elle décrit approximativement le courant en fonction de la tension pour une diode, si  $V_T$  est multiplié par un facteur correcteur  $m$  compris entre 1 et 2. Pour les transistors, il est important de se rendre compte que le courant de collecteur est déterminé précisément par la tension base-émetteur, plutôt que par le courant de base (le courant de base est déterminé grossièrement par  $h_{FE}$ ), et que cette loi exponentielle est exacte sur une plage de courants énorme, des nanoampères aux milliampères. La figure 2.23 fait le point graphiquement. Si vous mesurez le courant de base sous différents courants de collecteurs, vous obtenez le graphe de  $h_{FE}$  en fonction de  $I_C$  comme dans la figure 2.33.

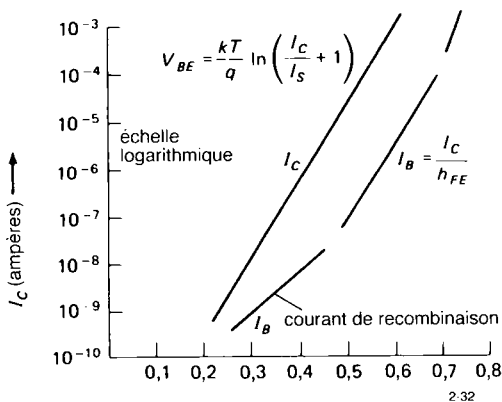


Figure 2.32 - Courants de base et de collecteur en fonction de la tension base-émetteur  $V_{BE}$ .

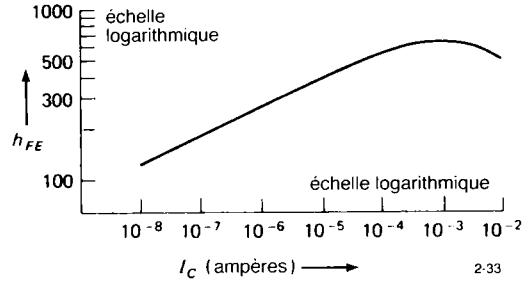


Figure 2.33 - Courbe typique de gain en courant ( $h_{FE}$ ) d'un transistor en fonction du courant de collecteur.

Bien que l'équation d'Ebers-Moll nous dise que la tension base-émetteur « programme » le courant de collecteur, cette propriété peut ne pas être utilisable directement en pratique (polarisation d'un transistor par l'application d'une tension de base) à cause du fort coefficient de température de la tension base-émetteur. Vous verrez plus loin que l'équation d'Ebers-Moll donne un angle de vue de ces problèmes et des solutions.

### Règles pratiques de la conception de circuits à transistors

Nous tirons de l'équation d'Ebers-Moll plusieurs grandeurs importantes que nous utiliserons souvent dans la conception des circuits.

1. La pente de la courbe de la diode. De combien devons-nous augmenter  $V_{BE}$  pour multiplier  $I_C$  par 10 ? Selon l'équation d'Ebers-Moll, c'est précisément de  $V_T \log_e 10$ , soit 60 mV à la température ambiante. La tension de base augmente de 60 mV par décade du courant de collecteur. La formule  $I_C = I_{C0} e^{\Delta V / 25}$  est équivalente, avec  $\Delta V$  en millivolts.
2. L'impédance différentielle (en petits signaux) présentée par l'émetteur, si la base est maintenue à une tension constante. La dérivée de  $V_{BE}$  par rapport à  $I_C$  donne

$$r_e = V_T / I_C = 25 / I_C \text{ ohms}$$

avec  $I_C$  en milliampères. La valeur numérique  $25 / I_C$  est valable à la température ambiante. Cette résistance intrinsèque de l'émetteur,  $r_e$ , agit



## 2.10 Modèle amélioré du transistor : amplificateur à transconductance

comme si elle était en série avec l'émetteur dans tous les circuits à transistors. Elle limite le gain d'un amplificateur en émetteur commun avec l'émetteur à la masse, elle donne à un émetteur-suiveur un gain en tension légèrement inférieur à 1, elle empêche l'impédance de sortie d'un émetteur-suiveur d'atteindre zéro. Notez que la transconductance d'un amplificateur avec l'émetteur à la masse est  $g_m = 1/r_e$ .

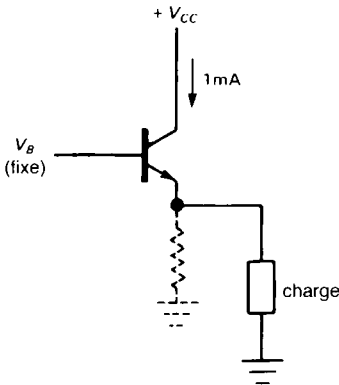
3. La sensibilité à la température de  $V_{BE}$ . Un regard à l'équation d'Ebers-Moll suggère que  $V_{BE}$  a un coefficient de température positif. Cependant, du fait de la sensibilité à la température d' $I_S$ ,  $V_{BE}$  décroît d'environ 2,1 mV/°C. La décroissance est à peu près proportionnelle à  $1/T_{abs}$ , où  $T_{abs}$  représente la température absolue.

Nous aurons besoin occasionnellement d'une autre grandeur, qui ne peut pas se déduire de l'équation d'Ebers-Moll. Il s'agit de l'effet Early que nous avons décrit dans la section 2.6 ; elle affecte de limitations importantes le fonctionnement d'une source de courant, par exemple :

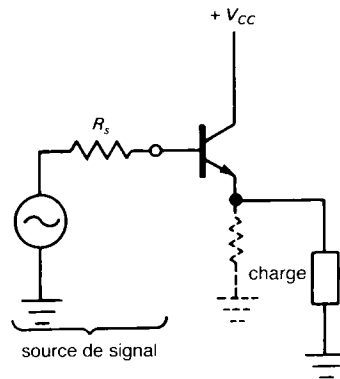
4. L'effet Early. La tension de base  $V_{BE}$  varie légèrement en fonction de  $V_{CE}$  à courant de collecteur  $I_C$  constant. Cet effet est produit par des variations de la largeur réelle de la base, il se chiffre, approximativement, par

$$\Delta V_{BE} = -\alpha \Delta V_{CE} \text{ avec } \alpha \approx 0,0001$$

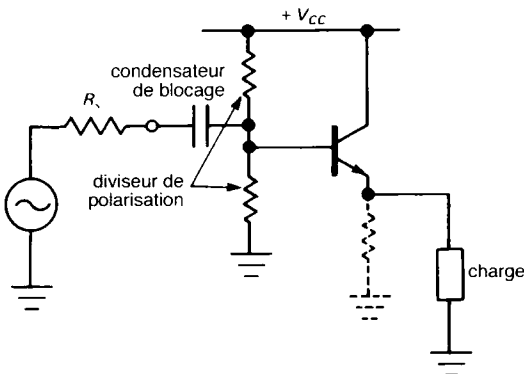
Voilà les grandeurs essentielles dont nous avons besoin. Elles nous permettront de traiter la plupart des problèmes de conception de circuits à transistors, et nous n'aurons pas souvent à nous reporter à l'équation d'Ebers-Moll elle-même.



A



B



C

## 2. TRANSISTORS

### 2.11 Révision de l'émetteur-suiveur

Avant de revoir l'amplificateur en émetteur commun à la lumière de notre nouveau modèle du transistor, voyons rapidement notre modeste émetteur-suiveur. Le modèle d'Ebers-Moll prévoit qu'un émetteur-suiveur n'aura pas une impédance de sortie nulle, même s'il est piloté par une source de tension, à cause de la résistance définie  $r_e$  (point 2, *supra*). Le même effet produit aussi un gain en tension légèrement inférieur à l'unité, parce que  $r_e$  forme un diviseur de tension avec le résistor de charge.

Ces effets sont faciles à calculer. Avec une tension de base fixe, l'impédance présentée par l'émetteur est exactement  $R_{\text{sortie}} = dV_{BE}/dI_E$  ; or  $I_E \approx I_C$ , donc  $R_{\text{sortie}} \approx r_e$ , la résistance intrinsèque de l'émetteur [ $r_e = 25/I_C$  (mA)]. Par exemple, dans la figure 2.34A, la charge voit une impédance de source de  $r_e = 25$  ohms, puisque  $I_C = 1$  mA. (Cette résistance est en parallèle avec la résistance d'émetteur  $R_E$ , s'il y en a une ; en pratique,  $R_E$  sera toujours beaucoup plus grande que  $r_e$ .) La figure 2.34B montre une situation plus caractéristique, avec une résistance de source définie  $R_S$  (nous avons omis pour simplifier les composants de polarisation obligatoires — diviseur de tension pour la base et condensateur de blocage — qui sont montrés dans la figure 2.34C). Dans ce cas, l'impédance de sortie de l'émetteur-suiveur est simplement  $r_e$  en série avec  $R_S/(h_{FE} + 1)$  (à nouveau en parallèle, éventuellement, avec un résistor  $R_E$  sans importance). Par exemple, si  $R_S = 1$  k $\Omega$  et  $I_C = 1$  mA,  $R_{\text{sortie}} = 35$  ohms (en supposant que  $h_{FE} = 100$ ). Il est facile de montrer que la résistance intrinsèque de l'émetteur  $r_e$  figure aussi dans l'expression de l'impédance d'entrée d'un émetteur-suiveur, exactement comme si elle était en série avec la charge (en fait, une combinaison en parallèle de la résistance de la charge et de la résistance d'émetteur). En d'autres termes, pour le circuit émetteur-suiveur, l'effet du modèle d'Ebers-Moll est simplement d'ajouter à nos résultats précédents une résistance d'émetteur,  $r_e$ , en série.

Le gain en tension d'un émetteur-suiveur est légèrement inférieur à l'unité, du fait de la division de tension par  $r_e$  et la charge. Il est facile à calculer, puisque la sortie est à la jonction entre  $r_e$  et  $R_{\text{charge}}$  :  $G_V = v_{\text{sortie}}/v_{\text{entrée}} = R_L/(r_e + R_L)$ . Ainsi, par exemple,

un suiveur qui fonctionne avec 1 mA de courant de repos et une charge de 1 k $\Omega$  présente un gain en tension de 0,976. Les techniciens aiment parfois écrire le gain en termes de transconductance, pour l'exprimer sous une forme qui convienne aussi pour les transistors à effet de champ (voir la section 3.7) ; dans ce cas (en utilisant  $g_m = 1/r_e$ ) vous obtenez  $G_V = R_L g_m / (1 + R_L g_m)$ .

### 2.12 Révision de l'amplificateur en émetteur commun

Nous avons obtenu précédemment des résultats faux pour le gain en tension de l'amplificateur en émetteur commun avec résistance d'émetteur (dit aussi avec contre-réaction par l'émetteur) quand nous avons donné la valeur zéro à la résistance d'émetteur. Le problème est que le transistor possède un résistor incorporé (intrinsèque),  $r_e$ , de  $25/I_C$  (mA) ohms. Cette résistance doit être ajoutée à la résistance d'émetteur réelle (extérieure). Elle n'est significative que si la résistance d'émetteur est faible (ou nulle). Ainsi, par exemple, l'amplificateur que nous considérons précédemment aura un gain en tension de  $-10$  k $\Omega/r_e$  ou  $-400$ , si la résistance extérieure est nulle. L'impédance d'entrée ( $h_{FE} R_E$ ) n'est pas nulle, contrairement à ce que nous avons prévu précédemment en faisant  $R_E = 0$  ; elle est approximativement égale à  $h_{FE} r_e$ , soit dans ce cas (1 mA de courant de repos) à environ 2,5 k $\Omega$ .

Les termes « émetteur à la masse » et « émetteur commun » sont quelquefois utilisés l'un pour l'autre, ce qui peut prêter à confusion. Nous utiliserons l'expression « amplificateur avec émetteur à la masse » pour désigner un amplificateur en émetteur commun avec  $R_E = 0$ . Un étage amplificateur en émetteur commun peut avoir un résistor dans le circuit d'émetteur ; ce qui importe est que l'émetteur est commun à l'entrée et à la sortie du circuit.

#### Limitations de l'amplificateur en émetteur commun à un seul étage

Vous obtenez un supplément de gain en tension en faisant  $R_E = 0$ , mais seulement au détriment d'autres propriétés de l'amplificateur. En fait, l'amplificateur en émetteur commun avec émetteur à la masse, en dépit de sa popularité dans les manuels, devrait être

évitée, sauf dans les circuits équipés d'une contre-réaction générale. Pour voir pourquoi, regardez le circuit de la figure 2.35.

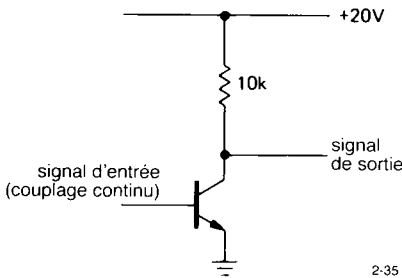


Figure 2.35 - Amplificateur en émetteur commun sans contre-réaction par l'émetteur.

**1. Défaut de linéarité.** Le gain est  $G = -g_m R_C = -R_C / r_e = -R_C I_C (\text{mA}) / 25$ , ainsi pour un courant de repos de 1 mA, le gain est de  $-400$ . Or  $I_C$  varie avec le signal de sortie. Dans cet exemple, le gain varie de  $-800$  ( $V_{\text{sortie}} = 0$ ,  $I_C = 2 \text{ mA}$ ) jusqu'à zéro ( $V_{\text{sortie}} = V_{CC}$ ,  $I_C = 0$ ). Pour un signal d'entrée triangulaire, la sortie ressemblera au signal de la figure 2.36. L'amplificateur introduit une forte distorsion, ou offre une mauvaise linéarité. L'amplificateur en émetteur commun avec émetteur à la masse n'est utile que pour de faibles excursions du signal autour du point de repos. À l'opposé, l'amplificateur en émetteur commun avec contre-réaction par l'émetteur a un gain presque totalement indépendant du courant de collecteur, tant que  $R_E \gg r_e$ , il peut être utilisé pour l'amplification sans distorsion, même avec de fortes excursions du signal.

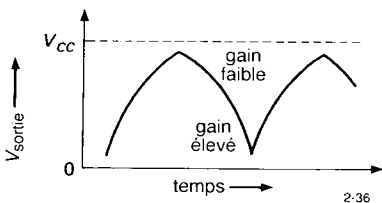


Figure 2.36 - Onde de sortie non linéaire produite par un amplificateur sans résisteur d'émetteur.

**2. Impédance d'entrée.** L'impédance d'entrée est, en gros,  $Z_{\text{entrée}} = h_{fe} r_e = 25 h_{fe} I_C (\text{mA})$  ohms. Une fois de plus,  $I_C$  varie en fonction de l'excursion du signal, ce qui donne une impédance d'entrée variable. À moins que la source de signal ait une impédance suffisamment faible, vous retrouverez un défaut de linéarité dû au défaut de linéarité du diviseur de tension variable formé par l'impédance de la source de tension et l'impédance d'entrée de l'amplificateur. À l'opposé, l'impédance d'entrée d'un amplificateur en émetteur commun avec contre-réaction par l'émetteur est grande et constante.

**3. Polarisation.** L'amplificateur avec émetteur à la masse est difficile à polariser. Il pourrait être tentant d'appliquer une tension (provenant d'un diviseur) qui donne le courant de repos souhaité, en fonction de l'équation d'Ebers-Moll. Cela ne fonctionnera pas, à cause de la sensibilité de  $V_{BE}$  à la température (pour un courant de collecteur  $I_C$  fixe) ; la tension base-émetteur  $V_{BE}$  varie de  $2,1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  (en fait elle décroît quand  $T$  augmente à cause de la variation de  $I_S$  avec  $T$  ; le résultat est que  $V_{BE}$  est à peu près proportionnelle à  $1/T$ , la température absolue). Cela signifie que le courant de collecteur (à tension  $V_{BE}$  constante) sera multiplié par 10 pour une élévation de température de  $30^\circ\text{C}$ . Une polarisation aussi instable est inutile, parce que même de faibles variations de température porteront l'amplificateur à saturation. Par exemple, un étage à émetteur à la masse polarisé avec le collecteur à la moitié de la tension d'alimentation passera en saturation si la température s'élève de  $8^\circ\text{C}$ .

🔧 Exercice 2.9

Vérifiez qu'une élévation de  $8^\circ\text{C}$  de la température ambiante portera à la saturation un étage avec émetteur à la masse polarisé par la tension de base, en supposant que la polarisation initiale donnait  $V_C = 0,5 V_{CC}$ .

Quelques solutions au problème de la polarisation seront exposées dans les sections suivantes. L'amplificateur en émetteur commun avec contre-réaction par l'émetteur réalise une polarisation stable par une tension de base, dont la plus grande partie se retrouve aux bornes du résisteur d'émetteur, fixant ainsi le courant de repos.

## 2. TRANSISTORS

### Contre-réaction par le résistor d'émetteur

L'addition d'un résistor extérieur en série à la résistance intrinsèque  $r_e$  de l'émetteur (contre-réaction par l'émetteur) améliore plusieurs caractéristiques de l'amplificateur en émetteur commun, au détriment du gain. Vous verrez la même chose se produire dans les chapitres 4 et 5, quand nous parlerons de la *rétroaction*, une technique importante pour améliorer les caractéristiques des amplificateurs, par la ré-introduction d'une fraction du signal de sortie pour atténuer le signal d'entrée efficace. La similitude n'est pas une coïncidence ; l'amplificateur en émetteur commun utilise une forme particulière de contre-réaction. Considérez l'amplificateur en émetteur commun avec résistor d'émetteur comme un composant à transconductance, qui détermine un courant de collecteur (et par conséquent une tension de sortie) en fonction de la tension appliquée entre base et émetteur ; or le signal d'entrée de l'amplificateur est en fait la tension entre la base et la masse. Ainsi la tension base-émetteur est égale à la tension de base *moins une fraction de la tension de sortie* ( $I_E R_E$ ). C'est en cela que consiste la contre-réaction, et c'est pourquoi la contre-réaction d'émetteur améliore la plupart des propriétés de l'amplificateur (meilleure linéarité, plus grande stabilité, plus grande impédance d'entrée ; l'impédance de sortie serait réduite aussi si la contre-réaction était prélevée directement sur le collecteur). De grandes choses à voir dans les chapitres 4 et 5 !

### 2.13 Polarisation de l'amplificateur en émetteur commun

Si vous recherchez le plus fort gain possible (ou si l'étage amplificateur se trouve dans une boucle de contre-réaction), vous pouvez calculer une polarisation adéquate de l'amplificateur en émetteur commun. Il existe trois solutions, applicables séparément ou ensemble : découplage du résistor d'émetteur, transistor de polarisation apparié et contre-réaction en continu.

#### Découplage du résistor d'émetteur

Utilisez un résistor d'émetteur découplé, polarisez comme pour une contre-réaction d'émetteur, selon la figure 2.37. Dans ce cas, la valeur de  $R_E$  choisie est

$0,1 R_C$ , pour faciliter la polarisation ; si  $R_E$  est trop petite, la tension d'émetteur sera beaucoup plus petite que la chute de tension base-émetteur, ce qui conduira à une instabilité du point de fonctionnement, parce que  $V_{BE}$  varie en fonction de la température. Le condensateur de découplage d'émetteur est choisi de telle façon que son impédance soit faible par rapport à  $r_e$  (et non  $R_E$ ) à la plus basse des fréquences intéressantes. Dans notre cas, l'impédance du condensateur est de 25 ohms à 650 Hz. Aux fréquences du signal, le condensateur de couplage voit une impédance de 10 k $\Omega$  en parallèle avec l'impédance de base, ici  $h_{fe}$  fois 25 ohms, en gros 2,5 k $\Omega$ . En continu, l'impédance présentée par la base est beaucoup plus grande ( $h_{fe}$  fois la résistance d'émetteur, soit quelque 100 k $\Omega$ ) ; c'est ce qui rend possible une polarisation stable.

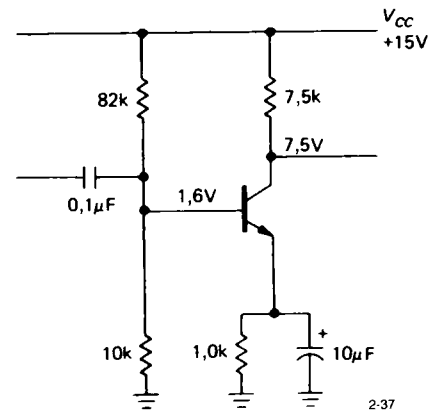


Figure 2.37 - Le découplage du résistor d'émetteur peut améliorer la stabilité de la polarisation d'un amplificateur en émetteur commun.

Une variante de ce circuit consiste à utiliser deux résistors en série, avec un découplage sur l'un des deux. Supposez que vous voulez un amplificateur avec un gain de 50, un courant de repos de 1 mA, et  $V_{CC} = +20 V$ , pour des signaux de 20 Hz à 20 kHz. Si vous essayez d'utiliser le montage à contre-réaction par l'émetteur, vous obtenez le schéma de la figure 2.38. Le résistor de collecteur est choisi de façon à fixer la tension de collecteur à 0,5  $V_{CC}$ . Ensuite le résistor d'émetteur est choisi en fonction

## 2.13 Polarisation de l'amplificateur en émetteur commun

du gain souhaité, en tenant compte de la résistance intrinsèque  $r_e$  de  $25/I_C(\text{mA})$ . Le problème est que la tension de l'émetteur, de 0,175 V seulement, variera de façon significative parce que la tension base-émetteur de 0,6 V varie avec la température (environ  $-2,1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ) et que la tension de la base est maintenue fixe par le diviseur  $R_1/R_2$  ; par exemple, vous pouvez vérifier qu'une élévation de température de  $20^\circ\text{C}$  provoquera une augmentation de 25% du courant de collecteur.

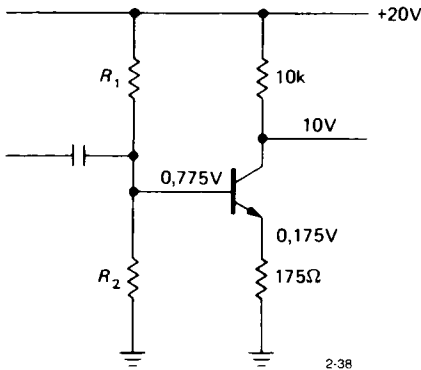


Figure 2.38

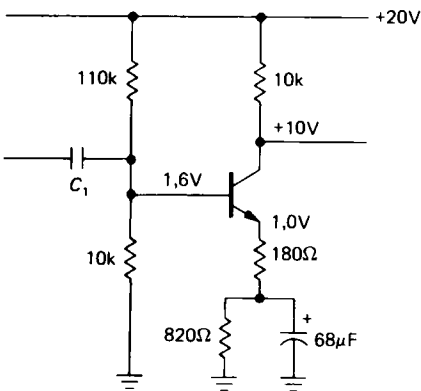


Figure 2.39 - Un amplificateur en émetteur commun qui combine stabilité de la polarisation, linéarité et grand gain en tension.

La solution retenue ici est d'ajouter dans le circuit de l'émetteur une certaine résistance découplée, pour stabiliser la polarisation sans modifier le gain à la fréquence du signal (figure 2.39). Comme précédemment, le résistor de collecteur est choisi de façon que la tension de collecteur soit de 10 V ( $0,5 V_{CC}$ ). Ensuite le résistor d'émetteur non découplé est choisi pour donner un gain de 50, en incluant la résistance intrinsèque  $r_e = 25/I_C(\text{mA})$ . Enfin, on ajoute une résistance découplée de valeur suffisante pour rendre possible une polarisation stable (règle empirique : un dixième de la résistance de la charge de collecteur). La tension de base est choisie pour donner un courant d'émetteur de 1 mA au repos ; l'impédance de la source de tension de polarisation est d'environ un dixième de l'impédance en continu présentée par la base (ici 100 kΩ). Le condensateur de découplage d'émetteur est choisi pour présenter, à la plus basse fréquence du signal, une impédance faible par rapport aux  $(180 + 25) \Omega$ . Finalement, le condensateur de couplage de l'entrée est choisi pour présenter une impédance faible par rapport à l'impédance d'entrée de l'amplificateur à la fréquence du signal. Cette impédance d'entrée est égale à l'impédance du diviseur de tension en parallèle avec  $(180 + 25)h_{fe} \Omega$  (le résistor de 820 Ω est découplé, il apparaît comme un court-circuit à la fréquence du signal).

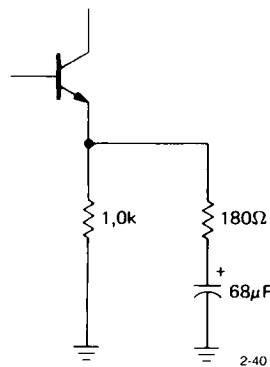


Figure 2.40 - Circuit d'émetteur équivalent de celui de la figure 2.39.

## 2. TRANSISTORS

Une variante du circuit sépare le chemin du signal de celui du courant continu (figure 2.40). Cela vous permet de modifier le gain (en remplaçant le résisteur de  $180\ \Omega$ ) sans modifier la polarisation.

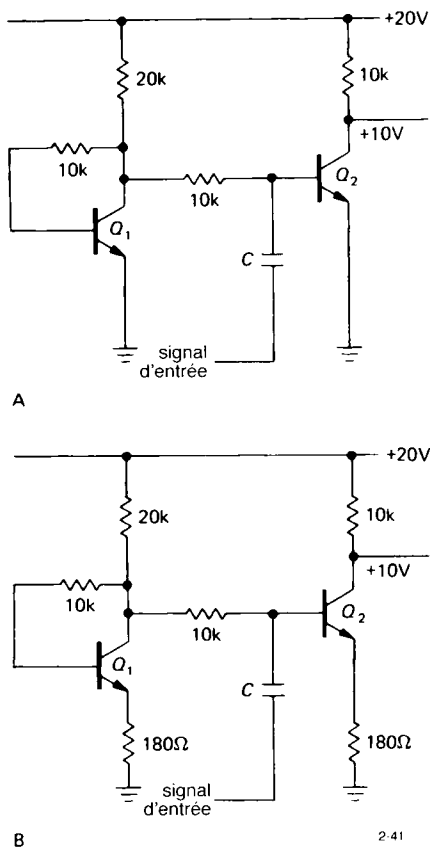


Figure 2.41 - Principe de la polarisation avec compensation de la tension base-émetteur  $V_{BE}$

### ◇ Transistor de polarisation apparié

Utilisez un transistor apparié pour produire la tension de base correspondant au courant de collecteur choisi ; ce procédé assure une compensation automatique en température (figure 2.41). Le collecteur de  $Q_1$  tire un courant de 1 mA, puisqu'il est forcé près du niveau de la masse (aux environs de un  $V_{BE}$  au-dessus de la masse, pour être précis) ; si  $Q_1$  et  $Q_2$  sont appariés (il existe des transistors doubles, sur la même puce de silicium),  $Q_2$  sera polarisé aussi de façon à tirer un courant de collecteur de 1 mA, ce qui fixera à +10 V la tension de son collecteur et autori-

sera une excursion symétrique de  $\pm 10\text{ V}$ . Les variations de température sont sans importance, tant que les deux transistors sont à la même température. C'est une bonne raison d'utiliser un transistor double « monolithique ».

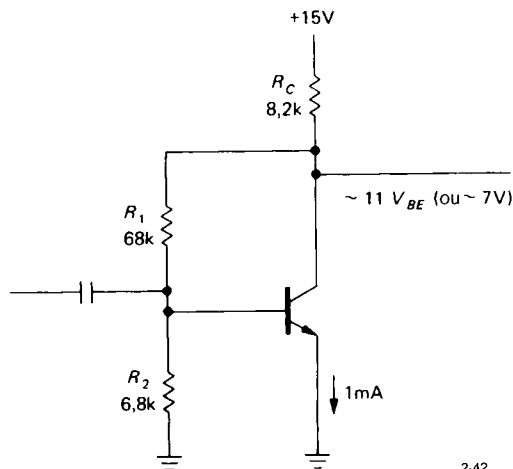


Figure 2.42 - La contre-réaction améliore la stabilité de la polarisation.

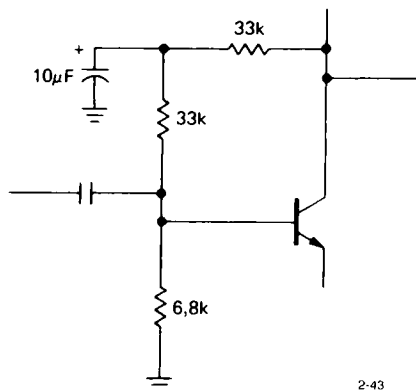
### Contre-réaction en continu

Utilisez la contre-réaction en continu pour stabiliser le point de fonctionnement. La figure 2.42 montre l'une des méthodes. Comme la tension de polarisation est dérivée de la tension de collecteur, au lieu de la tension d'alimentation  $V_{CC}$ , vous obtenez une certaine stabilité de la polarisation. La tension de la base se situe à un seuil de diode au-dessus de la masse ; puisque la tension de polarisation est fournie par un diviseur de rapport 10 à 1, la tension du collecteur est environ à 11 seuils de diode au-dessus de la masse, soit 0,7 V. Toute tendance à la saturation du transistor (s'il se trouve qu'il a un gain inhabituellement élevé) est stabilisée, puisque la chute de la tension du collecteur réduira la polarisation de base. Ce principe est acceptable si une grande stabilité n'est pas nécessaire. Le point de repos est susceptible de dériver d'environ 1 V du fait des changements de température ambiante, parce que la tension base-émetteur a un coefficient de température important. Une meilleure stabilité est possible si plusieurs étages sont inclus

dans la même boucle de contre-réaction. Vous verrez plus loin des exemples relatifs à la contre-réaction.

Une bonne compréhension de la contre-réaction est nécessaire à celle de ce circuit. Par exemple, la contre-réaction agit pour réduire les impédances d'entrée et de sortie. Le signal d'entrée voit la résistance de  $R_1$  effectivement réduite par le gain en tension de l'étage. Dans ce cas, elle est équivalente à un résistor de  $300\ \Omega$  connecté à la masse. Nous traiterons de la contre-réaction dans le chapitre 4 avec suffisamment de détails pour que vous puissiez déterminer le gain en tension et l'impédance de sortie de ce circuit.

Remarquez que la valeur des résisteurs de polarisation de la base pourrait être augmentée pour élever l'impédance d'entrée, mais vous devriez prendre en compte un courant de base non négligeable. Les valeurs convenables pourraient être  $R_1 = 220\ \text{k}\Omega$  et  $R_2 = 33\ \Omega$ . Il est possible, encore, de découpler le résistor de contre-réaction de façon à supprimer la contre-réaction (et la réduction de l'impédance) à la fréquence du signal (figure 2.43).



2-43

Figure 2.43 - Suppression de la contre-réaction à la fréquence du signal.

### Commentaires sur la polarisation et le gain

Un point important au sujet des étages amplificateurs en émetteur commun : vous pourriez imaginer que le gain en tension peut être augmenté par une augmentation du courant de repos, puisque la résistance intrinsèque de l'émetteur diminue quand le courant

augmente. Bien que  $r_e$  décroisse avec un courant de collecteur croissant, l'avantage obtenu est annulé par le choix d'une résistance de charge de collecteur nécessairement plus faible pour obtenir le même courant de repos. En fait, vous pouvez montrer que le gain en tension pour les petits signaux d'un amplificateur en émetteur commun polarisé à  $0,5 V_{CC}$  est  $G = 20 V_{CC}$ , quel que soit le courant de repos.

### Exercice 2.10

Montrez que l'affirmation précédente est vraie.

Si vous avez besoin d'un gain supérieur dans un seul étage, il est possible d'utiliser une source de courant comme charge active. Comme son impédance est très élevée, des gains de 1000 ou plus sont possibles avec un seul étage. Un tel dispositif ne peut pas être utilisé avec les principes de polarisation que nous avons décrits, il doit être inclus dans une boucle de contre-réaction globale. Ce sera le sujet du prochain chapitre. Il faut vous assurer qu'un tel amplificateur voit une charge de forte impédance ; sans cela le gain apporté par la forte impédance de charge sera perdu. Les bonnes charges peuvent être quelque chose comme un émetteur-suiveur, un transistor à effet de champ (*FET*) ou un amplificateur opérationnel.

Dans les amplificateurs à fréquence radio prévus pour fonctionner dans une plage de fréquences étroite, il est courant d'utiliser un circuit LC parallèle comme charge de collecteur ; dans ce cas un très fort gain en tension est possible, parce que le circuit LC présente une forte impédance (comme une source de courant) à la fréquence du signal, en même temps qu'une faible résistance au courant continu. Comme le circuit LC est accordé, les signaux extérieurs à la bande (et la distorsion) sont rejetés efficacement. Les avantages annexes sont la possibilité d'une excursion de tension de sortie de  $2 V_{CC}$  et la possibilité d'utiliser l'inductance dans un couplage par transformateur.

### Exercice 2.11

Dessinez un étage amplificateur en émetteur commun accordé pour fonctionner à la fréquence de 100 kHz. Utilisez un résistor d'émetteur découplé, et réglez le courant de repos à 1 mA. Supposez que  $V_{CC} = +15\ \text{V}$  et  $L = 1,0\ \text{mH}$  ; ajoutez un résistor de 6,2 k $\Omega$  en parallèle avec le circuit LC pour fixer

## 2. TRANSISTORS

$Q = 10$  (pour obtenir une bande passante de 10% ; voir la section 1.22). Faites appel à un couplage capacitif de l'entrée.

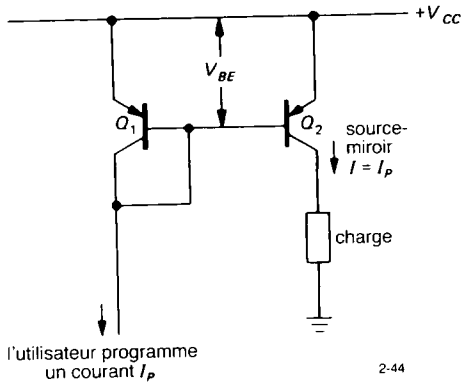


Figure 2.44 - Miroir de courant typique à transistors bipolaires appariés. Remarquez la convention selon laquelle l'alimentation positive s'appelle  $V_{CC}$  même si les transistors utilisées sont du type PNP.

### 2.14 Miroirs de courant

La technique de polarisation base-émetteur par des transistors appariés peut être utilisée pour construire ce qu'on appelle couramment des *miroirs de courant* (figure 2.44). Vous « programmez » le miroir en tirant un courant du collecteur de  $Q_1$ . La tension  $V_{BE}$  de  $Q_1$  prend la valeur correspondant à ce courant pour ce type de transistor ; comme la même tension est appliquée à la base de  $Q_2$ ,  $Q_2$  fournira le même courant à sa charge de collecteur (un transistor double monolithique est idéal). Les faibles courants de base sont sans importance.

Une des caractéristiques intéressantes de ce circuit est la dynamique du transistor de sortie, considéré comme une source de courant : elle s'étend jusqu'à quelques dixièmes de volt de  $V_{CC}$ , puisqu'elle n'est pas limitée par la chute de tension dans un résistor en série avec l'émetteur. Il est pratique aussi dans de nombreuses applications de pouvoir programmer un courant par un autre courant. Le moyen le plus simple de produire le courant de commande  $I_p$  est un résistor (figure 2.45). Puisque les bases sont à un seuil de diode en-dessous de  $V_{CC}$ , la résistance de

un courant de sortie, de 1 mA. Les miroirs de courant peuvent être utilisés dans les circuits à transistors chaque fois qu'une source de courant est nécessaire. Ils sont très répandus dans les circuits intégrés, où (a) les transistors appariés abondent et (b) le concepteur s'efforce de faire des circuits qui fonctionneront dans une large plage de tension d'alimentation. Il existe même des amplificateurs opérationnels en circuits intégrés sans résistor dans lesquels l'ensemble de l'amplificateur est réglé par un résistor extérieur ; le courant de repos de tous les étages internes est déterminé par des miroirs de courant.

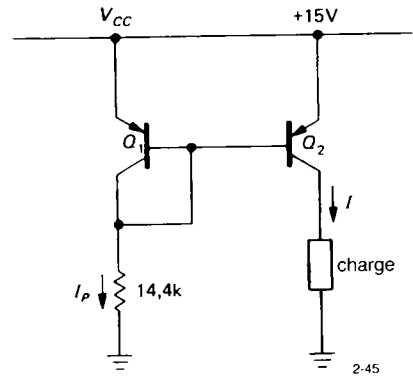


Figure 2.45

### Imperfections des miroirs de courant dues à l'effet Early

Le miroir de courant simple pose un problème : le courant de sortie varie légèrement si la tension de sortie varie, c'est-à-dire que l'impédance de sortie n'est pas infinie. Cette variation est due à la légère variation de  $V_{BE}$  en fonction de la tension de collecteur, pour un courant donné dans  $Q_2$  (effet Early) ; en d'autres termes, la courbe du courant de collecteur en fonction de la tension de collecteur, pour une tension base-émetteur donnée, n'est pas plate (figure 2.46). En pratique, le courant peut varier de 25% environ sur la plage de tension de sortie — une caractéristique nettement moins bonne que celle de la source de courant avec résistor d'émetteur étudiée plus haut.



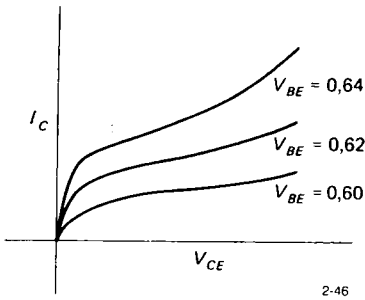


Figure 2.46

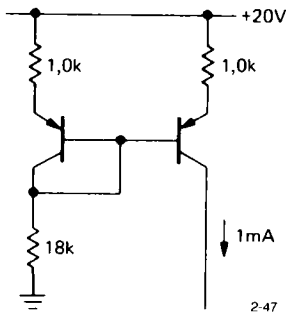


Figure 2.47 - Miroir de courant amélioré

Si une meilleure source de courant est nécessaire (souvent, ce n'est pas le cas), le schéma de la figure 2.47 représente une solution. Les résisteurs d'émetteur sont choisis de façon à provoquer une chute de tension minimale de quelques dixièmes de volt ; cela fait de ce circuit une bien meilleure source de courant, parce que les faibles variations de  $V_{BE}$  en fonction de  $V_{CE}$  sont négligeables dans la détermination du courant de sortie. Ici aussi, il convient d'utiliser des transistors appariés.

### Miroir de Wilson

Le schéma astucieux de la figure 2.48 montre une autre source de courant très constant. Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  présentent la configuration habituelle du miroir de courant, mais  $Q_3$  maintient maintenant le collecteur de  $Q_1$  à deux seuils de diode en-dessous de  $V_{CC}$ . Cette astuce contourne l'effet Early dans  $Q_1$ , avec  $Q_2$  qui fournit le courant de sortie. La présence

de  $Q_3$  n'affecte pas l'équilibre des courants, puisque son courant de base est négligeable ; sa seule fonction est de fixer, d'« épingler », la tension de collecteur de  $Q_1$ . Le résultat est que les deux transistors qui fixent le courant ( $Q_1$  et  $Q_2$ ) présentent la même tension collecteur-émetteur ; vous pouvez considérer que  $Q_3$  transmet simplement le courant de sortie à une charge à tension variable (une astuce similaire est utilisée dans le montage cascode, que nous verrons plus loin dans ce chapitre). Remarquez au passage que  $Q_3$  n'a nul besoin d'être apparié avec  $Q_1$  ou  $Q_2$ .

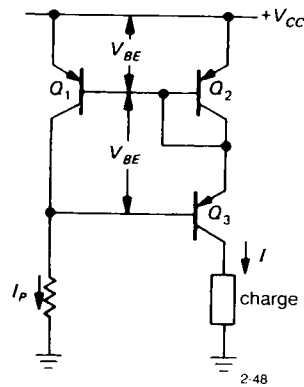


Figure 2.48 - Miroir de courant de Wilson. Une bonne stabilité malgré les variations de la charge est obtenue grâce au transistor cascode  $Q_3$  qui réduit les variations de tension aux bornes de  $Q_1$ .

### Sorties multiples et rapports de courant

Les miroirs de courant peuvent être étendus pour fournir du courant (ou en consommer, avec des transistors NPN) à plusieurs charges simultanément. La figure 2.49 montre le principe. Remarquez que si un des transistors arrive à saturation (par exemple si sa charge est déconnectée), sa base détourne le courant de la ligne de polarisation commune, ce qui réduit le courant des autres sorties. La situation est rétablie par l'adjonction d'un autre transistor (figure 2.50).

La figure 2.51 montre deux variantes du principe des miroirs de courant multiples. Ces circuits reflètent le double (ou la moitié) du courant de commande. Lors de la conception des circuits intégrés, il est possible de construire des miroirs de courant de n'importe quel rapport, par un ajustement précis de la taille des jonctions d'émetteur.

## 2. TRANSISTORS

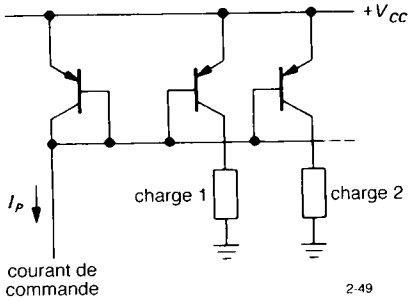


Figure 2.49 - Miroir de courant à sorties multiples. Ce circuit est utilisé couramment pour obtenir des sources de courant programmables multiples.

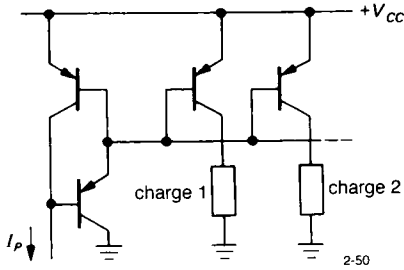
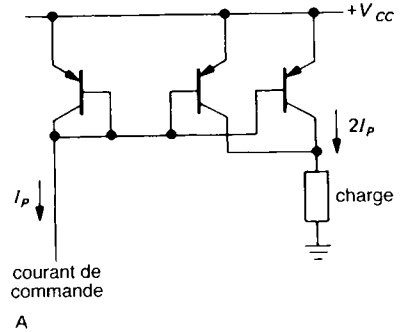


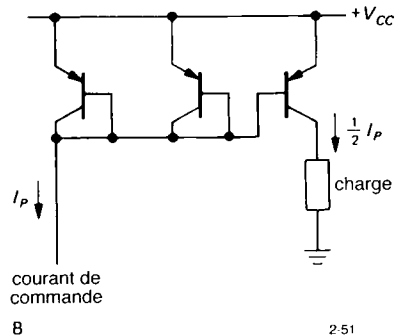
Figure 2.50

Le fabricant Texas Instruments propose des miroirs de courant Wilson monolithiques complets dans un boîtier TO-92 très pratique. La série TL011 comprend des modèles de rapport 1:1, 1:2, 1:4 et 2:1, avec une plage de tension de sortie de 1,2 V à 40 V. La configuration Wilson donne une très bonne source de courant — pour un même courant de commande, le courant de sortie ne varie que de 0,05% par volt — et ces composants sont très bon marché (un demi-dollar ou moins). Malheureusement, ces composants très utiles ne sont disponibles qu'en polarité NPN.

L'addition d'un résistor dans le circuit de l'émetteur du transistor de sortie permet aussi d'obtenir un courant qui est une fraction du courant de commande (figure 2.52). Dans tout circuit où deux transistors fonctionnent avec des densités de courant différentes, l'équation d'Ebers-Moll prévoit que la différence de  $V_{BE}$  dépend seulement du rapport entre les densités



A



B

Figure 2.51 - Miroirs de courant présentant des rapports différents de 1.

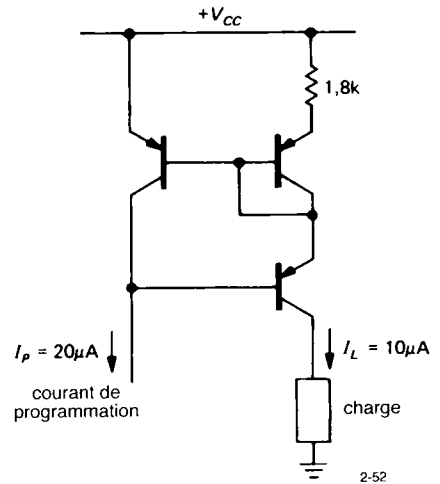


Figure 2.52 - Modification du courant de sortie par un résistor d'émetteur. Remarquez que le courant de sortie n'est plus un multiple simple du courant de commande.

de courant. Pour des transistors appariés, le rapport entre les courants de collecteur est égal au rapport entre les densités de courant. Le graphe de la figure 2.53 est pratique pour déterminer la différence des tensions base-émetteur dans chaque situation. Il facilite la conception de « miroirs de rapport ».

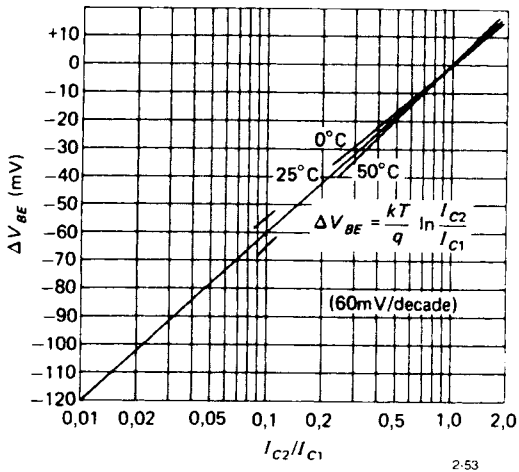


Figure 2.53 - Le rapport des courants de collecteur de transistors appariés en fonction des tensions base-émetteur.

Exercice 2.12

Montrez que le miroir de rapport de la figure 2.52 fonctionne comme annoncé.

QUELQUES ÉLÉMENTS DE CONSTRUCTION D'AMPLIFICATEURS

2.15 ◊ Étages de sortie *push-pull*

Comme nous l'avons dit avant dans ce chapitre, un émetteur-suiveur NPN ne peut pas consommer de courant, un émetteur-suiveur PNP ne peut pas débiter de courant. Le résultat est qu'un suiveur unipolaire fonctionnant avec une alimentation symétrique ne peut piloter une charge raccordée à la masse que si un fort courant de repos est utilisé (cela s'appelle quelquefois un amplificateur en classe A). Le courant de repos doit être au moins aussi important que le courant de sortie maximal pendant les crêtes de

l'onde, il provoque donc une forte dissipation de puissance. Par exemple, la figure 2.54 montre un circuit suiveur capable de piloter une charge de 8 ohms avec une puissance audio de 10 W. Le suiveur PNP  $Q_1$  est ajouté pour réduire les exigences de la commande de  $Q_2$  et pour annuler le décalage de  $V_{BE}$  de  $Q_2$  (une tension d'entrée nulle donne une tension de sortie nulle). Bien sûr, il est possible d'omettre  $Q_1$  pour simplifier. La source de courant « solide » qui sert de charge dans l'émetteur de  $Q_1$  assure un courant de base suffisant à  $Q_2$  même pour les excursions extrêmes du signal. Un résisteur comme charge aurait été moins intéressant parce qu'il aurait dû présenter une valeur très faible ( $50\ \Omega$  ou moins) pour garantir un courant de base de 50 mA lors des pointes du signal, quand le courant de charge est maximal et que la chute de tension aux bornes du résisteur est minimale ; il en aurait résulté un courant de repos excessif pour  $Q_1$ .

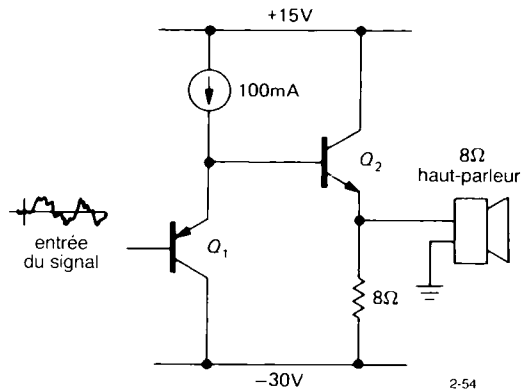


Figure 2.54 - Un amplificateur de haut-parleur de 10 W, construit avec un suiveur de tension unipolaire, dissipe 165 W au repos !

La sortie de ce circuit a une excursion de  $\pm 15\text{ V}$  (crête) par rapport à la masse, ce qui fournit la puissance recherchée ( $9\text{ V}$  efficaces sur  $8\ \Omega$ ). Cependant, le transistor de sortie dissipe  $55\text{ W}$  en l'absence de signal, et le résisteur d'émetteur dissipe  $110\text{ W}$  de plus. Cette dissipation au repos, qui représente plusieurs fois la puissance de sortie maximale, est caractéristique des amplificateurs en classe A (les

## 2. TRANSISTORS

transistors sont toujours conducteurs) ; il est évident que cela laisse beaucoup à désirer dans les applications où une puissance significative est mise en jeu.

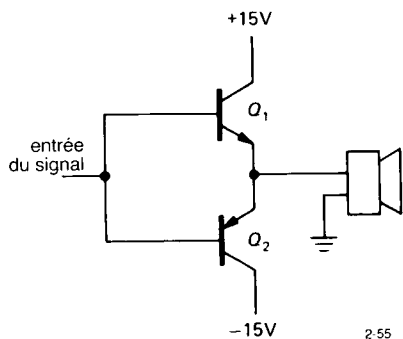


Figure 2.55 - Émetteur-suiveur *push-pull*.

La figure 2.55 montre un suiveur *push-pull* destiné à faire le même travail. Le transistor  $Q_1$  conduit pour les alternances positives,  $Q_2$  pour les alternances négatives. Pour une tension d'entrée nulle, il n'y a ni courant de collecteur ni dissipation de puissance. Pour une puissance de sortie de 10 W, la dissipation de puissance est inférieure à 10 W dans chaque transistor.

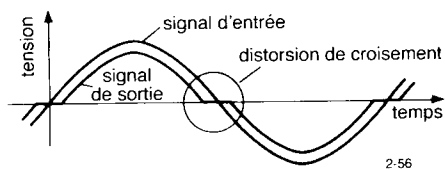


Figure 2.56 - Distorsion de croisement dans le suiveur en *push-pull*.

### ◇ Distorsion de croisement dans les étages *push-pull*

Le fonctionnement du circuit de la figure 2.56 pose un problème. La sortie suit l'entrée à un  $V_{BE}$  près ; pendant les alternances positives, la sortie est moins positive, de 0,6 V, que l'entrée, et symétriquement pendant les alternances négatives. Avec une onde sinusoïdale à l'entrée, le signal de sortie serait celui de la figure 2.56. En termes d'audiophile, cela s'appelle distorsion de croisement. Le meilleur

remède (la contre-réaction en propose un autre, mais pas entièrement satisfaisant) est de polariser l'étage de sortie à la limite de la conduction, comme dans la figure 2.57.

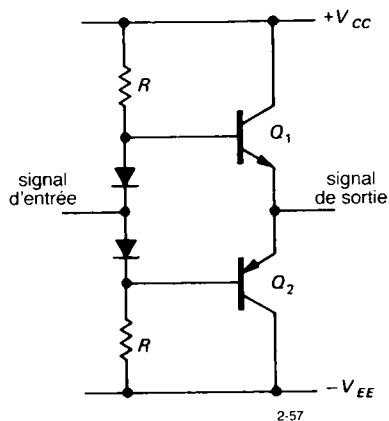


Figure 2.57 - Polarisation du suiveur *push-pull* pour supprimer la distorsion de croisement.

Le résistor de polarisation  $R$  amène les diodes à la conduction en sens direct, ce qui maintient la base de  $Q_1$  à un seuil de diode au-dessus du signal d'entrée et la base de  $Q_2$  à un seuil de diode en-dessous du signal d'entrée. Maintenant, quand le signal passe par zéro, la conduction passe de  $Q_1$  à  $Q_2$  ; un des transistors de sortie est toujours conducteur. La valeur de  $R$  est choisie de façon à fournir un courant de base suffisant aux transistors de sortie pendant les crêtes du signal. Par exemple, avec une alimentation de  $\pm 20$  V et une charge de  $8 \Omega$  supportant 10 W de puissance sinusoïdale, la tension de crête de la base est de quelque 13,5 V, le courant de crête dans la charge est de 1,6 A environ. En supposant que le gain des transistors est de 50 (les transistors de puissance ont un gain inférieur à celui des transistors pour petits signaux), les 32 mA de courant de base nécessaires imposent des résistors de  $220 \Omega$  environ (6,5 V entre  $V_{CC}$  et la base pendant les crêtes).

### Stabilité thermique des amplificateurs *push-pull* en classe B

L'amplificateur précédent (dit en classe B, ce qui signifie que chaque transistor conduit pendant la moitié de la période) présente une caractéristique défavo-

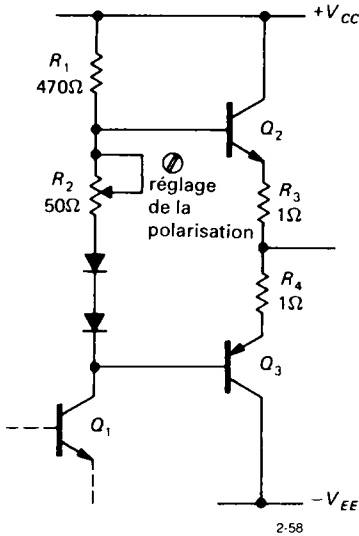


Figure 2.58 - De petits résisteurs dans le circuit des émetteurs améliorent la stabilité thermique du suiveur *push-pull*.

able : il n'est pas stable en température. Quand les transistors de sortie s'échauffent (ils deviendront très chauds, parce qu'ils dissipent de la puissance quand un signal est appliqué), leur tension  $V_{BE}$  diminue et le courant de repos commence à traverser leur collecteur. L'échauffement supplémentaire que produit ce courant fait empirer la situation, avec un risque sérieux d'*emballement thermique* (l'emballement se produit ou non en fonction d'un nombre important de facteurs, comme la dimension du radiateur utilisé, la façon dont la diode suit la température des transistors, etc.). Même sans le risque d'emballement, une meilleure maîtrise du circuit est indispensable ; on l'obtient généralement avec le dispositif de la figure 2.58.

Pour changer, l'entrée est représentée comme le collecteur de l'étage précédent ; le résistor  $R_1$  sert maintenant comme charge de collecteur de  $Q_1$  et comme source de courant de polarisation pour les diodes et la résistance variable du circuit de base du *push-pull*. Ici  $R_3$  et  $R_4$ , typiquement de quelques ohms ou moins, constituent un « coussin » pour les variations du courant de repos critique : la tension entre les bases des transistors de sortie doit maintenant être un peu

plus grande que les deux seuils de diode ; vous réglez le supplément avec la résistance variable  $R_2$ . Avec quelques dixièmes de volts aux bornes de  $R_3$  et  $R_4$ , la variation de  $V_{BE}$  avec la température ne provoque pas une augmentation rapide du courant de repos (plus la tension aux bornes de  $R_3$  et  $R_4$  est élevée, moins le circuit est sensible à la température), le circuit est stable. La stabilité est encore améliorée si les diodes sont montées en contact physique avec les transistors (ou avec leurs radiateurs).

Vous pouvez apprécier la stabilité thermique d'un tel circuit en vous rappelant que la tension base-émetteur choisit de 2,1 mV par degré Celsius d'élévation de la température et que le courant de collecteur est multiplié par 10 pour une élévation de 60 mV de la tension base-émetteur. Par exemple, si  $R_2$  était remplacé par une diode, vous auriez la tension de trois seuils de diode entre les bases de  $Q_2$  et  $Q_3$ , ce qui laisserait la tension d'un seuil de diode aux bornes de  $R_3$  et  $R_4$ . (Ces dernières seraient alors choisies pour fixer un courant de repos convenable, peut-être 50 mA pour un amplificateur audio de puissance.) Le cas le plus défavorable à la stabilité thermique se présente quand les diodes de polarisation ne sont pas couplées thermiquement aux transistors de sortie.

Supposons le pire et calculons l'augmentation du courant de repos de l'étage de sortie provoquée par une élévation de 30°C de la température des transistors de sortie. Ce n'est pas beaucoup pour un amplificateur de puissance, soit dit en passant. Pour cette élévation de température, la tension  $V_{BE}$  des transistors de sortie décroît de quelque 63 mV à courant constant, ce qui provoque une augmentation de tension de 20% aux bornes de  $R_3$  et  $R_4$  (c'est-à-dire que le courant de repos augmentera de 20%). Le résultat pour l'amplificateur précédent sans résisteurs d'émetteur (figure 2.57) serait une multiplication par 10 du courant de repos (rappelez-vous que le courant est multiplié par 10 pour une augmentation de 60 mV de la tension  $V_{BE}$ ), soit une augmentation de 1000%. L'amélioration de la stabilité par les résisteurs d'émetteurs est évidente.

Ce circuit présente l'avantage supplémentaire de permettre le réglage du courant de repos, et une certaine action sur l'amplitude de la distorsion de croisement

## 2. TRANSISTORS

résiduelle. Un amplificateur *push-pull* polarisé ainsi de façon à laisser circuler un courant de repos non négligeable s'appelle couramment *amplificateur en classe AB*, ce qui signifie que les deux transistors conduisent pendant une partie de la période. En pratique, vous choisirez un courant de repos qui sera un bon compromis entre une faible distorsion et une dissipation excessive de puissance au repos. La contre-réaction, le sujet du prochain chapitre, est presque toujours utilisée pour réduire encore la distorsion,

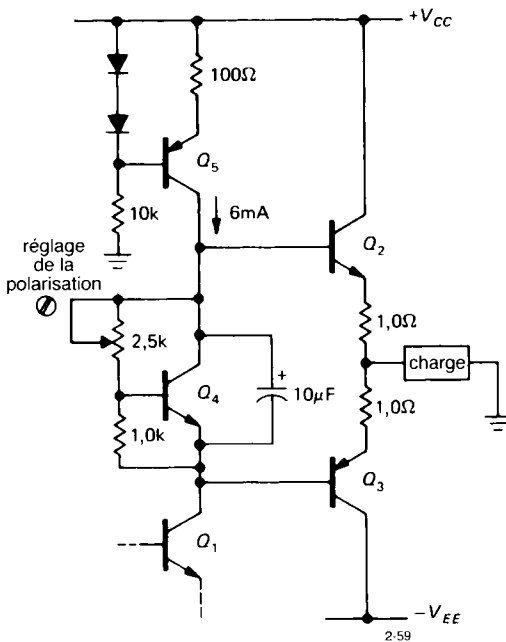


Figure 2.59 - Polarisation de l'étage *push-pull* de sortie pour une faible distorsion de croisement et une bonne stabilité thermique.

Une méthode différente s'offre pour la polarisation d'un suiveur *push-pull*, celle de la figure 2.59. Le transistor supplémentaire  $Q_4$  fonctionne comme une diode réglable : les résisteurs de base constituent un diviseur ; de ce fait, la tension collecteur-émetteur  $V_{CE}$  de  $Q_4$  se stabilisera à une tension telle que la tension base-émetteur soit d'un seuil de diode, puisque toute tension  $V_{CE}$  supérieure le rendrait fortement conducteur. Par exemple, si les deux résisteurs étaient de  $1\text{ k}\Omega$ , le transistor conduirait à partir d'une tension de

deux seuils de diode entre collecteur et émetteur. Dans ce cas, le réglage de polarisation vous permet de fixer la tension entre les bases des transistors de puissance à n'importe quelle valeur comprise entre une fois et trois fois et demie le seuil de diode. Le condensateur de  $10\mu F$  garantit que la base des deux transistors de sortie verra le même signal ; un tel condensateur de découplage est une bonne idée, quel que soit le principe de polarisation que vous appliquerez. Dans ce circuit, le résistor de collecteur de  $Q_1$  a été remplacé par la source de courant  $Q_5$ . C'est une variante utile, parce qu'il est parfois difficile avec un résistor d'obtenir un courant de base suffisant pour piloter  $Q_2$  à proximité de la limite supérieure de l'excursion. Un résistor assez petit pour piloter  $Q_2$  assez énergiquement provoque un courant de repos excessif dans  $Q_1$  (avec une forte dissipation), et il réduit aussi le gain en tension (rappelez-vous que  $G = -R_{\text{collecteur}}/R_{\text{émetteur}}$ ). Une autre solution au problème du pilotage de la base de  $Q_2$  consisterait à utiliser la technique du montage auto-élevateur (*bootstrap*) que nous allons étudier sous peu.

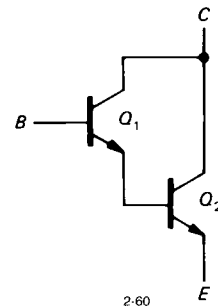
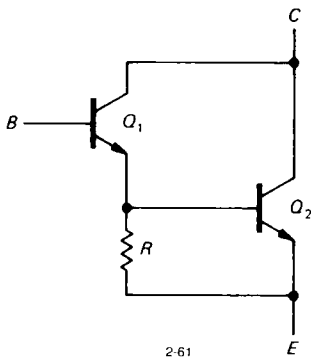


Figure 2.60 - Configuration du transistor Darlington.

### 2.16 Configuration Darlington

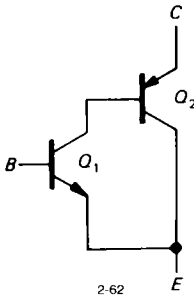
Si vous accrochez deux transistors ensemble selon la figure 2.60, le résultat se comporte comme un transistor unique avec un bêta égal au produit du bêta des deux transistors. Ceci peut être très pratique quand de forts courants sont mis en jeu (par exemple dans les régulateurs de tension ou dans les étages de sortie d'amplificateurs de puissance), ou pour l'entrée d'amplificateurs quand une forte impédance d'entrée est nécessaire.

La chute de tension base-émetteur d'un transistor Darlington est le double de celle d'un transistor normal, la tension de saturation est au moins égale à un seuil de diode (puisque l'émetteur de  $Q_1$  doit être au moins à un seuil de diode au-dessus de l'émetteur de  $Q_2$ ). De plus, la combinaison a tendance à se comporter comme un transistor plutôt lent, parce que  $Q_1$  ne peut pas bloquer  $Q_2$  rapidement. Ce problème est généralement résolu par l'adjonction d'un résistor entre base et émetteur de  $Q_2$  (figure 2.61). Le résistor  $R$  empêche aussi le courant de fuite de  $Q_1$  de polariser la base de  $Q_2$  jusqu'à le faire conduire ; sa valeur est choisie de telle façon que le courant de fuite (des nanoampères dans les transistors pour petits signaux, jusqu'à des centaines de microampères dans



2-61

Figure 2.61 - Accélération du blocage d'une paire Darlington.



2-62

Figure 2.62 - Configuration Sziklai ou Darlington complémentaire.

les transistors de puissance) provoque à ses bornes une chute de tension inférieure à un seuil de diode, et pour qu'il ne consomme pas une forte proportion du courant de base de  $Q_2$  quand il voit la tension d'un seuil de diode. Typiquement, la valeur de  $R$  devrait être d'une centaine d'ohms avec un Darlington de puissance, de quelques kilohms avec un Darlington pour petits signaux.

Les transistors Darlington existent en boîtiers simples, habituellement avec le résistor base-émetteur incorporé. Un exemple caractéristique est le transistor Darlington de puissance 2N6282, avec son gain en courant typique de 2400 pour un courant de collecteur de 10 A.

### Configuration Sziklai

La configuration Sziklai est un dispositif similaire de renforcement du bêta, quelquefois appelé Darlington complémentaire (figure 2.62). Cette combinaison se comporte comme un transistor NPN avec un gain très important. La tension base-émetteur est d'un seul seuil de diode au minimum. Une faible résistance entre la base et l'émetteur de  $Q_2$  est conseillée. Cette configuration est courante dans les étages de sortie de puissance où le concepteur ne veut utiliser que des transistors de sortie de même polarité. La figure 2.63 représente un circuit de ce type. Comme précédemment,  $R_1$  est le résistor d'émetteur de  $Q_1$ . Le Darlington  $Q_2Q_3$  se comporte comme un unique transistor NPN avec un fort gain en courant. Le couple  $Q_4Q_5$  monté en Sziklai se comporte comme un unique transistor PNP avec un fort gain en courant. Comme précédemment  $R_3$  et  $R_4$  sont petits. Ce circuit est parfois désigné comme un suiveur *push-pull quasi-complémentaire*. Un étage complémentaire véritable utiliserait un couple Darlington PNP à la place de  $Q_4Q_5$ .

### Transistor à super-bêta

Le montage Darlington et les montages proches ne doivent pas être confondus avec le transistor à super-bêta, un composant à  $h_{FE}$  très élevé obtenu par le procédé de fabrication. Un type de transistor à super-bêta est le 2N5962, avec un gain en courant minimal garanti de 450, pour des courants de 10  $\mu$ A à 10 mA ;

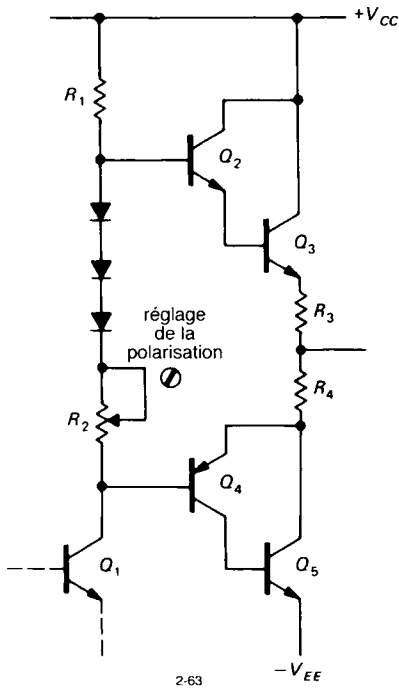


Figure 2.63 - Étage de puissance *push-pull* utilisant uniquement des NPN comme transistors de sortie.

il appartient à la série 2N5961-2N5963, qui offre des tensions  $V_{CE}$  de 30 V à 60 V (si vous avez besoin de  $V_{CE}$  plus importants, vous devrez vous rabattre sur des bêtas moins élevés). Les transistors à super-bêta appariés sont conçus pour l'utilisation dans des amplificateurs à faible niveau qui exigent des caractéristiques assorties, un sujet que nous étudierons dans la section 2.18. Comme exemples, citons le LM394 et la série MAT-01 ; il s'agit de paires de transistors NPN à fort gain dont les  $V_{BE}$  sont appariés à une fraction de millivolt près (jusqu'à 50  $\mu$ V dans les meilleures versions), et dont les  $h_{FE}$  sont appariés à 1% près. Le MAT-03 est une paire PNP.

Il est possible de combiner des transistors à super-bêta en configuration Darlington. Quelques composants commerciaux (par exemple les amplificateurs opérationnels LM11 et LM16) parviennent ainsi à des courants de polarisation de base aussi infimes que 50 *picoampères*.

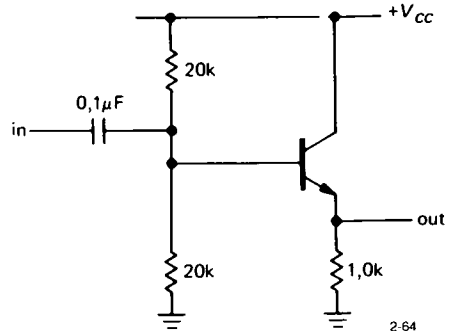


Figure 2.64

2.17  $\diamond$  Auto-élévation

Pour polariser un émetteur-suiveur, par exemple, vous choisissez les résistors du diviseur de tension de base de telle façon que le diviseur soit vu comme une source « solide » par la base, c'est-à-dire que leur impédance en parallèle soit très inférieure à l'impédance présentée par la base. De ce fait, le circuit résultant présente une impédance d'entrée dominée par le diviseur de tension — le signal d'entrée voit une impédance beaucoup plus faible que celle qui serait nécessaire sans ce diviseur de tension. La figure 2.64 montre un exemple.

La résistance d'entrée de quelque 9 k $\Omega$  est due pour l'essentiel à l'impédance de 10 k $\Omega$  du diviseur. Il est toujours souhaitable de maintenir aussi élevées que possible les impédances d'entrée, et de toute façon c'est une honte de charger l'entrée par un diviseur qui n'est là, après tout, que pour polariser le transistor. La technique de l'auto-élévateur (*bootstrap* outre-mers [NdT]) résout ce problème (figure 2.65). Le transistor est polarisé par le diviseur  $R_1R_2$  à travers le résistor série  $R_3$ . La valeur de  $C_2$  est choisie pour présenter à la fréquence du signal une impédance faible par rapport aux résistances de polarisation. Comme toujours, la polarisation est stable si l'impédance en courant continu vue par la base (dans ce cas 9,7 k $\Omega$ ) est beaucoup moins forte que l'impédance en continu présentée par la base (dans ce cas environ 100 k $\Omega$ ). Or maintenant l'impédance à la fréquence du signal n'est plus égale à l'impédance en continu. Considérez cela de cette façon : une ondulation à l'entrée  $V_{entrée}$



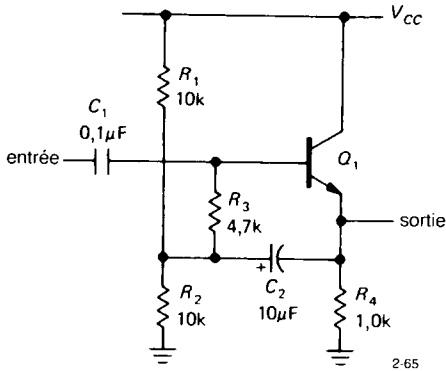


Figure 2.65 - Augmentation de l'impédance d'entrée d'un émetteur-suiveur aux fréquences du signal par un auto-élévateur (*bootstrap*) connecté au diviseur de polarisation de la base.

provoque une ondulation sur l'émetteur  $v_E \approx v_{entrée}$ . Ainsi la variation du courant à travers le résisteur de polarisation  $R_3$  est  $i = (v_{entrée} - v_E)/R_3 \approx 0$ , c'est-à-dire que  $Z_{entrée}$  (du fait de la chaîne de polarisation) =  $v_{entrée}/i_{entrée} \approx \infty$ . Nous avons rendu l'impédance (parallèle) du réseau de polarisation très forte aux fréquences du signal.

Les choses peuvent être vues d'une autre manière : remarquez que  $R_3$  voit toujours la même tension à ses bornes aux fréquences du signal (puisque les deux extrémités du résisteur subissent les mêmes variations de tension), c'est-à-dire que  $R_3$  est une source de courant. Or une source de courant a une impédance infinie. En fait, l'impédance réelle est inférieure à l'infini parce que le gain d'un suiveur est légèrement inférieur à l'unité. Il en est ainsi parce que la chute de tension base-émetteur dépend du courant de collecteur, lequel change en fonction du niveau du signal. Vous auriez pu prévoir le même résultat à partir de l'effet du diviseur de tension constitué de l'impédance présentée par l'émetteur [ $r_e = 25/I_C$  (mA) ohms] pour une branche, et de la résistance de l'émetteur pour l'autre branche. Si le suiveur a un gain en tension  $A$  ( $A \approx 1$ ), la valeur réelle de  $R_3$  aux fréquences du signal est

$$R_3/(1 - A)$$

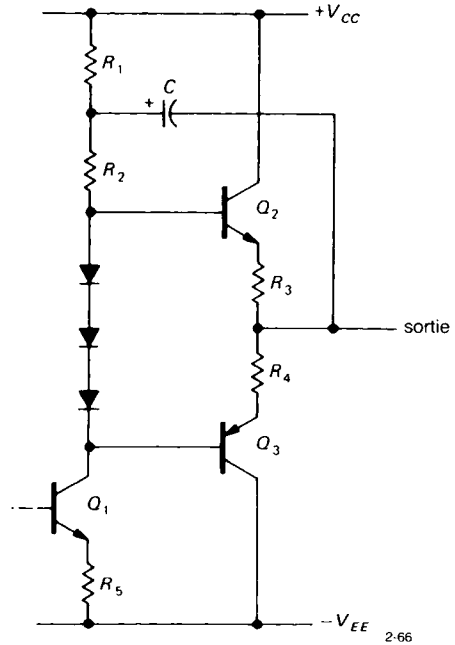


Figure 2.66 - Auto-élévateur sur le résisteur de charge de collecteur dans l'étage de commande d'un amplificateur de puissance.

En pratique la valeur de  $R_3$  est effectivement multipliée par 100 ou plus, et l'impédance d'entrée est alors dominée par l'impédance de base du transistor. L'amplificateur à contre-réaction par l'émetteur peut recevoir un auto-élévateur de la même façon, puisque le signal de l'émetteur suit celui de la base. Retenez que le circuit diviseur de polarisation est piloté, aux fréquences du signal, par la sortie à basse impédance de l'émetteur, ce qui dispense le signal de cette tâche habituelle.

#### ◊ Auto-élévateur sur les résisteurs de charge de collecteur

Le principe de l'auto-élévateur (*bootstrap*) peut être utilisé pour augmenter la valeur effective du résisteur de charge de collecteur d'un transistor. Cela permet d'augmenter notablement le gain en tension de l'étage [rappelez-vous que  $G_V = -g_m R_C$ , avec  $g_m = 1/(R_E + r_e)$ ]. La figure 2.66 montre un exemple d'étage de sortie *push-pull* avec auto-élévateur, similaire au circuit suiveur *push-pull* que nous avons vu

## 2. TRANSISTORS

auparavant. Comme la sortie suit le signal de la base de  $Q_2$ , le condensateur  $C$  élève la charge du collecteur de  $Q_1$ , il maintient une tension constante aux bornes de  $R_2$  quand le signal varie ( $C$  doit être choisi de façon à présenter une impédance faible, par rapport à  $R_1$  et  $R_2$ , à toutes les fréquences du signal). Cela fait apparaître  $R_2$  comme une source de courant, en augmentant le gain en tension de  $Q_1$  et en assurant une attaque suffisante de la base de  $Q_2$ , même lors des pointes du signal. Quand le signal approche de  $V_{CC}$ , la tension du point nodal de  $R_1$  et  $R_2$  passe effectivement au-dessus de  $V_{CC}$  à cause de la charge stockée dans  $C$ . Dans ce cas, si  $R_1 = R_2$  (ce qui n'est pas un mauvais choix), la tension de leur point commun atteint  $1,5 V_{CC}$  quand la sortie atteint  $V_{CC}$ . Ce circuit a connu un succès considérable dans les amplificateurs audio commerciaux, alors qu'une simple source de courant est supérieure à l'auto-élévateur : elle apporte des améliorations à basse fréquence aussi et qu'elle ne fait pas appel à un condensateur électrolytique indésirable.

### 2.18 Amplificateurs différentiels

L'amplificateur différentiel est une configuration utilisée très couramment pour amplifier la différence de tension entre deux signaux. Dans le cas idéal, la sortie est totalement indépendante des niveaux de tension individuels, seule la différence compte. Quand les deux entrées changent simultanément, on parle de variation en *mode commun*. Une variation différentielle est dite en *mode normal*. Un bon amplificateur différentiel offre une bonne *réjection de mode commun* (*CMRR*, *Common Mode Rejection Ratio*). La réjection de mode commun est le rapport entre, d'une part, la réponse à un signal de mode normal, et, d'autre part, la réponse à un signal de mode commun de même amplitude. Le taux de réjection du mode commun, comme beaucoup de rapports, est exprimé en décibels. La plage d'entrée en mode commun est la plage de tension dans laquelle les signaux d'entrée peuvent évoluer.

Les amplificateurs différentiels sont importants dans des applications où des signaux de faible amplitude sont pollués par des parasites et des bruits divers. Comme exemples, citons les signaux numériques transmis par des câbles longs (habituellement des

paires de fils torsadées), les signaux audio (les mots « équilibré » et « symétrique » signifient différentiel, l'impédance est habituellement de  $600 \Omega$  dans le domaine audio), les signaux radio (les lignes  $300 \Omega$  sont différentielles), les tensions d'électro-cardiographie, les signaux de lecture de mémoires à tores magnétiques, et de nombreuses autres applications. Un amplificateur différentiel du côté réception rétablit le signal original si les signaux en mode commun ne sont pas trop importants. Les amplificateurs différentiels sont utilisés universellement dans les amplificateurs opérationnels, auxquels nous arriverons bientôt. Ils sont très importants dans la conception des amplificateurs de tension continue (des amplificateurs qui amplifient jusqu'au courant continu, c'est-à-dire sans condensateurs de liaison), parce que leur conception symétrique apporte une compensation intrinsèque des dérives thermiques.

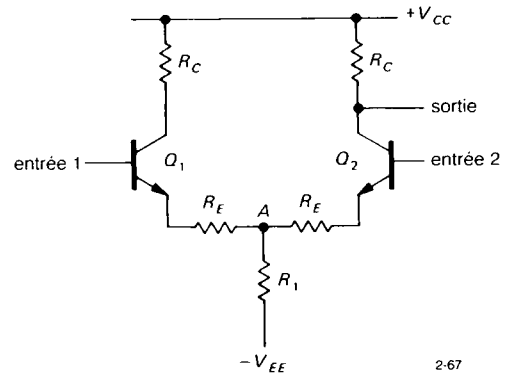


Figure 2.67 - Amplificateur différentiel classique.

La figure 2.67 montre le circuit de base. La sortie est prélevée sur un collecteur par rapport à la masse ; c'est une *sortie asymétrique*, la configuration la plus courante. Vous pouvez vous représenter cet amplificateur comme un composant qui amplifie un signal de différence et le convertit en un signal asymétrique pour que des circuits ordinaires (suiveurs, sources de courant, etc.) puissent utiliser sa sortie. (Si, au lieu de cela, une sortie différentielle est nécessaire, elle est prise entre les deux collecteurs.)

Quel est le gain ? Il est assez facile à calculer : imaginez une ondulation symétrique du signal d'entrée,

dans laquelle l'entrée 1 s'élève de  $v_{entrée}$  (une petite variation) et l'entrée 2 s'abaisse d'autant. Tant que les transistors restent dans leur zone active, le point A reste fixe. Le gain est alors déterminé comme avec l'amplificateur à transistor unique, en se rappelant que la variation de l'entrée est en fait le double de l'ondulation sur chaque base :  $G_{diff} = R_C/2(r_e + R_E)$ . La valeur typique de  $R_E$  est faible, 100  $\Omega$  ou moins ; elle peut même être omise complètement. Des gains différentiels en tension de quelques centaines sont usuels.

Le gain en mode commun peut être déterminé par des signaux  $v_{entrée}$  identiques sur les deux entrées. Si vous l'envisagez correctement (en vous rappelant que  $R_1$  conduit le courant des deux émetteurs), vous trouverez que  $G_M = -R_C/(2R_1 + R_E)$ . Ici, nous avons ignoré la faible résistance  $r_e$ , parce que  $R_1$  est grande par définition, au moins quelques kilohms. Nous aurions pu ignorer  $R_E$  de la même façon. Le taux de réjection en mode commun est approximativement égal à  $R_1/(r_e + R_E)$ . Voyons maintenant un exemple pratique (figure 2.68) pour nous familiariser quelque peu avec les amplificateurs différentiels.

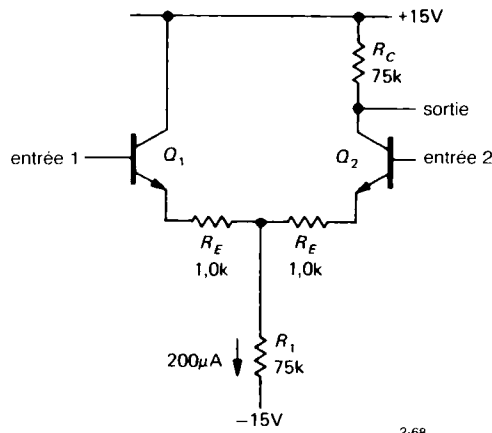
La valeur de  $R_C$  est choisie pour un courant de repos de 100  $\mu\text{A}$ . Comme d'habitude, nous fixons la tension de collecteur à 0,5  $V_{CC}$  pour obtenir une grande plage dynamique. Le résistor de collecteur

de  $Q_1$  peut être omis, puisqu'aucun signal de sortie n'y est prélevé. La valeur de  $R_1$  est choisie pour donner un courant d'émetteurs total de 200  $\mu\text{A}$ , partagé également entre les deux côtés quand l'entrée (différentielle) est à zéro. À partir des formules que nous venons d'établir, cet amplificateur a un gain différentiel de 30 et un gain en mode commun de 0,5. La suppression des résistors de 10 k $\Omega$  porte le gain différentiel à 150, mais elle fait tomber l'impédance d'entrée de 250 k $\Omega$  à quelque 50 k $\Omega$  (vous pouvez remplacer les transistors par des Darlington pour amener l'impédance d'entrée dans la gamme des mégohms, si nécessaire).

Retenez que le gain maximal d'un amplificateur unipolaire en émetteur commun, polarisé à 0,5  $V_{CC}$  est de 20  $V_{CC}$ . Dans le cas d'un amplificateur différentiel, le gain différentiel maximal ( $R_E = 0$ ) est la moitié de ce chiffre, ou (pour un point de fonctionnement au repos quelconque) 20 fois la chute de tension aux bornes du résistor de collecteur. Le taux de réjection en mode commun correspondant (avec  $R_E = 0$ ) est égal à 20 fois la tension aux bornes de  $R_1$ .

#### Exercice 2.13

Vérifiez que ces expressions sont justes. Dessinez ensuite un amplificateur différentiel selon vos propres spécifications.



2-68

Figure 2.68 - Calcul des caractéristiques d'un amplificateur différentiel.

## 2. TRANSISTORS

L'amplificateur différentiel s'appelle parfois « paire à longue queue », parce que si la longueur du symbole d'un résistor représentait sa résistance, le circuit aurait l'aspect de la figure 2.69.

La longue queue détermine le gain en mode commun, les faibles résistances inter-émetteur (y compris la résistance intrinsèque  $r_e$ ) déterminent le gain différentiel.

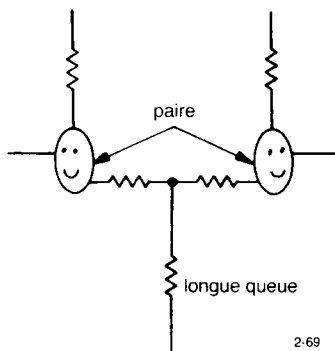


Figure 2.69

### Polarisation par une source de courant

Le gain en mode commun de l'amplificateur différentiel peut être fortement réduit par la substitution d'une source de courant au résistor  $R_1$ . La résistance de  $R_1$  devient alors réellement très grande, et le gain en mode commun proche de zéro. Si vous préférez, imaginez simplement une impulsion de mode commun ; la source de courant d'émetteurs maintient constant le courant total d'émetteurs, partagé également entre les deux voies, par symétrie. De ce fait, la sortie reste inchangée. La figure 2.70 montre un exemple. Ce circuit, avec une paire de transistors monolithique LM394 dans le rôle de  $Q_1Q_2$  et un 2N5963 dans le rôle de la source de courant, présente un taux de réjection du mode commun de 100000/1 (100 dB). La plage d'entrée en mode commun de ce circuit s'étend de  $-12\text{ V}$  à  $+7\text{ V}$  ; elle est limitée en bas par la plage de sortie de la source de courant d'émetteurs, en haut par la tension de collecteur au repos.

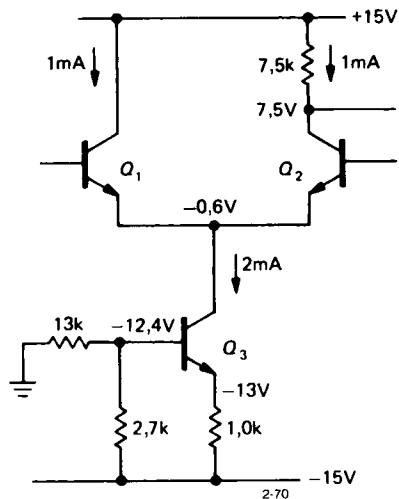


Figure 2.70 - Une source de courant améliore le taux de réjection en mode commun d'un amplificateur différentiel.

Retenez que cet amplificateur, comme tous les amplificateurs à transistors, doit offrir un chemin de retour à la polarisation continue. Si l'entrée est couplée par un condensateur, par exemple, vous placerez des résisteurs entre la base et la masse. Une précaution supplémentaire à prendre avec les amplificateurs différentiels, en particulier ceux qui n'ont pas de résistor entre les émetteurs : les transistors bipolaires ne supportent que 6 V de tension inverse base-émetteur avant le claquage ; de ce fait, une tension d'entrée différentielle supérieure peut détruire l'étage d'entrée (s'il n'y a pas de résistor entre les émetteurs). Une résistance inter-émetteurs limite le courant de claquage, mais le transistor peut être endommagé (en  $h_{fe}$ , bruit, etc.). Dans l'un et l'autre cas, l'impédance d'entrée diminue fortement pendant la conduction inverse.

### Utilisation dans les amplificateurs de tension continue asymétrique

Un amplificateur différentiel est un excellent amplificateur de tension continue, même pour des entrées asymétriques. Vous portez simplement une des entrées à la masse et vous appliquez le signal à l'autre entrée (figure 2.71). Vous pourriez penser à suppri-

mer le transistor « inutilisé ». Erreur ! La configuration différentielle est intrinsèquement insensible aux dérives de température, et même si une des entrées est à la masse, le transistor correspondant fait toujours quelque chose : un changement de température fait varier les deux tensions base-émetteur ( $V_{BE}$ ) de la même façon, ce qui ne provoque aucune altération de l'équilibre ou de la sortie. C'est-à-dire que les changements de  $V_{BE}$  ne sont pas soumis au gain différentiel  $G_{diff}$  (seulement au gain en mode commun  $G_{MB}$ , qui peut être rendu très proche de zéro). De plus, la compensation des variations de  $V_{BE}$  signifie qu'il n'y a plus à se soucier de la chute de tension de 0,6 V. La qualité d'un amplificateur pour tension continue construit ainsi n'est limitée que par le défaut d'appariement des  $V_{BE}$  ou des coefficients de température. Les paires de transistors et les amplificateurs différentiels du commerce présentent des caractéristiques très bien appariées (par exemple, la paire de transistors NPN MAT-01 affiche une dérive de  $V_{BE}$  entre les transistors de  $0,15 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  et  $0,2 \mu\text{V}$  par mois).

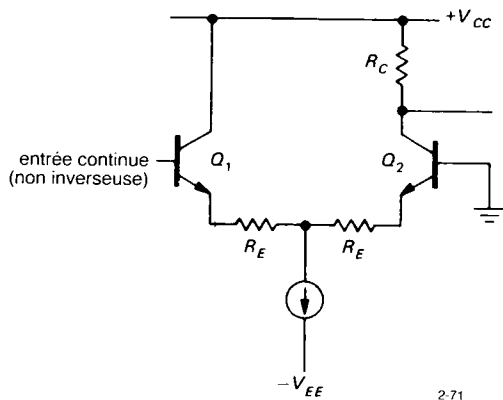


Figure 2.71 - Un amplificateur différentiel peut être utilisé comme amplificateur de précision pour les tensions continues asymétriques.

Dans l'exemple précédent, l'une ou l'autre entrée peut être connectée à la masse, suivant que l'amplificateur doit inverser le signal ou non. (La configuration représentée est préférable pour les hautes fréquences, à cause de l'effet Miller ; voir la section 2.19.) La connexion représentée est non inverseuse, elle a l'entrée inverseuse raccordée à la masse. Cette

terminologie est celle des amplificateurs opérationnels, qui sont simplement des amplificateurs différentiels à grand gain.

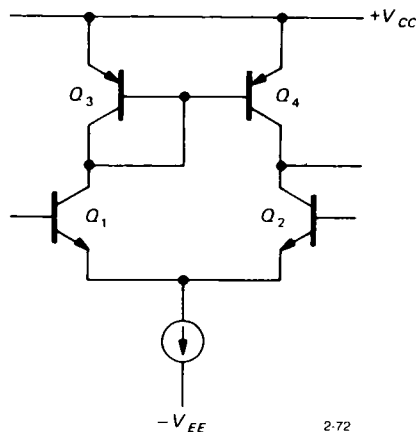


Figure 2.72 - Amplificateur différentiel avec une source de courant comme charge active.

### Charge active à miroir de courant

Comme pour l'amplificateur simple avec émetteur à la masse, il est parfois souhaitable d'avoir un amplificateur différentiel à grand gain avec un seul étage. La charge active avec miroir de courant est une solution élégante (figure 2.72). Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  forment une paire différentielle avec source de courant d'émetteurs. La paire  $Q_3Q_4$ , un miroir de courant, forme la charge active. La très haute impédance apparente de la charge de collecteur permet d'atteindre des gains de 5000 ou plus, à condition que la sortie de l'amplificateur ne soit pas chargée. Un tel amplificateur n'est utilisé, normalement, que dans une boucle de contre-réaction, ou comme comparateur (étudié dans la section suivante). Veillez à ne charger cet amplificateur que par une haute impédance, sinon le gain diminuera énormément.

### Amplificateurs différentiels comme déphaseurs

Les collecteurs d'un amplificateur différentiel symétrique fournissent des signaux d'amplitude égale et de phase opposée. Si vous prenez les sorties sur les deux collecteurs, vous obtenez un déphaseur. Naturellement, vous pouvez utiliser aussi un amplificateur différentiel avec à la fois une entrée et une sortie

## 2. TRANSISTORS

différentielles. Ce signal de sortie différentiel pourrait être utilisé pour piloter un autre étage différentiel, avec une réjection du mode commun fortement améliorée.

### *Amplificateurs différentiels comme comparateurs*

Grâce à son gain très élevé et à la stabilité de ses caractéristiques, l'amplificateur différentiel est l'élément principal du comparateur, un circuit qui indique laquelle de deux valeurs d'entrée est la plus grande. Les comparateurs sont utilisés dans toutes sortes d'applications : mise en marche d'éclairages et de chauffages, conversion en carrés d'ondes triangulaires, détection du dépassement d'un seuil par une grandeur d'un circuit, modulation en classe D, modulation d'impulsions, alimentations à découpage, etc. L'idée de base consiste à monter un amplificateur différentiel de telle façon qu'il actionne un interrupteur à transistor en fonction du niveau relatif des signaux d'entrée. La zone linéaire de l'amplification est ignorée, l'un des deux transistors d'entrée est toujours bloqué. Une application typique est proposée dans la section suivante, sous la forme d'un circuit de régulation de température qui utilise un résistor sensible à la température (thermistance).

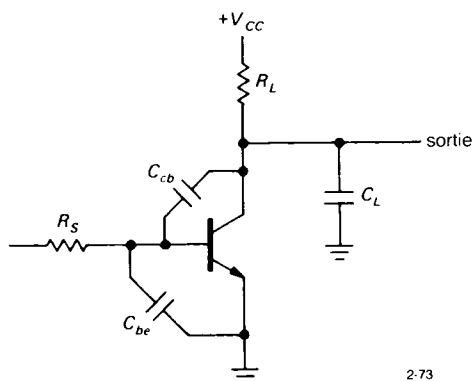
### 2.19 Capacité et effet Miller

Nous avons évalué jusqu'ici le comportement du modèle de transistor en courant continu ou à basse fréquence. Notre modèle simple d'amplificateur de courant, comme le modèle à transconductance plus perfectionné d'Ebers-Moll, envisage les courants, les tensions et les résistances qui se présentent aux différentes bornes. Nous sommes parvenus assez loin avec ces deux modèles seulement ; ils contiennent en fait presque tout ce qui vous sera nécessaire pour concevoir des circuits à transistors. Cependant, nous avons négligé un aspect important, qui affecte sérieusement les circuits à grande et très grande vitesses : l'existence de capacités dans le circuit extérieur et dans les jonctions elles-mêmes. En fait, à haute fréquence, les effets de la capacité dominent souvent le comportement du circuit ; à 100 MHz, une capacité de jonction de 5 pF (typique) présente une impédance de 320 ohms !

Nous traiterons ce sujet important en détail dans le chapitre 13 (Vol. 2). Pour l'instant, nous voulons seulement signaler l'existence du problème, l'illustrer par quelques circuits pratiques, enfin suggérer quelques méthodes pour le contourner. Ce serait une erreur de quitter ce chapitre sans se rendre compte de la nature du problème. Dans le cours de ce bref exposé, nous rencontrerons le fameux effet Miller et l'utilisation de configurations comme le montage cascade pour le contourner.

### *Capacité de circuit et de jonction*

La capacité limite la vitesse de montée des tensions dans un circuit, parce que le courant de commande est limité et que l'impédance de la source n'est pas nulle. Quand un condensateur est chargé par une



2-73

Figure 2.73 - Capacités de jonction et de charge dans un amplificateur à transistor.

source de résistance définie, vous voyez une variation exponentielle de la charge (circuit RC), alors qu'un condensateur chargé par une source de courant présente une courbe de charge à pente limitée (rampe). En règle générale, la réduction des impédances de source et de charge, comme l'augmentation des courants de commande dans un circuit, peut accélérer les choses. Cependant, il y a des subtilités liées à la contre-réaction par capacité et à la capacité d'entrée. Voyons cela brièvement.

Le circuit de la figure 2.73 illustre la plupart des problèmes dus à la capacité des jonctions. La capacité de sortie présente une constante de temps avec la

résistance de sortie  $R_L$  ( $R_L$  inclut la résistance de la charge et la résistance de collecteur,  $C_L$  inclut les capacités de jonction et de charge) ; le résultat est une atténuation à partir d'une fréquence donnée :  $f = 1/2\pi R_L C_L$ . Il en va de même pour la combinaison de la capacité d'entrée avec l'impédance de source  $R_S$ .

### Effet Miller

La capacité collecteur-base  $C_{cb}$  est une autre affaire. L'amplificateur présente un certain gain en tension  $G_V$ , si bien qu'une faible ondulation de tension à l'entrée produit une ondulation  $G_V$  fois plus forte (et inversée) sur le collecteur. Cela signifie que la source de signal voit un courant  $G_V + 1$  fois plus important que si  $C_{cb}$  était connecté entre la base et la masse ; c'est-à-dire que, pour le calcul de la fréquence de coupure de l'entrée, la capacité de contre-réaction se comporte comme un condensateur de valeur  $C_{cb}(G_V + 1)$  connecté entre l'entrée et la masse. Cette augmentation effective de  $C_{cb}$  s'appelle effet Miller. Elle domine souvent les caractéristiques de coupure des amplificateurs, puisqu'une capacité de contre-réaction typique de 4 pF peut apparaître comme un condensateur de plusieurs centaines de picofarads raccordé à la masse.

Il existe plusieurs méthodes pour combattre l'effet Miller. Il est complètement absent des étages avec la base à la masse. Vous pouvez réduire l'impédance de la source qui pilote un étage avec émetteur à la masse en utilisant un émetteur-suiveur. La figure 2.74 montre deux autres possibilités. Le circuit d'amplificateur différentiel (sans résistor dans le collecteur de  $Q_1$ ) ne présente pas d'effet Miller ; vous pouvez l'imaginer comme un émetteur-suiveur qui attaque un amplificateur avec base à la masse. Le deuxième circuit est le fameux montage cascode. Le transistor  $Q_1$  est un amplificateur avec émetteur à la masse et  $R_L$  comme résistor de collecteur. Le deuxième transistor,  $Q_2$ , est inséré dans le circuit de collecteur pour empêcher les variations de tension du collecteur de  $Q_1$  (ce qui supprime l'effet Miller), tout en laissant passer sans changement le courant du résistor de charge. La tension de polarisation  $V_+$  est fixe, habituellement supérieure de quelques volts à celle de l'émetteur de  $Q_1$ , de façon à fixer le potentiel de son collecteur et à

le maintenir dans la zone active. Le schéma représenté est incomplet ; vous pouvez soit y adjoindre un résistor d'émetteur découplé et un diviseur de tension pour polariser la base (comme nous avons fait plus tôt dans ce chapitre), soit inclure le montage dans une boucle globale avec une contre-réaction en continu. La tension  $V_+$  peut être fournie par un diviseur ou une Zener, avec un découplage qui maintienne la source stable aux fréquences du signal.

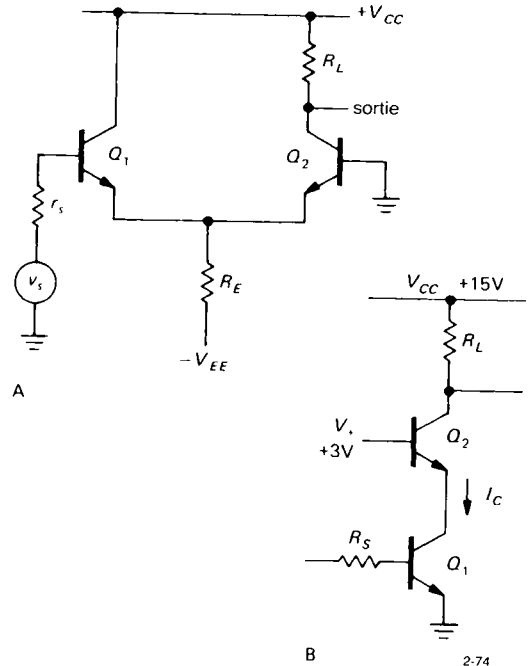


Figure 2.74 - Deux configurations qui éliminent l'effet Miller. Le montage B s'appelle cascode.

#### Exercice 2.14

Expliquez en détail pourquoi il n'y a d'effet Miller dans aucun des transistors des circuits précédents, amplificateur différentiel et montage cascode.

Les effets capacitifs peuvent être un peu plus compliqués que ne peut le laisser supposer cette brève introduction. En particulier : (a) les atténuations dues à la contre-réaction et aux capacités de sortie ne sont pas totalement indépendantes ; en jargon de métier, on parle de dédoublement des pôles, un effet que nous étudierons dans le prochain chapitre. (b) La capacité d'entrée a toujours un effet, même avec une source de courant de faible impédance. En particulier, le courant qui traverse  $C_{be}$  n'est pas amplifié par le transistor. Ce

## 2. TRANSISTORS

« détournement » du courant de base par la capacité d'entrée provoque une chute du gain en courant  $h_{fe}$  pour les petits signaux à haute fréquence, jusqu'au gain unitaire à la *fréquence de coupure*  $f_T$ . (c) Pour compliquer les choses, la capacité des jonctions varie avec la tension. La capacité base-émetteur  $C_{be}$  varie tellement en fonction du courant de base qu'elle n'est même pas spécifiée dans les feuilles de caractéristiques ; c'est la fréquence de coupure  $f_T$  qui est indiquée à la place. Quand un transistor est utilisé comme interrupteur, la charge stockée dans la région de la base d'un transistor saturé provoque une perte de vitesse supplémentaire. Nous traiterons ces points, et d'autres relatifs aux circuits très rapides, dans le chapitre 13 (Vol. 2).

### 2.20 Transistors à effet de champ

Ce chapitre a traité exclusivement jusqu'ici de *transistors bipolaires à jonctions (BJT)*, caractérisés par l'équation d'Ebers-Moll. Les premiers transistors étaient du type bipolaire ; ils dominent toujours la conception des circuits analogiques. Cependant, ce serait une faute de continuer sans quelques mots d'explication sur une autre sorte de transistor, le transistor à effet de champ (*FET*), qui fera l'objet du prochain chapitre.

Le *FET* se comporte, par beaucoup d'aspects, comme le transistor bipolaire. C'est bien un composant amplificateur à trois électrodes, il existe dans les deux polarités, il possède une électrode (la *grille*) qui commande le courant entre les deux autres électrodes (la *source* et le *drain*). Il possède cependant une propriété unique : la grille ne consomme aucun courant, à part les fuites. Cela signifie des impédances extrêmement élevées, limitées seulement par les capacités et les fuites. Avec les *FET*, vous n'avez pas à vous soucier de fournir à la base un courant appréciable, comme c'était nécessaire dans les circuits à transistors bipolaires de ce chapitre. Les courants d'entrée se mesurent ordinairement en picoampères. Le transistor à effet de champ est pourtant un composant robuste et puissant, avec des caractéristiques de courant et de tension comparables à celles des transistors bipolaires.

La plupart des montages construits avec des transistors bipolaires (transistors appariés, amplificateurs différentiels et opérationnels, comparateurs, commutateurs et amplificateurs à fort courant, amplificateurs à fréquences radio, logique) sont disponibles aussi avec des *FET*, souvent avec des caractéristiques meilleures. Quant aux microprocesseurs (et d'autres circuits logiques intégrés à grande échelle), ils sont constitués presque exclusivement de transistors à effet de champ. Enfin, le domaine de la micro-puissance est dominé par les circuits à *FET*.

Les *FET* sont si importants dans la conception des circuits électroniques que nous leur consacrerons le prochain chapitre, avant d'aborder dans le chapitre 4 les amplificateurs opérationnels et la rétroaction. Nous demandons au lecteur de prendre patience pendant que nous posons les fondations dans ces trois chapitres difficiles ; leur patience sera largement récompensée dans les chapitres suivants, quand nous aborderons le sujet plus plaisant de la conception des circuits électroniques à base d'amplificateurs opérationnels et de circuits intégrés logiques.

### QUELQUES CIRCUITS À TRANSISTORS TYPIQUES

Nous allons prendre un certain nombre d'exemples de circuits à transistors, pour illustrer quelques-unes des idées de ce chapitre. La gamme d'applications est forcément limitée, parce que les circuits réels font souvent appel à la contre-réaction, un sujet que nous verrons dans le chapitre 4.

#### 2.21 Alimentations régulées

La figure 2.75 montre une configuration très ordinaire. Le résistor  $R_1$  maintient  $Q_1$  normalement conducteur ; quand la sortie atteint 10 V,  $Q_2$  devient conducteur (base à 5 V), ce qui dérive le courant de base de  $Q_1$  et empêche toute élévation supplémentaire de la tension de sortie. L'alimentation peut être réglable si un potentiomètre prend la place de  $R_2$  et  $R_3$ . En fait, c'est un exemple de contre-réaction : le transistor  $Q_2$  « surveille » la sortie et réagit si elle n'est pas à la bonne tension.



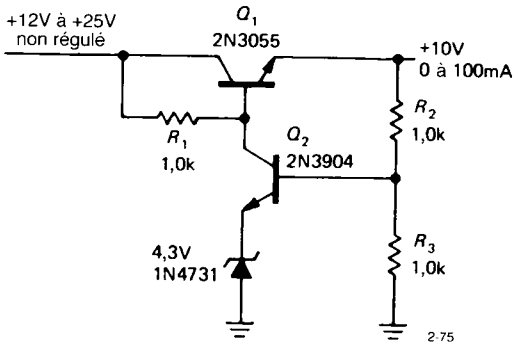
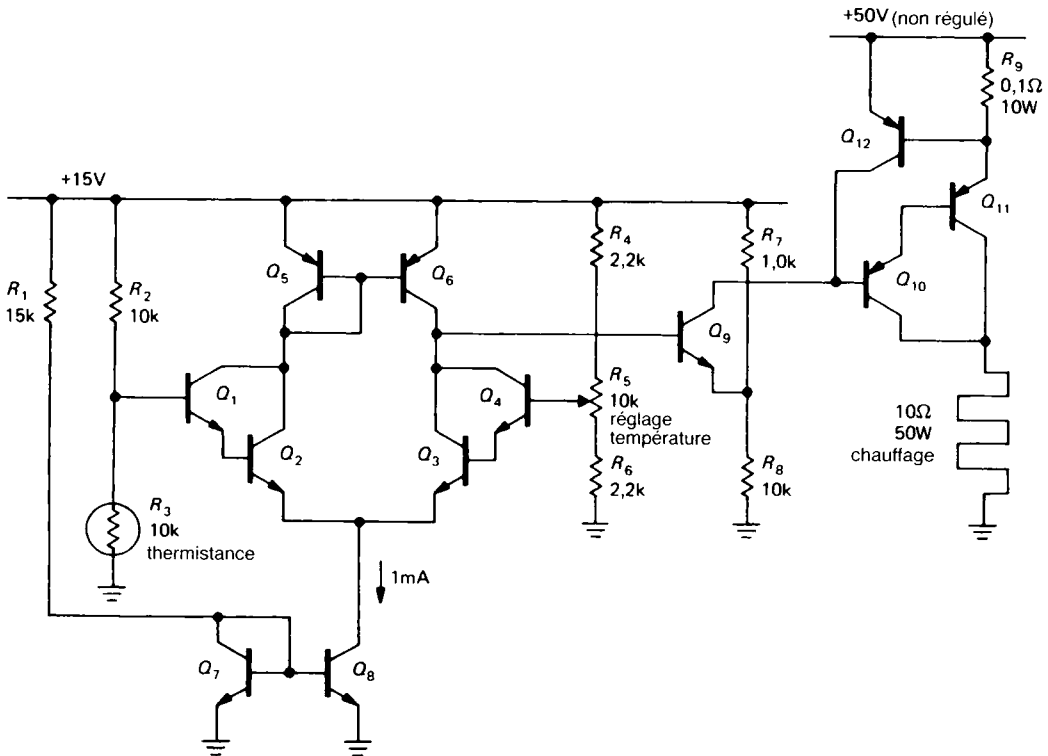


Figure 2.75 - Régulateur de tension à contre-réaction.

## 2.22 Thermostat

Le schéma de la figure 2.76 montre un thermostat dont le capteur est une *thermistance*, un résistor dont

la résistance varie avec la température. Le Darlington différentiel  $Q_1$  à  $Q_4$  compare la tension du diviseur réglable  $R_4$ - $R_6$  à celle du diviseur formé par la thermistance et  $R_2$ . (Comme la comparaison est celle de *rapports* et que la tension d'alimentation est commune, le résultat de la comparaison est indépendant de la tension d'alimentation ; ce montage particulier s'appelle *pont de Wheatstone*.) Le miroir de courant  $Q_5$  $Q_6$  constitue une charge active qui augmente le gain, le miroir de courant  $Q_7$  $Q_8$  fixe le courant d'émetteur. Le transistor de sortie  $Q_9$  compare la sortie de l'amplificateur différentiel à une tension fixe, il sature le Darlington de puissance  $Q_{10}$  $Q_{11}$  pour fournir l'énergie à l'élément de chauffage si la thermistance est trop froide. Le résistor  $R_9$  mesure l'intensité du courant de la charge, il rend  $Q_{12}$  conducteur si l'intensité dépasse 6 A ;  $Q_{12}$  détourne le courant de base de  $Q_{10}$  $Q_{11}$  pour éviter les dégâts.



2-76

Figure 2.76 - Thermostat pour une charge de 50 W.

## 2. TRANSISTORS

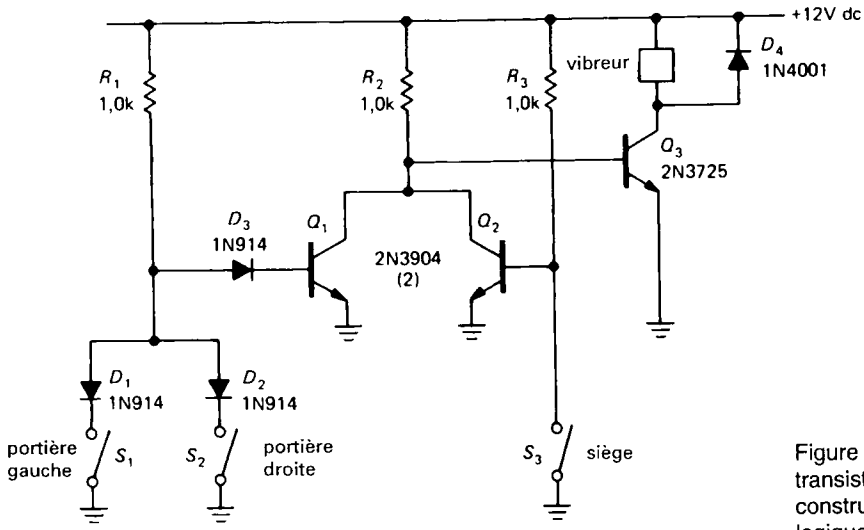


Figure 2.77 - Les diodes et les transistors sont utilisés pour construire des « portes » logiques dans ce circuit avertisseur de ceinture de sécurité.

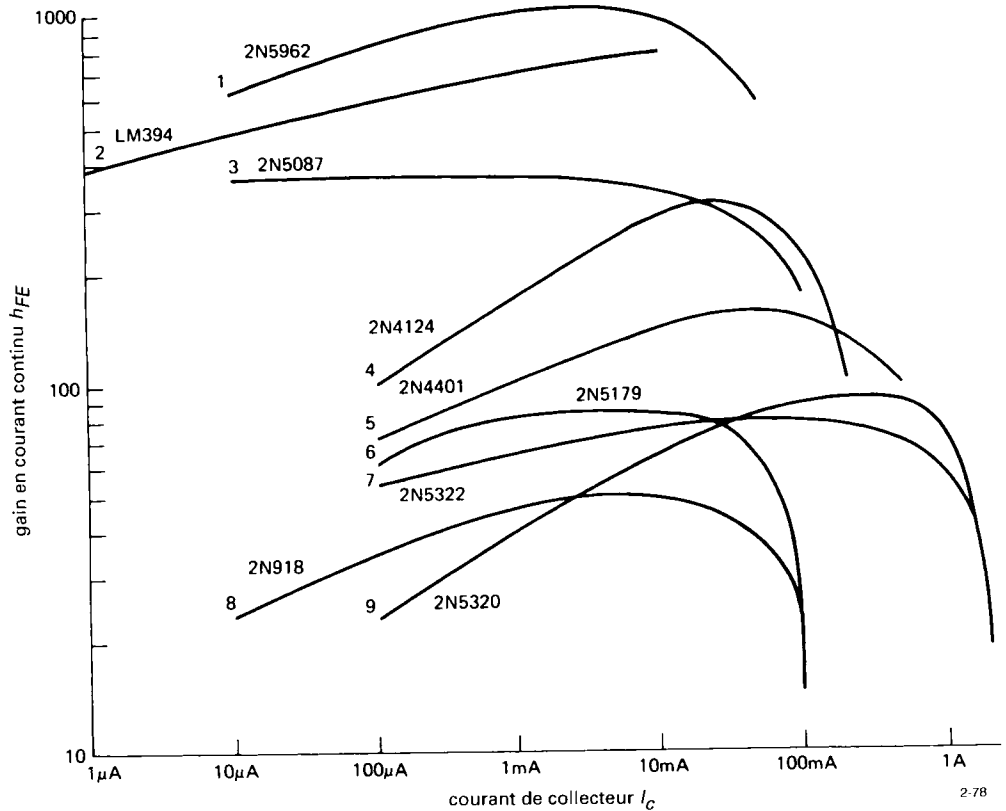


Figure 2.78 - Courbes typiques du gain en courant,  $h_{FE}$ , d'un choix de transistors du tableau 2.1. Ces courbes sont extraites de la documentation des fabricants. Attendez-vous à une dispersion de +100% à -50% par rapport aux valeurs « typiques » représentées.

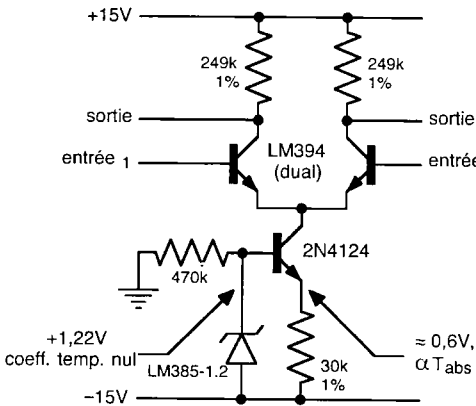
2.23 Logique simple à transistors et à diodes

La figure 2.77 montre un circuit qui exécute une tâche illustrée dans la section 1.32 : actionner un vibreur si l'une des portières d'une voiture est ouverte alors que le conducteur est assis. Dans ce circuit, les transistors fonctionnent tous en interrupteurs (bloqués ou saturés). Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  forment ce qu'on appelle une porte OU, elles bloquent  $Q_1$  si l'une des portières est ouverte (interrupteur fermé). Cependant, le collecteur de  $Q_1$  reste proche de la masse, ce qui empêche le vibreur de fonctionner, à moins que l'interrupteur  $S_3$  soit fermé aussi (conducteur assis) ; dans ce cas  $R_2$  active  $Q_3$ , qui alimente le vibreur sous 12 V. La diode  $D_3$  fournit un décalage d'un seuil de diode, pour que  $Q_1$  soit bloqué si  $S_1$  ou  $S_2$  est fermé, et  $D_4$  protège  $Q_3$  contre la surcharge inductive lors de l'arrêt du vibreur.

Nous étudierons les circuits logiques en détail dans le chapitre 8 (Vol. 2).

Le tableau 2.1 représente une sélection de transistors pour petits signaux, répandus et utiles ; la figure 2.78 montre les courbes correspondantes de gain en courant. Voyez aussi l'appendice J.

Idées de circuit



A. Amplificateur différentiel, annulation du coefficient de température du gain

CIRCUITS

QUI-S'EXPLIQUENT-D'EUX-MÊMES

2.24 Bons circuits

La figure 2.79 montre deux idées de circuits à transistors.

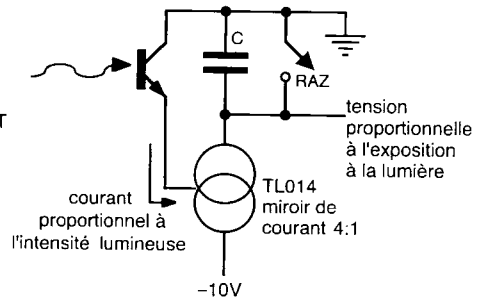
2.25 Mauvais circuits

Vous pouvez tirer de bonnes leçons de vos erreurs et des erreurs des autres. Dans cette section, nous vous présentons une collection de gaffes (figure 2.80). Vous pouvez vous amuser à imaginer des variations sur ces mauvais circuits, afin de les éviter !

$$G_V \propto R_C / R_e$$

$$r_e = \frac{kT}{qI_C}$$

c. à d.  $G_V \propto I_C / T$



B. Intégrateur de lumière

## 2. TRANSISTORS

### Mauvais circuits

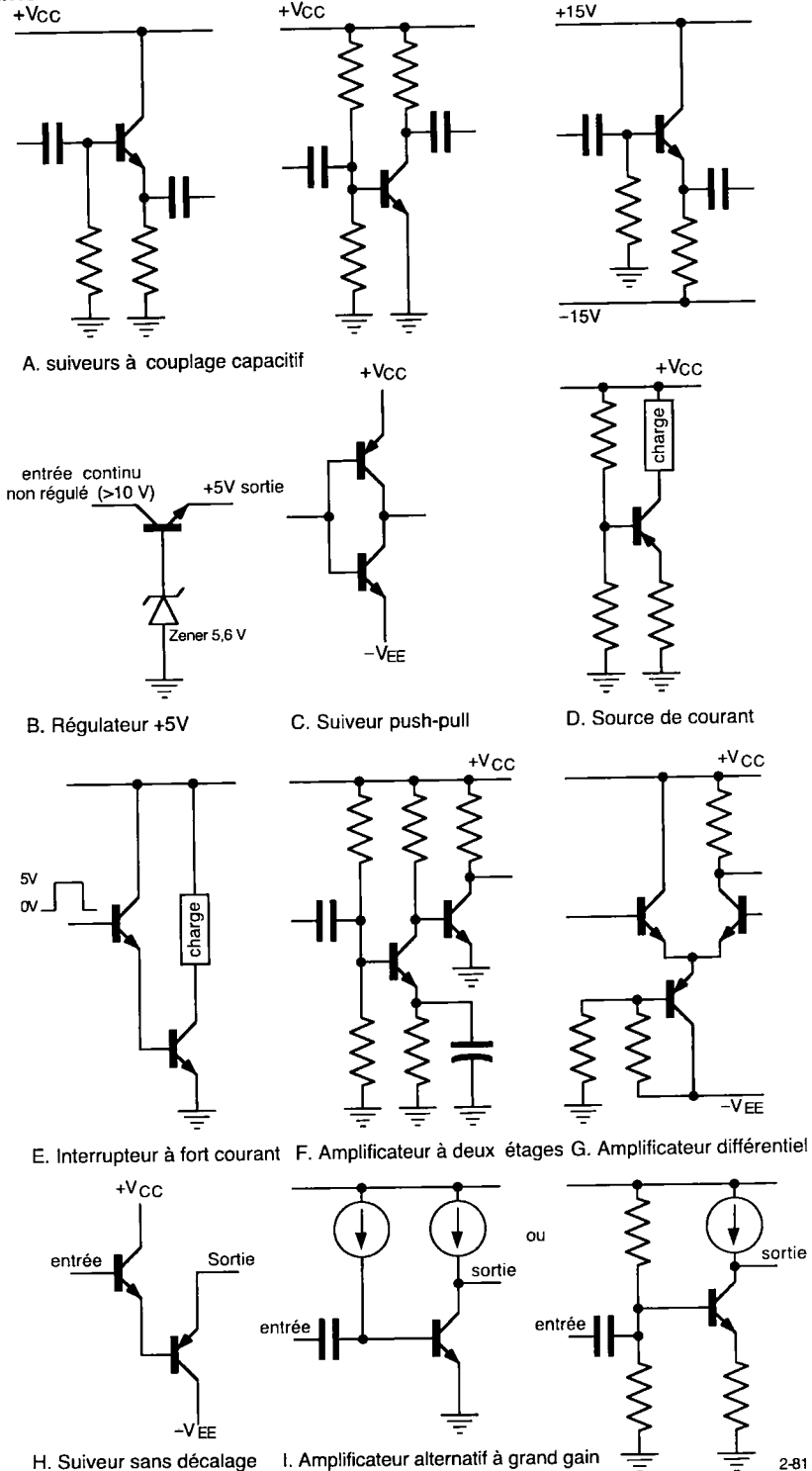


Figure 2.80

Tableau 2.1 - Sélection de transistors petits signaux<sup>a</sup>

	métal										plastique		
	V <sub>CEO</sub> (V)	I <sub>c</sub> max (mA)	h <sub>FE</sub> typ <sup>b</sup>	I <sub>c</sub> (mA)	C <sub>cb</sub> typ <sup>c</sup> (pF)	f <sub>t</sub> typ <sup>d</sup> (MHz)	courbe de gain	TO-5 <sup>e</sup>		TO-18 <sup>f</sup>		TO-92 <sup>h</sup>	
								NPN	PNP	NPN	PNP	NPN	PNP
tous usages	20	500	100	150	16	200	-	-	-	-	-	-	-
	25	200	200	2	1,8 à 2,8	300	4	-	-	-	-	4124	4126
	40	200	200	10	1,8 à 2,8	300	-	-	3947	3251	3904	3904	3906
grand gain, faible bruit	25	50	300	10	2 à 7	150	-	-	-	-	3391A <sup>g</sup> , 3707 <sup>h</sup>	4058 <sup>h</sup>	-
	25	300	250	50	4	300	-	-	-	-	6008 <sup>h</sup>	6009 <sup>h</sup>	-
	25	50	500	5	1,5 à 4	500	-	-	-	-	5089	-	-
	40	20	700	1	14	200	2	LM394	-	-	-	-	-
	45	50	1 000	10	1,5	300	1	-	-	-	5962	-	-
	50	50	350	5	1,8	400	3	-	2848	3965	4967, 5210	4965, 5087	-
fort courant	30 à 60	600	150	150	5	300	5	2219	2905	2222	2907, 3251	4401	4403
	50	1 000	100	200	7	450	-	3725	5022	4014	-	-	-
	60	1 000	70	80	15	100	-	2102, 3107	4036	-	-	-	-
	75	2 000	70	500	20	60	7, 9	5320	5322	-	-	-	-
haute tension	150	600	100	10	3 à 6	250	-	-	4929	-	-	5550	5401
	300	1 000	50	50	10	50	-	3439	5416	-	-	-	-
grande vitesse	12	50	80	3	0,7	1 500	6	-	-	5179	-	3662 <sup>h</sup>	-
	12	100	50	8	1,5	900	8	-	-	918	4208	5770	-
	12	200	75	25	3	500	-	-	-	2369	2894	5760	5771

(a) Tous les transistors sont de type 2Nxxxx, sauf le transistor double LM394. Quand deux numéros sont donnés ensemble (par exemple 2907, 3251), les deux types sont de caractéristiques similaires, quelquefois identiques. (b) Voir la figure 2.76. (c) A V<sub>CB</sub> = 10 V. (d) Voir figure 13.4. (e) Ou TO-39. (f) Ou TO-72, TO-46. (g) Le TO-92 et ses variantes ont deux brochages : EBC et ECB. Les transistors repérés par un *h* ont le brochage ECB, les autres le brochage EBC.

## 2. TRANSISTORS

### EXERCICES COMPLÉMENTAIRES

(1) Imaginez un circuit à transistors qui vous permette de connecter deux charges à la masse par des transistors NPN saturés. La fermeture de l'interrupteur *A* actionnera les deux charges, alors que la fermeture de l'interrupteur *B* n'actionnera qu'une charge. Astuce : utilisez des diodes.

(2) Considérez la source de courant de la figure 2.81. (a) Que vaut  $I_{\text{charge}}$  ? Quelle est la plage de tension de sortie ? Supposez que  $V_{BE}$  est de 0,6 V. (b) Si  $h_{FE}$  varie de 50 à 100 pour les tensions de collecteur de la plage de tension de sortie, de combien variera le courant de sortie ? (Il y a deux effets dans ce cas.) (c) Si  $V_{BE}$  varie selon  $\Delta V_{BE} = -0,0001 \Delta V_{CE}$  (effet Early), de combien varie le courant de la charge dans la plage de tension de sortie ? (d) Quel est le coefficient de température du courant de sortie en supposant que  $h_{FE}$  ne varie pas avec la température ? Quel est le coefficient de température du courant de sortie en supposant que  $h_{FE}$  augmente de 0,4%/°C, à partir de sa valeur nominale de 100 ?

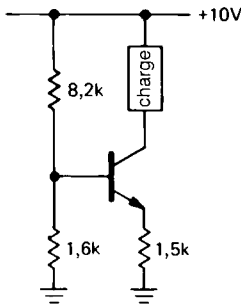


Figure 2.81

(3) Dessinez un amplificateur à émetteur commun NPN, qui présente un gain en tension de 15, avec  $V_{CC} = +15$  V et  $I_C = 0,5$  mA. Polarisez le collecteur à 0,5  $V_{CC}$  et placez à 100 Hz le point 3 dB pour les fréquences basses.

(4) Dotez le circuit précédent d'un auto-élévateur pour augmenter l'impédance d'entrée. Choisissez de façon adéquate la fréquence de coupure de l'auto-élévateur.

(5) Dessinez un amplificateur différentiel à couplage continu, avec un gain de 50 (sur une sortie asymétrique) pour des signaux d'entrée proches de la masse, avec une tension d'alimentation de  $\pm 15$  V et un courant de repos de 0,1 mA dans chaque transistor. Utilisez une source de courant dans l'émetteur et un étage de sortie en émetteur-suiveur.

(6) Dans ce problème, vous dessinerez finalement un amplificateur différentiel dont le gain peut être commandé par une tension appliquée extérieurement (vous verrez dans le chapitre 3 comment faire la même chose avec des transistors à effet de champ).

(a) Commencez par dessiner un amplificateur différentiel avec une « paire à longue queue », une source de courant d'émetteur, pas de résistor d'émetteur. Utilisez une alimentation de  $\pm 15$  V ; fixez le courant  $I_C$  de chaque collecteur à 1 mA, dans une charge  $R_C$  de 1,0 k $\Omega$ . Calculez le gain en tension d'une entrée asymétrique (l'autre entrée à la masse) à une sortie asymétrique. (b) Maintenant modifiez le circuit de telle façon que le gain soit commandé par une tension extérieure appliquée à la source de courant des émetteurs. Donnez une formule approximative du gain en fonction de la tension de commande. (Dans un circuit réel, vous pourriez prévoir un deuxième jeu de sources de courant commandées par des tensions, ou un deuxième étage à entrée différentielle, de façon à compenser le décalage du point de fonctionnement au repos que provoque le réglage de gain).

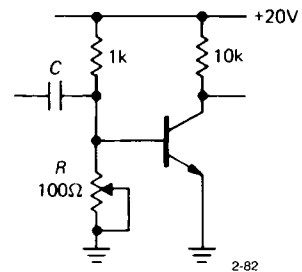


Figure 2.82

(7) Au mépris des leçons de ce chapitre, un étudiant distrait construit l'amplificateur de la figure 2.82. Il règle  $R$  de façon à placer le point de fonctionnement à 0,5  $V_{CC}$ . (a) Quelle est l'impédance d'entrée  $Z_{\text{entrée}}$  (à haute fréquence quand  $Z_C \approx 0$ ) ? (b) Quel est le gain

en tension pour les petits signaux ? (c) Quelle élévation de température (en gros) provoquera la saturation du transistor ?

(8) Plusieurs types commerciaux d'amplificateurs opérationnels de précision (comme le vénérable OP-07 et le récent LT1012) utilisent le circuit de la figure 2.83 pour compenser le courant de polarisation d'entrée (le schéma ne montre en détail qu'une des entrées symétriques de l'amplificateur différentiel ; l'autre entrée fonctionne de la même façon). Expliquez le fonctionnement du circuit. Note :  $Q_1$  et  $Q_2$  sont appariés en gain. Astuce : tout repose sur des miroirs.

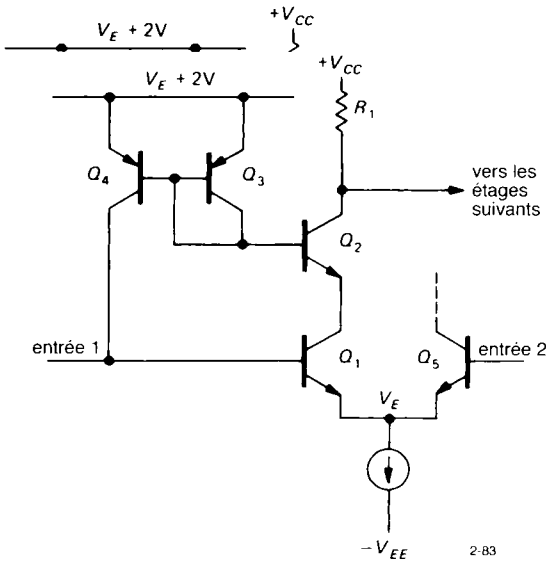


Figure 2.83 - Principe de compensation du courant de base usuel dans les amplificateurs opérationnels de qualité.





### 3 TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

---

#### INTRODUCTION

Les transistors à effet de champ (*FET*) sont différents des transistors ordinaires (qu'on appelle couramment « transistors bipolaires », ou « bipolaires à jonctions » pour les distinguer des *FET*) que nous avons étudiés dans le chapitre précédent. Pour simplifier, ce sont des composants similaires, que nous pourrions définir comme des composants à *commande par charge* : dans les deux cas, nous avons affaire à un composant à trois électrodes, la conduction entre deux des électrodes dépend de la présence de porteurs de charges électriques, commandée par la troisième électrode, ou électrode de commande.

Voici ce qui les distingue : dans un transistor bipolaire, la jonction collecteur-base est polarisée en sens inverse, si bien que, normalement, aucun courant ne circule. La polarisation à 0,6 V en sens direct de la jonction base-émetteur dépasse la « barrière de potentiel de contact », ce qui provoque l'entrée d'électrons dans la région de la base, où ils sont fortement attirés par le collecteur ; bien qu'un courant de base s'écoule, la plupart de ces « porteurs minoritaires » sont capturés par le collecteur. Il en résulte un courant de collecteur, commandé par un (faible) courant de base. Le courant de collecteur est proportionnel au débit de l'injection de porteurs minoritaires dans la région de la base. Ce débit est une fonction exponentielle de la différence de tension *BE* (équation d'Ebers-Moll). Vous pouvez vous représenter un transistor bipolaire comme un amplificateur de courant (avec un gain en courant  $h_{FE}$  à peu près constant) ou comme un composant à *transconductance* (Ebers-Moll).

Dans un *FET*, comme son nom le suggère, la conduction dans un *canal* est commandée par un *champ électrique*, produit par une tension appliquée à l'électrode de *grille*. Il n'y a pas de jonction polarisée en sens direct, ainsi la grille ne consomme aucun courant ; c'est peut-être l'avantage le plus important des *FET*. Comme avec les transistors bipolaires à jonction, il existe deux polarités : des *FET* à *canal N* (conduction par des électrons) et des *FET* à *canal P* (conduction par des trous). Ces deux polarités sont

analogues, respectivement, aux types connus, NPN et PNP, des transistors bipolaires. Cependant, les *FET* ont tendance à créer la confusion au premier abord, parce qu'ils peuvent comporter différents types de grille (*JFET* et *MOSFET*), en plus de différents types de dopage du canal (modes à enrichissement et à appauvrissement). Nous aurons bientôt fait le tri de ces différentes possibilités.

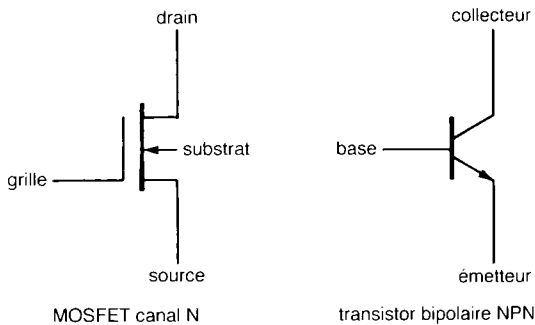
D'abord, cependant, quelques considérations générales : l'absence de courant de grille des *FET* est leur caractéristique principale. La haute impédance d'entrée qui en résulte (elle peut dépasser  $10^{14} \Omega$ ) est essentielle dans la plupart des applications ; dans tous les cas, elle simplifie la conception des circuits au point d'en faire une amusette. Les *FET* n'ont pas d'équivalent pour des applications comme les commutateurs analogiques ou les amplificateurs opérationnels à ultra-haute impédance d'entrée. Ils peuvent être utilisés aussi facilement seuls que combinés aux transistors bipolaires pour constituer des circuits intégrés ; nous verrons dans le prochain chapitre comment ce procédé a permis de fabriquer des *amplificateurs opérationnels* quasi-parfaits (et merveilleusement simples à utiliser) et dans les chapitres 8 à 11 (Vol. 2) comment l'électronique numérique a été révolutionnée par les circuits intégrés *MOSFET*. Comme beaucoup de *FET* peu gourmands en courant peuvent être fabriqués sur une petite surface, ils sont particulièrement utiles pour l'intégration à grande échelle (*LSI*) de circuits comme ceux des calculateurs, des microprocesseurs et des mémoires. Dans un autre domaine, des *MOSFET* à fort courant (plus de 30 A) de conception récente ont remplacé les transistors bipolaires pour de nombreuses applications de puissance, souvent en rendant possibles des circuits plus simples et de meilleures performances.

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

#### 3.1 Caractéristiques des FET

Les débutants tombent souvent en catalepsie s'ils sont confrontés sans préparation à la variété affolante des types de transistors à effet de champ ; cette variété résulte de la combinaison des polarités (canal P ou N), des formes d'isolement de grille (semi-conducteur à jonction, *JFET*, ou à oxyde isolant, *MOSFET*), et des dopages de canal (mode à enrichissement ou à appauvrissement). Des huit possibilités théoriques, six sont réalisables, cinq sont effectivement réalisées. Quatre de ces cinq sortes de *FET* sont importantes.

Pour faciliter la compréhension (et préserver la santé mentale), cependant, nous commencerons par un seul type, comme nous l'avons fait avec le transistor bipolaire PNP. Une fois que nous serons à l'aise avec les *FET*, nous n'aurons pas de peine avec leur arbre généalogique.



3-1

Figure 3.1

#### Courbes tension-courant des FET

Nous commencerons par les *MOSFET* à enrichissement à canal N, qui sont analogues aux transistors bipolaires NPN (figure 3.1). En fonctionnement normal, le drain (comparable au collecteur) est plus positif que la source (comparable à l'émetteur). Aucun courant ne circule du drain à la source, à moins que la grille (comparable à la base) soit portée à un potentiel positif par rapport à la source. Une fois que la grille est ainsi polarisée « en sens direct », il y aura un courant de drain, qui s'écoule en totalité vers la source. La figure 3.2 montre comment le courant de drain  $I_D$  varie en fonction de la tension drain-source

$V_{DS}$ , pour quelques valeurs de la tension de commande  $V_{GS}$ . À titre de comparaison, la même figure représente la « famille » de courbes du courant de collecteur  $I_C$  en fonction de  $V_{BE}$  d'un transistor bipolaire NPN ordinaire. Il est évident qu'il y a beaucoup de similitudes entre les *MOSFET* à canal N et les transistors bipolaires NPN.

Comme le transistor NPN, le *FET* présente une forte impédance différentielle, ce qui donne un courant à peu près constant pour  $V_{DS}$  supérieure à un ou deux volts. Un malheureux hasard sémantique fait que cette région s'appelle « région de saturation », alors qu'elle correspond à la région « active » du transistor bipolaire. Comme pour le transistor bipolaire, une polarisation plus forte de la grille par rapport à la source produit un courant de drain plus intense. En définitive, les *FET* ont un comportement plus proche du composant à transconductance idéal (courant de drain constant pour une tension de grille-source constante) que les transistors bipolaires ; l'équation d'Ebers-Moll induit des caractéristiques de transconductance idéales pour les transistors bipolaires, mais le comportement idéal est dégradé par l'effet Early (section 2.1).

Jusqu'ici, le *FET* ressemble tout simplement à un transistor NPN. Voyons tout de même de plus près. Premier point : dans la plage normale de courant, le courant de saturation de drain augmente plutôt modestement quand la tension de grille ( $V_{GS}$ ) augmente. En fait, elle est proportionnelle à  $(V_{GS} - V_T)^2$ , avec  $V_T$  qui représente la « tension de seuil de grille » pour laquelle le courant de drain commence ( $V_T \approx 1,63$  V pour le *FET* de la figure 3.2) ; comparer cette courbe quadratique douce à la courbe exponentielle raide du transistor selon l'équation d'Ebers-Moll. Deuxième point : le courant continu de grille est nul, vous ne pouvez donc pas considérer que le *FET* possède un gain en courant (il serait infini). Au lieu de cela, considérez le *FET* comme un composant à transconductance, avec la tension grille-source qui programme le courant, exactement comme nous l'avons fait avec le modèle d'Ebers-Moll ; rappelez-vous que la transconductance  $g_m$  est simplement le rapport  $i_d/v_{gs}$  (rappelez-vous aussi la convention selon laquelle les lettres minuscules indiquent des varia-

tions d'un paramètre assimilables à de « petits signaux » ; par exemple,  $i_d/v_{gs} = \delta i_d / \delta v_{gs}$ ). Troisième point : la grille d'un MOSFET est réellement isolée du canal drain-source ; ainsi, contrairement au cas des transistors bipolaires (ou des JFET, comme nous le verrons), vous pouvez porter la grille à un potentiel positif ou négatif de 10 V ou plus sans vous soucier d'une conduction de diode. Enfin, le FET se distingue du transistor bipolaire dans la région dite linéaire du graphe, où il se comporte, avec une assez grande

précision, comme un résistor, même pour une tension  $V_{DS}$  négative ; voilà qui se révèle un avantage très utile, parce que la résistance drain-source, comme vous pouviez le supposer, est programmée par la tension grille-source.

**Deux exemples**

Les FET nous réservent encore quelques surprises. Avant d'entrer dans les détails, voyons tout de même deux applications simples de commutateurs. La

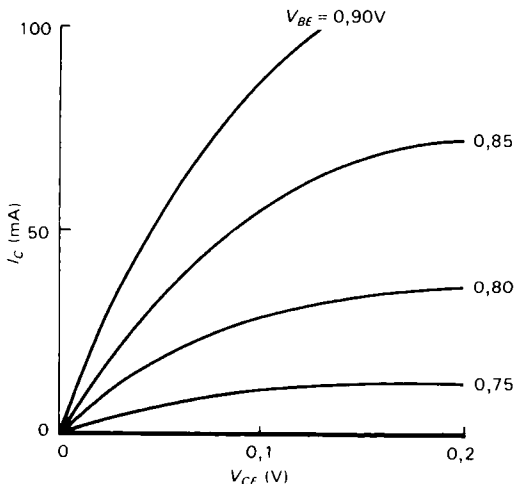
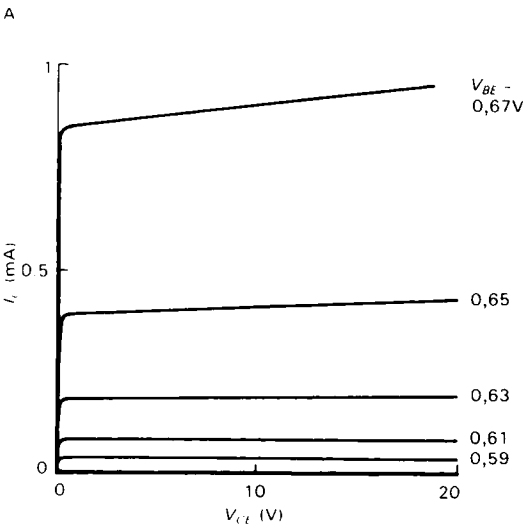
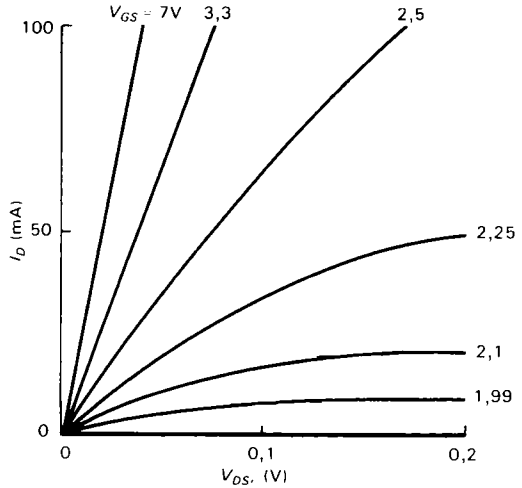
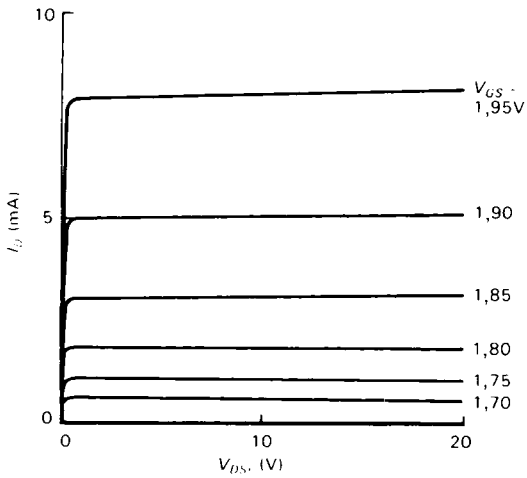


Figure 3.2 - Courbes caractéristiques mesurées sur un transistor MOSFET et sur un transistor bipolaire. A. MOSFET à canal N VN0106 :  $I_D$  en fonction de  $V_{DS}$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$ . B. Transistor bipolaire NPN 2N3904 :  $I_C$  en fonction de  $V_{CE}$  pour différentes valeurs de  $V_{BE}$ .

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

figure 3.3 montre l'équivalent à *MOSFET* de la figure 2.3, notre premier interrupteur à transistor saturé. Le circuit à *FET* est encore plus simple, parce que nous n'avons pas à nous soucier de l'inévitable compromis entre fournir un courant de base suffisant (en considérant le cas le plus défavorable avec  $h_{fe}$  minimal et la résistance du filament à froid) et dissiper. Au lieu de cela, nous appliquons simplement la totalité de la tension de commande à la haute impédance (bienvenue) de la grille. Aussi longtemps que le *FET* conducteur se comporte comme une résistance faible par rapport à celle de la charge, il maintiendra son drain très proche de la masse ; les *MOSFET* de puissance typiques ont une résistance à l'état passant  $R_{ON}$  inférieure à  $0,2 \Omega$ , ce qui correspond au profil de l'emploi.

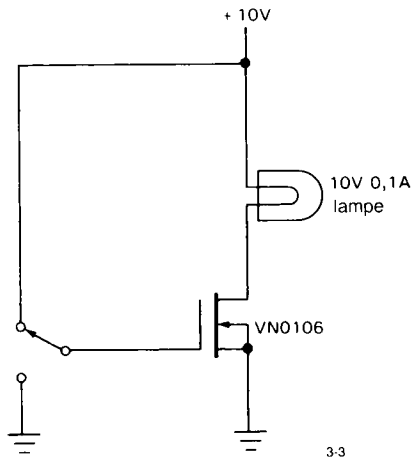


Figure 3.3 - Interrupteur à *MOSFET*

La figure 3.4 montre une application de « commutateur analogique », qui ne peut absolument pas être réalisée avec des transistors bipolaires. L'idée ici est de commuter la conduction d'un *FET* entre court-circuit (grille polarisée en sens direct) et circuit ouvert (grille polarisée en sens inverse), et, ainsi, de bloquer ou de laisser passer le signal analogique (nous verrons plus tard une foule de raisons de le faire). Dans ce cas, nous faisons simplement en sorte que la grille soit portée à un potentiel plus négatif que toute valeur du signal d'entrée (interrupteur *ouvert*), ou plus positif

que toute valeur du signal d'entrée (interrupteur *fermé*). Les transistors bipolaires ne conviennent pas pour cette application, parce que la base consomme du courant et forme des diodes avec le collecteur et l'émetteur, d'où des écrêtages indésirables. Le *MOSFET* est délicieusement simple en comparaison, il ne demande qu'une variation de tension sur la grille (un circuit ouvert par nature). Avertissement : cette présentation du circuit est un peu simpliste (disons-le), par exemple parce que nous ignorons les effets de la capacité grille-canal et les variations de  $R_{ON}$  en fonction des variations du signal. Nous aurons plus à dire plus tard sur les commutateurs analogiques.

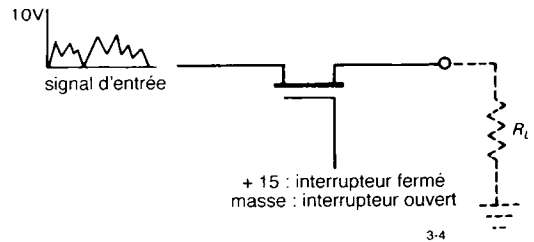


Figure 3.4

#### 3.2 Types de *FET*

##### *canal N, canal P*

Venons-en à l'arbre généalogique. D'abord les *FET*, comme les transistors bipolaires, peuvent être fabriqués avec les deux polarités. Ainsi, le jumeau symétrique de notre *MOSFET* à canal N sera le *MOSFET* à canal P. Son comportement est symétrique, il ressemble à celui des transistors PNP. Son drain est normalement négatif par rapport à sa source, le courant de drain circule si la grille est portée à un potentiel plus négatif, de un ou deux volts, que la source. La symétrie n'est pas parfaite parce que les porteurs sont des trous, et non des électrons, avec une « mobilité » moindre et une « durée de vie de porteur minoritaire ». Ces paramètres influent grandement sur les performances des semi-conducteurs. Les conséquences méritent d'être retenues : les *FET* à

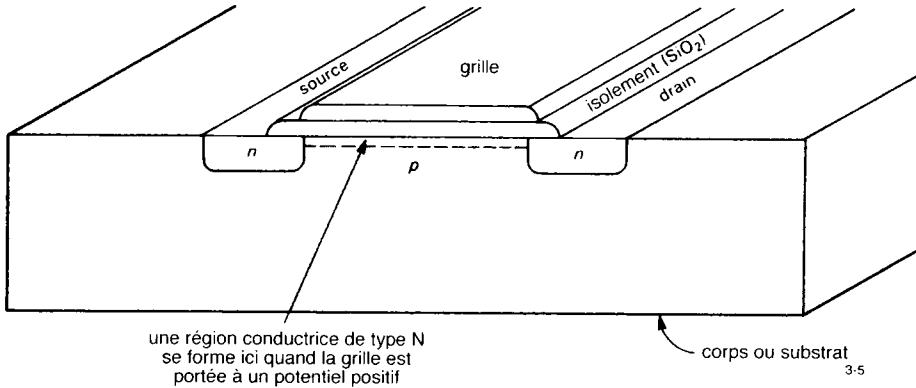


Figure 3.5 - Un MOSFET à canal N.

canal P ont habituellement des performances inférieures, une tension de seuil de grille supérieure, une plus forte résistance en conduction  $R_{ON}$ , et un plus faible courant de saturation.

**MOSFET, JFET**

Dans un MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), la région de la grille est séparée du canal par une fine couche de  $SiO_2$  (verre) déposée sur le canal (figure 3.5). La grille, qui peut être en métal ou en silicium dopé, est isolée physiquement du circuit drain-source, par une résistance supérieure à  $10^{14} \Omega$ . Elle n'agit sur la conduction du canal que par son champ électrique. Les MOSFET sont quelquefois appelés FET à grille isolée, ou IGFET. La couche isolante est extrêmement mince, typiquement moins d'une longueur d'onde de lumière, elle peut supporter des tensions de  $\pm 20$  V environ. Les MOSFET sont faciles à utiliser parce que la grille peut prendre l'une ou l'autre polarité par rapport à la source sans qu'un courant de grille ne circule. Cependant ils risquent d'être endommagés par l'électricité statique ; vous pouvez détruire un composant à MOSFET rien qu'en le touchant.

Les symboles du MOSFET sont ceux de la figure 3.6. La broche supplémentaire est celle du substrat, le morceau de silicium sur lequel le FET est fabriqué (voir la figure 3.5). Comme le substrat forme une jonction de diode avec le canal, il doit être maintenu à un potentiel non conducteur. Il peut être relié à la

source, ou à un point plus positif du circuit (pour un canal P), ou à un point plus négatif (pour un canal N). Il est courant d'omettre l'indication du substrat ; pire encore : les techniciens utilisent souvent le symbole à grille symétrique ; avec ce qui reste, vous ne pouvez plus distinguer le drain de la source, ni même s'il s'agit d'un canal P ou d'un canal N ! Dans ce livre nous n'utiliserons que les symboles du bas pour éviter toute confusion, même si nous laisserons souvent en l'air la broche de substrat.

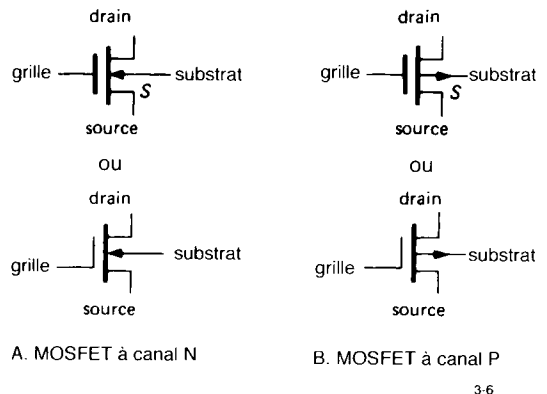


Figure 3.6

Dans un JFET (*Junction Field Effect Transistor*) la grille forme une jonction semi-conductrice avec le canal sous-jacent. Cela a pour conséquence importante qu'un JFET ne doit jamais être soumis à une polarisation en sens direct par rapport au canal, pour

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

éviter tout courant de grille. Par exemple la conduction de diode commence quand la tension de la grille d'un *JFET* à canal N approche de +0,6 V par rapport à l'extrémité la plus négative du canal (habituellement la source). La grille d'un *JFET* doit donc être polarisée en sens inverse par rapport au canal, pour qu'aucun courant ne circule (hormis le courant de fuite de la diode) par la grille. Les symboles des *JFET* sont ceux de la figure 3.7. Ici aussi, nous préférons les symboles avec la grille décalée, pour identifier la source. Comme nous le verrons plus loin, les *FET* (à jonction ou à grille isolée) sont presque symétriques, mais ils sont conçus de telle façon que la capacité grille-drain soit inférieure à la capacité grille-source ; c'est ce qui fait que le drain est préférable comme électrode de sortie.

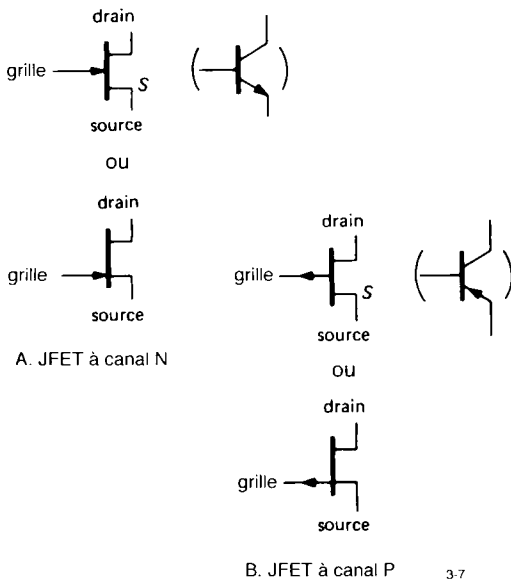


Figure 3.7

#### Enrichissement, appauvrissement

Les *MOSFET* à canal N avec lesquels nous avons commencé ce chapitre étaient non conducteurs avec une polarisation de grille nulle (ou négative) ; ils étaient amenés à la conduction par une tension de grille positive par rapport à la source. Ce type de *FET* est dit à *enrichissement*. L'autre mode de fabrication du canal N consiste à « doper » le semi-conducteur de telle façon qu'il soit fortement conducteur même

avec une polarisation nulle et qu'il faille polariser la grille en sens inverse pour annuler le courant de drain. Ce type de *FET* est dit à *appauvrissement*. Les *MOSFET* peuvent être de l'un ou l'autre type, puisqu'il n'y a pas de restriction à la polarisation de la grille. Par contre les *JFET* ne supportent que la polarisation inverse de la grille, donc ils ne peuvent être fabriqués que par appauvrissement.

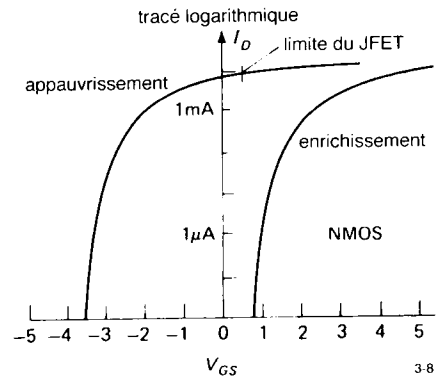


Figure 3.8.

Un graphe du courant de drain en fonction de la tension grille-source, avec une tension de drain fixe, peut aider à clarifier cette distinction (figure 3.8). Le composant à enrichissement ne consomme pas de courant de drain jusqu'à ce que la grille soit positive (il s'agit de *FET* à canal N) par rapport à la source, alors que le composant à appauvrissement conduit presque son courant maximal quand la grille est au même potentiel que la source. La distinction entre les deux catégories peut paraître artificielle, parce que les deux courbes sont identiques, à l'exception d'un décalage sur l'axe des tensions de grille  $V_{GS}$ . En fait, il est possible de fabriquer des *MOSFET* composants « intermédiaires ». Néanmoins la distinction est importante quand il s'agit de concevoir un circuit.

Retenez que les *JFET* sont toujours des composants à appauvrissement et que leur tension de grille ne peut pas devenir positive de plus de 0,5 V environ par rapport à la source (pour un canal N), puisque la diode grille-canal conduirait. Les *MOSFET* peuvent être soit à enrichissement soit à appauvrissement, mais en pratique vous en verrez rarement à appauvrissement

(les exceptions sont les *FET* à l'arséniure de gallium, GaAs, et les cascades « bi-grille » pour les applications radio). Pour tous les usages pratiques, vous ne prendrez donc en considération que a) les *JFET* à appauvrissement et b) les *MOSFET* à enrichissement ; les deux types existent dans les deux polarités, canal N et canal P.

#### 3.3 Caractéristiques universelles des FET

Un arbre généalogique (figure 3.9) et une carte (figure 3.10) des tensions d'entrée et de sortie (source à la masse) peuvent aider à simplifier les choses. Les différents types de composants (y compris les variétés bipolaires NPN et PNP) sont représentés dans le quadrant qui caractérise leurs tension d'entrée et de sortie quand ils sont dans leur région active en émetteur commun ou en source commune. Vous n'avez pas besoin de vous rappeler les propriétés des cinq sortes de *FET*, puisqu'elles sont essentiellement les mêmes.

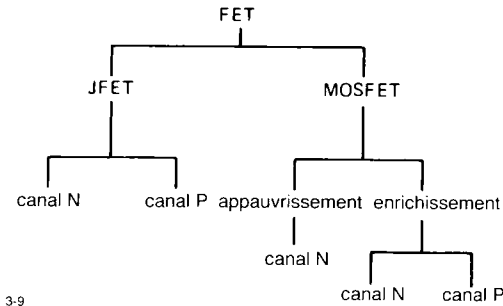


Figure 3.9

D'abord, avec la source à la masse, un *FET* est mis en conduction quand le potentiel de la grille se rapproche de la tension d'alimentation réelle du drain. C'est vrai pour les cinq types de *FET*, comme pour les transistors bipolaires. Par exemple, un *JFET* à canal N (qui est automatiquement à appauvrissement) utilise une tension d'alimentation de drain positive, comme tous les composants de type N. De ce fait, une grille qui devient positive tend à rendre le *JFET* conducteur. La subtilité, en ce qui concerne les composants à appauvrissement, est que la grille doit être polarisée négativement pour que le courant de

drain s'annule, alors que pour les composants à enrichissement une tension de grille nulle est suffisante pour annuler le courant de drain.

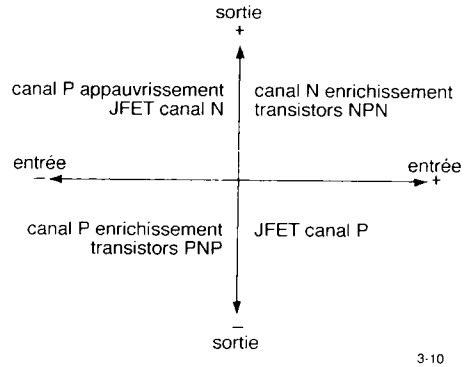


Figure 3.10

Deuxièmement, du fait de la quasi-symétrie du drain et de la source, l'une ou l'autre des électrodes peut faire office de source (exception : ce n'est pas vrai pour les *MOSFET* de puissance, dont le boîtier est relié intérieurement à la source). Pour calculer l'effet d'un *FET*, considérez que l'électrode qui fait effectivement office de source est toujours la plus « éloignée » de la tension d'alimentation réelle du drain. Par exemple, imaginez qu'un *FET* est utilisé pour connecter une ligne à la masse et que la ligne véhicule aussi bien des signaux positifs que des signaux négatifs. Habituellement, la ligne est connectée au drain. Si le commutateur est un *MOSFET* à canal N (donc à enrichissement), et que la ligne applique au drain une tension négative (transistor bloqué), cette électrode est effectivement la « source » pour le calcul de la tension de commande de la grille. Ainsi la tension nécessaire au blocage du transistor ne sera pas celle de la masse, mais une tension négative plus forte que la tension la plus négative du signal.

Le graphe de la figure 3.11 peut vous aider à faire le tri dans ces considérations déroutantes. Encore une fois : la différence entre les composants à appauvrissement et à enrichissement se résume à un déplacement sur l'axe des tensions grille-source  $V_{GS}$  ; autrement dit, il y a un courant de drain intense ou pas de courant de drain du tout quand la grille est au même

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

potentiel que la source. Les *FET* à canal N sont complémentaires des *FET* à canal P de la même façon que les transistors bipolaires NPN sont complémentaires des PNP.

La figure 3.11 utilise les symboles standard pour les paramètres de courant de saturation et de tension de blocage. Pour les *JFET*, la valeur du courant de drain avec la grille court-circuitée à la source, indiquée par  $I_{DSS}$  dans les feuilles de caractéristiques, est approximativement le courant maximal de drain. ( $I_{DSS}$  signifie courant Drain-Source avec grille court-circuitée, Shorted en anglais. Vous trouverez dans tout le chapitre cette notation où les deux premières lettres en indice indiquent la paire d'électrodes, la troisième spécifie les conditions.) Pour les *MOSFET* à enrichissement, la notation homologue est  $I_{D(on)}$ , donnée pour une certaine tension directe de grille ( $I_{DSS}$  serait nul pour tout composant à enrichissement).

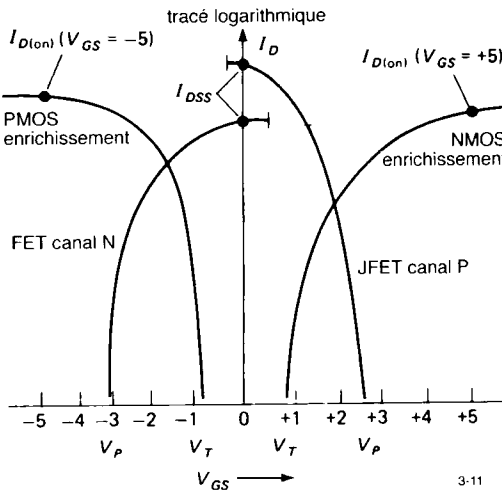


Figure 3.11

Pour les *JFET*, la tension grille source pour laquelle le courant de drain approche de zéro s'appelle « tension grille-source de blocage »,  $V_{GS(OFF)}$ , ou « tension de pincement »,  $V_P$ . Cette tension est négative, les valeurs typiques vont de  $-3\text{ V}$  à  $-10\text{ V}$  (naturellement elle est positive pour les composants à canal P). La grandeur homologue pour les *MOSFET* à enrichissement s'appelle « tension de seuil »,  $V_T$  ou

$V_{GS(th)}$  (threshold = seuil). La tension de seuil, à partir de laquelle le courant commence à circuler, se situe dans une plage de  $0,5\text{ V}$  à  $5\text{ V}$  (dans le sens « direct », bien sûr). À propos de symboles, ne confondez pas la tension de seuil  $V_T$  avec la tension  $V_T$  dans l'équation d'Ebers-Moll qui décrit le courant de collecteur des transistors bipolaires ; l'une et l'autre n'ont rien à voir.

Il est facile de se perdre dans les polarités des *FET*. Par exemple, les composants à canal N, qui ont habituellement le drain positif par rapport à la source, peuvent avoir une tension de grille positive ou négative, et une tension de seuil positive (enrichissement) ou négative (appauvrissement). Pour rendre le sujet encore plus compliqué, le drain peut être (et il l'est souvent) utilisé avec des tensions négatives par rapport à la source. Naturellement, toutes ces affirmations sont inversées pour les composants à canal P. Pour limiter les confusions, nous supposons toujours qu'il s'agit de composants à canal N, sauf mention contraire explicite. De même, comme les *MOSFET* sont presque toujours à enrichissement et que les *JFET* sont presque toujours à appauvrissement, nous omettons ces précisions à partir de maintenant.

#### 3.4 Caractéristiques de drain des *FET*

La figure 3.2 montre une famille de courbes de  $I_D$  en fonction de  $V_{DS}$  relevées sur un VN0106, un *MOSFET* à enrichissement. (Le VN01 existe en différentes tensions caractéristiques, indiquées par les chiffres de la deuxième partie. Par exemple, le VN0106 est donné pour  $60\text{ V}$ ). Nous avons remarqué que les *FET* se comportent comme d'assez bons composants à transconductance sur la plus grande partie du graphe (c'est-à-dire que  $I_D$  est quasi-constant pour une tension  $V_{GS}$  donnée) ; pour  $V_{DS}$  faible, ils se comportent à peu près comme des résisteurs (c'est-à-dire que  $I_D$  est proportionnel à  $V_{DS}$ ). Dans les deux cas le comportement dépend de la tension grille-source, ce qui peut être décrit correctement par l'équivalent, pour les *FET*, de l'équation d'Ebers-Moll. Voyons d'un peu plus près ces deux régions du graphe.

La figure 3.12 schématise la situation. Dans les deux régions le courant de drain dépend de  $V_{GS} - V_T$ , la



fraction de la tension grille-source qui dépasse le seuil de conduction (ou de pincement). La région linéaire, dans laquelle le courant de drain est approximativement proportionnel à  $V_{DS}$ , s'étend jusqu'à une tension  $V_{DS(sat)}$  à partir de laquelle le courant de drain est approximativement constant. La pente de la région linéaire,  $I_D/V_{DS}$ , est proportionnelle à la tension d'attaque de grille,  $V_{GS} - V_T$ . Au-delà, la courbe entre dans la zone de « saturation » à partir d'une tension de drain,  $V_{DS(sat)}$ , égale à  $V_G - V_T$ . Le courant de drain est alors proportionnel à  $(V_{GS} - V_T)^2$ , c'est la loi quadratique que nous avons évoquée ci-dessus. Comme référence, voici les formules universelles du courant de drain des FET.

$$I_D = 2k [(V_{GS} - V_T) V_{DS} - V_{DS}^2/2] \text{ (région linéaire)}$$

$$I_D = k (V_{GS} - V_T)^2 \text{ (région de saturation)}$$

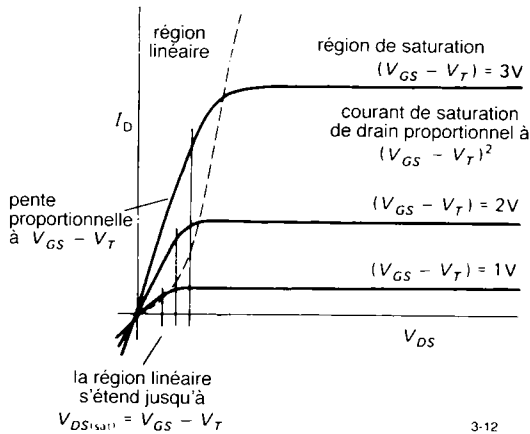


Figure 3.12

Si nous appelons « tension d'attaque de grille » la différence  $V_{GS} - V_T$  (la fraction de la tension de grille qui dépasse la tension de seuil), les résultats importants sont que (a) la résistance dans la région linéaire est inversement proportionnelle à la tension d'attaque, (b) la région linéaire s'étend à une tension de drain égale à la tension d'attaque et (c) le courant de drain de saturation est proportionnel au carré de la tension d'attaque. Ces équations supposent que le substrat est relié à la source. Retenez que la « région linéaire » n'est pas vraiment linéaire, à cause du terme

$(V_{DS})^2$ ; nous verrons plus tard un circuit de correction astucieux.

Le facteur d'échelle  $k$  dépend de particularités comme la géométrie du FET, la capacité des oxydes et la mobilité des porteurs. Ce facteur est lié à la température par la relation  $k \propto T^{-3/2}$ . Cette relation seule provoquerait une diminution de  $I_D$  pour une élévation de la température, cependant  $V_T$  est aussi légèrement influencé par la température (de 2 à 5 mV/°C); les deux effets combinés produisent la courbe de la figure 3.13.

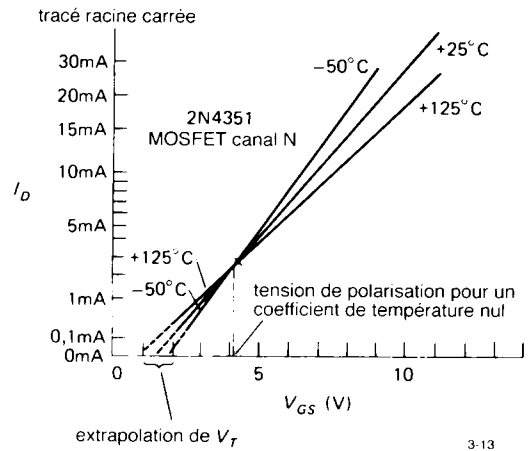


Figure 3.13

Sous un fort courant de drain, le coefficient de température négatif de  $k$  amène le courant à décroître quand la température s'élève, adieu l'emballement thermique ! Par conséquent les FET d'un type donné peuvent être mis en parallèle sans les résistances d'équilibrage (« ballast d'émetteur ») obligatoires avec les transistors bipolaires (voir la section 6.7). Ce même coefficient de température négatif empêche aussi l'emballement thermique localisé sur des parties de la jonction qui restreint fortement les possibilités des gros transistors bipolaires de puissance. Nous verrons cet effet en étudiant le « claquage secondaire » et la zone de fonctionnement de sécurité dans le chapitre 6.

Sous un faible courant de drain (quand le coefficient de température de  $V_T$  domine),  $I_D$  est affecté d'un

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

coefficient de température positif, avec une valeur nulle pour un certain courant de drain intermédiaire. Cet effet est exploité dans les amplificateurs opérationnels à FET pour minimiser la dérive en température, comme nous le verrons dans le prochain chapitre.

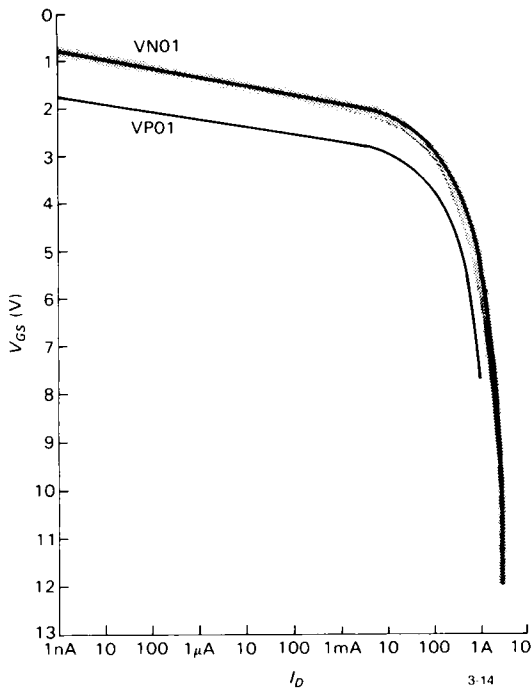


Figure 3.14 - Courant de drain d'un MOSFET mesuré en fonction de la tension grille-source

#### Région inférieure au seuil

L'expression du courant de drain de saturation, telle que nous l'avons donnée précédemment, ne s'applique pas pour les très faibles courants de drain. Cette région est dite « infraseuil », parce que le canal est en-dessous du seuil de conduction, mais un certain courant circule de toute façon du fait d'une petite population d'électrons mis en mouvement par l'énergie thermique. Si vous avez étudié la physique ou la chimie, vous connaissez par cœur le courant exponentiel qui en résulte :

$$I_D = k \exp(V_{GS} - V_T)$$

Nous avons mesuré quelques FET sur 9 décades de courant de drain (1 nA à 1 A) et reporté les résultats sur un graphe de  $I_D$  en fonction de  $V_{GS}$  (figure 3.14). La région de 1 nA à 1 mA est très exactement exponentielle ; au-delà de cette région infraseuil, les courbes entrent dans la région de saturation normale. Pour le MOSFET à canal N (de type VN01), nous avons testé un échantillon de 20 transistors (de quatre lots de fabrication différents, étalés sur deux ans), et nous avons reporté les valeurs extrêmes pour vous donner une idée des dispersions (voir la prochaine section). Notez les caractéristiques un peu plus « pauvres » ( $V_T$ ,  $I_{D(ON)}$ ) du complémentaire P01.

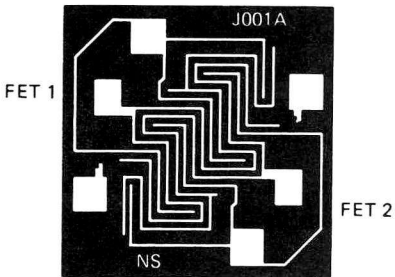
#### 3.5 Dispersion des caractéristiques des FET

Avant d'envisager des circuits, voyons la plage des paramètres des FET (comme  $I_{DSS}$  et  $V_T$ ), ainsi que la « dispersion » entre les composants d'un même type, pour nous faire une meilleure idée des transistors à effet de champ. Malheureusement, de nombreuses caractéristiques des FET présentent une dispersion de fabrication beaucoup plus grande que les caractéristiques correspondantes des transistors bipolaires. Le concepteur de circuits devra garder ce fait présent à l'esprit. Par exemple, la tension de seuil  $V_T$  spécifiée pour un VN01 (un MOSFET typique) va de 0,8 à 2,4 V (pour  $I_D = 1$  mA), comparée à une dispersion de  $V_{BE}$  de 0,63 V à 0,83 V (aussi avec  $I_C = 1$  mA) pour un transistor bipolaire NPN. Voici ce que vous pouvez trouver :

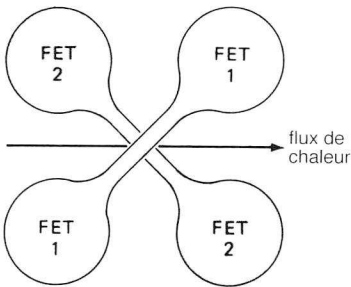
Caractéristique	Plage disponible	Dispersion
$I_{DSS}$ , $I_{D(ON)}$	1 mA à 100 A	x5
$R_{DS(ON)}$	0,05 $\Omega$ à 10 k	x5
$g_m$ à 1 mA	500 à 3000 $\mu S$	x5
$V_p$ (JFET)	0,5 à 10 V	5 V
$V_T$ (MOSFET)	0,5 à 5 V	2 V
$BV_{DS(OFF)}$	6 à 1000 V	
$BV_{GS(OFF)}$	6 à 125 V	

La résistance drain-source  $R_{D(ON)}$  est donnée pour une faible tension  $V_{DS}$  (région linéaire) quand le FET est totalement conducteur, c'est-à-dire avec la grille à la masse pour les JFET ou une forte tension grille source (habituellement 10V) pour les MOSFET. Les courants de drain  $I_{DSS}$  et  $I_{D(ON)}$  sont ceux de la région de saturation (forte tension  $V_{DS}$ ) dans les mêmes

conditions d'attaque de la grille. La tension  $V_P$  est la tension de pincement des *JFET*,  $V_T$  est la tension de seuil de conduction des *MOSFET*,  $BV$  représente les tensions de claquage (*Breakdown Voltage*). Vous voyez qu'un *JFET* peut être une bonne source de courant, mais vous ne pouvez pas prévoir très précisément la valeur du courant constant. De la même façon, la tension grille-source  $V_{GS}$  nécessaire pour produire un courant de drain donné peut varier fortement, contrairement au  $V_{BE}$  (0,6 V) prévisible des transistors bipolaires.



A. interdigitation



B. Annulation du gradient de température 3-15

Figure 3.15 - Annulation du gradient de température.

### Appariement des caractéristiques

Comme vous le voyez, les *FET* sont inférieurs aux transistors bipolaires en ce qui concerne la prévisibilité de  $V_{GS}$ , c'est-à-dire qu'ils montrent une grande dispersion de la tension  $V_{GS}$  nécessaire pour produire un courant de drain  $I_D$  donné. Des composants qui présentent une grande dispersion de fabrication produiront, en général, de fortes tensions de décalage (*offset*) s'ils sont utilisés en paires différentielles. Par exemple, des transistors bipolaires de fabrication courante, sélectionnés dans un lot, peuvent présenter une dispersion de  $V_{BE}$  de quelque 50 mV, sous un courant

de collecteur donné. Le chiffre comparable pour des *MOSFET* est plus proche de 1 V ! Les *FET* présentent par ailleurs des caractéristiques très appréciées, il est donc rentable de fournir quelques efforts supplémentaires pour réduire les décalages dans des paires différentielles fabriquées spécialement. Les concepteurs de circuits intégrés recourent à des techniques comme l'*interdigitation* (deux composants qui partagent physiquement le même territoire sur une puce de circuit intégré) et l'annulation des gradients thermiques pour améliorer le fonctionnement (figure 3.15).

Les résultats sont impressionnants : bien que l'appariement des  $V_{GS}$  des *FET* ne puisse toujours pas se comparer aux transistors bipolaires, leur fonctionnement est parfaitement satisfaisant dans la plupart des applications. Par exemple, la meilleure paire de *FET* disponible présente une tension de décalage de 0,5 mV et un coefficient de température de  $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  (max), alors que la meilleure paire de transistors bipolaires affiche des valeurs de  $0,25 \mu\text{V}$  et  $0,6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , soit cinq fois et dix fois mieux. Les amplificateurs opérationnels (les amplificateurs différentiels universels à grand gain que nous verrons dans le prochain chapitre) existent en deux versions ; vous choisirez généralement un modèle à entrailles bipolaires pour la grande précision (à cause de l'appariement rigoureux du  $V_{BE}$  des transistors d'entrée), alors qu'un modèle à entrée par *FET* s'impose pour les applications à haute impédance (parce que ses entrées — des grilles de *FET* — ne consomment aucun courant). Par exemple, le LF411, bon marché, à entrées *JFET*, que nous utiliserons comme amplificateur opérationnel passe-partout dans le prochain chapitre, consomme un courant d'entrée typique de 50 pA et coûte un demi-dollar ; le TLC272, très répandu, à entrées *MOSFET*, coûte le même prix et ses entrées ne consomment que 1 pA ! Comparez ces chiffres à ceux d'un amplificateur opérationnel bipolaire répandu, le  $\mu\text{A}741$ , avec ses courants d'entrée de 80000 pA (80 nA).

Les tableaux 3.1 à 3.3 présentent une sélection de *JFET* (simples et doubles) et de *MOSFET* pour petits signaux. Les *MOSFET* de puissance, que nous étudierons dans la section 3.14, sont cités dans le tableau 3.5.

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

#### CIRCUITS DE BASE À *FET*

Nous voici prêts à étudier des circuits à transistors à effet de champ. Généralement, vous pourrez trouver un moyen de convertir un circuit à transistors bipolaires en un circuit à *FET*. Cependant, le nouveau circuit peut ne pas être une amélioration ! Pour le reste de ce chapitre, nous essaierons de présenter des circuits qui tirent profit des propriétés particulières des *FET*, c'est-à-dire des circuits qui fonctionnent mieux avec des *FET* qu'ils ne le feraient avec des transistors bipolaires, ou que vous ne pourriez pas construire du tout sans *FET*. Pour ce faire, il peut être utile de grouper les applications en catégories, dont voici les plus importantes :

#### ♦ *Haute impédance, faible courant.*

Amplificateurs et tampons pour des applications où le courant de base et l'impédance définie des transistors bipolaires limitent les performances. Bien qu'il soit possible de construire de tels circuits avec des *FET* discrets, la pratique courante préfère les circuits intégrés à *FET*. Certains d'entre eux utilisent des *FET* comme étages d'entrée à haute impédance avec le reste du circuit en technologie bipolaire, d'autres utilisent des *FET* d'un bout à l'autre.

#### ♦ *Commutateur analogiques.*

Les *MOSFET* sont d'excellents commutateurs analogiques commandés par une tension, comme nous l'avons souligné dans la section 3.1. Nous verrons ce sujet brièvement. Encore une fois, vous avez intérêt, généralement, à utiliser des circuits intégrés spécialisés plutôt qu'à construire des circuits discrets.

#### ♦ *Logique.*

Les *MOSFET* dominent les microprocesseurs, les mémoires et la plupart des circuits logiques à hautes performances. Ils sont les seuls utilisés en logique à micropuissance. Ici aussi les *MOSFET* apparaissent dans les circuits intégrés ; nous verrons pourquoi ils sont préférables aux transistors bipolaires.

#### ♦ *Commutation de puissance.*

Les *MOSFET* de puissance sont souvent préférables aux transistors bipolaires ordinaires pour la commutation de charges, comme nous le suggérons dans le premier circuit de ce chapitre. Pour ces applications, vous utiliserez des *FET* de puissance *discrets*.

#### ♦ *Résistances variables, sources de courant.*

Dans la région « linéaire » de leur courbe de drain, les *FET* se comportent comme des résisteurs commandés par une tension ; dans leur région de « saturation », ce sont des sources de courant commandées par une tension. Vous pouvez exploiter cette caractéristique intrinsèque des *FET* dans vos circuits.

#### ♦ *Remplacement général des transistors bipolaires.*

Vous pouvez utiliser des *FET* dans des oscillateurs, des amplificateurs, des régulateurs de tension et des circuits à fréquence radio (pour n'en citer que quelques-uns), là où des transistors bipolaires sont utilisés normalement. Les *FET* ne garantissent pas que les circuits seront meilleurs, parfois ils le seront, parfois ils ne le seront pas. Vous pouvez les garder à l'esprit comme solution de rechange.

Voyons maintenant ces sujets en détail. Nous les aborderons dans un ordre un peu différent, pour la clarté.

#### 3.6 Sources de courant à *JFET*

Les *JFET* sont utilisés comme sources de courant dans les circuits intégrés (en particulier les amplificateurs opérationnels) et quelquefois aussi dans des montages discrets. La source de courant à *JFET* la plus simple est représentée par la figure 3.16 ; nous choisissons un *JFET* de préférence à un *MOSFET*, parce qu'il n'a pas besoin de polarisation de grille (il est à appauvrissement). Vous pouvez voir sur le graphe des caractéristiques de drain (figure 3.17) que le courant sera raisonnablement constant pour une plage de tensions de drain  $V_{DS}$  de quelques dizaines de volts. Cependant, du fait de la dispersion de  $I_{DSS}$ , la valeur du courant est imprévisible. Par exemple, le courant  $I_{DSS}$  spécifié pour le 2N5484 (un *JFET* à canal N typique) va de 1 mA à 5 mA. Le circuit reste intéressant par sa simplicité : un composant à deux broches avec un courant constant. S'il vous convient, tant mieux. Vous pouvez trouver dans le commerce des « diodes à courant constant » qui ne sont rien d'autre que des *JFET* avec la grille reliée à la source, triés en fonction du courant. Elles sont l'équivalent pour le courant des diodes Zener (régulateurs de tension). Voici les caractéristiques de la série 1N5283-1N5314 :

Tableau 3.1 - JFET								
type	BV <sub>GSS</sub> (V)	I <sub>DSS</sub>		V <sub>GS(OFF)</sub> , V <sub>p</sub>		C <sub>iss</sub> max (pF)	C <sub>rss</sub> max (pF)	commentaires
		min (mA)	max (mA)	min (V)	max (V)			
<b>Canal N</b>								
2N4117A	40	0,03	0,09	0,6	1,8	3	1,5	faible courant de fuite : 1 pA (max)
à 2N4119A	40	0,24	0,6	2	6	4	1,5	
2N4338	50	0,2	0,6	0,3	1	6	2	0,5 fA/√Hz à 100 Hz
2N4416	30	5	15	2,5	6	4	0,8	VHF faible bruit < 2 dB à 100 MHz
2N4867A	40	0,4	1,2	0,7	2	25	5	basse fréquence, faible bruit : 10 nV/√Hz (max) à 10 Hz
à 2N4869A	40	2,5	7,5	1,8	5	25	5	
2N5265	60	0,5	1	-	3	7	2	série de 6, I <sub>DSS</sub> précis ;
à 2N5270	60	7	14	-	8	7	2	complémentaires canal P : 2N5358 à 64
2N5432	25	150	-	4	10	30	15	commutateur : R <sub>ON</sub> = 5 Ω (max)
2N5457	25	1	5	0,5	6	7	3	usage général ; complémentaires canal P 2N5460 à 62
à 2N5459	25	4	16	2	8	7	3	
2N5484	25	1	5	0,3	3	5	1	HF faible bruit ; bon marché
à 2N5486	25	8	20	2	6	5	1	
2SK117	50	0,6	14	0,2	1,5	13 <sup>t</sup>	3 <sup>t</sup>	ultra faible bruit : 1 nV/√Hz
2SK147	40	5	30	0,3	1,2	75 <sup>t</sup>	15 <sup>t</sup>	ultra faible bruit : 0,7 nV/√Hz
<b>Canal P</b>								
2N5114	30	30	90	5	10	26	7	commutateur : R <sub>ON</sub> = 75 Ω (max)
2N5358	40	0,5	1	0,5	3	6	2	série de 7, I <sub>DSS</sub> précis ; complémentaires canal N 2N5265 à 70
à 2N5364	40	9	18	2,5	8	6	2	
2N5460	40	1	5	0,75	6	7	2	usage général ; complémentaires canal N 2N5457 à 59
à 2N5462	40	4	16	1,8	9	7	2	
2SJ72	25	5	30	0,3	2	185 <sup>t</sup>	55 <sup>t</sup>	ultra faible bruit : 0,7 nV/√Hz

<sup>(t)</sup> typique

<b>Courants disponibles</b>	0,22 mA à 4,7 mA
<b>Tolérance</b>	10%
<b>Coefficient de température</b>	±0,4%/°C
<b>Plage de tension</b>	1 V à 2,5 V minimum, 100 V maximum
<b>Régulation de courant</b>	5% typique
<b>Impédance</b>	1 MΩ typique (pour un composant à 1 mA)

Nous avons tracé  $I$  en fonction de  $V$  pour une 1N5294 (donnée pour 0,75 mA) ; la figure 3.18A montre une bonne stabilité du courant jusqu'à la tension de claquage (140 V pour ce spécimen), alors que la figure 3.18B montre que le courant nominal est atteint avec une tension de 1,5 V aux bornes. nous montrons dans la section 5.13 comment utiliser ces composants pour construire un astucieux générateur de signaux triangulaires. Le tableau 3.4 est une liste partielle de la série 1N5283.

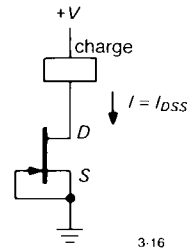


Figure 3.16

**Polarisation automatique de la source**

Une variante du circuit précédent (figure 3.19) vous donne une source de courant réglable. Le résistor de polarisation automatique  $R$  applique à la grille une polarisation négative égale à  $I_D R$ , ce qui réduit le

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

Tableau 3.2 - Sélection de *MOSFET*

type	Fabricant	Protection de grille	R <sub>DS(on)</sub>		I <sub>D(on)</sub>						I <sub>gss</sub>	commentaires
			max	à V <sub>GS</sub>	V <sub>GS(th)</sub>		(V <sub>DS</sub> =10V)		BV <sub>DS</sub>	BV <sub>GS</sub>		
					(Ω)	(V)	min	max				
<b>Canal N</b>												
3SK38A	TO	x	500	3	-	-	10	2,5	20	12	25	
3N170	IL	-	200	10	1,0	2	10	1,3	25	35	0,01	
SD210	SI	-	45	10	0,5	2	-	0,5	30	40	0,1	faible R <sub>ON</sub>
SD211	SI	x	45	10	0,5	2	-	0,5	30	15	10	faible R <sub>ON</sub>
VN1310	ST	-	8	10	0,8	2,4	500	5	100	20	0,1	petit VMOS ; diode D-S
IT1750	IL	-	50	20	0,5	3	10	1,6	25	25	0,01	
VN2222L	SI	-	8	5	0,6	2,5	750	5	60	40	0,1	petit VMOS ; diode D-S
CD3600	RC	x	500	10	1,5 <sup>1</sup>	-	1,3	0,4	15	15	0,01	équivalent au réseau 4007
2N3796	MO	-	-	-	-4	-	14	0,8	25	10	0,001	appauvrissement ; loss = 1,5 mA
2N4351	MO+	-	300	10	1,5	5	3	2,5	25	35	0,01	type répandu
<b>Canal P</b>												
3N163	IL	-	250	20	2	5	5	0,7	40	40	0,01	
VP1310	ST	-	25	10	1,5	3,5	250	5	100	20	0,1	petit VMOS ; diode D-S
IT1700	IL	-	400	10	2	5	2	1,2	40	40	0,01	
CD3600	RC	x	500	10	1,8 <sup>1</sup>	-	1,3	0,8	15	15	0,02	équivalent au réseau 4007
2N4352	MO+	-	600	10	1,5	6	2	2,5	25	35	0,01	type répandu
3N172	IL	x	250	20	2	5	5	1	40	40	0,2	type répandu

<sup>(a)</sup> voir la note au bas du tableau 4.1 <sup>(b)</sup> typique

courant de drain  $I_D$  et amène le point de fonctionnement plus près du pincement. Vous pouvez calculer  $R$  à partir des courbes de drain du *JFET* que vous utilisez. Ce circuit vous permet de fixer le courant (qui doit être inférieur à  $I_{DSS}$  et de le rendre plus prévisible. De plus, ce circuit est une meilleure source de courant (plus haute impédance), parce que le résisteur de source introduit une contre-réaction en courant (que nous découvrirons dans la section 4.7), et aussi parce que les *FET* ont tendance à être de meilleures sources de courant, de toute façon, quand leur grille est polarisée en inverse (ce qui apparaît peut-être sur les courbes des figures 3.2 et 3.17, plus plates aux plus faibles courants de drain). Retenez, cependant, que les courbes réelles de  $I_D$  obtenues pour une valeur donnée de  $V_{GS}$  seront notablement différentes du jeu de courbes publiées, à cause des dispersions de la fabrication. Vous pourrez vous rabattre sur une résistance de source ajustable s'il est important d'obtenir un courant précis.

#### Exercice 3.1

Utilisez les courbes relevées sur un 2N5484 (figure 3.17) pour dessiner une source de courant à *JFET* de 1 mA. Maintenant prenez en compte le fait que le courant de drain  $I_{DSS}$  spécifié va de 1 mA (minimum) à 5 mA (maximum).

Une source de courant à *JFET*, même avec un résisteur de source, montre certaines variations du courant de sortie avec la tension de sortie ; c'est-à-dire qu'elle a une impédance de sortie  $Z_{sortie}$  définie au lieu de l'impédance infinie idéale. Les courbes relevées à la figure 3.17, par exemple, laissent paraître que, pour une plage de tension de drain de 5 à 20 V, un 2N5484 donne des variations de 5% du courant de drain avec la grille reliée à la source ( $I_{DSS}$ ). Cette variation peut être ramenée à quelque 2% si vous utilisez un résisteur de source. L'astuce de la figure 2.24 peut être utilisée avec des *FET*, comme le montre la figure 3.20. L'idée (comme avec les bipolaires) est d'utiliser un deuxième *FET* pour maintenir constante

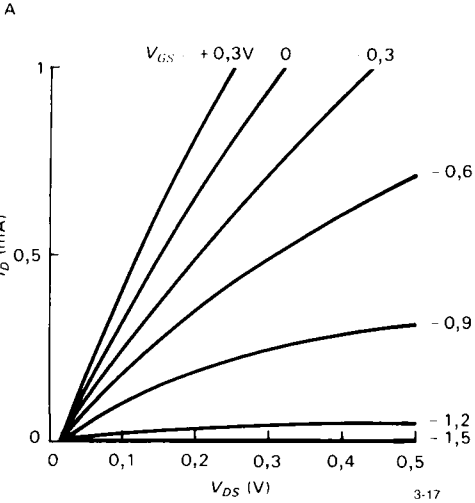
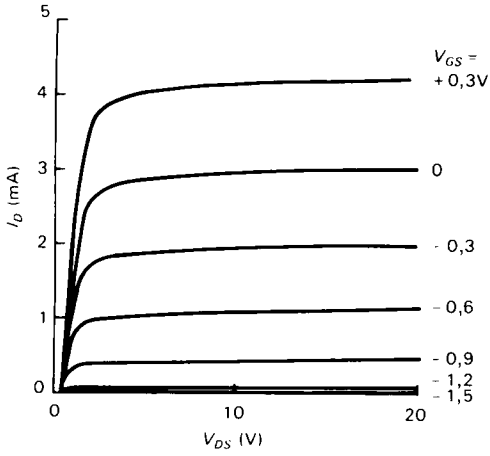


Figure 3.17 - Courbes caractéristiques relevées sur des JFET. Courant de drain  $I_D$  en fonction de  $V_D$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$  d'un 2N5484.

la tension de drain de la source de courant. Le premier JFET,  $Q_1$ , est une source de courant ordinaire, montrée ici avec un résisteur d'émetteur. Le deuxième JFET présente un courant  $I_{DSS}$  supérieur ; il est connecté « en série » avec la source de courant. Il laisse passer le courant (constant) de  $Q_1$  à travers la charge, tout en maintenant le drain de  $Q_1$  à une tension constante — précisément la tension grille-source qui fait travailler  $Q_2$  au même courant que  $Q_1$ . De ce fait  $Q_2$  fait écran entre  $Q_1$  et les variations de tension aux bornes de la charge ; comme  $Q_1$  ne voit pas de variation de sa tension de drain, il consomme un courant

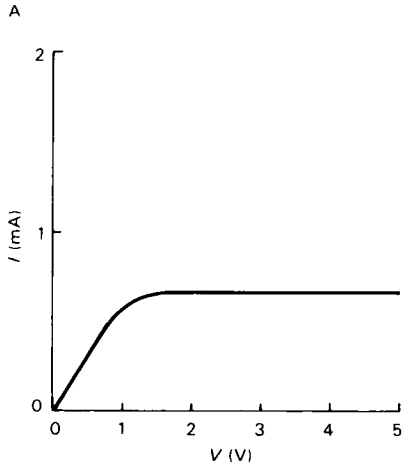
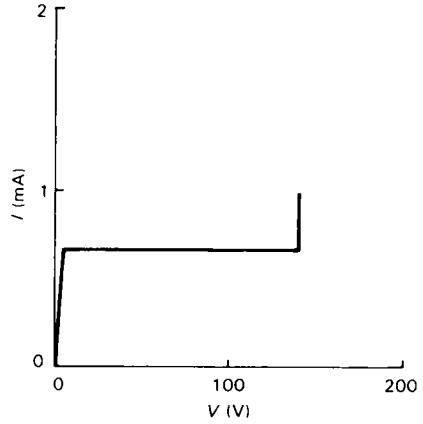


Figure 3.18 - Diode de régulation de courant 1N5294.

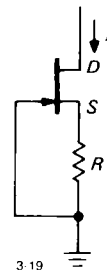


Figure 3.19

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

Tableau 3.3 - *JFET* appariés à canal N

type	$I_{GSS}$			CMRR	$V_{GS(OFF)}, V_P$		$e_n$ (10 Hz)	$C_{rss}$ ( $V_{DG}=10V$ )	commentaires
	$V_{OS}$ max (mV)	dérive max (mV/°C)	$V_{DG}=20V$ max (pA)		min (dB)	min (V)			
U421	10	10	0,2	90	0,4	2	50	1,5	Siliconix
2N3954A	5	5	100	-	1	3	150 <sup>a</sup>	1,2	usage général, faible dérive
2N3955	5	25	100	-	1	4,5	150 <sup>a</sup>	1,2	type répandu
2N3958	25	-	100	-	1	4,5	150 <sup>a</sup>	1,2	
2N5196	5	5	15	-	0,7	4	20 <sup>b</sup>	2	
2N5520	5	5	100	100	0,7	4	15	5	
2N5906	5	5	2	90 <sup>t</sup>	0,6	4,5	70 <sup>t</sup>	1,5	faible courant de fuite de grille
2N5911	10	20	100	-	1	5	20 <sup>c</sup>	1,2	faible bruit à haute fréquence
2N6483	5	5	100	100	0,7	4	10	3,5	faible bruit à basse fréquence
NDF9406	5	5	5	120	0,5	4	30	0,1	cascode : faible $C_{rss}$
2N5452	5	5	100 <sup>d</sup>	-	1	4,5	20 <sup>b</sup>	1,2 <sup>e</sup>	
2SK146	20	-	1000 <sup>d</sup>	-	0,3	1,2	1,3	15 <sup>t</sup>	ultra faible bruit

(<sup>a</sup>) à 100 Hz    (<sup>b</sup>) à 1 kHz    (<sup>c</sup>) à 10 KHz    (<sup>d</sup>) à 30 V    (<sup>e</sup>) à 20 V    (<sup>t</sup>) typique

constant. Si vous vous reportez au miroir de Wilson (figure 2.48), vous verrez qu'il applique la même idée pour fixer la tension.

Vous aurez peut-être reconnu dans ce montage à *JFET* le circuit cascode, utilisé normalement pour contourner l'effet Miller (section 2.19). Cependant un circuit cascode est plus simple avec des *JFET* qu'avec des transistors bipolaires, parce que vous n'avez pas besoin de tension de polarisation du *JFET* supérieur : du fait de son mode à appauvrissement, vous pouvez simplement mettre la grille supérieure à la masse (comparez à la figure 2.74).

#### Exercice 3.2

Expliquez pourquoi le *JFET* supérieur d'un circuit cascode doit avoir un courant  $I_{DSS}$  supérieur à celui du *JFET* inférieur. Il est peut-être utile d'envisager un montage cascode sans résisteur de source.

Il est important de se rappeler qu'une bonne source de courant à transistors bipolaires donnera un courant beaucoup plus prévisible et stable qu'une source de courant à *JFET*. Les sources de courant à amplificateur opérationnel que nous verrons plus loin seront encore meilleures. Par exemple, une source de courant à *FET* peut varier de 5% dans une plage typique de variation de température et de charge, même après avoir été mise au courant nominal par le

Tableau 3.4 - Diodes de régulation de courant<sup>a</sup>

type	impédance		
	$I_p$ (mA)	(25 V) min (MΩ)	$V_{min}$ ( $I > 0,8 I_p$ ) (V)
1N5283	0,22	25	1,0
1N5285	0,27	14	1,0
1N5287	0,33	6,6	1,0
1N5288	0,39	4,1	1,1
1N5290	0,47	2,7	1,1
1N5291	0,56	1,9	1,1
1N5293	0,68	1,4	1,2
1N5294	0,75	1,2	1,2
1N5295	0,82	1,0	1,3
1N5296	0,91	0,9	1,3
1N5297	1,0	0,8	1,4
1N5299	1,2	0,6	1,5
1N5302	1,5	0,5	1,6
1N5304	1,8	0,4	1,8
1N5305	2,0	0,4	1,9
1N5306	2,2	0,4	2,0
1N5308	2,7	0,3	2,2
1N5309	3,0	0,3	2,3
1N5310	3,3	0,3	2,4
1N5312	3,9	0,3	2,6
1N5314	4,7	0,2	2,9

(<sup>a</sup>) Toutes fonctionnent jusqu'à 100 V et 600 mW et apparaissent comme des diodes en sens inverse.



réglage du résisteur de source ; à l'opposé, une source de courant à amplificateur opérationnel est prévisible et stable à mieux que 0,5% sans grand effort.

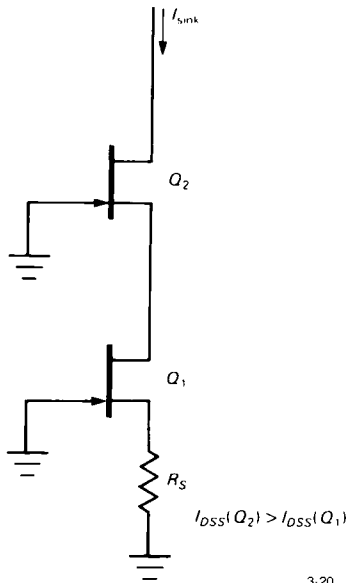


Figure 3.20 - Source de courant cascode à JFET.

### 3.7 Amplificateurs à FET

Les amplificateurs à FET en source-suiveuse et en source commune sont analogues aux amplificateurs à transistors bipolaires, en émetteur-suiveur et en émetteur commun, que nous avons vus dans le dernier chapitre. Cependant, l'absence de courant continu de grille rend possibles de très hautes impédances d'entrée. De tels amplificateurs sont essentiels pour traiter les sources de signaux à très haute impédance que vous rencontrerez en instrumentation. Pour quelques applications spécialisées, vous pourrez avoir besoin de construire des suiveurs ou des amplificateurs à FET discrets, mais la plupart du temps vous pourrez tirer profit des amplificateurs opérationnels à entrée par FET. Dans l'un et l'autre cas, il est utile de savoir comment ils fonctionnent.

Il est pratique avec les JFET d'utiliser le même principe de polarisation automatique que dans les sources de courant (section 3.6), avec un simple résistor à la masse pour polariser la grille (figure 3.21). Avec les MOSFET, il faut faire appel à

un diviseur de tension à partir de l'alimentation de drain ou à une alimentation symétrique, exactement comme nous l'avons fait pour les transistors bipolaires. Les résisteurs de polarisation de grille peuvent avoir une très forte valeur (1 MΩ ou plus), parce que le courant de fuite de grille se mesure en nanoampères.

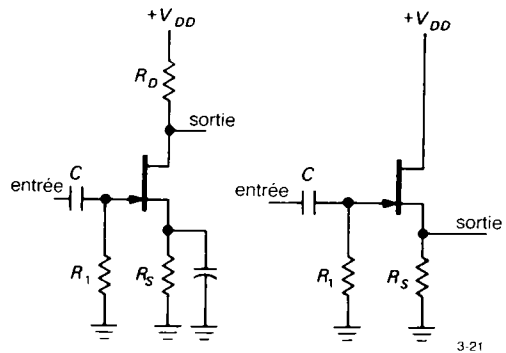


Figure 3.21

#### Transconductance

L'absence de courant de grille fait de la transconductance (le rapport entre le courant de sortie et la tension d'entrée :  $g_m = i_{\text{sortie}}/v_{\text{entrée}}$ ) le paramètre naturel du gain des FET. Cela s'oppose aux transistors bipolaires du chapitre précédent, où nous avons d'abord joué avec l'idée d'un gain en courant ( $i_{\text{sortie}}/i_{\text{entrée}}$ ) avant d'introduire le modèle d'Ebers-Moll, basé sur la transconductance ; l'une et l'autre conceptions des transistors bipolaires sont utiles, suivant l'application.

On peut estimer la transconductance des FET à partir des courbes caractéristiques, soit en considérant l'augmentation du courant de drain  $I_D$  d'une courbe à la suivante dans une famille de courbes (figures 3.2 et 3.17), soit, plus simplement, à partir de la pente de la « courbe caractéristique de transfert »  $I_D/V_{GS}$  (figure 3.14). La transconductance dépend du courant de drain (nous verrons bientôt comment), elle s'écrit, naturellement :

$$g_m(I_D) = i_d/v_{gs}$$

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

(Rappelez-vous que les lettres en minuscules repèrent les variations de grandeurs soumises à de petits signaux.)

Nous tirons de là le gain en tension :

$$G_{\text{tension}} = v_d / v_{gs} = -R_D i_d / v_{gs} \\ = -g_m R_D$$

tout comme pour le transistor bipolaire dans la section 2.9, avec  $R_C$  remplacé par  $R_D$ . Typiquement, les *FET* ont une transconductance de quelques milliers de microsiemens (micromho) sous quelques milliam-pères. Puisque  $g_m$  dépend du courant de drain, il y aura quelques variations de gain (défaut de linéarité) liées aux variations de courant en fonction de la forme d'onde, comme avec les amplificateurs avec émetteur à la masse (où  $g_m = 1/r_e$ , proportionnel à  $I_C$ ). De plus, les *FET* ont en général une transconductance considérablement inférieure à celle des transistors bipolaires ; ils conviennent donc moins bien aux amplificateurs et suiveurs. Voyons cela d'un peu plus près.

#### Transconductance des *FET* opposée à celle des transistors bipolaires

Pour chiffrer la dernière remarque, prenons un *JFET* et un transistor bipolaire, fonctionnant tous les deux à 1 mA. Ils sont montés tous les deux en amplificateur en source commune (émetteur commun) avec une charge de drain (collecteur) de 5 kΩ connectée à une alimentation de +10 V (figure 3.22). Ignorons les détails de la polarisation pour nous intéresser au gain. Le transistor bipolaire présente une résistance intrinsèque d'émetteur  $r_e$  de 25 Ω, donc une transconductance  $g_m$  de 40 mS, pour un gain en tension de -200 (vous auriez pu le calculer directement par  $-R_C/r_e$ ). Un *FET* typique (par exemple un 2N4220) possède une transconductance  $g_m$  de 2 mS sous un courant de drain de 1 mA, ce qui donne un gain en tension de -10. La comparaison semble décourageante. La faible transconductance produit également une impédance de sortie  $Z_{\text{sortie}}$  relativement grande dans un montage suiveur (figure 3.23) ; pour le *FET* :

$$Z_{\text{sortie}} = 1/g_m$$

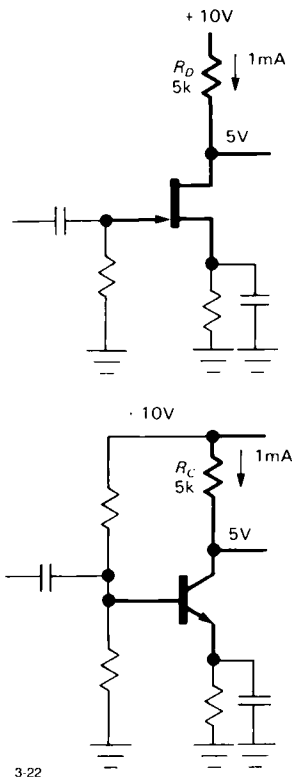


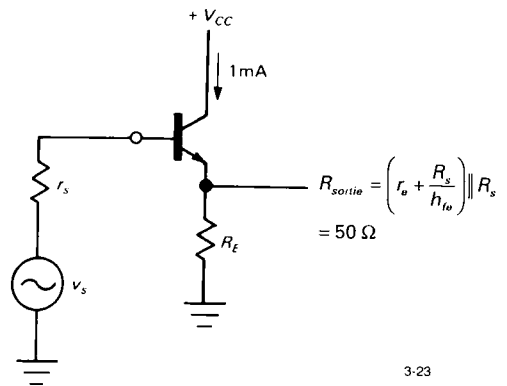
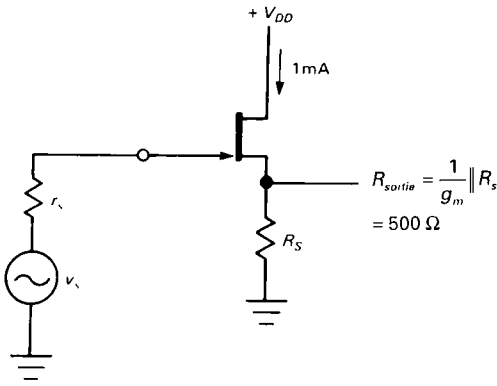
Figure 3.22

dans ce cas, l'impédance de sortie est de 500 Ω (indépendamment de l'impédance de la source de signal). Comparons ce résultat à celui du transistor bipolaire :

$$Z_{\text{sortie}} = R_s / h_{fe} + r_e = R_s / h_{fe} + 1/g_m$$

ou  $R_s / h_{fe} + 25 \Omega$  (sous 1 mA). Avec des transistors à bêta typique de 100, une résistance raisonnable de la source du signal,  $R_s < 5 \text{ k}\Omega$ , le suiveur bipolaire est dix fois plus « solide » que le *FET* ( $Z_{\text{sortie}} = 25 \Omega$  à 75 Ω). Notez cependant que le suiveur à *JFET* sera meilleur à partir d'une impédance de source supérieure à 50 kΩ.

Pour voir ce qui se passe, revenons à l'expression du courant de drain du *FET* en fonction de la tension grille-source et comparons-la à celle du courant de collecteur du transistor bipolaire en fonction de la tension base-collecteur (Ebers-Moll).



3-23

Figure 3.23 - Impédance de sortie d'un suiveur.

**Transistors bipolaires :** l'équation d'Ebers-Moll,

$$I_C = I_S [\exp(V_{BE}/V_T) - 1]$$

avec  $V_T = kT/q = 25 \text{ mV}$

prévoit que  $g_m = dI_C/dV_{BE} = I_C/V_T$  pour des courants de collecteurs importants par rapport au courant de « fuite »  $I_S$ . C'est le résultat connu  $r_e(\text{ohms}) = 25/I_C(\text{mA})$ , puisque  $g_m = 1/r_e$ .

**Transistors à effet de champ :** dans la région « infra-seuil » des très faibles courants de drain,

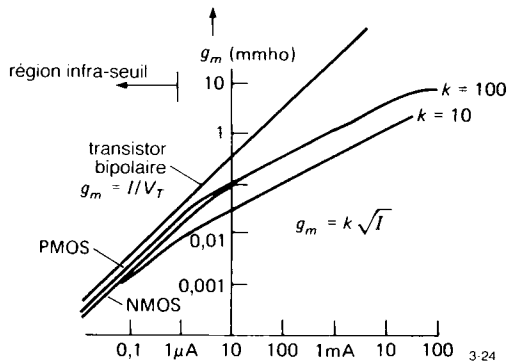
$$I_D \propto \exp(V_{GS})$$

Cette expression, exponentielle comme l'équation d'Ebers-Moll, donne une transconductance proportionnelle au courant. Cependant, pour les valeurs pratiques de  $k$  (déterminées par la géométrie du FET, la mobilité des porteurs, etc.), la transconductance du FET est quelque peu inférieure à celle du transistor bipolaire, environ  $1/40 \text{ mV}$  pour un MOSFET à canal P,  $1/60 \text{ mV}$  pour un MOSFET à canal N, à comparer avec  $1/25 \text{ mV}$  pour un bipolaire. Quand le courant augmente, le FET entre dans sa région normale de saturation, où

$$I_D = k (V_{GS} - V_T)^2$$

ce qui donne  $g_m = 2(kI_D)^{1/2}$ . C'est-à-dire que la transconductance n'augmente que comme la racine carrée de  $I_D$  et reste nettement inférieure à celle d'un transistor bipolaire sous le même courant ; voyez la figure 3.24. Un accroissement du facteur  $k$  de l'équa-

tion précédente (obtenu par une augmentation du rapport largeur/longueur du canal) augmente la transconductance (et le courant de drain, pour  $V_{GS}$  donnée) dans la région au-dessus du seuil, mais la transconductance reste inférieure à celle d'un transistor bipolaire sous le même courant.



3-24

Figure 3.24 - Comparaison de la transconductance  $g_m$  de transistors bipolaires et de FET.

**Exercice 3.3**

Établissez les équations de  $g_m$  ci-dessus par différentiation de  $I_{\text{sortie}}$  par rapport à  $V_{\text{entrée}}$ .

Le problème du gain à faible tension dans les FET peut être contourné par le recours à une source de courant (active) comme charge, mais une fois encore le transistor bipolaire sera meilleur dans le même circuit. C'est pourquoi vous rencontrerez rarement

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

des *FET* utilisés en amplificateurs simples, à moins qu'il soit important de tirer profit de leurs propriétés particulières (résistance d'entrée extrêmement élevée et faible courant d'entrée).

Retenez que la transconductance du *FET* dans la région de saturation est proportionnelle à  $V_{GS} - V_T$  ; ainsi, par exemple, un *FET* dont la grille est portée à mi-chemin de la tension de pincement présente une transconductance à peu près égale à celle de la feuille de caractéristiques (où elle est toujours donnée pour  $I_D = I_{DSS}$ , soit  $V_{GS} = 0$ ).

#### *Amplificateurs différentiels*

Les *FET* appariés peuvent être utilisés pour construire des étages d'entrée à très haute impédance d'amplificateurs différentiels, comme pour les principaux amplificateurs opérationnels et les comparateurs que nous trouverons dans le prochain chapitre. Comme nous l'avons dit plus tôt, les décalages appréciables de  $V_{GS}$  des *FET* produiront des tensions de décalage en entrée et des dérives de la tension de décalage plus importantes que celles d'amplificateurs comparables construits uniquement avec des transistors bipolaires ; en revanche l'impédance d'entrée augmentera énormément.

#### *Oscillateurs*

En général, les *FET* présentent des caractéristiques qui en font des substituts utiles pour les transistors bipolaires dans presque tous les circuits qui peuvent bénéficier de leur impédance d'entrée exceptionnellement élevée et de leur courant d'entrée extrêmement faible. Une occasion particulière de les utiliser se présente dans les oscillateurs *LC* et les oscillateurs à quartz à grande stabilité ; nous montrerons des exemples dans les sections 5.18, 5.19 et 13.11 (Vol. 2).

#### *Charge active*

Tout comme avec les amplificateurs à transistors bipolaires, il est possible dans un amplificateur à *FET* de remplacer le résistor de la charge de drain par une charge active, c'est-à-dire une source de courant. Le gain en tension que vous obtenez peut être très important :

$$G_v = -g_m R_D$$

(avec un résistor de drain comme charge)

$$G_v = -g_m R_0$$

(avec une source de courant comme charge)

$R_0$  représente l'impédance vue par le drain (appelée  $g_{ovs}$ ), typiquement dans la plage de 100 k $\Omega$  à 1 M $\Omega$ .

La charge active peut être un miroir de courant comme charge de drain pour une paire différentielle (voir la section 2.18) ; cependant, le circuit n'a pas une polarisation stable sans une contre-réaction globale. Le miroir de courant peut être construit aussi bien avec des *FET* qu'avec des transistors bipolaires. Cette configuration est souvent utilisée dans les amplificateurs opérationnels à *FET*, comme nous le verrons dans le chapitre suivant. Vous verrez aussi un autre bel exemple de la technique des charges actives dans la section 3.14, quand nous étudierons l'amplificateur linéaire *CMOS*.

#### 3.8 Sources suiveuses

Du fait de la transconductance relativement faible des *FET*, il est souvent préférable d'utiliser un *FET* en « source-suiveuse » (analogue à un émetteur-suiveur) comme tampon d'entrée d'un amplificateur classique à transistors bipolaires, au lieu d'essayer de faire directement un amplificateur à *FET* en source commune. Vous conservez ainsi la haute impédance d'entrée et le courant d'entrée continu nul des *FET*, en même temps que la transconductance importante des transistors bipolaires, pour obtenir des gains importants dans un seul étage. De plus, les *FET* discrets (qui ne sont pas incorporés dans un circuit intégré) ont tendance à présenter une plus forte capacité entre électrodes que les transistors bipolaires, ce qui aggrave l'effet Miller (section 2.19) dans les étages en source commune ; la configuration en source-suiveuse, comme l'émetteur-suiveur, ne subit pas l'effet Miller.

Les suiveurs à *FET*, avec leur haute impédance d'entrée, sont utilisés couramment comme étages d'entrée d'oscilloscopes ou d'autres instruments de mesure. Il existe de nombreuses applications dans lesquelles la source de signaux présente une impédance élevée par nature, par exemple les micro-

phones, les sondes de pH, les détecteurs de particules chargées, ou les microélectrodes en biologie et en médecine. Dans ces cas, un étage d'entrée à *FET* (aussi bien discrets qu'intégrés) est une bonne solution. À l'intérieur même des circuits, il existe des situations où l'étage suivant doit consommer un courant faible ou nul. Les exemples courants sont les circuits analogiques « échantillonneurs-bloqueurs » ou « détecteurs de crête », dans lesquels un niveau est stocké dans un condensateur et ne peut que « s'affaïsser » si l'amplificateur qui suit consomme un courant d'entrée appréciable. Dans toutes ces applications, le courant d'entrée négligeable d'un *FET* est un critère plus important que sa faible transconductance ; les sources-suiveuses (ou même les amplificateurs en source commune) offrent des alternatives intéressantes à l'émetteur-suiveur bipolaire.

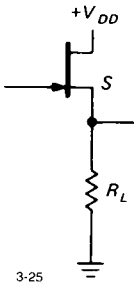


Figure 3.25

La figure 3.25 montre la source-suiveuse la plus simple. Nous pouvons nous représenter l'amplitude de sortie, comme nous l'avons fait pour l'émetteur-suiveur dans la section 2.11, au moyen de la transconductance.

Nous avons :

$$v_s = R_L i_d$$

puisque  $i_g$  est négligeable ; cependant

$$i_d = g_m v_{gs} = g_m (v_g - v_s)$$

donc

$$v_s = \left[ \frac{R_L g_m}{(1 + R_L g_m)} \right] v_g$$

Si la charge  $R_L$  est très supérieure à  $1/g_m$  le montage est un bon suiveur ( $v_s \approx v_g$ ), avec un gain proche de l'unité, mais toujours inférieur.

### Impédance de sortie

L'équation de  $v_s$  qui précède est exactement ce que vous écririez si l'impédance de sortie de la source-suiveuse était égale à  $1/g_m$  (faites le calcul, en supposant une source de tension  $v_g$ , en série avec  $1/g_m$ , pilotant une charge  $R_L$ ). Cette situation est exactement analogue à celle de l'émetteur-suiveur, où l'impédance de sortie était  $r_e = 25/I_C$ , ou  $1/g_m$ . Il est facile de démontrer que l'impédance de la source-suiveuse est  $1/g_m$  en imaginant le courant de source pour un signal appliqué à la sortie avec la grille à la masse (figure 3.26). Le courant de drain est

$$i_d = g_m v_{gs} = g_m v$$

donc

$$r_{\text{sortie}} = v/i_d = 1/g_m$$

typiquement quelques centaines d'ohms sous des courants de quelques milliampères. Comme vous voyez, les *FET* en source-suiveuse sont loin d'être aussi « solides » que les émetteurs-suiveurs.

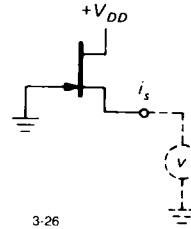


Figure 3.26

Ce circuit présente deux inconvénients :

1. L'impédance de sortie relativement haute signifie que l'excursion de sortie peut être notablement inférieure à l'excursion d'entrée, même avec une charge à haute impédance, parce que  $R_L$  à elle seule forme un diviseur avec l'impédance de sortie de la source. De plus, comme le courant de drain change avec la forme d'onde du signal,  $g_m$  et l'impédance de sortie varient, ce qui affecte la sortie d'un défaut de linéarité (distorsion). La situation s'améliore,

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

naturellement, si les *FET* utilisés sont à forte transconductance, mais une combinaison de *FET* et bipolaires dans un suiveur est souvent une meilleure solution.

2. Comme la valeur de  $V_{GS}$  nécessaire pour produire un courant de fonctionnement donné est un paramètre mal maîtrisé dans la fabrication des *FET*, une source-suveuse présente un décalage imprévisible en courant continu, ce qui est un inconvénient sérieux dans les circuits à couplage continu.

#### Charge active

L'addition de quelques composants améliore énormément la source-suveuse. Voyons-les par étapes.

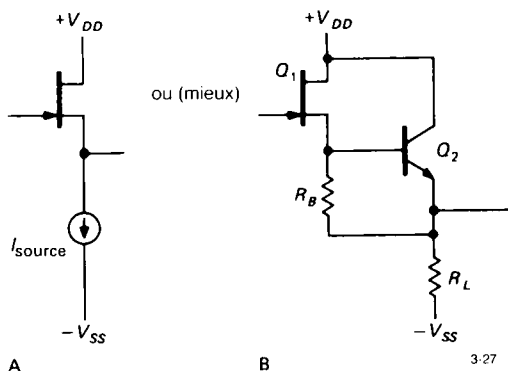


Figure 3.27

D'abord, remplaçons  $R_L$  par une source de courant de polarisation (figure 3.27). La source de courant rend  $V_{GS}$  à peu près constante, ce qui réduit les défauts de linéarité. Vous pouvez considérer ce montage comme le précédent, mais avec une résistance de charge  $R_L$  infinie, ce qu'est une source de courant. Le circuit de droite offre l'avantage de fournir une faible impédance de sortie, tout en assurant un courant de source à peu près constant, égal à  $V_{BE}/R_B$ . Nous avons toujours, dans le circuit de droite, le problème d'une tension de décalage ( $V_{GS} + V_{BE}$ ) entre l'entrée et la sortie, imprévisible (donc non nulle) à cause de  $V_{GS}$ . Naturellement, nous pourrions adapter l'intensité  $I_{source}$  à la valeur particulière de  $I_{DSS}$  pour chaque échantillon de *FET* (dans le premier circuit), ou adapter la valeur de  $R_B$  (dans le deuxième). C'est une piètre solution, pour deux raisons : (a) elle

impose un réglage individuel pour chaque *FET* ; (b) même après ce réglage,  $I_D$  peut varier du simple au double dans la plage normale de température de fonctionnement, pour une tension  $V_{GS}$  donnée.

Le recours à deux *FET* appariés est un meilleur moyen d'arriver à un décalage nul (figure 3.28). Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  sont appariés sur la même puce de silicium. Le courant consommé par  $Q_2$  correspond exactement à la condition  $V_{GS} = 0$ . Ainsi, pour les deux *FET*,  $V_{GS} = 0$ , et  $Q_1$  est un suiveur à décalage nul. Comme la température de  $Q_2$  suit exactement celle de  $Q_1$ , le décalage reste proche de zéro indépendamment de la température.

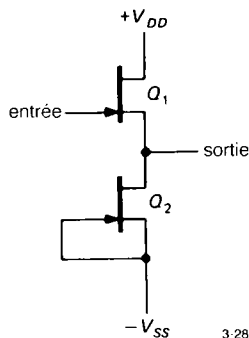


Figure 3.28

Vous trouverez habituellement ce genre de circuit avec des résisteurs de source (figure 3.29). Un peu de réflexion devrait vous convaincre que  $R_1$  est nécessaire et que  $R_1 = R_2$  garantit que  $V_{sortie} = V_{entrée}$  si  $Q_1$  et  $Q_2$  sont appariés. La modification du circuit rend  $I_D$  plus prévisible, vous permet de choisir une valeur de courant de drain inférieure à  $I_{DSS}$  ; enfin elle améliore la linéarité, puisque les sources de courant à *FET* fonctionnent mieux sous une courant inférieure à  $I_{DSS}$ . Ce circuit suiveur est répandu comme étage d'entrée d'amplificateur vertical d'oscilloscope.

Pour obtenir les meilleures performances vous pouvez ajouter un circuit auto-élévateur de drain (ce qui élimine la capacité d'entrée) et utiliser un étage de sortie bipolaire pour obtenir une basse impédance de

sortie. Le même signal de sortie peut alors être utilisé pour piloter un blindage interne de garde qui éliminera effectivement les effets capacitifs d'un câble blindé ; sans cela la capacité du câble aurait un effet désastreux avec les sources à haute impédance que vous pourriez connecter à ce genre d'amplificateur-tampon d'entrée.

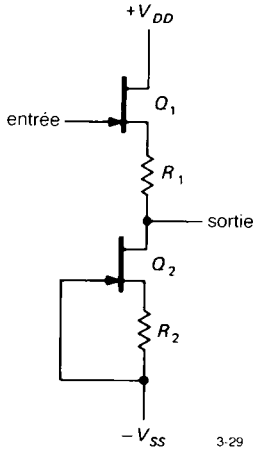


Figure 3.29

### 3.9 Courant de grille de FET

Nous disions en commençant que les FET en général, et les MOSFET en particulier, ont par nature un courant de grille nul. C'est peut-être la propriété la plus importante des FET, elle est exploitée dans les amplificateurs et les suiveurs à haute impédance des sections précédentes. Elle se révélera essentielle aussi dans les applications qui viennent, principalement des commutateurs analogiques et de la logique numérique.

Naturellement, à un certain niveau d'acuité de l'observation, nous pouvons nous attendre à voir un courant de grille. Il est important de connaître le courant de grille, parce qu'un modèle naïf à courant nul vous mettra dans l'embarras à un moment ou à un autre. En fait, un courant de grille défini résulte de plusieurs mécanismes : même dans les MOSFET, l'isolation de la grille par le dioxyde de silicium n'est pas parfaite, elle laisse passer un courant de fuite dans la gamme des picoampères. Dans les JFET, l'isola-

tion de la grille est réalisée en fait par la polarisation d'une diode en inverse, avec les mêmes impuretés et les mêmes fuites de jonction que les diodes ordinaires. De plus les JFET (à canal N en particulier) souffrent d'un effet supplémentaire, connu comme courant de grille « d'ionisation par impact », qui peut atteindre des niveaux étonnants. Enfin, les MOSFET et les JFET ont un courant de grille *dynamique*, provoqué par les signaux alternatifs appliqués à la capacité de grille ; cela peut produire un effet Miller, exactement comme dans les transistors bipolaires.

Dans la plupart des cas, les courants d'entrée de grille sont négligeables par rapport aux courants de base des transistors bipolaires. Cependant, il existe des situations dans lesquelles les FET peuvent avoir en réalité des courants d'entrée *supérieurs* ! Voyons les chiffres.

#### Courant de fuite de grille

L'impédance d'entrée à basse fréquence d'un amplificateur (ou d'un suiveur) à FET est limitée par la fuite de grille. Les feuilles de caractéristiques des JFET spécifient habituellement la tension de claquage,  $BV_{GSS}$ , définie comme la tension entre grille et canal (source et drain en court-circuit) à laquelle le courant de grille atteint  $1 \mu A$ . Sous des tensions grille-canal inférieures, le courant de fuite de grille — toujours mesuré avec source et drain en court-circuit — est considérablement inférieur, il tombe rapidement dans la gamme des picoampères pour les tensions très inférieures au claquage. Avec les MOSFET vous ne devez jamais laisser claquer l'isolant de grille ; au lieu de cela, la fuite de grille est spécifiée sous la forme d'un courant de grille maximal sous une tension grille-canal donnée. Les amplificateurs intégrés à FET utilisent le terme trompeur de « courant de polarisation d'entrée »,  $I_B$ , pour désigner le courant de fuite d'entrée ; il se situe dans la gamme des picoampères.

Le bon côté, c'est que ce courant de fuite est de l'ordre du picoampère à température normale. Le mauvais côté est qu'il augmente rapidement (en fait exponentiellement) avec la température, en gros il double pour une élévation de température de  $10^\circ C$ . À l'opposé, les courants de base des transistors bipolaires ne sont pas

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

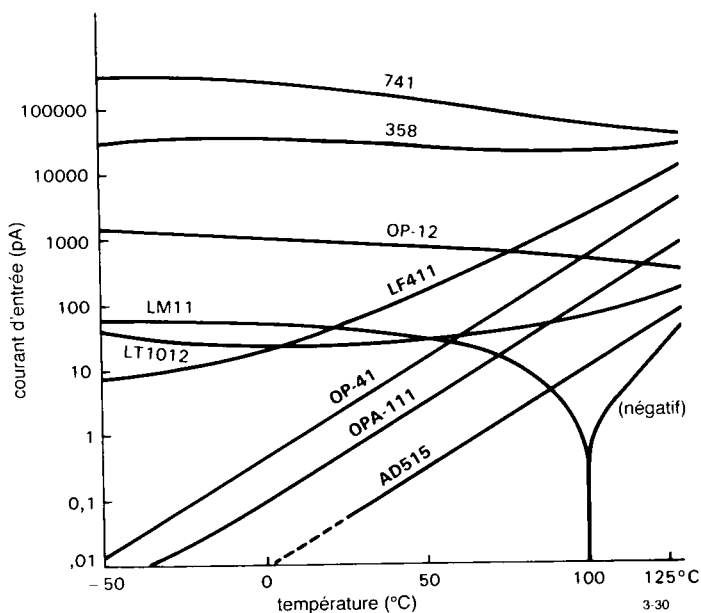


Figure 3.30 - Le courant d'entrée d'un amplificateur à FET est un courant de fuite, qui double pour une élévation de température de 10°C.

des courants de fuite, pratiquement ils ont tendance à diminuer légèrement quand la température s'élève. La comparaison est représentée graphiquement sur la figure 3.30, un graphe du courant d'entrée en fonction de la température pour différents amplificateurs opérationnels intégrés. Les courants d'entrée des amplificateurs opérationnels à FET sont les plus faibles à température normale (et en-dessous), mais ils augmentent rapidement avec la température. Les courbes croisent celles des amplificateurs bipolaires bien conçus comme les LM11 et LT1012. Ces amplificateurs opérationnels bipolaires, comme les amplificateurs à FET « de grande classe » OP111 ou AD549, sont passablement coûteux. Cependant, nous avons représenté aussi sur le graphe des circuits « ordinaires » comme le 358 (bipolaire) et le LF411 (JFET), pour vous donner une idée des courants d'entrée auxquels il faut vous attendre avec des amplificateurs opérationnels bon marché (moins d'un dollar).

#### ◇ Courant d'ionisation par impact dans les JFET

En plus des courants de fuite de grille ordinaires, les JFET à canal N sont affectés de courants de fuite assez forts quand ils fonctionnent sous une tension  $V_{DS}$  et

un courant  $I_D$  appréciables (le courant de fuite des feuilles de caractéristiques est spécifié dans les conditions irréalistes de  $V_{DS} = I_D = 0$ ). Le courant de fuite de grille est proche de la valeur  $I_{GSS}$  jusqu'à ce que vous atteigniez une tension drain-grille critique, à partir de laquelle il augmente très rapidement. Ce courant supplémentaire d'ionisation « par impact » est proportionnel au courant de drain, il augmente exponentiellement avec la tension et la température. Ce courant commence à circuler pour une tension drain-grille d'environ 25% de la tension de claquage  $BV_{GSS}$ , il peut atteindre, voire dépasser, un microampère. Évidemment, un « tampon à haute impédance » est inutile si son courant d'entrée est de 1  $\mu A$ . C'est ce que vous obtenez si vous utilisez un 2N4868A en suiveur sous 1 mA de courant de drain et une tension d'alimentation de 40 V.

Ce courant de fuite de grille supplémentaire affecte surtout les JFET à canal N, il se produit sous les fortes tensions drain-grille. Les quelques remèdes sont : a) travailler à faible tension drain-grille, b) utiliser des JFET à canal P, qui sont beaucoup moins affectés, ou c) utiliser un MOSFET. L'essentiel est de connaître l'existence de l'effet, pour ne pas être surpris.



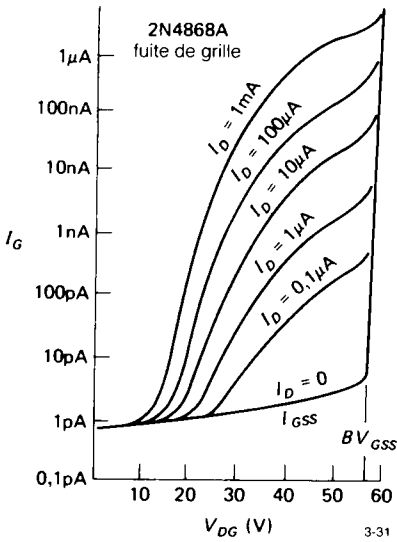


Figure 3.31 - Le courant de fuite de grille des JFET augmente de façon désastreuse sous les plus fortes tensions drain-grille, il est proportionnel au courant de drain.

#### ◇ Courant dynamique de grille

Le courant de fuite de grille est un effet du courant continu. Toute source qui pilote la grille doit aussi fournir un courant alternatif, du fait de la capacité de la grille. Considérez un amplificateur en source commune. Tout comme avec les transistors bipolaires, vous pouvez avoir l'effet simple de la capacité entre grille et masse ( $C_{iss}$ ), mais aussi l'effet Miller de multiplication de la capacité (qui agit sur la capacité de réaction  $C_{rxv}$ ). Les effets capacitifs sont plus gênants avec les FET pour deux raisons : premièrement, vous utilisez des FET parce que vous voulez de très faibles courants d'entrée ; de ce fait, le courant capacitif se manifeste plus fort, relativement, pour la même capacité. Deuxièmement, les FET présentent souvent de plus fortes capacités que leurs équivalents bipolaires.

Pour apprécier les effets de la capacité, imaginez un amplificateur à FET conçu pour une source de signal de 100 k $\Omega$  d'impédance. Il n'y a pas de problème en continu, puisque le courant de quelques picoampères ne provoque que des chutes de tension de quelques microvolts dans l'impédance interne de la source de

signal. En revanche, à 1 MHz, une capacité d'entrée de 5 pF représente une impédance parallèle de 30 k $\Omega$ , qui atténue fortement le signal. En fait, tout amplificateur est perturbé par un signal à haute impédance et haute fréquence ; la solution usuelle consiste à travailler à faible impédance (normalement 50  $\Omega$ ) ou à utiliser des circuits LC accordés pour éliminer la capacité parasite par résonance. Le point à retenir est que l'amplificateur à FET n'apparaît pas comme une charge de  $10^{12} \Omega$  à la fréquence du signal.

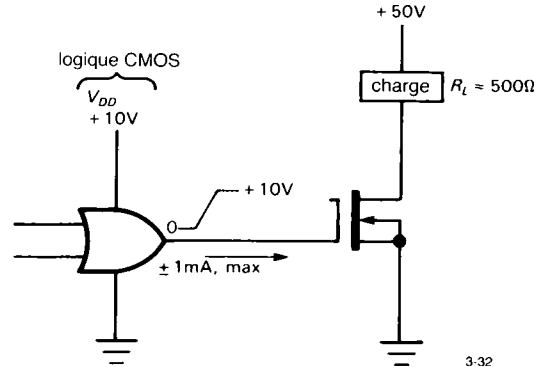


Figure 3.32

Comme autre exemple, imaginez la commutation d'une charge de 10 A par un MOSFET de puissance (il n'existe pas de JFET de puissance), quelque chose comme la figure 3.32. On pourrait penser naïvement que la grille peut être pilotée par la sortie d'un composant logique, capable de fournir seulement de faibles courants, par exemple de la famille CMOS. Ces circuits intégrés peuvent fournir des courants de sortie de l'ordre du milliampère avec une excursion de +10 V par rapport à la masse. En fait un tel circuit serait un désastre, parce qu'avec un courant de 1 mA, la capacité de réaction de 350 pF du 2N6763 allongerait le temps de commutation à la valeur jusqu'à la valeur paresseuse de 20  $\mu$ s. Pire encore : les courants dynamiques de grille ( $I_{grille} = C dV_D/dt$ ) imposeraient dans la sortie du composant logique des courants inverses susceptibles de la détruire, par l'effet pervers du thyristor ou blocage à l'état passant (*latch-up* que nous verrons dans les chapitres 8 et 9, Vol. 2). Les transistors bipolaires présentent des capacités comparables, donc des courants dynamiques d'entrée

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

comparables ; en revanche, quand vous dessinez le circuit qui doit piloter une charge de 10 A, vous n'êtes pas surpris par l'obligation de fournir des courants de base de 500 mA (par un Darlington ou autrement), alors qu'avec les *FET* vous avez tendance à considérer comme garantis les faibles courants d'entrée. Dans cet exemple, une fois encore, l'impédance ultra-haute du *FET* perd un peu de son éclat.

#### Exercice 3.4

Montrez que la commutation du circuit de la figure 3.32 dure environ 20  $\mu$ s, en supposant que le courant d'attaque disponible est de 1 mA.

#### 3.10 *FET* comme résistances variables

La figure 3.17 nous a montré la région des courbes caractéristiques de *JFET* (courant de drain en fonction de  $V_{DS}$  pour un petit groupe de tension  $V_{GS}$ ), à la fois dans la région du régime normal (« saturé ») et dans celle du régime « linéaire » des faibles tensions  $V_{DS}$ . Nous avons vu la paire de graphes équivalents pour un *MOSFET* au début de ce chapitre (figure 3.2). Les courbes de  $I_D$  en fonction de  $V_{DS}$  sont à peu près droites tant que  $V_{DS}$  est inférieur à  $V_{GS} - V_T$ , elles s'étendent de part et d'autre du point zéro, c'est-à-dire que le composant est utilisable comme résistance commandée par une tension pour de petits signaux de l'une et l'autre polarités. Notre équation de  $I_D$  en fonction de  $V_{GS}$  dans la région linéaire (section 3.4) nous permet de trouver facilement que le rapport ( $I_D/V_{DS}$ ) est

$$\frac{1}{R_{DS}} = 2k [(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2}]$$

le dernier terme représente un défaut de linéarité, c'est-à-dire un comportement qui s'écarte de celui du résisteur (la résistance ne devrait pas dépendre de la tension). Cependant, pour les tensions de drain notablement inférieures à l'écart entre la tension de grille et la tension de seuil ( $V_{DS}$  tendant vers zéro), le dernier terme devient insignifiant, et le *FET* se comporte approximativement comme un résisteur :

$$R_{DS} \approx 1/[2k (V_{GS} - V_T)]$$

Comme le paramètre  $k$  dépend du composant et que vous êtes peu susceptible de le connaître, la forme suivante est plus utile :

$$R_{DS} \approx R_0 (V_{G0} - V_T)/(V_G - V_T)$$

La résistance  $R_{DS}$  y est écrite pour toute tension de grille  $V_G$  en fonction la résistance (connue)  $R_0$  à une tension de grille  $V_{G0}$  donnée.

#### Exercice 3.5

Démontrez la loi de « proportionnalité » qui précède.

Vous pouvez voir dans l'une et l'autre formules que la conductance (=  $1/R_{DS}$ ) est proportionnelle à la fraction de  $V_{GS}$  qui dépasse le seuil. Un autre fait utile est que  $R_{DS} = 1/g_m$ , c'est-à-dire que la résistance du canal dans la région linéaire est l'inverse de la transconductance dans la région saturée. Voilà qui est bon à retenir, parce que  $g_m$  est un paramètre qui est presque toujours donné dans les feuilles de caractéristiques des *FET*.

#### Exercice 3.6

Montrez que  $R_{DS} = 1/g_m$  en déduisant la transconductance de la formule du courant de drain de saturation (section 3.4).

Typiquement, les valeurs de résistance que vous pouvez produire avec des *FET* s'étendent sur toute la plage comprise entre quelques dizaines d'ohms (voire 0,1  $\Omega$  pour les *MOSFET* de puissance) et le circuit ouvert. L'application typique est le circuit de commande automatique de gain (CAG) dans lequel le gain d'un amplificateur est adapté (par une contre-réaction) de façon à maintenir la sortie dans la région linéaire. Dans un tel circuit de CAG, vous devrez veiller à placer la résistance variable à *FET* à un point du circuit où l'excursion du signal est faible, de préférence moins de 200 mV environ.

La plage de  $V_{DS}$  dans laquelle le *FET* se comporte comme un bon résisteur dépend du *FET* particulier ; elle est à peu près proportionnelle à la tension d'attaque de grille, différence entre la tension de grille et la tension de seuil  $V_T$  (ou de pincement  $V_P$ ). Vous trouverez en général des défauts de linéarité de 2% environ pour  $V_{DS} < 0,1(V_{GS} - V_P)$ , et peut-être de 10% pour  $V_{DS} \approx 0,25(V_{GS} - V_P)$ . Des *FET* appariés facilitent la conception de batteries de résistances variables pour commander plusieurs signaux à la fois. Il existe des *JFET* conçus pour être utilisés comme résistances

variables (série VCR de Siliconix), avec une tolérance de 30% sur la résistance sous une tension de grille  $V_{GS}$  spécifiée.

Il est possible d'améliorer la linéarité, et d'élargir simultanément la plage de  $V_{DS}$  dans laquelle un FET se comporte en résistor, par un circuit de compensation simple. Nous allons l'illustrer par une application.

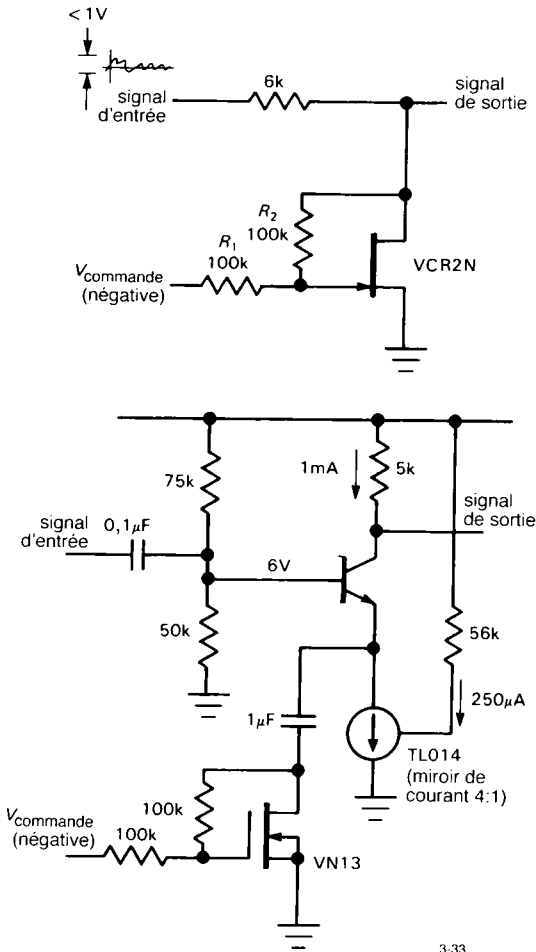


Figure 3.33 - Circuits à gain variable.

♦ Astuce de linéarisation : commande électronique de gain

En regardant l'équation précédente de  $1/R_{DS}$ , vous pouvez voir que la linéarité sera presque parfaite si vous pouvez ajouter à la tension de grille une tension

égale à la moitié de la tension drain-source. C'est exactement ce que font les deux circuits de la figure 3.33. Dans le premier, le JFET représente la branche inférieure d'un diviseur de tension résistif, il forme donc un atténuateur commandé par une tension (ou « réglage de volume »). Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  améliorent la linéarité en ajoutant à  $V_{GS}$  une moitié de la tension drain-source, comme nous le disions ci-dessus. Le JFET représenté possède une résistance à l'état passant (grille à la masse) de 60 Ω (maximum), ce qui donne au circuit une atténuation comprise entre 0 et 40 dB.

Le deuxième circuit utilise un MOSFET comme résistor d'émetteur variable dans un amplificateur alternatif en émetteur commun avec contre-réaction par l'émetteur. Notez l'utilisation d'une polarisation continue de l'émetteur par une source de courant constant (miroir de Wilson ou diode de régulation de courant à FET) ; cette source de courant (a) apparaît comme une très haute impédance à la fréquence du signal, ce qui laisse la résistance variable du FET fixer le gain sur une large plage (y compris  $G_V \ll 1$ ), et (b) fournit une polarisation simple. En utilisant un condensateur de blocage, nous avons réalisé un circuit tel que le FET n'affecte que le gain en alternatif (signal). Sans le condensateur, la polarisation du transistor varierait avec la résistance du FET.

Exercice 3.7

Le VN13 présente une résistance à l'état passant ( $V_{GS} = +5$  V) de 15 Ω (maximum). Quelle est la plage de gain de l'amplificateur du deuxième circuit (supposez que la source de courant se comporte comme un résistor de 1 MΩ) ? Quelle est la fréquence de coupure (3 dB) quand le FET est polarisé pour que l'amplificateur ait un gain de (a) 40 dB ou (b) 20 dB ?

La linéarisation de  $R_{DS}$  au moyen d'un diviseur résistif de grille, comme ci-dessus, est remarquablement efficace. La figure 3.34 compare les courbes, mesurées effectivement, de  $I_D$  en fonction de  $V_{DS}$  dans la région linéaire (faible  $V_{DS}$ ) de FET avec et sans circuit de linéarisation. Le circuit de linéarisation est essentiel dans les applications à faible distorsion avec des excursions de signal de plus de quelques millivolts.

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

En envisageant les *FET* pour une application qui demande une commande de gain, par exemple une CAG ou un modulateur (dans lequel l'amplitude d'un signal à haute fréquence varie en fonction d'un signal audio), un coup d'œil aux circuits intégrés « multiplieurs analogiques » vaut la peine. Il s'agit de composants de haute précision, avec une bonne plage dynamique, qui sont utilisés normalement pour donner le produit de deux tensions. L'une des tensions

peut être un signal de commande continu qui fixe le coefficient par lequel le composant multiplie le signal de l'autre entrée, autrement dit le gain. Les multiplieurs analogiques exploitent la caractéristique de transconductance en fonction du courant de collecteur ( $g_m \cdot I_C$ ) des transistors bipolaires [ $g_m = I_C(\text{mA})/25$  siemens)], avec des réseaux appariés pour éviter les problèmes de décalage et de dérive de la polarisation. Aux très hautes fréquences

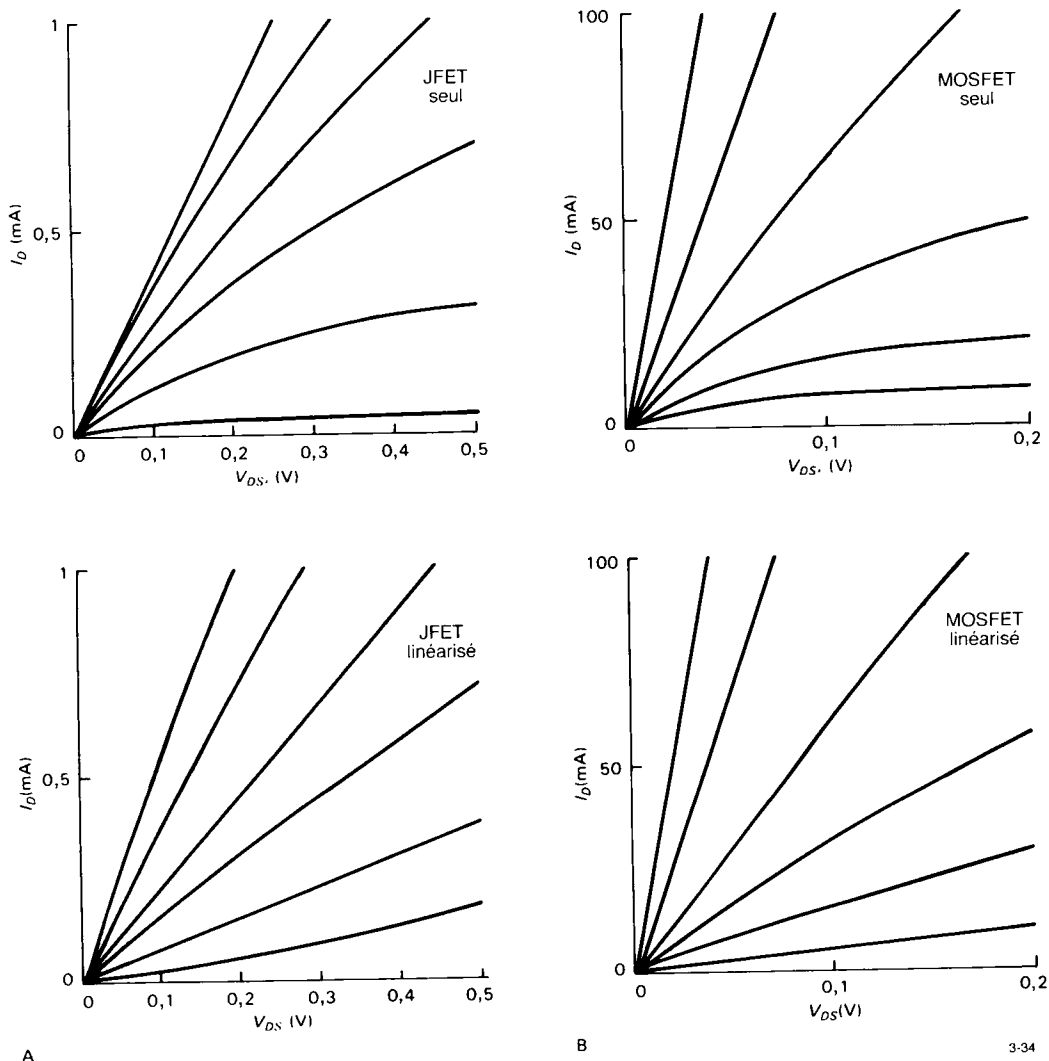


Figure 3.34 - Courbes mesurées de  $I_D$  en fonction de  $V_{DS}$  pour des FET seuls et avec linéarisation.  
 A. JFET 2N5484  
 B. MOSFET VN0106

(100 MHz et au-dessus), les « mélangeurs équilibrés » passifs (section 13.12, Vol. 2) sont souvent les meilleurs composants pour accomplir la même tâche.

Il est important de se rappeler qu'un FET sous une faible tension  $V_{DS}$  se comporte comme un bon résisteur jusqu'à une tension nulle (il n'y a pas lieu de s'inquiéter de seuils de diodes ou de cette sorte de choses). Nous verrons des amplificateurs opérationnels et des familles logiques (CMOS) qui tirent profit de cette propriété intéressante, avec des sorties qui saturent proprement jusqu'aux tensions d'alimentation.

### COMMUTATEURS À FET

Les deux exemples de circuits à FET que nous avons décrits au début du chapitre étaient tous les deux des commutateurs : une application en commutateur

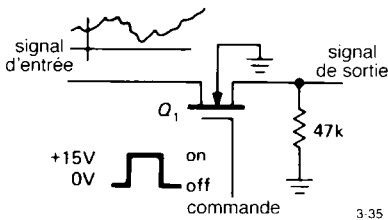


Figure 3.35

logique et une autre en commutateur analogique. Il s'agit de deux applications parmi les plus importantes des FET, elles tirent profit des caractéristiques propres des FET : une très haute impédance de grille et une conduction résistive dans les deux sens jusqu'à une tension nulle. En pratique, vous utiliserez normalement des circuits intégrés à MOSFET (de préférence aux transistors discrets) dans toutes les applications de commutation logique et linéaire ; c'est seulement pour la commutation de puissance que vous aurez recours aux FET discrets. Même dans ces conditions, il est essentiel (et plaisant !) de comprendre le fonctionnement de ces puces ; sans cela vous pouvez être sûrs de vous trouver confronté à quelque mystérieuse pathologie d'un circuit.

### 3.11 Commutateurs analogiques à FET

La commutation analogique est une application courante des FET, en particulier des MOSFET. La combinaison de leur faible résistance à l'état passant (jusqu'à zéro volt), de leur très grande résistance à l'état bloqué, de leurs faibles courants de fuite et de leur faible capacité en fait l'idéal pour les commutateurs de signaux analogiques commandés par des tensions. Un commutateur analogique idéal se comporte comme un interrupteur mécanique parfait : à l'état passant il transmet le signal à la charge sans atténuation ni défaut de linéarité ; à l'état bloqué c'est un circuit ouvert. Il devrait avoir une capacité négligeable par rapport à la masse et un couplage négligeable entre le signal et la tension appliquée à l'entrée de commande.

Voyons l'exemple de la figure 3.35. Le MOSFET  $Q_1$  est à canal N et enrichissement, il est bloqué quand la tension de sa grille est négative ou nulle. Dans cet état la résistance drain-source ( $R_{OFF}$ ) est typiquement supérieure à 10000 M $\Omega$ , aucun signal ne traverse (bien qu'à très haute fréquence il y ait un certain couplage par la capacité drain-source ; nous y reviendrons). Si la tension de grille passe à +15 V, le canal drain-source devient conducteur, sa résistance à l'état conducteur ( $R_{ON}$ ) est couramment de 25 à 100  $\Omega$  dans les FET conçus comme commutateurs analogiques. Le niveau du signal de grille n'est nullement critique, tant qu'il dépasse suffisamment le signal de plus grande amplitude (pour maintenir  $R_{ON}$  faible) ; le signal de grille peut être fourni par un circuit logique, éventuellement avec un FET ou un transistor bipolaire pour augmenter l'excursion, ou par un amplificateur opérationnel, dont l'excursion de  $\pm 13$  V convient parfaitement, puisque la tension de claquage typique des MOSFET est de 20 V ou plus. Une excursion négative de la tension de grille (comme à la sortie d'un amplificateur opérationnel) ne peut pas nuire, elle présente en fait l'avantage supplémentaire de permettre la commutation de signaux analogiques de l'une et l'autre polarités, comme nous le verrons plus loin. Retenez que le commutateur à FET est un composant bidirectionnel ; les signaux peuvent le traverser dans les deux sens. Le fonctionnement des interrupteurs mécaniques ordinaires est le même, il devrait être facile à comprendre.

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

Le circuit représenté fonctionnera avec des signaux qui peuvent aller jusqu'à 10 V environ ; pour des signaux plus importants, la tension de commande de la grille ne suffit plus à maintenir le *FET* en conduction ( $R_{ON}$  commence à augmenter) ; les signaux négatifs provoqueraient l'entrée en conduction du *FET* avec la grille à la masse (ils provoqueraient aussi une polarisation en sens direct de la jonction canal-substrat ; voir la section 3.2). Si vous voulez commuter des signaux des deux polarités (par exemple dans la plage de  $-10$  à  $+10$  V), vous pouvez utiliser le même circuit, mais avec une tension de commande de grille de  $-15$  V (*OFF*) à  $+15$  V (*ON*) ; le substrat devra être porté à  $-15$  V.

Avec tout commutateur à *FET* il est impératif de prévoir un résistor de charge dans la plage de 1 k $\Omega$  à 100 k $\Omega$  pour réduire le couplage capacitif du signal d'entrée qui se produirait à l'état bloqué. La valeur du résistor de charge est un compromis : les valeurs faibles réduisent le couplage, mais elles commencent à atténuer le signal d'entrée par le diviseur que forment la charge et la résistance  $R_{ON}$ . Comme  $R_{ON}$  varie avec le signal d'entrée (à cause des variations de  $V_{GS}$ ), cette atténuation produit un défaut de linéarité indésirable. Une résistance de charge excessivement faible apparaît à l'entrée du commutateur, naturellement, ce qui charge aussi la source du signal. Les sections 3.12 et 4.30 montrent plusieurs des solutions possibles de ce problème (commutateurs à plusieurs étages, compensation de  $R_{ON}$ ). Il existe une solution alternative intéressante : utiliser une deuxième section d'interrupteur à *FET* pour connecter la sortie à la masse quand l'interrupteur du signal est ouvert, et réaliser ainsi effectivement un inverseur (nous en dirons plus dans la prochaine section).

#### Commutateurs linéaires en CMOS

Il est souvent nécessaire de commuter des signaux dont l'excursion approche les tensions d'alimentation. Dans ces cas, le commutateur simple à canal N ne fonctionnera plus, parce que la grille n'est pas polarisée en direct lors des pointes de l'excursion du signal. La solution consiste à utiliser des *MOSFET* complémentaires en parallèle (« CMOS », figure 3.36). Le symbole triangulaire représente un inverseur logique, que nous étudierons

bientôt ; il inverse un signal d'entrée HAUT pour faire un signal de sortie BAS, et vice versa. Quand l'entrée de commande est haute,  $Q_1$  est maintenu conducteur pour les signaux compris entre la masse et une tension inférieure de quelques volts à  $V_{DD}$  (où  $R_{ON}$  augmente de façon spectaculaire). De la même façon  $Q_2$  est maintenu conducteur (par sa grille à la masse) pour les signaux compris entre  $V_{DD}$  et une tension supérieure de quelques volts à la masse. Ainsi les signaux de toute valeur comprise entre l'alimentation et la masse sont transmis avec une faible résistance en série (figure 3.37). En mettant à la masse le signal de commande, on bloque les deux *FET*, ce qui donne un circuit ouvert. Le résultat est un commutateur analogique pour des signaux compris entre la masse et la tension d'alimentation. C'est le principe du commutateur analogique CMOS 4066. Il est bidirectionnel, comme les interrupteurs mécaniques, les deux bornes peuvent être entrée ou sortie.

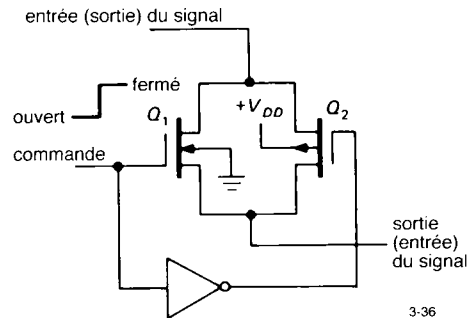


Figure 3.36 - Commutateur analogique CMOS.

Il existe de nombreux types de commutateurs analogiques CMOS intégrés, avec des configurations diverses (par exemple plusieurs sections indépendantes, avec plusieurs pôles pour chacune). Le 4066 est le commutateur classique de la série CMOS 4000, pour des signaux compris entre la masse et une alimentation positive unique. Les circuits des séries IH5040 et IH5140, d'Intersil et Harris et des séries DG305 et DG400 de Siliconix sont très pratiques à utiliser ; ils acceptent des signaux de commande aux niveaux logiques (0 V = BAS,  $>2,4$  V = HAUT), ils traitent des signaux de  $\pm 15$  V (à comparer aux  $\pm 7,5$  V de la série 4000) ; ils existent

en différentes configurations, leur résistance à l'état passant ( $R_{ON}$ ) est relativement faible ( $25 \Omega$  pour certains membres de la famille). Analog Devices, Maxim et PMI fabriquent aussi des commutateurs analogiques intéressants.

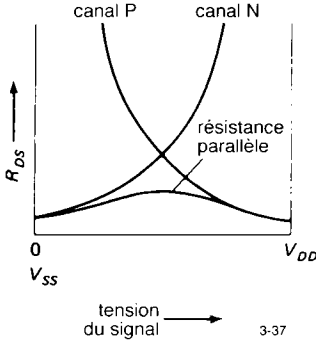


Figure 3.37

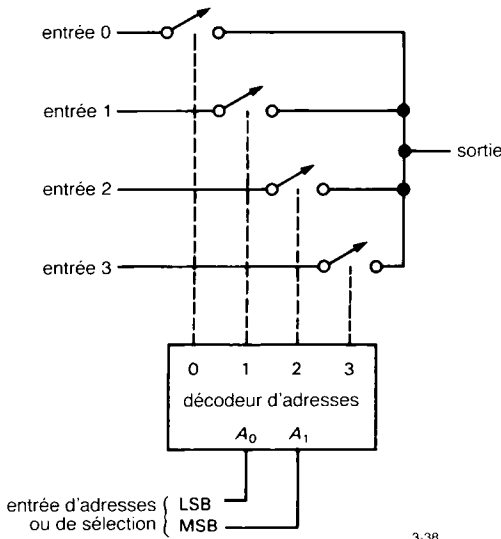


Figure 3.38 - Multiplexeur analogique.

**Multiplexeurs**

Le multiplexeur (« MUX ») est une application élgante des FET. Il s'agit d'un circuit qui vous permet de sélectionner, parmi plusieurs, une entrée spécifiée par un circuit logique. Le signal analogique présent sur l'entrée sélectionnée sera transmis à la sortie unique. La figure 3.38 montre le schéma de principe.

Chacun des interrupteurs SW0 à SW3 est un commutateur analogique CMOS. La « logique de sélection » décode l'adresse et valide (ferme) seulement l'interrupteur sélectionné, en ouvrant tous les autres. Un tel multiplexeur est utilisé en général avec un circuit logique qui détermine l'adresse appropriée. Une situation typique pourrait mettre en œuvre un appareil de mesure qui aurait à scruter à tour de rôle des tensions analogiques d'entrée, à les convertir en grandeurs numériques, et à les utiliser comme valeurs d'entrée de calculs.

Comme les commutateurs analogiques sont bidirectionnels, un multiplexeur analogique comme celui-ci est aussi un « dé-multiplexeur » : un signal peut être appliqué à la « sortie » pour apparaître à l'« entrée » choisie. Quand nous étudierons les circuits logiques dans les chapitres 8 et 9 (Vol. 2), vous verrez qu'un tel multiplexeur analogique est aussi un « multiplexeur-démultiplexeur » logique, puisque les niveaux logiques ne sont rien d'autres que des niveaux de tension qu'on interprète comme des chiffres binaires 0 ou 1.

La série DG506-509, les types HI6108 et HI6116 sont des multiplexeurs analogiques typiques, avec 8 à 16 entrées qui acceptent des entrées d'adresse aux niveaux logiques et fonctionnent avec des tensions analogiques de  $\pm 15$  V. Les circuits intégrés 4051 à 4053 de la famille logique CMOS sont des multiplexeurs-démultiplexeurs analogiques qui peuvent avoir jusqu'à 8 entrées, mais ils ne traitent au maximum que des signaux de 15 V de crête à crête ; ils possèdent une broche  $V_{EE}$  (un décalage interne de la tension du substrat) qui vous permet de les utiliser avec ses signaux analogiques bipolaires et des tensions de commande unipolaires (niveaux logiques).

**Autres applications des commutateurs analogiques**

Les commutateurs analogiques sont les éléments de construction essentiels des circuits à amplificateurs opérationnels que nous verrons dans le prochain chapitre : intégrateurs, échantillonneurs-bloqueurs et détecteurs de crête. Par exemple, les amplificateurs opérationnels nous permettront de construire un « véritable » intégrateur (au lieu de l'approximation

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

que nous avons vue dans la section 1.15) : une tension d'entrée constante produit une rampe de sortie (et non une exponentielle), etc. Avec un tel intégrateur, vous devez disposer d'un moyen de remettre la sortie à zéro ; un *FET* en parallèle avec le condensateur fera l'affaire. Nous n'essayerons pas de décrire ces applications ici ; comme les amplificateurs opérationnels sont l'élément essentiel de ces circuits, leur place est naturellement dans le prochain chapitre. Des choses passionnantes à découvrir !

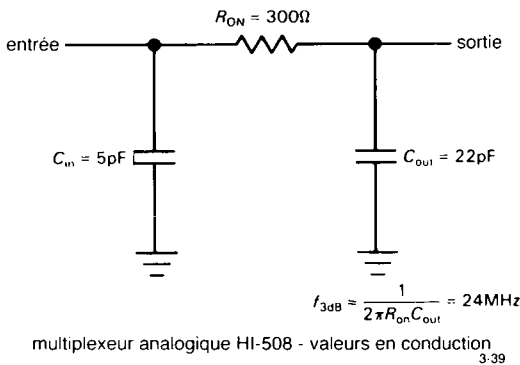


Figure 3.39

#### 3.12 Limites des commutateurs à *FET*

##### Vitesse

Les commutateurs à *FET* présentent à l'état passant une résistance  $R_{ON}$  de 25 à 200  $\Omega$ . Combinée avec la capacité parasite du substrat, cette résistance forme un filtre passe-bas qui limite la plage de fonctionnement à une fréquence de l'ordre de 10 MHz ou moins (figure 3.39). Les *FET* à faible résistance  $R_{ON}$  ont tendance à avoir une plus forte capacité (jusqu'à 50 pF pour certains multiplexeurs), de sorte qu'il n'y pas de gain de vitesse. La plus grande partie du défaut est imputable aux dispositifs de protection, résisteurs de limitation de courant et capacité des diodes en parallèle. Il existe quelques commutateurs analogiques « radio-vidéo » qui obtiennent des vitesses supérieures, probablement par l'élimination de quelque protection. Par exemple, les commutateurs IH5341 et IH5352 traitent des signaux dans la plage usuelle de  $\pm 15$  V avec une bande passante de 100 MHz ; la série de multiplexeurs « rapides » *CMOS* 74HC4051 à 74HC4053 présente aussi une

bande passante de 100 MHz à 3 dB, mais pour des signaux de  $\pm 5$  V seulement. Le Max453-5 de Maxim combine un multiplexeur vidéo avec un amplificateur de sortie vidéo ; ainsi vous pouvez attaquer directement des câbles ou des charges à faible impédance (habituellement 75  $\Omega$ ) ; leur bande passante typique s'étend sur 50 MHz pour des signaux vidéo de  $\pm 1$  V sous faible impédance.

##### Résistance à l'état passant

Les commutateurs *CMOS* alimentés par une tension relativement élevée (disons 15 V) auront une faible résistance  $R_{ON}$  pour toute l'excursion du signal, parce que l'un ou l'autre des *FET* verra une tension de commande de grille au moins égale à la moitié de la tension d'alimentation. Cependant, sous une tension d'alimentation plus faible, la résistance de l'interrupteur augmente, le maximum est atteint quand la tension du signal est à peu près à mi-chemin entre l'alimentation et la masse (ou à mi-chemin entre les alimentations symétriques). La figure 3.40 montre pourquoi. Quand  $V_{DD}$  diminue, le *FET* commence à présenter une résistance à l'état passant  $R_{ON}$  notablement plus forte (surtout vers  $V_{GS} = V_{DD}/2$ ), parce que dans les *FET* à enrichissement  $V_T$  est au moins de quelques volts, et une tension minimale de 5 à 10 V est nécessaire pour produire une faible résistance  $R_{ON}$ . Non seulement les résistances des deux *FET* en parallèle augmentent pour une tension du signal entre la tension d'alimentation et la masse, mais en plus la résistance de crête (à  $V_{DD}/2$ ) augmente quand  $V_{DD}$  diminue ; pour une tension d'alimentation suffisamment faible, le commutateur devient un circuit ouvert pour les signaux proches de  $V_{DD}/2$ .

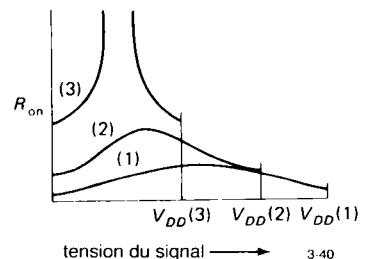


Figure 3.40



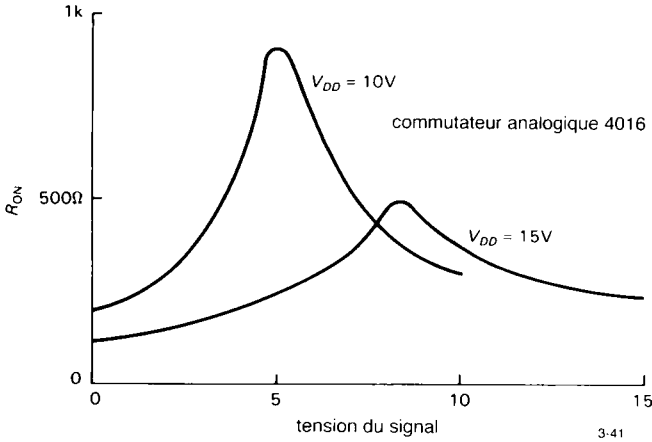


Figure 3.41 - La résistance à l'état passant du commutateur CMOS 4016.

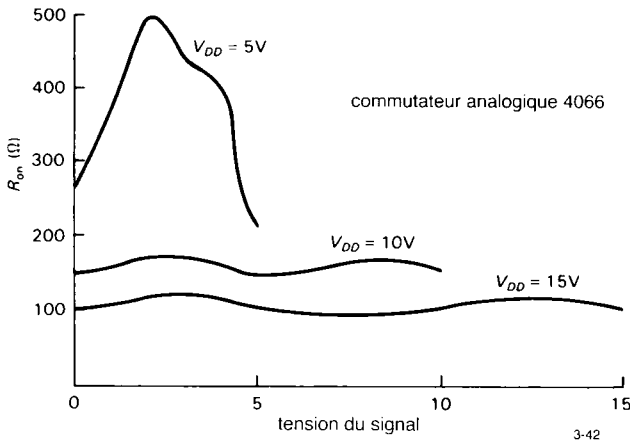


Figure 3.42 - La résistance à l'état passant du type amélioré 4066 ; remarquez le changement d'échelle par rapport à la figure précédente.

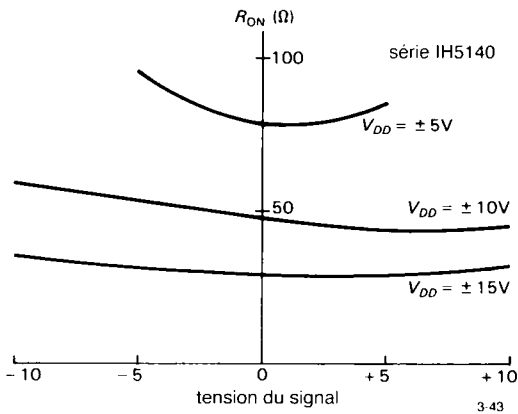


Figure 3.43 - La résistance à l'état passant des commutateurs analogiques bipolaires de la série IH5140 ; remarquez l'échelle verticale.

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

Les concepteurs de commutateurs intégrés utilisent différentes astuces pour maintenir  $R_{ON}$  faible et à peu près constante (pour minimiser la distorsion) sur toute l'excursion du signal. Par exemple, le commutateur original 4016 utilisait le circuit simple de la figure 3.36 et ses courbes caractéristiques étaient celles de la figure 3.41. Dans le modèle amélioré 4066, les concepteurs ont ajouté quelques *FET* de telle façon que le substrat du canal N suive la tension du signal, ce qui donne les courbes  $R_{ON}$  de la figure 3.42. La forme « en volcan », avec la dépression de  $R_{ON}$  au milieu, remplace la forme « Everest » du 4016. Les commutateurs perfectionnés, comme la série IH5140 (ou AD7510), conçus pour des applications analogiques sérieuses, parviennent encore mieux à donner des courbes douces de  $R_{ON}$ , du genre de celles de la figure 3.43. La série récente DG400 de Siliconix présente une résistance  $R_{ON}$  de 20  $\Omega$ , ce qui est excellent, au prix d'une augmentation du « transfert de charge » (voyez la section à venir sur les pointes de commutation) ; cette famille de commutateurs (comme la série IH5140) offre l'avantage supplémentaire d'un courant de repos nul.

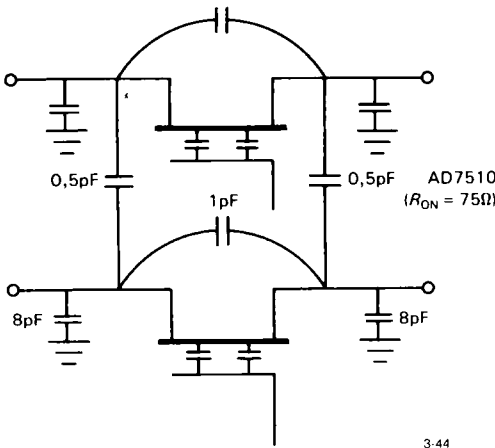


Figure 3.44 - Capacités dans un commutateur analogique à quatre canaux AD7510.

#### Capacité

Les commutateurs à *FET* présentent des capacités entre l'entrée et la sortie ( $C_{DS}$ ), d'un canal à l'autre ( $C_D$ ,  $C_S$ ), entre grille et canal, et d'un *FET* à l'autre

dans un même circuit intégré ( $C_{DD}$ ,  $C_{SS}$ ) ; voyez la figure 3.44. Examinons les effets :

#### ♦ $C_{DS}$ : capacité entrée-sortie

La capacité entre l'entrée et la sortie provoque un couplage du signal à travers un interrupteur ouvert. Ce couplage augmente à haute fréquence. La figure 3.45 montre l'effet pour la série IH5140. Remarquez l'utilisation d'une charge fixe de 50  $\Omega$ . Elle est usuelle en fréquence radio, mais beaucoup plus faible que la normale pour les signaux à basse fréquence, typiquement de 10  $k\Omega$  ou plus. Même avec une charge de 50  $\Omega$ , la traversée est significative à haute fréquence (à 30 MHz, une capacité de 1 pF présente une réactance de 5  $k\Omega$ , soit une traversée de -40 dB). Naturellement, une atténuation non négligeable se produit (en plus d'un défaut de linéarité) quand la charge est de 50  $\Omega$ , puisque la valeur typique de  $R_{ON}$  est de 30  $\Omega$  (de 75  $\Omega$  dans le pire des cas). Naturellement, le phénomène de traversée est encore pire avec une charge de 10  $k\Omega$ .

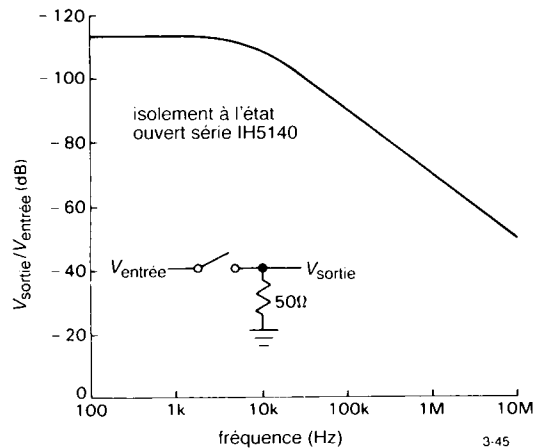


Figure 3.45

#### 🔧 Exercice 3.8

Calculez la traversée dans une charge de 10  $k\Omega$  à la fréquence de 1 MHz, en supposant que  $C_{DS} = 1$  pF.

La traversée capacitive ne pose pas de problème dans la plupart des applications à basse fréquence. Si elle en pose, la meilleure solution consiste à utiliser une

paire de commutateurs en cascade (figure 3.46) ou, mieux encore, une combinaison de commutateurs en série et en parallèle, fermés alternativement (figure 3.47). La cascade en série double l'atténuation (en décibels), au prix d'une résistance  $R_{ON}$  supplémentaire, alors que le circuit série-parallèle (en fait un inverseur) réduit la traversée en ramenant à  $R_{ON}$  la résistance de la charge quand l'interrupteur en série est ouvert.

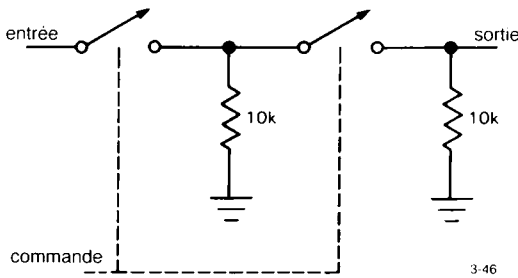


Figure 3.46

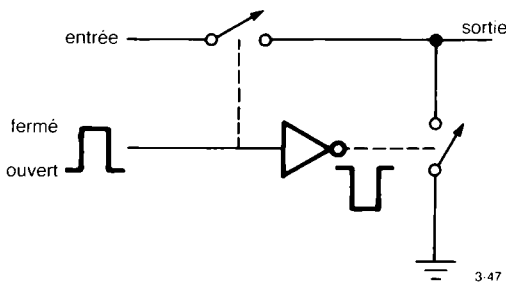


Figure 3.47

Exercice 3.9

Recalculez la traversée dans une charge de  $10\text{ k}\Omega$  à  $1\text{ MHz}$ , en supposant que  $C_{DS} = 1\text{ pF}$  et  $R_{ON} = 50\ \Omega$ , pour la configuration de la figure 3.47.

Il existe, sous la forme de circuits intégrés, des inverseurs CMOS non court-circuitants (un interrupteur s'ouvre avant que l'autre se ferme, *break-before-make*); en fait, vous pouvez trouver une paire d'inverseurs dans un même boîtier. Parmi les exemples : les DG188, IH5142, IH5143 et AD7512 (double inverseur). Puisque ces inverseurs CMOS sont

disponibles, la configuration série-parallèle est facile à utiliser pour obtenir un fonctionnement excellent. Les commutateurs audio-vidéo cités plus haut utilisent cette configuration.

♦  $C_D, C_S$  : capacités avec la masse

La capacité en parallèle par rapport à la masse produit les atténuations citées plus haut. La situation est pire avec une source à haute impédance, mais même avec une source « solide » la résistance à l'état passant  $R_{ON}$  de l'interrupteur se combine avec la résistance en parallèle pour former un filtre passe-bas. Le problème suivant montre ce qui se passe.

Exercice 3.10

Un AD7510 (choisi ici pour ses spécifications complètes de la capacité, reproduites figure 3.44) est piloté par une source de signal de  $10\text{ k}\Omega$ , avec une impédance de charge de  $100\text{ k}\Omega$  à la sortie du commutateur. Où se trouve le point à  $3\text{ dB}$  ? Maintenant recommencez les calculs en supposant une source de signal parfaitement « solide », et une résistance  $R_{ON}$  de  $75\ \Omega$ .

♦ Capacité grille-canal

La capacité entre la grille de commande et le canal produit un effet différent : le couplage de petits signaux transitoires désagréables avec votre signal quand le commutateur est actionné. Ce sujet mérite une étude sérieuse, nous la mènerons dans la prochaine section sur les « pointes de commutation ».

♦  $C_{DD}, C_{SS}$  : capacité entre les commutateurs

Si vous incorporez plusieurs commutateurs sur une même puce de silicium de la taille d'un grain de blé, vous ne devriez pas être surpris de constater un certain couplage entre les canaux (« diaphonie »). Le coupable, bien sûr, est la capacité entre les canaux. L'effet augmente avec la fréquence et avec l'impédance dans le circuit du canal « récepteur ». Voici l'occasion de le chiffrer vous-même :

Exercice 3.11

Calculez le couplage, en décibels, entre une paire de canaux avec  $C_{DD} = C_{SS} = 0,5\text{ pF}$  (figure 3.44) et les impédances de source et de charge de l'exercice précédent. Prenez un signal perturbateur à  $1\text{ MHz}$ . Dans chaque cas calculez le couplage (ou diaphonie) (a) d'interrupteur ouvert à interrupteur ouvert,

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

- (b) d'interrupteur ouvert à interrupteur fermé,
- (c) d'interrupteur fermé à interrupteur ouvert et
- (d) d'interrupteur fermé à interrupteur fermé.

Cet exemple devrait montrer à l'évidence pourquoi la plupart des circuits à large bande en radio-fréquences utilisent des signaux sous faible impédance, habituellement  $50 \Omega$ . Si la diaphonie est un problème sérieux, ne passez pas plus d'un signal par puce.

#### Pointes de commutation

Pendant les transitions d'ouverture et de fermeture, les commutateurs analogiques à *FET* peuvent faire des choses dégoûtantes. Le signal de commande appliqué à la grille (ou aux grilles) peut être couplé capacitivement aux canaux, ce qui ajoute d'affreux transitoires à votre signal. La situation est la plus grave quand le signal est sous haute impédance. Les multiplexeurs peuvent montrer un comportement similaire pendant les transitions des entrées d'adresse, de même que des courts-circuits momentanés entre les entrées si le temps d'ouverture dépasse le temps de fermeture. Certains commutateurs (comme le 4066) sont réputés pour leur propension néfaste à court-circuiter l'entrée à la masse pendant les changements d'état.

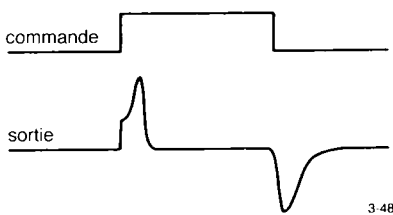


Figure 3.48

Examinons ce problème un peu plus en détail. La figure 3.48 représente une forme d'onde que vous pourriez voir à la sortie d'un commutateur analogique à *MOSFET* canal N, comme celui de la figure 3.35, avec un signal nul à l'entrée et une charge de  $10 \text{ k}\Omega$  en parallèle avec  $20 \text{ pF}$  à la sortie (valeurs réalistes pour un circuit de commutation analogique). Les jolis transitoires sont provoqués par le transfert de charge à travers la capacité grille-canal lors des transitions de

la grille qui, en passant d'une tension d'alimentation à l'autre, ici de  $+15 \text{ V}$  à  $-15 \text{ V}$ , transfère une charge

$$Q = C_{GC} [V_G (\text{arrivée}) - V_G (\text{départ})]$$

La capacité  $C_{GC}$  est celle que forme la grille avec le canal, sa valeur typique est de  $5 \text{ pF}$ . Remarquez que la quantité de charge transférée ne dépend que de la variation totale de la tension de grille, et non du temps de montée. Le ralentissement de la transition du signal de grille produit une pointe d'amplitude moindre mais de durée supérieure, avec la même surface déterminée par le graphe. Un filtrage passe-bas du signal de sortie du commutateur a le même effet. De telles mesures peuvent être utiles si l'amplitude des pointes doit être maintenue faible, mais en général elles ne peuvent pas éliminer la traversée par la grille. Dans certains cas, la capacité grille-canal peut être connue assez précisément pour vous permettre d'annuler les pointes en couplant une version inversée du signal de grille au moyen d'un petit condensateur ajustable.

La capacité grille-canal est répartie sur la longueur du canal, ce qui signifie qu'une partie de la charge est renvoyée vers l'entrée du commutateur. Par conséquent, l'amplitude de la pointe en sortie dépend de l'impédance de la source de signal ; elle est plus petite quand l'interrupteur est piloté par une source de tension. Naturellement, la réduction de l'impédance de la charge apporte une réduction de l'amplitude de la pointe, mais cela augmente aussi la charge imposée à la source, et cela introduit une erreur et un défaut de linéarité dus à la résistance  $R_{ON}$  non nulle. Finalement, toutes choses égales par ailleurs, un commutateur à faible capacité grille-canal introduira des pointes de commutation moins importantes, bien que le prix en soit une augmentation de  $R_{ON}$ .

La figure 3.49 établit une comparaison intéressante entre les transferts de charge de trois types de commutateurs analogiques, y compris des *JFET*. Dans tous les cas, l'excursion du signal de grille est complète, c'est-à-dire  $30 \text{ V}$  ou la tension indiquée pour les *MOSFET*, ou de  $-15 \text{ V}$  à la tension du signal pour le *JFET* à canal N. Le commutateur à *JFET* accuse une forte dépendance entre l'amplitude des pointes et celle du signal, parce que l'excursion de la tension de

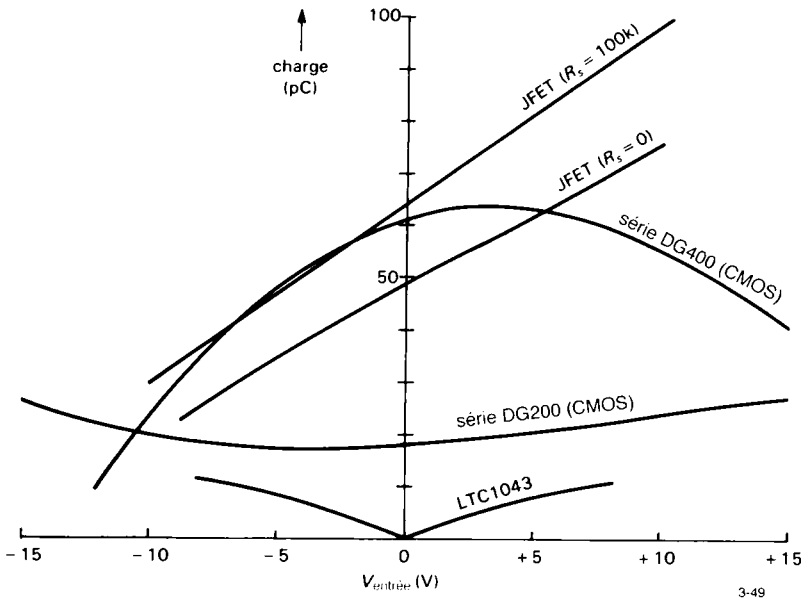


Figure 3.49 - Le transfert de charge en fonction de la tension du signal, pour différents commutateurs linéaires à FET.

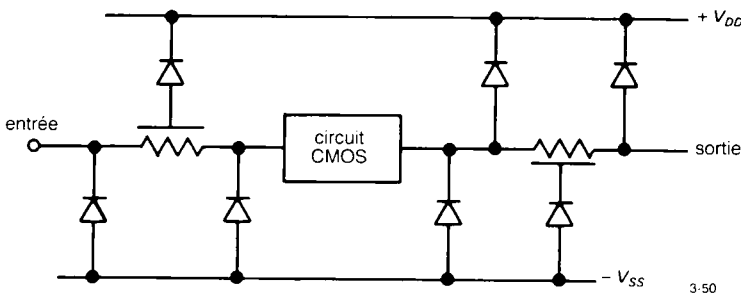


Figure 3.50 - Réseaux de protection des entrées et sorties CMOS. Le résistor en série dans la sortie est souvent omis.

grille est proportionnelle au niveau du signal au-dessus de  $-15\text{ V}$ . Les commutateurs CMOS bien équilibrés affichent une traversée relativement faible, parce que les charges apportées par les MOSFET complémentaires ont tendance à s'annuler (une grille monte pendant que l'autre descend). Simplement pour donner l'échelle de ces chiffres, soulignons que  $30\text{ pC}$  (picocoulombs) correspond à un échelon de  $3\text{ mV}$  aux bornes d'un condensateur de  $0,01\text{ }\mu\text{F}$ . C'est un condensateur plutôt gros pour un filtre ; vous pouvez constater que le problème est réel, puisqu'une pointe de  $3\text{ mV}$  devient gênante quand il est question de signaux analogiques à bas niveau.

**Verrouillage et courant d'entrée**

Tous les circuits CMOS sont munis de l'une ou l'autre forme de protection d'entrée, faute de quoi l'isolement de la grille serait facilement détruit (voir la dernière section sur les précautions de manipulation). Le réseau de protection usuel est celui de la figure 3.50 : bien qu'il puisse utiliser des diodes réparties, le réseau est équivalent à des diodes de fixation du niveau à  $V_{DD}$  ou à  $V_{SS}$  combinées à des limiteurs de courant résistifs. Si vous forcez les entrées (ou les sorties) plus d'un seuil de diode au-delà des tensions d'alimentation, les diodes de fixation de niveau deviennent conductrices, ce qui fait

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

apparaître les entrées (ou les sorties) comme de basses impédances raccordées aux alimentations respectives. Pire encore : la puce peut être amenée au « verrouillage en thyristor », un état effroyable (et destructeur) que nous décrirons plus en détail dans la section 14.16 (Vol. 2). Pour l'instant, tout ce que vous avez besoin d'en savoir est qu'il est indésirable ! Le verrouillage en thyristor est déclenché par des courants d'entrée (à travers le réseau de protection) d'environ 20 mA ou plus. Ainsi, vous serez attentifs à ne pas attaquer les entrées analogiques au-delà des tensions d'alimentation. Cela signifie, par exemple, que vous devez vous assurer que les tensions d'alimentation sont établies avant que puisse être appliqué un signal capable de produire un courant significatif. En passant, cette contrainte vaut aussi bien pour les circuits *logiques CMOS* que pour les commutateurs analogiques que nous avons envisagés jusqu'ici.

L'inconvénient des réseaux de protection à diodes et résisteurs est qu'ils détériorent les caractéristiques des commutateurs, en augmentant la résistance à l'état passant  $R_{ON}$ , la capacité parallèle et les fuites. Une conception astucieuse des puces (utilisation de « l'isolation diélectrique ») rend possible la suppression du verrouillage en thyristor sans les compromis sur le fonctionnement qui sont inhérents aux réseaux de protection classiques. Beaucoup des circuits de conception récente sont « tolérants » ; par exemple, Intersil annonce que vous pouvez porter les entrées analogiques des IH5108 et IH5116 à  $\pm 25$  V, même avec les alimentations à zéro volt (vous payez cette robustesse par une résistance  $R_{ON}$  quatre fois plus grande que celle des IH6108/16 classiques). Soyez attentifs, cependant, car il y a une foule de circuits intégrés commutateurs analogiques qui ne pardonnent rien !

Vous pouvez trouver des commutateurs analogiques et des multiplexeurs construits autour de *JFET* et non de *MOSFET*. Ils fonctionnent très bien, ils sont même supérieurs aux *CMOS* pour plusieurs caractéristiques. En particulier, la série de commutateurs à *JFET* de PMI possède une grande constance de  $R_{ON}$  en fonction de la tension analogique, une absence

complète de verrouillage, et elle ne craint pas les périls électrostatiques.

#### Autres limites des commutateurs

Les autres caractéristiques des commutateurs analogiques peuvent être importantes ou non, suivant l'application : le temps de commutation, le temps d'établissement, le délai d'ouverture avant la fermeture, le courant de fuite du canal (à la fois ouvert et fermé ; voir la section 4.15), l'appariement de  $R_{ON}$ , le coefficient de température de  $R_{ON}$  et les plages de tension de signal et d'alimentation. Nous ferons preuve d'une retenue inhabituelle en finissant l'étude ici, et en laissant le lecteur se pencher sur ces détails si son application l'exige.

#### 3.13 Quelques exemples de commutateurs analogiques à FET

Comme nous l'avons indiqué plus haut, beaucoup des applications naturelles des commutateurs analogiques à *FET* se trouvent dans des circuits à amplificateurs opérationnels, que nous étudierons dans le prochain chapitre. Dans cette section nous voulons montrer quelques applications qui ne recourent pas aux amplificateurs opérationnels, pour vous donner une idée du genre de circuits dans lesquels vous pouvez les utiliser.

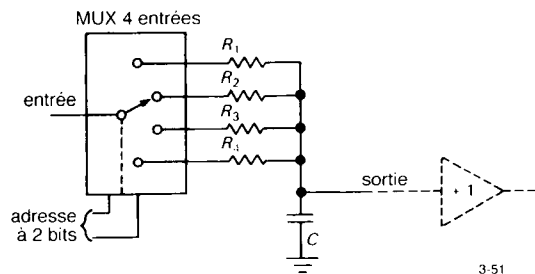


Figure 3.51

#### Filtre RC passe-bas commutable

La figure 3.51 montre comment vous pourriez réaliser un filtre passe-bas RC à fréquence de coupure commutable. Nous avons utilisé un multiplexeur pour

sélectionner un résistor parmi quatre, au moyen d'une adresse (numérique) à deux bits.

Nous avons choisi de placer le commutateur à l'entrée, plutôt qu'après les résisteurs, parce qu'il y a moins d'injection de charge à un point où le signal se présente sous une plus faible impédance. Il est possible aussi, naturellement, d'utiliser le commutateur pour sélectionner le condensateur. Vous pourriez avoir à le faire pour agrandir la gamme des constantes de temps, mais la résistance non nulle  $R_{ON}$  limiterait l'atténuation à haute fréquence à un maximum de  $R_{ON}/R_{série}$ . Nous avons dessiné aussi un tampon à gain unitaire, à la suite du filtre, parce que l'impédance de sortie est élevée. Vous verrez dans le prochain chapitre comment faire des suiveurs « parfaits » (gain précis, haute impédance  $Z_{entrée}$ , faible impédance  $Z_{sortie}$ , pas de décalage de  $V_{BE}$ , etc.). Naturellement, si l'amplificateur qui suit le filtre présente une haute impédance, vous n'avez pas besoin du suiveur.

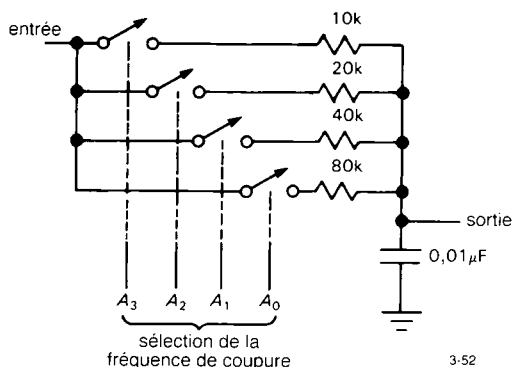


Figure 3.52 - Filtre RC passe-bas avec le choix de quinze constantes de temps également espacées.

La figure 3.52 montre une variante simple dans laquelle nous avons utilisé quatre commutateurs indépendants au lieu d'un multiplexeur à quatre entrées. Les valeurs de résistors qui sont indiquées vous permettent de fixer quinze fréquences de coupure (3 dB) également espacées en actionnant les commutateurs suivant les combinaisons binaires des quatre entrées.

#### Exercice 3.12

Quels sont les points à 3 dB de ce circuit ?

#### Amplificateur à gain commutable

Le même principe de commutation de résistor peut s'appliquer à la réalisation d'un amplificateur à gain commutable, comme celui de la figure 3.53. Bien que cette idée vienne naturellement pour les amplificateurs opérationnels, elle peut être appliquée à l'amplificateur en émetteur commun avec contre-réaction par l'émetteur. Nous avons utilisé une source de courant comme charge d'émetteur, comme dans un exemple précédent, pour rendre possibles des gains très inférieurs à l'unité. Ensuite nous avons utilisé le multiplexeur pour sélectionner un des quatre résisteurs d'émetteur. Remarquez le condensateur de blocage, indispensable pour maintenir le courant de repos indépendant du gain.

#### Échantillonneur-bloqueur

La figure 3.54 montre comment construire un circuit échantillonneur-bloqueur, comme vous en utiliserez quand vous voudrez convertir un signal analogique en un train de valeurs numériques (conversion analogique-numérique). Vous devez maintenir le niveau analogique stable pendant que vous déterminez son amplitude. Le circuit est simple : un tampon à gain unitaire produit une copie à basse impédance du signal d'entrée et l'applique aux bornes d'un petit condensateur. Pour conserver le niveau analogique à un moment quelconque, vous ouvrez tout simplement l'interrupteur. La haute impédance d'entrée du deuxième tampon (qui devra avoir des FET comme transistors d'entrée, pour maintenir le courant d'entrée proche de zéro) empêche le condensateur de se charger, si bien qu'il conserve sa tension jusqu'à ce que l'interrupteur à FET soit à nouveau fermé.

#### Exercice 3.13

Le tampon d'entrée doit fournir du courant pour que le condensateur suive un signal variable. Calculez le courant de pointe en sortie du tampon quand le circuit est piloté par une onde sinusoïdale de 1 V d'amplitude à 10 kHz.

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

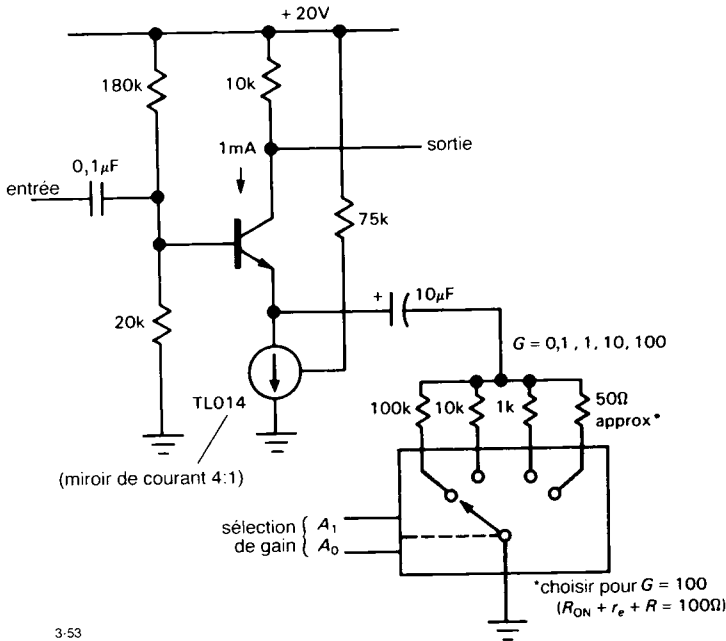


Figure 3.53 - Un multiplexeur analogique connecte le résistor de contre-réaction d'émetteur approprié pour réaliser un gain réglable par décades.

3-53

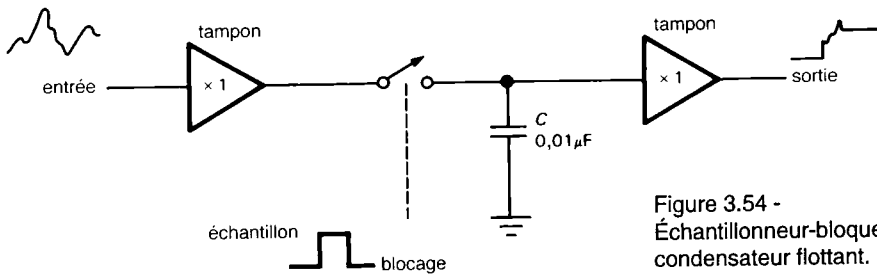


Figure 3.54 - Échantillonneur-bloqueur. Convertisseur à condensateur flottant.

#### **Inverseur de tension à condensateur flottant.**

Voici un moyen élégant (figure 3.55) de produire la tension d'alimentation négative nécessaire dans un montage muni d'une unique alimentation positive. La paire de commutateurs à *FET* de gauche connecte le condensateur en parallèle avec l'alimentation positive, pour le charger à  $+V_{\text{entrée}}$ , alors que les deux commutateurs de droite restent ouverts. Ensuite les commutateurs d'entrée s'ouvrent alors que les commutateurs de sortie connectent le condensateur chargé aux bornes de sortie, pour y transférer une partie de sa charge à  $C_2$ . La disposition diabolique des commutateurs fait que le condensateur est retourné la tête en bas, pour produire une tension de sortie *négative* ! Ce circuit existe tout fait dans le circuit intégré convertisseur de tension 7662, dont nous parlerons

dans les sections 6.22 et 14.7 (Vol. 2). Le montage dénommé « inverseur » transforme une tension HAUTE en une tension BASSE, et vice versa. Nous vous montrerons dans la prochaine section comment vous pouvez en construire un (et nous vous mettrons vraiment au courant dans les chapitres 8 à 11, Vol. 2 !).

#### **3.14 MOSFET, logique et commutateurs de puissance**

Les autres sortes d'applications des commutateurs à *FET* sont les circuits logiques et les commutateurs de puissance. La distinction est simple : dans la commutation de signaux analogiques, vous utilisez les *FET* comme des interrupteurs en série, pour bloquer ou transmettre un signal dans une certaine plage de



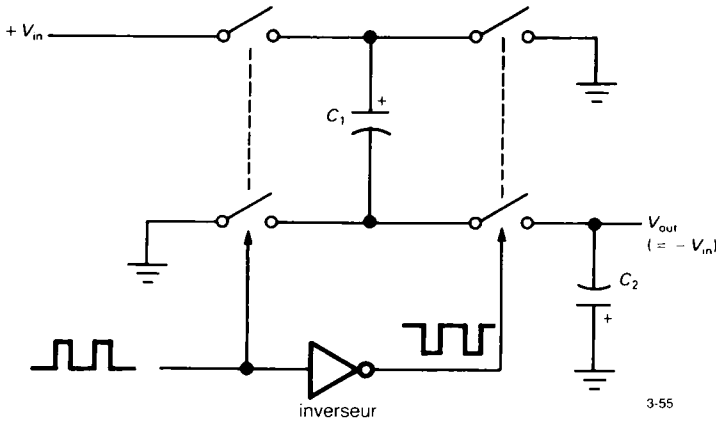


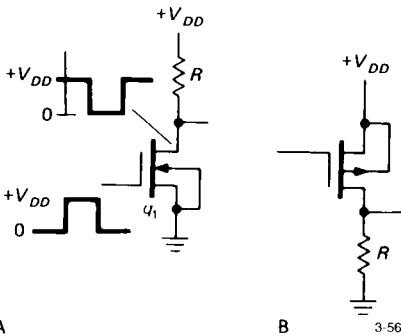
Figure 3.55 - Inverseur de tension à condensateur flottant.

3-55

tension analogique. Le signal analogique est habituellement à faible niveau, à un niveau de puissance insignifiant. Dans la commutation logique, à l'opposé, les interrupteurs à MOSFET s'ouvrent et se ferment pour produire des excursions totales entre les deux tensions d'alimentation. Les signaux ici sont en fait numériques et non analogiques, ils varient entre les deux tensions d'alimentation pour représenter les deux états HAUT et BAS. Entre les deux extrêmes, les niveaux intermédiaires sont inutiles et indésirables ; en fait, ils sont même interdits ! Enfin, dans la « commutation de puissance », il s'agit de connecter ou de déconnecter des charges comme des lampes, des bobines de relais, ou des bobinages de moteurs ; dans ces applications, les tensions comme les courants ont tendance à être importants. Nous commencerons par les commutations logiques.

**Commutation logique**

La figure 3.56 montre la forme la plus simple de commutation logique par des MOSFET : les deux circuits utilisent des résisteurs comme charge et exécutent la fonction logique d'inversion — un niveau HAUT à l'entrée commande un niveau BAS à la sortie est vice versa. La version à canal N ramène la sortie à la masse quand la grille (l'entrée) est au niveau HAUT, alors que la version à canal P tire la charge en HAUT quand la grille est au niveau BAS. Remarquez que les MOSFET de ces circuits sont utilisés en inverseur à source commune et non en sources-suiveuses. Dans les circuits logiques numériques comme ceux-là nous nous intéressons normalement au niveau de tension de sortie (« niveau logique ») produit par un niveau donné de la tension d'entrée ; le résistor n'est qu'une charge de drain passive, il crée l'excursion de tension jusqu'à la tension d'alimentation quand le FET est bloqué. Si nous remplaçons le résistor par une lampe à incandescence, un relais, la bobine d'une tête d'impression ou toute autre charge « lourde », nous avons une application de commutation de puissance (figure 3.3). Bien que nous utilisions le même circuit pratique, nous nous intéressons dans la commutation de puissance à la connexion et à la déconnexion de la charge, et non au niveau de tension.



A

B

3-56

Figure 3.56 - Inverseurs logiques NMOS et PMOS.

**Inverseur CMOS**

Les inverseurs NMOS et PMOS des circuits précédents souffrent du double inconvénient de consommer du courant à l'état passant et de présenter une

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

impédance de sortie relativement élevée à l'état bloqué. Vous pouvez réduire l'impédance de sortie (en diminuant  $R$ ), mais seulement au prix d'une dissipation supplémentaire, et vice versa. Hormis pour les sources de courant, ce n'est jamais une bonne idée que d'avoir une impédance de sortie élevée. Même si la charge prévue est à haute impédance (la grille d'un autre *MOSFET*, par exemple), vous vous exposez aux problèmes de captation capacitive de bruit, et vous souffrirez de vitesses de commutation réduites pour les transitions de l'état conducteur à l'état bloqué (du fait des capacités parasites de la charge). Dans ce cas, par exemple, l'inverseur *NMOS* avec un compromis sur la valeur du résistor de drain, disons 10 k $\Omega$ , produirait la forme d'onde de la figure 3.57.

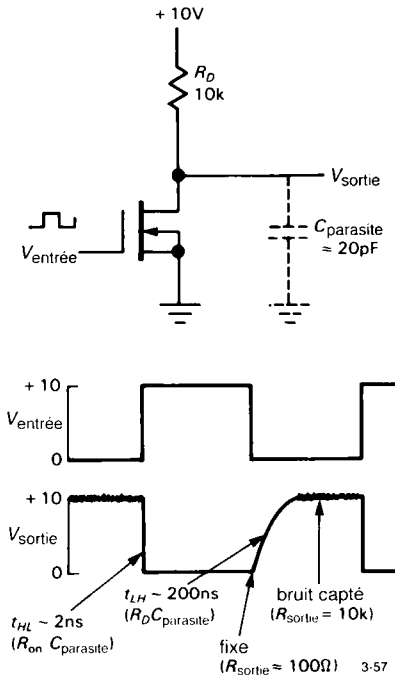


Figure 3.57

La situation rappelle celle de l'émetteur-suiveur asymétrique de la section 2.15, dans lequel la dissipation de puissance au repos et la puissance fournie à la charge étaient l'objet d'un compromis similaire. La solution retenue alors — la configuration *push-pull* — convient particulièrement bien à la commutation par *MOSFET*. Voyez la figure 3.58, que vous

pouvez considérer comme un inverseur *push-pull* : l'entrée à la masse bloque le transistor inférieur et active le transistor supérieur qui « tire » la sortie vers le HAUT. Un niveau HAUT à l'entrée ( $+V_{DD}$ ) fait l'inverse, ce qui ramène la sortie à la masse. Il s'agit d'un inverseur à faible impédance de sortie sans aucun courant de repos. On l'appelle inverseur *CMOS* (*MOS* complémentaire), c'est la structure de base de toute la logique numérique *CMOS*, la famille logique qui domine les circuits intégrés à grande échelle (*LSI*) et semble destinée à remplacer les familles logique précédentes (comme la *TTL*) basées sur des transistors bipolaires. Remarquez que l'inverseur *CMOS* est constitué de deux interrupteurs *MOSFET* complémentaires *en série*, activés alternativement, alors que le commutateur analogique (plus tôt dans ce chapitre) comporte deux *MOSFET en parallèle*, activés simultanément.

#### Exercice 3.14

Les transistors *MOS* complémentaires de l'inverseur *CMOS* fonctionnent tous les deux en inverseurs à source commune, alors que les transistors bipolaires des circuits *push-pull* de la section 2.15 fonctionnent en émetteurs-suiveurs (non inverseurs). Essayez de dessiner un « inverseur complémentaire bipolaire » analogue à l'inverseur *CMOS*. Pourquoi ne fonctionnera-t-il pas ?

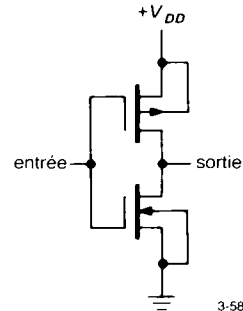


Figure 3.58 - Inverseur logique *CMOS*.

Nous verrons encore des *CMOS* numériques dans les chapitres sur la logique et les microprocesseurs (chapitres 8 à 11, Vol. 2). Pour l'instant il devrait être évident que les *CMOS* constituent une famille logique à faible consommation (nulle au repos), avec des

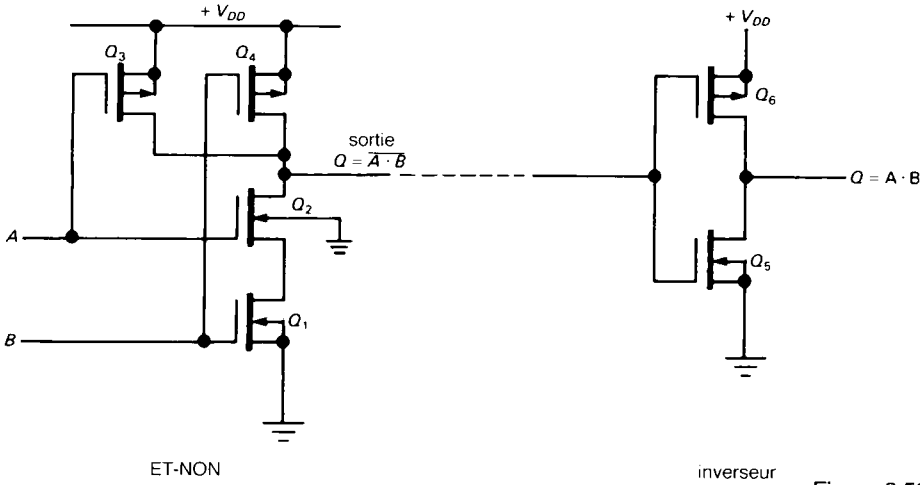


Figure 3.59 - Porte NON-ET CMOS, porte ET.

entrées à haute impédance et des sorties « solides » qui atteignent les deux pôles de la tension d'alimentation. Avant d'abandonner le sujet, cependant, nous ne résistons pas à la tentation de vous montrer un circuit CMOS de plus (figure 3.59). Il s'agit d'une porte logique NON-ET, dont la sortie ne passe au niveau bas que si l'entrée A ET l'entrée B sont toutes les deux au niveau HAUT. Le fonctionnement est étonnamment simple à comprendre : si A et B sont toutes les deux HAUTES, les interrupteurs NMOS en série  $Q_1$  et  $Q_2$  sont tous les deux conducteurs et ramènent fermement la sortie à la masse ; les interrupteurs PMOS coopèrent en restant ouverts ; ainsi aucun courant ne circule. Cependant, si l'entrée A, ou l'entrée B, ou les deux, passe au niveau BAS, le transistor PMOS correspondant devient conducteur et tire la sortie vers le HAUT ; comme l'un au moins des interrupteurs NMOS  $Q_1Q_2$  en série est ouvert, aucun courant ne circule.

Le circuit s'appelle NON-ET parce qu'il effectue l'opération logique ET, mais avec une sortie inversée (« NON »). Bien que les portes et leurs variantes soient au programme du chapitre 8 (Vol. 2), vous prendrez plaisir à vous faire la main avec les problèmes suivants.

- ✎ Exercice 3.15  
Dessinez une porte ET CMOS.  
Astuce : ET = NON-NON-ET.
- ✎ Exercice 3.16  
Dessinez maintenant une porte NON-OU ou porte NI : la sortie est BASSE si A OU B (ou les deux) est HAUTE.
- ✎ Exercice 3.17  
Vous avez deviné : dessinez une porte OU CMOS.
- ✎ Exercice 3.18  
Dessinez une porte NON-ET CMOS à trois entrées.

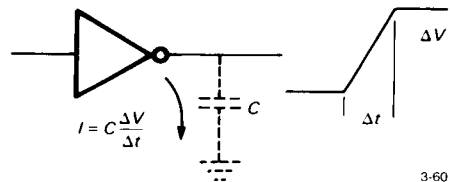
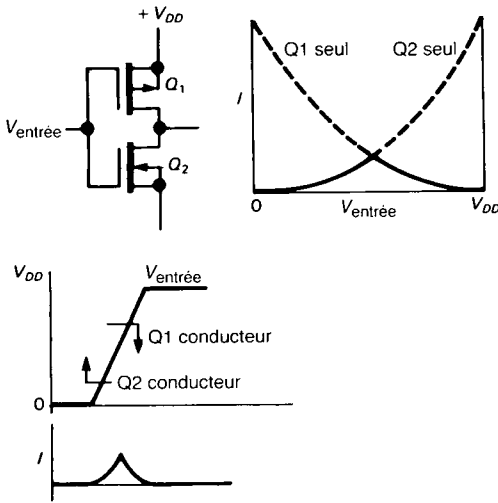


Figure 3.60 - Courant de charge des capacités.

La logique numérique CMOS que nous verrons plus loin est constituée de combinaisons de ces portes de base. La combinaison d'une très faible dissipation de puissance et d'une excursion de sortie d'un pôle à l'autre à faible impédance fait de la logique CMOS la

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

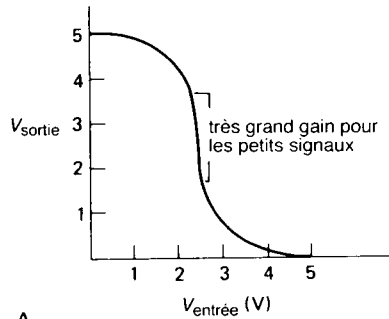
famille de choix pour la plupart des circuits logiques ; c'est pourquoi elle est la plus répandue. De plus, pour les circuits à micropuissance (comme les montres-bracelets ou les petits appareils portatifs), la partie est jouée : il n'y a pas de concurrent.



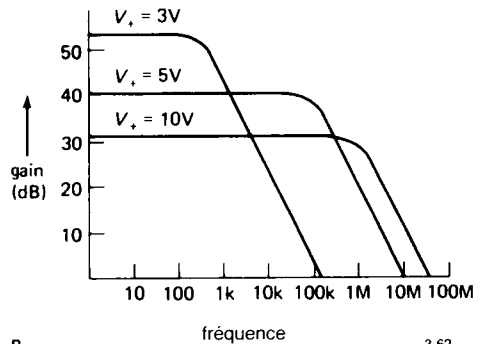
3-61

Figure 3.61 - Conduction des CMOS en classe A.

Toutefois, nous ne voulons pas laisser une impression fautive : il est utile de remarquer que les circuits CMOS ne fonctionnent pas à *puissance nulle*. Il y a deux mécanismes de consommation de courant : pendant les transitions, une sortie CMOS doit fournir un courant transitoire  $I = CdV/dt$  pour charger les capacités qu'elle voit (figure 3.60). La capacité de la charge est constituée de celle du câblage (« capacités parasites ») et de la capacité d'entrée de la logique que vous pilotez. En fait, comme un circuit intégré CMOS complexe comporte une foule de portes internes, que chacune pilote une certaine capacité interne, il y a consommation de courant dans tout circuit intégré CMOS qui opère des transitions, même s'il ne pilote aucune charge extérieure. Il n'est pas surprenant que la consommation de courant « dynamique » soit proportionnelle à la fréquence des transitions. Le second mécanisme de consommation de courant des circuits CMOS est montré par la figure 3.61 : au moment où la sortie passe d'un pôle de la tension d'alimentation à l'autre, il y a une région où les deux MOSFET sont conducteurs et provoquent de fortes pointes de



A



B

3-62

Figure 3.62

courant entre  $V_{DD}$  et la masse. Cette conduction simultanée s'appelle parfois « courant de classe A » ou « court-circuit des alimentations ». Vous en verrez quelques conséquences dans les chapitres 8, 9 et 14 (Vol. 2). Pendant que nous en sommes à méditer du CMOS, citons un autre inconvénient (commun, en fait, à tous les MOSFET) : sa vulnérabilité aux décharges électrostatiques. Nous en dirons plus sur le sujet dans la section 3.15.

#### ◇ Amplificateur linéaire CMOS

Les inverseurs CMOS — en fait, tous les circuits logiques CMOS — sont conçus pour être utilisés avec des niveaux de signaux numériques. De ce fait, hormis pendant les transitions entre les niveaux, les entrées et les sorties sont très proches de la masse ou de  $V_{DD}$  (habituellement +5 V). Les transitions, qui ne durent que quelques nanosecondes, sont les seuls moments où circule un courant de drain.

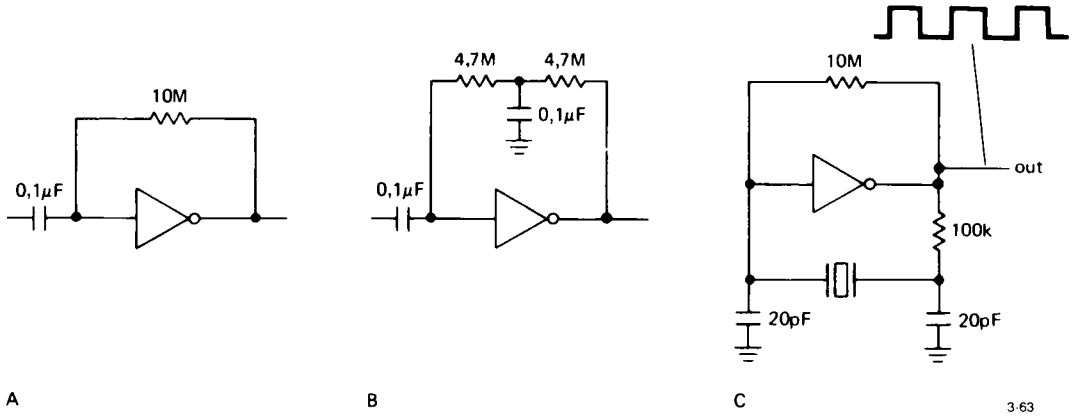


Figure 3.63 - Circuits amplificateurs linéaires CMOS.

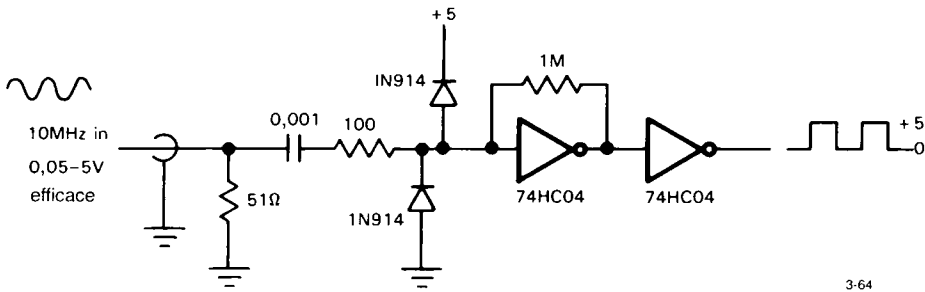


Figure 3.64

L'inverseur CMOS révèle quelques propriétés intéressantes quand il est utilisé avec des signaux analogiques. Reportez-vous à la figure 3.61. Vous pouvez considérer  $Q_1$  comme une charge active (source de courant) pour l'amplificateur inverseur  $Q_2$ , et vice versa. Quand l'entrée est proche de  $V_{DD}$  ou de la masse, les courants sont fortement disproportionnés, et l'amplificateur est en saturation (ou « accroché ») à la masse ou à  $V_{DD}$ . C'est la situation normale avec les signaux numériques. Cependant, quand l'entrée est proche de la moitié de la tension d'alimentation, il y a une région étroite dans laquelle les courants de drain de  $Q_1$  et  $Q_2$  sont presque égaux ; dans cette région, l'inverseur est un amplificateur inverseur à grand gain. Sa caractéristique de transfert est illustrée par la figure 3.62. Les variations de  $R_{charge}$  et de  $g_m$  sont telles que le plus grand gain correspond à un

courant de drain relativement faible, c'est-à-dire à une faible tension d'alimentation (disons 5 V).

Ce circuit n'est pas un bon amplificateur ; il présente les inconvénients d'une très forte impédance de sortie (en particulier sous une faible tension d'alimentation), d'une piètre linéarité et d'un gain imprévisible. Cependant, il est simple et peu coûteux (vous trouvez les inverseurs CMOS par paquet de six dans un circuit intégré à un demi-dollar) ; il est quelquefois utilisé pour amplifier de petits signaux d'entrée dont la forme d'onde ne présente pas d'importance. Parmi les exemples, citons les capteurs de proximité (qui amplifient la tension à 50 Hz captée par capacité), les oscillateurs à quartz, les étages d'entrée de fréquences-mètres (voir le chapitre 15, Vol. 2).

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

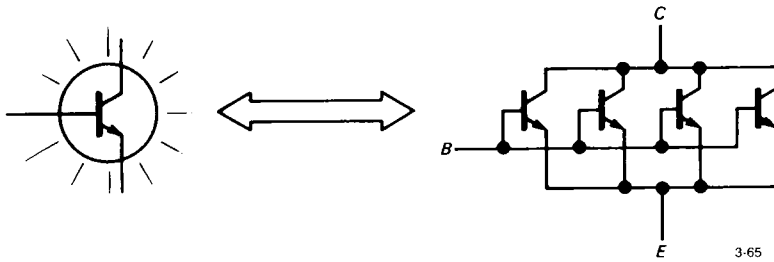


Figure 3.65 - Un transistor avec une jonction de grande surface peut être considéré comme plusieurs petits transistors mis en parallèle.

Pour utiliser un inverseur *CMOS* en amplificateur linéaire, il faut polariser l'entrée de façon à placer l'amplificateur dans sa région linéaire. La méthode usuelle consiste à connecter un résistor de forte valeur entre l'entrée et la sortie (nous reconnaitrons la « contre-réaction en continu » dans le prochain chapitre), comme le montre la figure 3.63. Cela nous place au point  $V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}}$  de la figure 3.62. Comme nous l'apprendrons plus tard, une telle connexion (circuit A) a aussi pour effet de réduire l'impédance d'entrée, à travers la « contre-réaction parallèle » ; le montage B est préférable s'il faut une forte impédance d'entrée à la fréquence du signal. Le troisième circuit est l'oscillateur à quartz classique, étudié dans la section 5.13. La figure 3.64 montre une variante du montage A, utilisée pour produire une onde nette à 10 MHz (pour piloter de la logique) à partir d'une onde sinusoïdale d'entrée. Le circuit fonctionne correctement avec une amplitude d'entrée comprise entre 50 mV et 5 V efficaces. C'est un bon exemple d'application « je ne connais pas le gain, et je ne m'en soucie pas ». Remarquez le réseau de protection de l'entrée, composé d'un résistor de limitation de courant et de diodes d'écrantage.

#### Commutation de puissance

Les *MOSFET* fonctionnent bien en commutateurs saturés, comme le suggérait notre circuit simple de la section 3.1. Les *MOSFET* de puissance sont proposés par de nombreux fabricants, ce qui rend les avantages des *MOSFET* (haute impédance d'entrée, mise en parallèle facile, pas de « claquage secondaire ») utilisables dans les circuits de puissance. D'une façon générale, les *MOSFET* de puissance sont plus faciles à utiliser que les transistors bipolaires de puissance.

Cependant, il faut prendre en compte certains effets subtils, car la substitution pure et simple du *FET* au bipolaire dans les applications de commutation peut mener rapidement au désastre. Nous avons visité les champs de ruines de tels désastres et souhaitons éviter qu'ils se reproduisent. Suivez-nous pour la visite guidée.

#### ♦ *MOSFET* de puissance

Les *FET* étaient des composants fluets à faible courant, à peine capables de supporter plus d'une dizaine de milliampères, jusqu'à la fin des années soixante-dix, quand les japonais inventèrent les transistors *MOS* à « sillon vertical ». Les *MOSFET* de puissance sont maintenant produits par tous les fabricants de semi-conducteurs discrets (GE, IR, Motorola, RCA, Siliconix, Supertex, TI, les européens Amperex, Ferranti, Siemens, SGS, et de nombreux japonais), sous les noms de *VMOS*, *TMOS*, *DMOS* et *HEXFET*. Ils peuvent supporter des tensions étonnamment fortes (jusqu'à 1000 V) et des courants de crête de 280 A (courant continu de 70 A), avec des résistances à l'état passant aussi faibles que 0,02  $\Omega$ . Les petits *MOSFET* de puissance se vendent moins d'un dollar, ils sont disponibles dans tous les boîtiers de transistors usuels, de même que sous la forme des circuits intégrés classiques *DIL* (*Dual In line*). Curieusement, ce sont maintenant les petits *MOSFET* discrets qui sont difficiles à trouver, l'offre de *MOSFET* de puissance est abondante. Voyez dans le tableau 3.5 une liste des modèles de puissance typiques.

#### ♦ Haute impédance, stabilité thermique

Les deux avantages importants du *MOSFET* de puissance par rapport au transistor bipolaire, sont sa haute

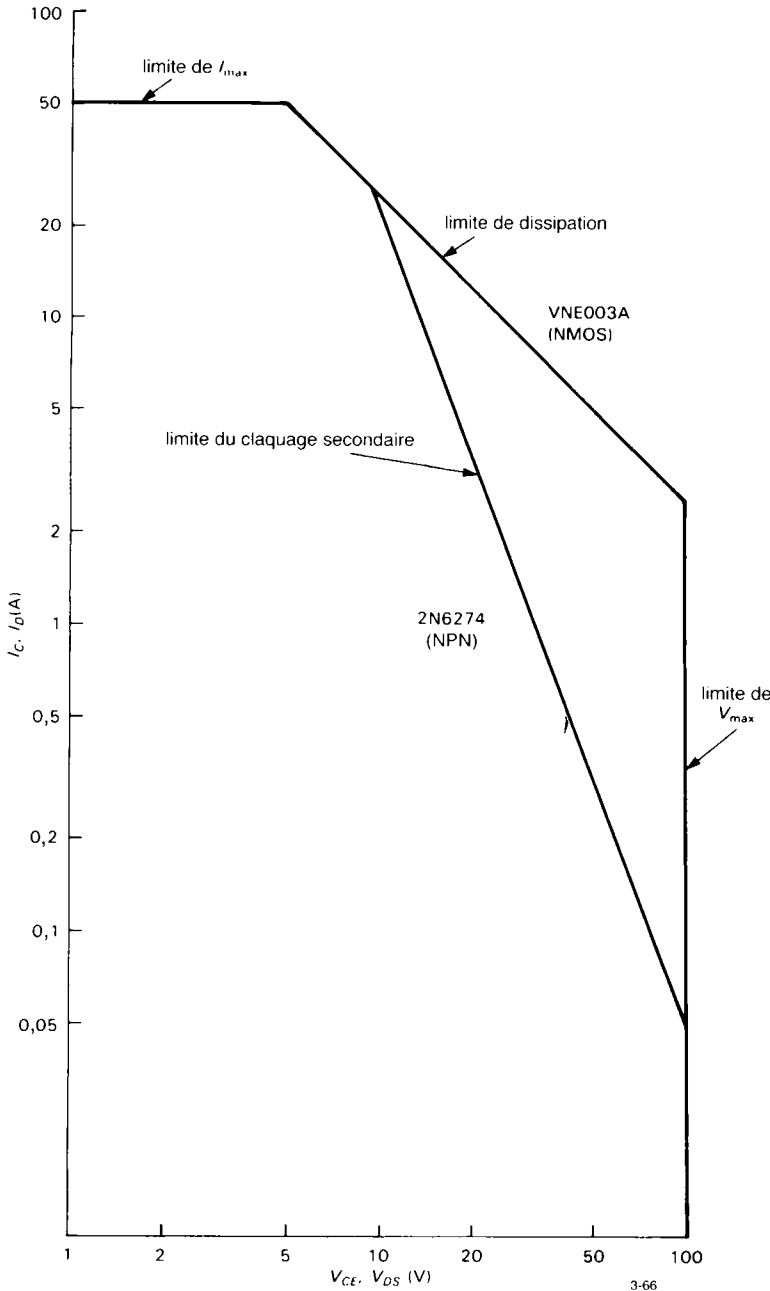


Figure 3.66 - Les MOSFET de puissance ne connaissent pas de claquage secondaire.

impédance d'entrée (mais méfiez-vous de la capacité d'entrée, surtout avec les composants à fort courant ; voyez plus loin) et son absence totale d'emballement thermique et de claquage secondaire. Ce dernier effet est très important dans les circuits de puissance ; il est bon de la connaître : la grande zone de jonction d'un

transistor de puissance (qu'il soit bipolaire ou à effet de champ) peut être considérée comme un grand nombre de petites jonctions en parallèle (figure 3.65), soumises chacune aux mêmes tensions. Dans le cas d'un transistor bipolaire de puissance, le coefficient de température positif du courant de collecteur, sous

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

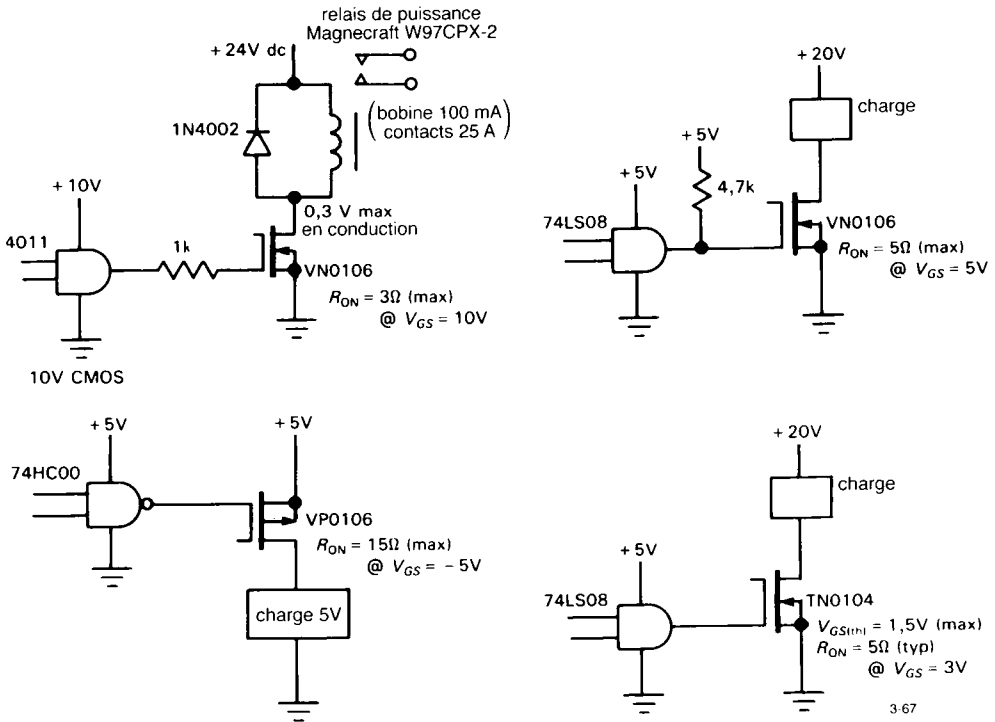


Figure 3.67 - Les MOSFET commandés par des niveaux logiques peuvent piloter des charges de puissance.

une tension de base  $V_{BE}$  fixe (environ  $+9\%/^{\circ}C$ , voir la section 2.10), signifie qu'un point chaud dans la jonction passera un courant supérieur, lequel produira un échauffement supplémentaire. Avec  $V_{CE}$  et  $I_C$  suffisamment élevés, cette « boulimie » de courant peut provoquer un emballement thermique local, connu sous le nom de « claquage secondaire ». En conséquence les transistors bipolaires sont limités à une « zone de fonctionnement de sécurité » (*Safe Operating Area*, sur le graphe du courant de collecteur en

fonction de la tension de collecteur). Cette zone de sécurité est plus petite que ce que permet, à elle seule, la dissipation maximale du transistor (nous en saurons plus sur ce sujet dans le chapitre 6). Le point important ici est que le coefficient de température *négligé* du courant de drain des MOS (figure 3.13) empêche radicalement la formation de ces points chauds. Les MOSFET n'ont pas de claquage secondaire, et leur zone de sécurité (SOA) coïncide avec leur



avons comparé les zones de sécurité de transistors de puissance NPN et NMOS sous les mêmes  $I_{max}$ ,  $V_{max}$  et  $P_{diss}$ . Pour la même raison, les amplificateurs de puissance à MOSFET n'ont pas les fâcheuses tendances à l'emballement thermique que nous avons appris à aimer dans les transistors bipolaires (voir la section 2.15) ; de plus, les MOSFET de puissance peuvent être mis en parallèle sans les résisteurs d'équilibrage, ou « ballasts d'émetteur » qui sont indispensables avec les transistors bipolaires (voir la section 6.7).

✦ Exemples de commutation de puissance et avertissements

Vous aurez souvent à commander un MOSFET de puissance avec une sortie de circuit logique. Bien qu'il y ait des familles logiques capables de produire des excursions de sortie de 10 V ou plus (série 4000 CMOS), les plus courantes utilisent des niveaux de +5 V (« CMOS rapide ») ou de +2,4 V (« TTL »). La figure 3.67 montre comment commuter des charges avec ces trois familles logiques. Dans le premier circuit, l'attaque de grille de +10 V rendra totalement passant n'importe quel MOSFET, nous avons donc choisi le VN0106, un transistor bon marché donné pour  $R_{ON} < 5 \Omega$  sous  $V_{GS} = 5 V$ . La diode protège le transistor contre les pointes de tension inductives (section 1.31) ; le résistor en série dans la grille, bien qu'il ne soit pas essentiel, est une bonne idée, parce que la capacité grille-drain du MOSFET risque de renvoyer la pointe inductive de la charge dans le circuit logique CMOS (nous en parlerons davantage plus loin). Dans le deuxième circuit nous avons une attaque de grille de 5 V, toujours parfaite pour les séries VN01/VP01 ; pour changer, nous avons utilisé un MOSFET à canal P qui pilote une charge raccordée à la masse.

Le dernier schéma montre deux façons de traiter les +2,4 V (au pire, la tension est habituellement de +3,5 V) de la tension de sortie HAUTE de la logique TTL : nous pouvons utiliser une résistance de polarisation à +5 V pour donner à la sortie TTL une excursion de 5 V, capable de piloter un MOSFET normal ; nous pouvons aussi utiliser quelque chose comme un TN0106, un MOSFET à « faible seuil » conçu pour la commande à niveaux logiques. Méfiez-vous,

cependant, des spécifications trompeuses. Par exemple, le TN01 précise «  $V_{GS(th)} = 1,5 V (max)$  », ce qui semble parfait jusqu'à ce que vous lisiez les petits caractères entre parenthèses (« à  $I_D = 1 mA$  »). Il faut une tension de grille beaucoup plus forte que  $V_{GS(th)}$  pour porter le MOSFET à la conduction totale (figure 3.68). De toute façon, le circuit fonctionnera probablement, parce que (a) le niveau HAUT des sorties TTL est rarement inférieur à +3 V, habituellement supérieur à +3,5 V, et (b) le TN01 spécifie plus loin «  $R_{ON}(typ) = 5 \Omega$  à  $V_{GS} = 3 V$  ».

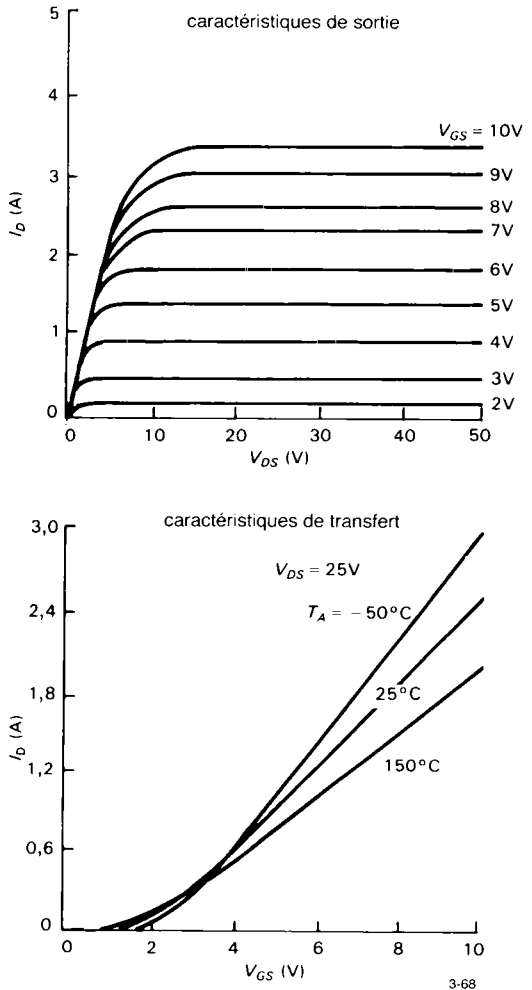


Figure 3.68 - Caractéristiques de drain d'un MOSFET à canal N et faible seuil (type TN0104).

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

Cet exemple illustre un dilemme fréquent pour les concepteurs : choisir entre un circuit compliqué conforme aux critères du cas le plus défavorable, au fonctionnement garanti, et un circuit simple qui ne prend pas en compte le cas le plus défavorable, mais dont il est convaincu qu'il fonctionnera sans problème. Vous vous surprendrez à choisir le deuxième cas, en ignorant la petite voix qui murmure dans votre oreille.

#### ♦ $\diamond$ Capacité

Dans les exemples précédents nous avons inséré un résistor en série avec la grille quand la charge était inductive. Comme nous l'avons dit précédemment dans ce chapitre (section 3.9), les *MOSFET* ont par nature une *résistance* de grille infinie, mais une *impédance* définie, du fait de la capacité grille-canal. La capacité des *MOSFET* à fort courant peut être stupéfiante : comparez les 45 pF de capacité d'entrée du VN01 (1 A) aux 450 pF du IRF520 (10 A) ou aux 4300 pF du SMM70N05 (70 A) de Siliconix ! Une variation rapide de la tension de drain produit un courant transitoire de grille de plusieurs milliam-pères, suffisant pour surcharger (et même détruire, par le « verrouillage en thyristor ») les circuits *CMOS* fragiles.

Le résistor en série est un compromis entre la vitesse et la protection, avec des valeurs typiques de  $100\ \Omega$  à  $10\ \text{k}\Omega$ . Il est évident que le courant dynamique de grille existe même sans charge inductive : la capacité par rapport à la masse,  $C_{iss}$ , donne naissance à un courant  $I = C_{iss} dV_{DG}/dt$ , alors que la capacité de réaction (plus faible),  $C_{rss}$ , produit un courant d'entrée  $I = C_{rss} dV_{DG}/dt$ . Ce dernier courant domine dans un commutateur en source commune, parce que  $\Delta V_{DG}$  est habituellement beaucoup plus fort que l'attaque de grille  $\Delta V_{GS}$  (effet Miller).

#### 🔗 Exercice 3.19

Un *MOSFET* IRF520 commandant une charge de 2 A se bloque en 100 ns (par la transition de la tension de grille entre +10 V et la masse), pendant lesquelles le drain passe de 0 V à 50 V. Quel est le courant de grille moyen pendant les 100 ns, en prenant  $C_{GS}$  (appelée aussi  $C_{iss}$ ) = 450 pF, et  $C_{DG}$  (appelée aussi  $C_{rss}$ ) = 50 pF.

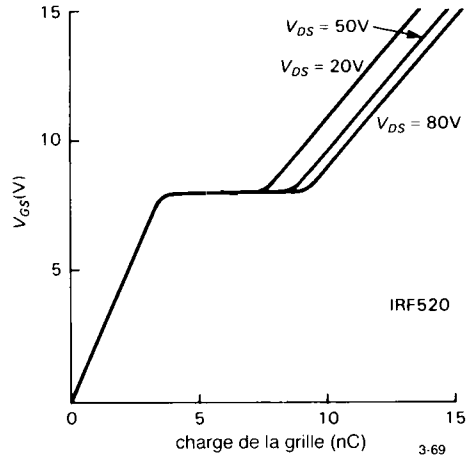


Figure 3.69 - Charge de grille en fonction de  $V_{GS}$

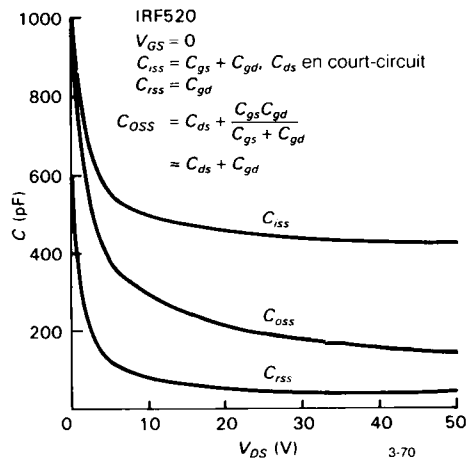


Figure 3.70 - Capacités d'un *MOSFET* de puissance.

Dans un commutateur en source commune, la part de l'effet Miller dans le courant de grille intervient seulement pendant les transitions du drain, alors que la capacité grille-source produit un courant chaque fois que la tension de grille change. Ces effets sont souvent illustrés par un graphe de la « charge de grille en fonction de la tension grille-source », comme sur la figure 3.69. La portion horizontale correspond à la tension d'entrée en conduction, quand la chute rapide de la tension de drain oblige le pilote de grille à fournir un courant de charge supplémentaire à  $C_{rss}$  (effet

Miller). Si la capacité de contre-réaction était indépendante de la tension, la portion horizontale serait proportionnelle à la tension de drain, après quoi la courbe reprendrait sa pente initiale. En fait, la capacité de contre-réaction  $C_{rs}$  augmente rapidement sous une faible tension (figure 3.70), ce qui signifie que la plus grande partie de l'effet Miller se produit pendant la portion basse de la courbe de tension de drain. Cela explique à la fois le changement de pente de la courbe de charge de la grille et le fait que la portion horizontale est presque indépendante de la tension de drain.

#### ✎ Exercice 3.20

Comment la relation entre la tension et  $C_{rs}$  explique-t-elle le changement de pente des courbes de charge de la grille ?

#### ♦ Autres avertissements

Les MOSFET de puissance présentent d'autres particularités que vous devez connaître. Tous les fabricants de MOSFET de puissance semblent connecter le substrat à la source. Comme le substrat forme une diode avec le canal, cela signifie qu'il y a effectivement une diode entre le drain et la source (figure 3.71) ; quelques fabricants dessinent même explicitement la diode dans leur symbole du MOSFET pour vous éviter de l'oublier. Cela signifie que vous ne pouvez pas utiliser des MOSFET de puissance dans les deux sens, du moins pas sous une tension drain-source supérieure à un seuil de diode. Par exemple, vous ne pourriez pas utiliser un MOSFET de puissance pour remettre à zéro un intégrateur soumis à un signal bipolaire, ni comme commutateur analogique pour un signal bipolaire. Ce problème ne se pose pas avec les circuits intégrés MOSFET (les commutateurs analogiques par exemple), dans lesquels le substrat est connecté à la broche d'alimentation la plus négative.

Autre piège pour les imprudents : le fait que les tensions de claquage grille-source ( $\pm 20$  V est un chiffre courant) sont inférieures aux tensions de claquage drain-source (qui vont de 20 V à 1000 V). C'est sans importance si vous commandez la grille avec l'excursion réduite d'un circuit logique, mais vous ne tarderez pas à rencontrer des problèmes si vous pensez pouvoir attaquer la grille d'un MOSFET par l'excursion de la tension de drain d'un autre.

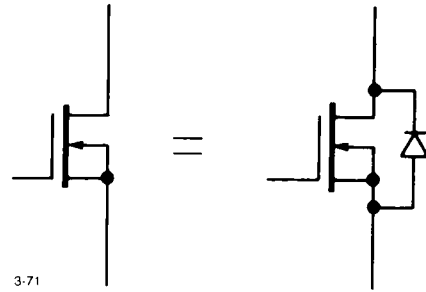


Figure 3.71 - Le substrat des MOSFET de puissance est connecté à la source, ce qui forme une diode drain-source.

#### ♦ Finalement, le problème de la protection de la grille

Comme nous le voyons dans la dernière section de ce chapitre, tous les composants MOSFET sont extrêmement sensibles au claquage de l'oxyde de grille, sous l'effet des charges électrostatiques. Contrairement aux JFET et aux autres composants à jonctions, dans lesquels le courant d'avalanche de la jonction peut décharger sûrement la surtension, les MOSFET sont endommagés définitivement par un unique claquage de grille. Pour cette raison, l'utilisation de résistances de grilles de 1 k $\Omega$  à 10 k $\Omega$  est une très bonne idée, en particulier lorsque le signal de grille provient d'une autre platine. Cette précaution réduit fortement le risque de dégâts ; il évite aussi la charge du circuit si la grille est endommagée, car le symptôme le plus courant de la destruction d'un MOSFET est un courant de grille appréciable. Autre précaution : ne pas laisser des grilles de MOSFET non connectées, parce qu'elles sont beaucoup plus susceptibles d'être endommagées quand elles sont en l'air (il n'y a pas de circuit pour offrir un chemin de retour aux charges statiques). Cela peut se produire inopinément si la grille est pilotée par une autre platine. La meilleure pratique est de connecter une résistance de polarisation (de 100 k $\Omega$  à 1 M $\Omega$ ) entre grille et source de tout MOSFET dont la grille est pilotée par une source de signal extérieure à la platine.

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

Tableau 3.5 - MOSFET de puissance

BV <sub>DSSA</sub> (V)	courant continu de drain		R <sub>DS(on)</sub> max (Ω)	à V <sub>GS</sub> (V)	V <sub>GS(th)</sub> max (V)	C <sub>iss</sub> typ (pF)	C <sub>rss</sub> typ (pF)	charge de commutation typ (nC)	boîtier <sup>b</sup>	type/commentaires <sup>c</sup>
	max (A)	max (Ω)								
<b>Canal N</b>										
30	0,8	1,8		5	2,5	110	35	-	DIP-14	VQ3001J <sup>1</sup> ; 2N, 2P dans un boîtier DIP
40	4	2,5		5	1,5	60	5	0,8	TO-92	TN0104N3; faible tension de seuil
60	0,2	6		5	2,5	60	5	-	TO-92	VN0610L <sup>3</sup> ; protection de grille similaire au VN2222
60	0,4	5		5	2,5	60	10	-	DIP-14	VQ1004J <sup>1</sup> ; quadruple dans un boîtier
60	15	0,14		5	2	900	180	-	TO-220	RFP15N06L <sup>2</sup> ; faible tension de seuil
100	0,25	15		5	2,4	27	3	0,6	TO-92	VN1310N3, BSS100
100	0,8	2,5		5	2,4	70	12	2,6	TO-92	VN0210N3
100	1,3	0,3		10	4	450	50	11	DIP-4	IRFD120
100	2	1		5	2	200	20	-	TO-220	RFP2N10L <sup>2</sup> ; faible tension de seuil
100	4	0,6		10	4	180	15	5	TO-220	IRF510, MTP4N10, VN1110N5, 2SK295
100	8	0,25		10	4	350	24	10	TO-220	IRF520, BUZ72A, 2SK383, VN1210N5
100	25	0,08		10	4	1500	90	39	TO-220	IRF540, MTP25N10
100	40	0,06		10	4	2000	350	63	TO-3	IRF150, 2N6764
100	65	0,04		10	5	5200	640	-	TO-3	VNE003A <sup>1</sup>
120	0,2	10		2,5	2	125	20	-	TO-92	VN1206L <sup>1</sup> ; faible tension de seuil
200	0,1	40		5	3,5	25	3	0,5	TO-92	VN1320N3
200	0,1	24		10	2	40	5	-	TO-92	VN2020L <sup>1</sup> , BS107
200	0,25	15		5	3	40	5	1,0	TO-92	VN0120N3, BSS101
200	0,4	8		5	3	75	7	2,5	TO-92	VN0220N3, BSS89
200	3	1,5		10	4	140	9	6	TO-220	IRF610, VN1220N5
200	5	0,8		10	4	450	40	11	TO-220	IRF620, MTP5N20, BUZ30, 2SK440
200	9	0,4		10	4	600	80	10	TO-220	IRF630, MTP8N20, BUZ32
200	18	0,18		10	4	1300	93	43	TO-220	IRF640
200	30	0,09		10	4	2600	150	80	TO-3	IRF250, 2N6766, MTM40N20
500	0,05	85		5	4	45	2	-	TO-92	VN0550N3
500	0,2	20		5	4	75	10	-	TO-92	VN0650N3
500	2,5	3		10	4	350	10	13	TO-220	IRF820, BUZ74, MTP3N50
500	4	1,5		10	4	610	18	21	TO-220	IRF830, BUZ41A, VN5001D <sup>1</sup> , MTP4N50
500	8	0,85		10	4	1300	45	42	TO-220	IRF840, MTP8N50, 2SK555 <sup>4</sup>
500	12	0,4		10	4	2700	75	86	TO-3	IRF450, 2N6770, 2SK560 <sup>4</sup>
500	20	0,3		10	5	4500	100	-	TO-3	VNP006A <sup>1</sup>
1000	4	10		10	4,5	1200 <sup>m</sup>	80 <sup>m</sup>	33	TO-220	MTP1N100, BUZ50B
1000	5	3		10	4,5	2600 <sup>m</sup>	200 <sup>m</sup>	110	TO-3	MTM5N100, BUZ54, IRFAG50

Tableau 3.5 - MOSFET de puissance (suite)

BV <sub>DSa</sub> (V)	courant continu de drain		à V <sub>GS</sub> (V)	V <sub>GS(th)</sub> max (V)	C <sub>iss</sub> typ (pF)	C <sub>rss</sub> typ (pF)	charge de commutation typ (nC)	boîtier <sup>a</sup>	type/commentaires <sup>c</sup>
	max (A)	R <sub>DS(on)</sub> max (Ω)							
<b>Canal P</b>									
30	0,6	2	12	4,5	150	60	-	DIP-14	VQ3001J <sup>1</sup> ; 2N, 2P dans un boîtier DIP
60	0,4	5	10	4,5	150	20	-	DIP-14	VQ2004J <sup>1</sup> ; quadruple dans un boîtier
100	0,15	40	5	3,5	20	3	0,4	TO-92	VP1310N3
100	0,4	8	5	3,5	90	15	3	TO-92	VP0210N3, VP1008L <sup>1</sup>
100	1	0,6	10	4	300	50	16	DIP-4	IRFD9120
100	6	0,6	10	4	300	50	16	TO-220	IRF9520, VP1210N5, MTP8P10
100	19	0,2	10	4	1100	250	70	TO-220	IRF9540, MTP12P10
200	0,06	100	5	3,5	35	2	0,5	TO-92	VP1320N3
200	0,1	40	5	3,5	50	5	1	TO-92	VP0120N3, BSS92
200	3,5	4	5	3,5	600	20	10	TO-220	VP1220N5, IRF9622
200	11	0,5	10	4	1100	150	70	TO-220	IRF9640
500	0,07	150	5	5	35	3	-	TO-92	VP0550N3
500	0,1	25	5	4	75	10	-	TO-92	VP0650N3
500	1	9	5	4,5	550	20	-	TO-220	VP0350N5
500	2	6	10	4,5	1000 <sup>m</sup>	80 <sup>m</sup>	20	TO-220	MTP2P50

<sup>(a)</sup> BV<sub>GS</sub> = ±20 V, sauf <sup>(1)</sup> ±40 V; <sup>(2)</sup> ±10 V; <sup>(3)</sup> +15, -0,3 V; <sup>(4)</sup> ±15 V

<sup>(b)</sup> θ<sub>JA</sub>: DIP-4 = 120°C/W; DIP-14 = 100°C/W; TO-92 = 200°C/W; θ<sub>JC</sub>: TO-220 = 2,5°C/W; TO-3 = 0,8°C/W  
P<sub>diss</sub> à T<sub>amb</sub> = 75°C: DIP-4 = 0,6 W; DIP-14 = 0,8 W; TO-92 = 0,3 W;  
P<sub>diss</sub> à T<sub>boîtier</sub> = 75°C: TO-220 = 30 W; TO-3 = 90 W

<sup>(c)</sup> Attention aux différences de caractéristiques entre les fabricants; les valeurs données sont typiques.

<sup>(m)</sup> maximum

#### ♦ *MOSFET contre bipolaire comme commutateur à fort courant*

Le plus souvent les MOSFET sont une alternative séduisante aux transistors bipolaires classiques. Ils coûtent un peu plus cher actuellement, pour les mêmes possibilités; cependant ils sont plus simples à piloter, ils ne sont pas exposés au claquage secondaire et ne supportent pas les contraintes dues à la réduction de la zone de sécurité (SOA).

Gardez présent à l'esprit qu'un MOSFET conducteur se comporte comme une résistance faible, plutôt que comme un transistor bipolaire saturé, pour les faibles valeurs de tension de drain. Cela peut être un avantage, car la « tension de saturation » tombe tout près de zéro pour les faibles courants de drain. L'opinion

générale veut que les MOSFET satureront moins bien à fort courant, mais nos recherches montrent que c'est faux. Dans le tableau 3.6, nous avons choisi des paires comparables (NPN contre MOSFET à canal N), pour lesquelles nous avons relevé les V<sub>CE(sat)</sub> et R<sub>DS(ON)</sub> spécifiés. Le MOSFET à faible courant fait piètre figure comparé à son cousin PNP « petits signaux », mais dans la gamme de 10 à 50 A, 0 à 100 V, le MOSFET s'en tire mieux. Remarquez en particulier les énormes courants de base nécessaires pour saturer correctement un transistor bipolaire (10% du courant de collecteur, voire plus!), comparés aux 10 V de polarisation (courant nul) pour lesquels sont spécifiés habituellement les MOSFET. Remarquez aussi que les MOSFET à forte tension (disons BV<sub>DS</sub> > 200 V) ont tendance à présenter une plus forte résistance R<sub>ON</sub>

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

classe	type	I <sub>c</sub> , I <sub>b</sub>	V <sub>sat</sub> (max)		I <sub>b</sub> , V <sub>Gs</sub>	C <sub>sortie</sub> (10 V) max	prix (par 100 pièces) en dollar
			(25°C) (V)	(125°C) (V)			
60 V, 0,5 A	NPN -- 2N4400	0,5 A	0,75	0,8	50 mA	8 pF	0,09
	NMOS -- VN0610	0,5 A	2,5	4,5	10 V	25 pF	0,43
60 V, 10 A	NPN -- 2N3055	10 A	3	-	3,3 A	600 pF	0,65
	NMOS -- MTP3055A	10 A	1,5	2,3	10 V	300 pF	0,57
100 V, 50 A	NPN -- 2N6274	20 A	1	1,4	2 A	600 pF	11,00
	NMOS -- VNE003A	20 A	0,7	1,1	10 V	3000 pF	12,50
400 V, 15 A	NPN -- 2N6547	15 A	1,5	2,5	2 A	500 pF	4,00
	NMOS -- IRF350	15 A	3	6	10 V	900 pF	12,60

et un plus fort coefficient de température que les modèles à faible tension. En plus des caractéristiques de saturation, nous avons repris les capacités, parce que les *MOSFET* de puissance ont souvent une plus forte capacité que les transistors bipolaires sous le même courant ; dans certaines applications, vous pouvez considérer le produit de la capacité par la tension de saturation comme un facteur de qualité.

Rappelez-vous que les *MOSFET* de puissance peuvent être utilisés comme substituts des transistors bipolaires dans les circuits de puissance linéaires, par exemple les amplificateurs audio ou les régulateurs de tension (nous étudierons ces derniers dans le chapitre 6). Les *MOSFET* de puissance existent aussi avec un canal P, bien que la variété tende à être plus grande en composants à canal N (avec de meilleures performances).

#### ♦ Quelques exemples de commutation de puissance à *MOSFET*

La figure 3.72 illustre trois façons d'utiliser un *MOSFET* pour commander la puissance continue dans une partie de circuit que vous voulez mettre en service ou hors service. Si vous avez un appareil de mesure alimenté par piles qui doit faire quelques mesures occasionnelles, vous pouvez utiliser le circuit A pour couper le microprocesseur gourmand sauf pendant les mesures intermittentes. Ici, nous avons utilisé un interrupteur *PMOS*, actionné par une excursion de tension de 5 V vers la masse. La « logique 5 V » est

un circuit numérique *CMOS* à faible puissance, maintenu en fonctionnement même quand le microprocesseur est arrêté (rappelez-vous que la consommation statique de la logique *CMOS* est nulle). Nous aurons beaucoup plus à dire sur cette sorte de commutation de puissance dans le chapitre 14, Vol. 2.

Dans le deuxième circuit (B), nous commutons l'alimentation continue d'une charge qui réclame +12 V sous un courant considérable ; ce pourrait être un émetteur radio ou n'importe quoi. Comme nous ne disposons que de l'excursion logique de +5 V, nous avons utilisé un petit *MOSFET* à canal N pour produire une excursion complète de 12 V qui commande à son tour la grille du *PMOS*. Remarquez la grande valeur du résisteur de drain, parfaitement adéquate ici parce que la grille du *PMOS* ne consomme aucun courant (même un balèze de 10 A), et nous n'avons pas besoin d'une coupure rapide dans une application comme celle-là.

Le troisième circuit (C) est un perfectionnement du deuxième, avec une limitation du courant de court-circuit par un transistor PNP. C'est toujours une bonne idée dans un schéma d'alimentation, parce que rien ne dérape plus facilement que la pointe de touche d'un oscilloscope. Dans ce cas, la limitation de courant évite aussi le court-circuit du +12 V par le condensateur de filtrage, déchargé à la mise sous tension. Voyez si vous pouvez comprendre le fonctionnement de la limitation de courant.

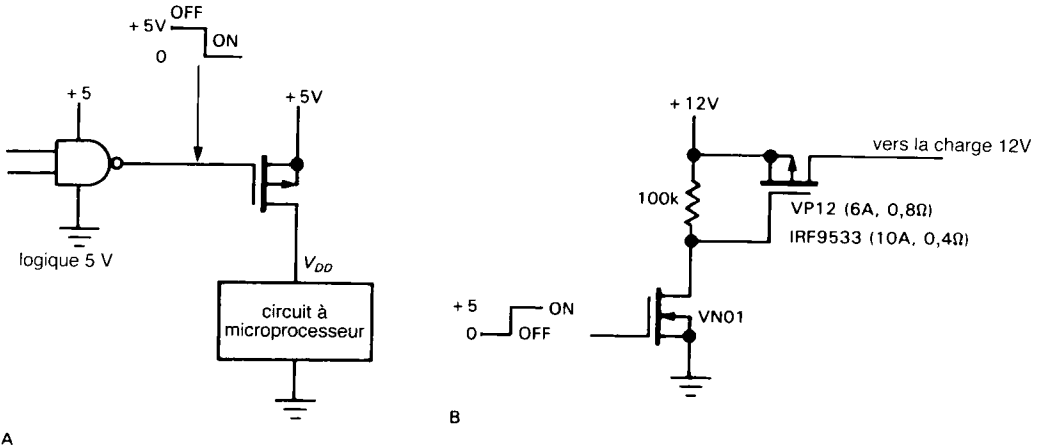


Figure 3.72 - Commutation de puissance continue avec des MOSFET.

Exercice 3.21

Comment fonctionne la limitation de courant ? Quel courant de charge autorise-t-elle ? Pourquoi la charge de drain du NMOS est-elle répartie en deux résisteurs ?

La tension de claquage limitée de la grille des MOSFET (habituellement  $\pm 20$  V) poserait un problème réel si vous tentiez de commander le circuit par une tension d'alimentation supérieure. Dans ce cas, vous remplacerez le résistor de 100 k $\Omega$  par 10 k $\Omega$  (ce qui permettrait le fonctionnement jusqu'à 40 V), ou une autre paire de valeurs qui maintiennent la tension d'attaque de grille inférieure à 20 V.

La figure 3.73A montre un exemple simple de commutateur à MOSFET qui tire profit de la haute impédance de grille. Vous pourriez vouloir allumer la

lumière extérieure au coucher du soleil. La photo-résistance présente une faible résistance à la lumière du jour, une forte résistance dans l'obscurité. Vous l'incorporez à un diviseur résistif qui attaque la grille directement (aucune charge continue !). La lumière s'allume quand la tension de grille atteint la valeur qui produit un courant suffisant pour exciter le relais. Les lecteurs à l'œil perçant auront remarqué que ce circuit n'est ni très précis ni très stable ; ils ont raison, parce que la photo-résistance subit une énorme variation de résistance (de 10 k $\Omega$  à 1 M $\Omega$ , par exemple) quand elle passe à l'obscurité. Le défaut de seuil précis et stable signifie seulement que la lumière peut s'allumer quelques minutes plus tôt ou plus tard. Notez que le transistor peut avoir à dissiper une certaine puissance pendant que la tension de grille augmente progressivement, puisque nous travaillons dans la région

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

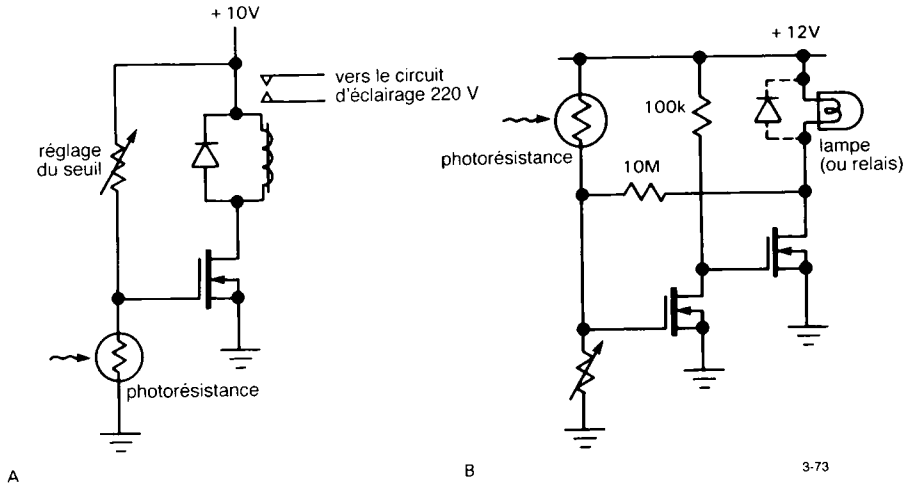


Figure 3.73 - Commutateur de puissance commandé par la lumière ambiante.

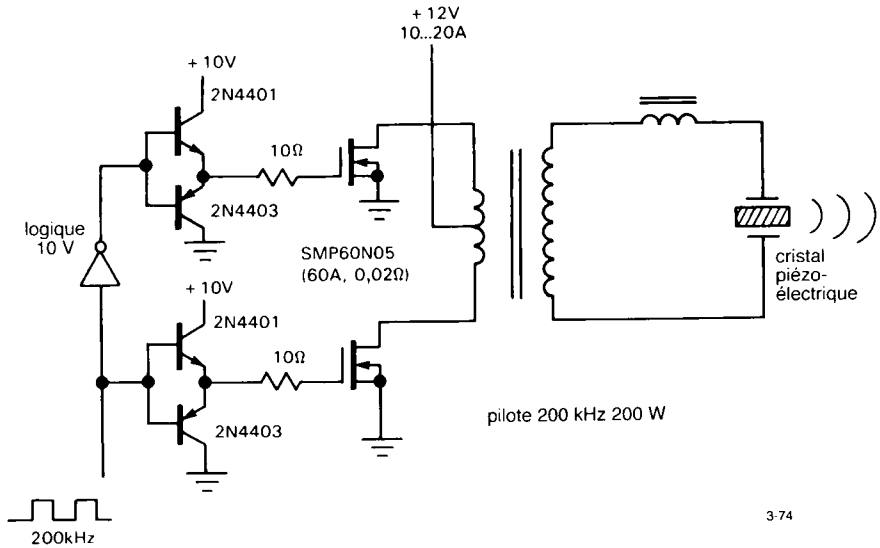
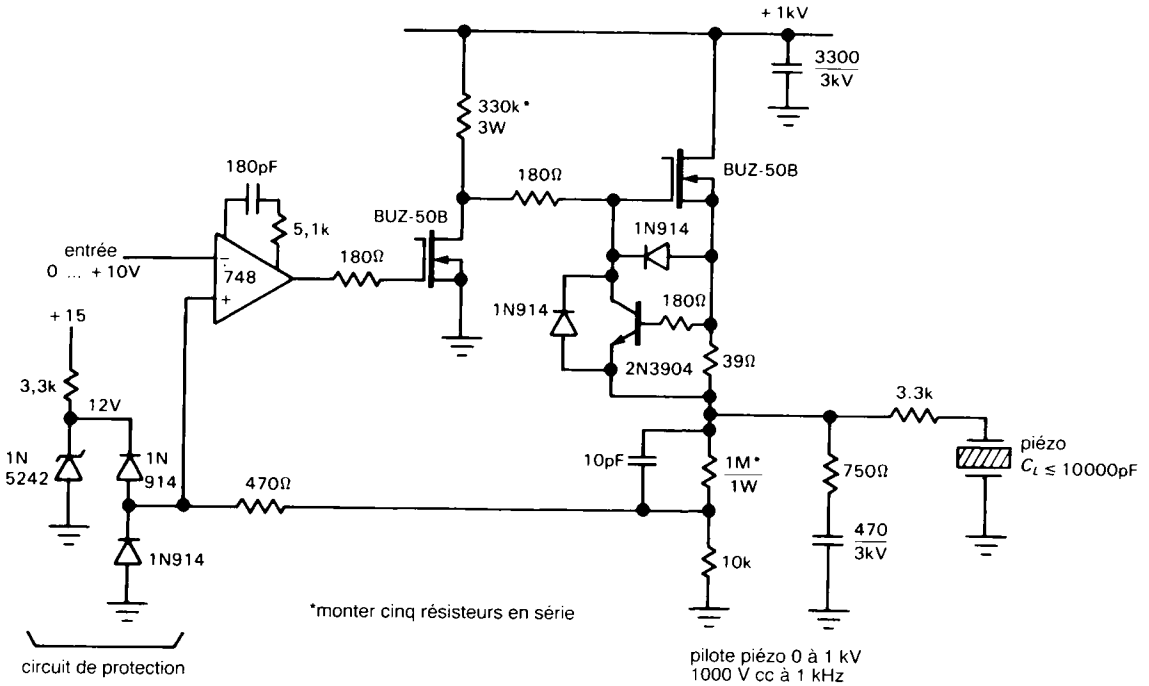


Figure 3.74 - Amplificateur de puissance à MOSFET. Charge piézo.

linéaire. Ce problème est résolu sur la figure 3.73B, où une paire de MOSFET en cascade apporte un plus grand gain, augmenté encore par une réaction positive du résisteur de 10 MΩ ; cette réaction fait basculer le circuit rapidement quand le seuil est atteint.

La figure 3.74 montre une utilisation réelle des MOSFET de puissance : un amplificateur de 200 W destiné à attaquer un transducteur piézo-électrique sous-marin à 200 kHz. Nous avons utilisé une paire de transistors NMOS costauds, attaqués alternativement pour créer un courant alternatif au primaire du trans-





3-75

Figure 3.75 - Amplificateur pour charge piézo de faible puissance 1 kV.

formateur (à haute fréquence). Les commandes de grille par des transistors bipolaires en *push-pull*, avec de petits résisteurs de grille, sont nécessaires pour venir à bout des capacités de grille, puisque les *FET* doivent être rendus totalement conducteurs en un peu moins d'une microseconde.

Finalement, nous montrons sur la figure 3.75 un exemple de circuit *linéaire* à *MOSFET*. Des transducteurs en céramique piézo-électrique sont souvent utilisés dans les systèmes optiques pour commander de petits déplacements ; par exemple, dans les *systèmes optiques adaptatifs*, on peut utiliser un « miroir déformable » commandé électriquement pour compenser les variations locales de l'indice de réfraction de l'atmosphère. Les transducteurs piézo sont plaisants à utiliser, parce qu'ils sont très robustes. Malheureusement, ils exigent une tension de un kilovolt ou plus pour produire un déplacement significatif. De plus, ils présentent une forte capacité — couramment 0,01  $\mu\text{F}$  ou plus — et ils ont une fréquence de résonance de quelques kilohertz, ce qui

en fait des charges désagréables. Nous avons besoin, pour ces charges, de plusieurs douzaines d'amplificateurs, chiffrés dans le commerce à plusieurs milliers de dollars pièce. Nous avons résolu notre problème avec le circuit représenté. Le BUZ50B est un *MOSFET* bon marché (4 dollars) qui supporte 1 kV et 2 A. Le premier transistor est un amplificateur inverseur en source commune qui attaque une source suiveuse. Le transistor NPN est un limiteur d'intensité ; il peut être d'un type à basse tension puisqu'il flotte avec la sortie. Une des subtilités du montage est qu'il s'agit en fait d'un *push-pull*, même s'il paraît asymétrique : vous avez besoin de beaucoup de courant pour charger 10000 pF à la vitesse de 2 V par microseconde (combien ?) ; le transistor de sortie peut *débiter* du courant, mais le résistor de polarisation ne peut pas en consommer assez (revoyez la section 2.15, où nous avons justifié le montage *push-pull* pour la même raison). Dans ce circuit, la conduction vers la masse est assurée par le transistor de commande, à travers la diode grille-source ! Le reste

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

du circuit fait appel à la contre-réaction (avec un amplificateur opérationnel), un sujet interdit jusqu'au prochain chapitre ; dans ce cas, la magie de la contre-réaction rend linéaire le circuit entier (100 V à la sortie pour 1 V à l'entrée), alors que sans elle la tension de sortie dépendrait de la caractéristique (non linéaire)  $I_D$ - $V_{GS}$  du transistor d'entrée.

#### 3.15 Précautions pour la manipulation des MOSFET

La grille d'un MOSFET est isolée par une couche de verre ( $\text{SiO}_2$ ) de quelques angströms d'épaisseur ( $1 \text{ \AA} = 0,1 \text{ nm}$ ). La grille présente donc une forte résistance sans aucun chemin résistif ou similaire à une jonction pour décharger l'électricité statique quand elle s'accumule. Dans une situation classique, vous avez un MOSFET ou un circuit intégré MOSFET dans la main. Vous marchez avec le circuit, vous l'enfichez dans son support, vous appliquez la tension d'alimentation, pour vous apercevoir que le MOSFET est mort. Vous l'avez tué ! Vous auriez dû saisir le circuit imprimé dans l'autre main avant d'y placer votre composant. Cela aurait déchargé votre électricité statique, qui peut atteindre des milliers de volts en hiver. Les composants MOS n'encaissent pas volontiers les « coups de moquette », moquette dont le nom officiel est *décharge électrostatique (ESD)*. Pour l'électricité statique, votre corps est équivalent à 100 pF en série avec 1,5 k $\Omega$  ; en hiver, votre condensateur peut se charger à 10 kV ou plus par quelques pas traînants sur un tapis pelucheux, même un simple mouvement du bras avec une chemise ou un chandail peut produire quelques kilovolts (voir le tableau 3.7).

Bien que tout semi-conducteur puisse être anéanti par un arc puissant, les composants MOS sont particulièrement sensibles parce que l'énergie stockée dans la capacité grille-canal, quand elle a été portée au point de claquage, est suffisante pour percer la délicate couche d'oxyde isolant. (Si l'étincelle vient de votre doigt, les 100 pF que vous ajoutez ne font qu'aggraver la plaie.) La figure 3.76 (après une série de tests de décharges électrostatiques sur un MOSFET de puissance) montre le genre de gâchis que cela peut provoquer. L'appeler « claquage de grille » en donne une idée fautive ; le terme « rupture de grille » serait plus proche de la réalité.

Tableau 3.7 - Tensions électrostatiques typiques<sup>a</sup>

manipulation	tension électrostatique	
	10 à 20% humidité (V)	65 à 90% humidité (V)
marche sur une moquette	35000	1500
marche sur un sol plastique	12000	250
travail à l'établi	6000	100
manipulation d'une enveloppe de vinyl	7000	600
prise en main d'un sac plastique	20000	1200
changement de position sur un siège en mousse	18000	1500

(<sup>a</sup>) adapté de *Motorola Power MOSFET Data Book*.



Figure 76 - Vue au microscope électronique à balayage d'un MOSFET de 6 A détruit par l'application à la grille d'une charge de 1 kV sur un « modèle du corps humain » (1,5 k $\Omega$  en série avec 100 pF) (Document Motorola).

L'industrie électronique prend les décharges électrostatiques très au sérieux. Il est probable que c'est la cause principale des défauts de fonctionnement des appareils qui sortent des chaînes de fabrication. Des livres sont publiés, et vous pouvez suivre des cours sur le sujet. Les composants MOS, comme les autres semi-conducteurs sensibles (c'est-à-dire à peu près

tous ; il faut une tension à peu près dix fois supérieure pour occire un transistor bipolaire), devraient être livrés dans des sacs ou de la mousse conductrice, et vous devez faire attention à la tension des fers à souder, etc., pendant la fabrication. Il vaut mieux mettre à la terre les fers, les tables, etc. et utiliser des bracelets conducteurs. De plus, vous pouvez trouver des tapis, des revêtements et même des vêtements « antistatiques » (par exemple des blouses contenant 2% de fils d'acier inoxydable). Un bon poste de travail anti-statique comporte une régulation de l'humidité, des ioniseurs d'air (pour rendre l'air légèrement conducteur, ce qui évite aux objets de se charger) et des ouvriers instruits des risques. Malgré tout cela, la fréquence des défauts augmente de façon spectaculaire en hiver.

Une fois le composant semi-conducteur correctement soudé en place sur le circuit imprimé, les risques de dommages sont largement réduits. De plus, les composants *MOS* de petites dimensions (comme les circuits intégrés *CMOS*, mais pas les *MOSFET* de puissance) ont des diodes de protection sur les grilles d'entrée. Bien que les réseaux de protection internes à résisteurs et diodes compromettent quelque peu les performances, il est souvent préférable de choisir ces composants à cause du risque réduit de dégâts électrostatiques. Dans le cas des composants sans protection, par exemple les *MOSFET* de puissance, les modèles de petites dimensions (à faible courant) sont les plus exposés, parce que leur faible capacité d'entrée se charge facilement sous une forte tension si elle vient en contact avec les 100 pF d'un corps humain chargé. Notre expérience personnelle avec le *MOSFET* de petites dimensions VN13 a été si triste que nous ne l'utilisons plus dans la production d'appareils.

Il est difficile d'exagérer le problème de la destruction de la grille par claquage dans les *MOSFET*. Heureusement, les fabricants de *MOSFET* ont compris la gravité du problème et répondent avec de nouvelles conceptions, à plus haute tension  $BV_{GS}$  ; par exemple, les nouveaux « *TMOS IV* » de Motorola ont une tension de claquage de grille de  $\pm 50$  V.

## CIRCUITS QUI-S'EXPLIQUENT-D'EUX-MÊMES

### 3.16 Idées de circuits

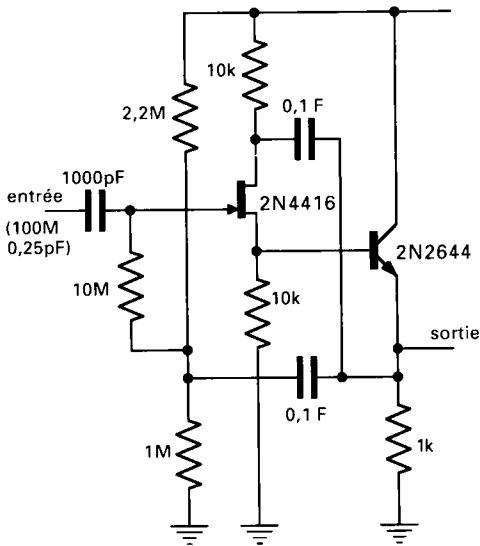
La figure 3.77 montre une collection d'idées de circuits à *FET*.

### 3.17 Mauvaises idées

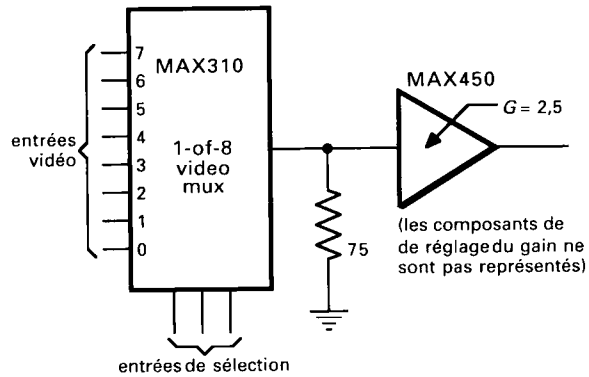
La figure 3.78 présente une collection de mauvaises idées, certaines assez subtiles. Vous apprendrez beaucoup en cherchant pourquoi ces circuits ne fonctionnent pas.

### 3. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

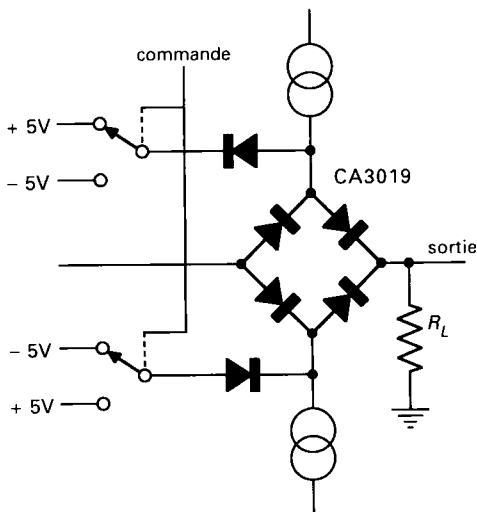
#### Idées de circuit



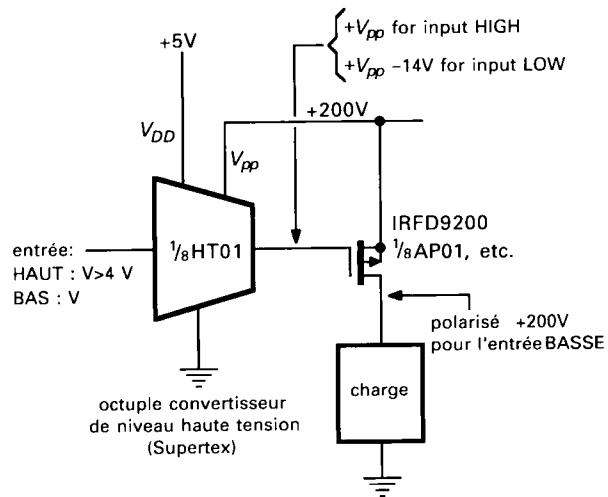
A. Suiveur à haute impédance d'entrée



B. Multiplexeur vidéo avec amplificateur de compensation des pertes dans  $R_{ON}$

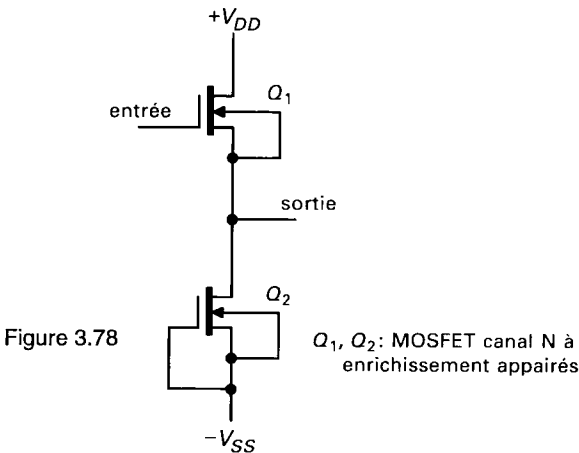
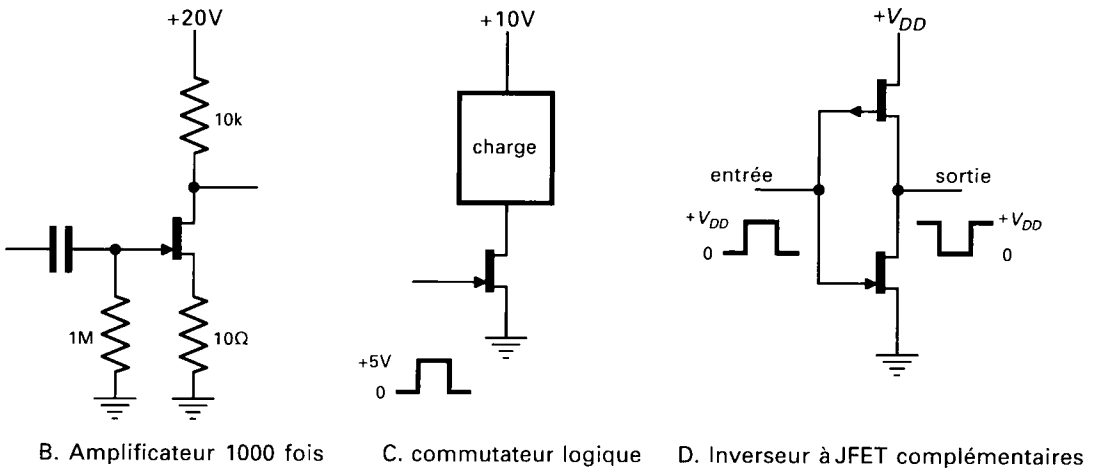
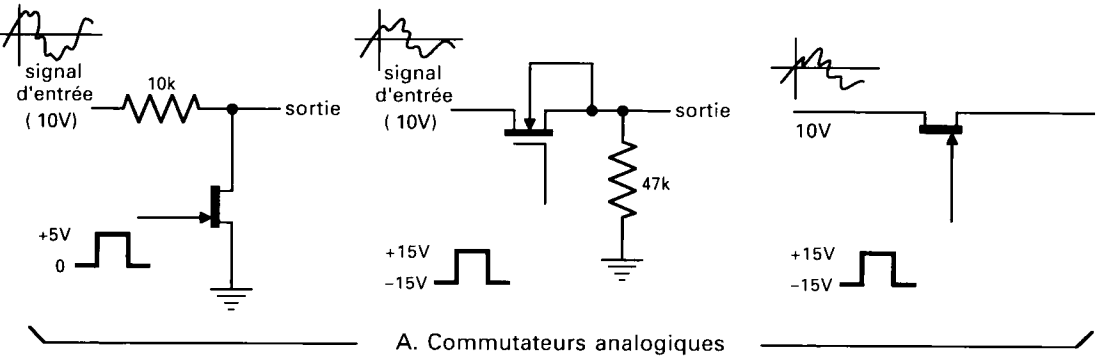


C. Commutation de signaux par un pont de diodes: alternative aux FET



D. Conversion de niveau logique vers un canal P à haute tension

Mauvais circuits



E. suiveur à décalage nul

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

2019年12月31日

# 4 RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

---

## INTRODUCTION

La rétroaction est devenue un concept si répandu que le mot est entré dans le vocabulaire courant. Dans les systèmes automatiques, la rétroaction consiste à comparer la grandeur de sortie du système avec la valeur voulue et à effectuer une correction en conséquence. Le « système » peut être presque n'importe quoi : par exemple, dans la conduite d'une voiture sur la route, la sortie (la position et la vitesse de la voiture) est ressentie par le conducteur qui la compare avec ses attentes et effectue les corrections sur l'entrée (volant, accélérateur, frein). Dans les circuits amplificateurs, la sortie devrait être un multiple de l'entrée, ainsi dans un amplificateur à contre-réaction, l'entrée est comparée avec une version atténuée de la sortie.

### 4.1 Introduction à la rétroaction

La rétroaction négative, ou contre-réaction, consiste à coupler le retour de la sortie de façon à annuler une partie de l'entrée. Vous pourriez penser que cela n'aura comme effet que de diminuer le gain de l'amplificateur, mais ce serait plutôt idiot. Harold S. Black, qui a essayé de breveter la rétroaction négative en 1928, a été accueilli avec la même réponse. Selon ses termes, « Notre demande de brevet a été traitée de la même manière qu'une demande pour une machine à mouvement perpétuel » (voir le passionnant article dans *IEEE Spectrum*, décembre 1977). Il est vrai que le gain diminue mais en retour d'autres caractéristiques sont améliorées ; en particulier, il n'y a presque plus de distorsion, ni de défaut de linéarité, la courbe de réponse est plate (ou conforme à la réponse en fréquence voulue), et la sortie est plus prévisible. En fait, plus la rétroaction négative est utilisée, moins les caractéristiques de l'amplificateur résultant dépendront des caractéristiques de l'amplificateur en boucle ouverte (sans rétroaction) ; enfin, elles ne dépendront que des propriétés du réseau de rétroaction lui-même. Les amplificateurs opérationnels sont généralement utilisés avec un gain en

boucle limité et un gain en tension *en boucle ouverte* (sans rétroaction) d'à peu près un million.

Le réseau de rétroaction peut dépendre de la fréquence pour créer un amplificateur de compensation (avec des caractéristiques spécifiques du gain en fonction de la fréquence, comme par exemple la caractéristique du célèbre amplificateur phono RIAA) ; le réseau de rétroaction peut dépendre de l'amplitude pour créer l'amplificateur non linéaire (un exemple courant est un amplificateur logarithmique, conçu avec une rétroaction qui exploite la relation logarithmique entre la tension  $V_{BE}$  et le courant  $I_C$  d'une diode ou d'un transistor). Il peut être organisé pour réaliser une source de courant (impédance de sortie presque infinie) ou une source de tension (impédance de sortie presque nulle), et il peut être connecté pour obtenir une impédance de sortie très haute ou très basse. En termes généraux, la grandeur prélevée pour réaliser la rétroaction est la grandeur qui est améliorée. Par conséquent, si vous réinjectez un signal proportionnel au courant d'entrée, vous obtiendrez une bonne source de courant.

Une rétroaction peut aussi être positive (réaction) ; c'est comme cela que vous construirez un oscillateur par exemple. Aussi bizarre que cela puisse paraître, la rétroaction positive n'est pas aussi importante que la rétroaction négative. La plupart du temps, elle est gênante puisqu'un circuit à rétroaction négative peut avoir des déphasages assez grands à haute fréquence pour produire une rétroaction positive et des oscillations. Étrangement, il est facile de provoquer cela, et la prévention de ces oscillations indésirables est l'objet de ce que nous appelons compensation, un sujet que nous traiterons rapidement à la fin de ce chapitre.

Après ces remarques générales, nous allons étudier quelques exemples de rétroaction avec des amplificateurs opérationnels.

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

### 4.2 Amplificateurs opérationnels

La majeure partie de notre travail avec la rétroaction nécessitera des amplificateurs opérationnels, des amplificateurs différentiels couplés en continu, à très grand gain, avec des sorties asymétriques. Pensez à la « paire à longue queue » classique (section 2.18) avec ses deux entrées et son unique sortie comme à un prototype, bien que les véritables amplificateurs opérationnels aient un gain bien supérieur (en général  $10^5$  à  $10^6$ ) et une impédance de sortie inférieure ; ils permettent d'avoir une excursion de sortie sur presque toute la plage d'alimentation (habituellement, nous utilisons une alimentation double, la plupart du temps  $\pm 15$  V). Maintenant, les types d'amplificateurs opérationnels disponibles se comptent, littéralement, par centaines.

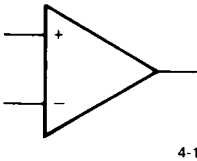


Figure 4.1

Leur symbole universel est représenté sur la figure 4.1, les entrées (+) et (-) agissent comme prévu : la sortie est positive lorsque l'entrée non-inverseuse (+) est plus positive que l'entrée inverseuse (-), et vice versa. Les symboles (+) et (-) ne signifient pas que vous devez maintenir une entrée positive par rapport à l'autre, ou quelque chose comme cela ; ils vous indiquent seulement la phase relative de la sortie (importante pour que la rétroaction négative reste négative). Nous utilisons les adjectifs « noninverseur » et « inverseur » plutôt que « plus » et « moins » pour éviter une confusion. Souvent, les raccordements à l'alimentation ne sont pas représentés, et il n'y a pas de borne de terre. Les amplificateurs opérationnels ont un gain en tension énorme et ils ne sont *jamais* (bon, disons *presque jamais*) utilisés sans rétroaction. Considérez l'amplificateur opérationnel comme du « matériau » pour rétroaction. Le gain en boucle ouverte est si grand que pour tout gain raisonnable en boucle fermée, les caractéristiques ne dépendent que du réseau de rétro-

action. Bien entendu, à un certain niveau d'étude, cette généralisation doit trouver une limite. Nous commencerons avec une vue naïve du comportement de l'amplificateur opérationnel et nous compléterons plus tard quelques-uns des points les plus délicats, si nécessaire.

Des centaines d'amplificateurs opérationnels différents sont disponibles, ils présentent divers compromis de fonctionnement que nous expliquerons plus tard (jetez un coup d'œil au tableau 4.1, et vous serez submergé par ce qui existe). Un très bon acteur complet est le LF411 *vulgaris* (« 411 » en abrégé), présenté à l'origine par National Semiconductor. Comme tous les amplificateurs opérationnels, c'est une toute petite bête emballée dans un boîtier dit DIP (*dual in-line package*), et elle ressemble à ce qui est montré sur la figure 4.2.

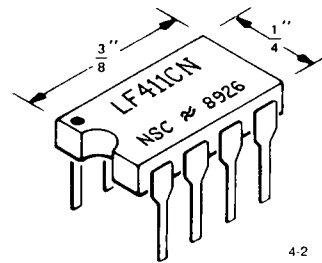


Figure 4.2 - Circuit intégré mini-DIP.

Cet amplificateur opérationnel est bon marché (environ un demi-dollar) et facile à mettre en œuvre ; il est disponible dans une version améliorée (LF411A) et aussi sous la forme d'un boîtier mini-DIP contenant deux amplificateurs opérationnels indépendants (LF412, appelé amplificateur opérationnel « double »). Pour tout ce chapitre, le LF411 sera notre amplificateur opérationnel « standard », et nous vous le recommandons comme un bon point de départ pour la conception de vos circuits.

Le morceau de silicium à l'intérieur du 411 contient 24 transistors (21 transistors bipolaires, 3 *FET*), 11 résistances et 1 condensateur. La figure 4.3 montre l'affectation des broches. Le point dans le coin, ou l'encoche en haut du boîtier, indique à quelle extrémité commence la numérotation des broches.



Comme sur la plupart des boîtiers électroniques, les broches sont numérotées dans le sens contraire des aiguilles d'une montre (sens trigonométrique), si vous regardez du dessus. Les bornes « offset null » (appelées aussi « balance » ou « trim ») servent à corriger (de façon externe) les petites asymétries inévitables, dues à la fabrication de l'amplificateur opérationnel. Nous en reparlerons plus loin dans ce chapitre.

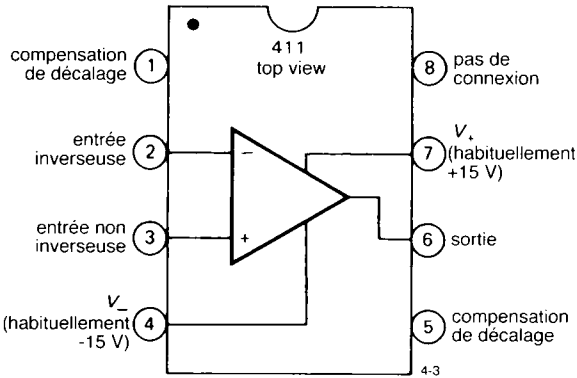


Figure 4.3

### 4.3 Les règles d'or

Nous vous donnons des règles simples pour comprendre le comportement des amplificateurs opérationnels avec une rétroaction externe. Elles sont satisfaisantes pour presque tout ce que vous aurez jamais à réaliser.

Premièrement, le gain en tension d'un amplificateur opérationnel est si grand qu'une fraction de millivolt entre les bornes d'entrée provoquera une excursion de la sortie au-delà de sa plage maximale, donc nous ne tenons pas compte de cette petite tension et nous formulons la règle d'or I :

**I.** La sortie tente de faire tout ce qui est nécessaire pour que la différence de tension entre les entrées soit nulle.

Deuxièmement, les amplificateurs opérationnels prélèvent un courant d'entrée très faible (0,2 nA pour le LF411 ; des picoampères pour les modèles à faible courant d'entrée) ; nous enjambons cette restriction et nous formulons la règle d'or II :

**II.** Les entrées ne prélèvent pas de courant.

Remarque importante sur nos explications :

La règle d'or I ne signifie pas que l'amplificateur opérationnel modifie vraiment la tension sur ses entrées. Il ne peut pas faire cela (comment le pourrait-il tout en respectant la règle d'or II ?). Ce qu'il fait, c'est « regarder » ses bornes d'entrée, ensuite il provoque une excursion de sortie telle que le réseau de rétroaction externe amène à zéro la tension différentielle d'entrée (si possible).

Ces deux règles suffiront à vous emmener loin. Nous les illustrerons avec quelques circuits de base importants à amplificateur opérationnel, et ceux-ci seront à l'origine d'un petit nombre d'avertissements formulés dans la section 4.8.

## CIRCUITS DE BASE À AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

### 4.4 Amplificateur inverseur

Commençons par le circuit représenté sur la figure 4.4. Son analyse est simple si vous vous souvenez de vos règles d'or :

1. Le point B est à la masse, la règle I implique que le point A y est aussi.
2. Cela signifie que (a) la tension aux bornes du résistor  $R_2$  est égale à  $V_{\text{sortie}}$  et que (b) la tension aux bornes du résistor  $R_1$  est égale à  $V_{\text{entrée}}$ .

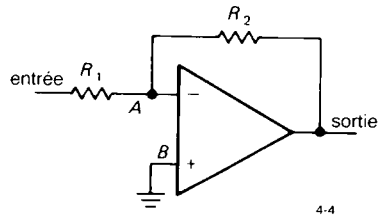


Figure 4.4 - Amplificateur inverseur.

3. Nous appliquons la règle II, nous obtenons :  $V_{\text{sortie}} / R_2 = - V_{\text{entrée}} / R_1$

En d'autres mots,

$$\text{gain en tension} = V_{\text{sortie}} / V_{\text{entrée}} = - R_2 / R_1$$

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Plus tard, vous verrez qu'il vaut mieux de ne pas relier B à la masse directement mais plutôt *via* un résistor. Ne vous préoccupez pas de cela pour l'instant.

Notre analyse semble presque trop facile ! À certains égards, elle cache ce qui se passe réellement. Pour comprendre comment la rétroaction travaille, prenez un niveau d'entrée, +1 V par exemple. Pour que ce soit plus concret, imaginez que la résistance  $R_1$  vaut 10 k $\Omega$  et la résistance  $R_2$  100 k $\Omega$ . Maintenant, supposez que la sortie décide de ne plus coopérer et tombe à zéro volt. Que se passera-t-il ? Les résistors  $R_1$  et  $R_2$  forment un diviseur de tension qui maintient la tension inverseuse à +0,91 V. L'amplificateur opérationnel voit un énorme déséquilibre en entrée, il oblige la sortie à devenir négative. Cette action continue jusqu'à ce que la sortie atteigne les -10 V nécessaires, à ce point les deux entrées de l'amplificateur opérationnel sont à la même tension, c'est-à-dire la masse. De la même façon, toute propension de la sortie à être plus négative que -10 V portera l'entrée inverseuse à un potentiel inférieur à celui de la masse, ce qui obligera la tension de sortie à augmenter.

Quelle est l'impédance d'entrée ? Élémentaire. Le point A est toujours à zéro volt (il est appelé *masse virtuelle* (*virtual ground*)), donc  $Z_{\text{entrée}} = R_1$ . Pour l'instant, vous ne savez pas encore comment chiffrer l'impédance de sortie ; pour ce circuit, elle est égale à une fraction d'ohm.

Remarquez que cette analyse n'est correcte que pour du courant continu — c'est un amplificateur à courant continu. Si votre source de signal est décalée par rapport à la masse (collecteur d'un étage précédent par exemple), vous aurez besoin d'utiliser un condensateur de couplage (parfois appelé condensateur d'arrêt puisqu'il bloque les composantes continues mais couple le signal, ou encore de découplage, parce qu'il découple les tensions continues ; choisissez). Pour des raisons que vous découvrirez plus tard (relatives aux déviations du comportement de l'amplificateur opérationnel par rapport à l'idéal), en général, utiliser un condensateur d'arrêt est une bonne idée si vous ne vous intéressez qu'aux signaux alternatifs.

Ce circuit est connu sous le nom d'*amplificateur inverseur*. Sa seule caractéristique indésirable est sa faible impédance d'entrée, en particulier pour les amplificateurs avec un gain en tension élevé (en boucle fermée) où le résistor  $R_1$  a tendance à être plutôt petit. Le remède est celui de la figure 4.5.

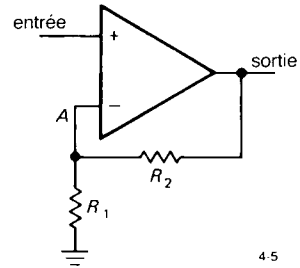


Figure 4.5 - Amplificateur non-inverseur.

### 4.5 Amplificateur non-inverseur

Examinons la figure 4.5. Comme précédemment, son analyse est des plus simples :

$$V_A = V_{\text{entrée}}$$

Mais la tension  $V_A$  est fournie par un diviseur de tension :

$$V_A = V_{\text{sortie}} R_1 / (R_1 + R_2)$$

Comme  $V_A = V_{\text{entrée}}$ , vous obtenez :

$$\text{gain} = V_{\text{sortie}} / V_{\text{entrée}} = 1 + R_2 / R_1$$

C'est un *amplificateur non-inverseur*. Dans l'approximation que nous utilisons, l'impédance d'entrée est infinie (avec le 411, ce serait 10<sup>12</sup>  $\Omega$  ou plus ; en général, un amplificateur opérationnel bipolaire ne dépassera pas 10<sup>8</sup>  $\Omega$ ). L'impédance de sortie est toujours une fraction d'ohm. Comme avec l'amplificateur inverseur, une étude détaillée des tensions sur les entrées vous persuadera qu'il travaille comme annoncé.

Une fois de plus, nous avons un amplificateur à courant continu. Si la source de signal est couplée en alternatif, il faut fournir un chemin de retour à la masse pour le (très faible) courant d'entrée, comme sur la figure 4.6. Les valeurs des composants indi-

quées permettent d'obtenir un gain en tension de 10 et une fréquence inférieure de coupure (3 dB) de 16 Hz.

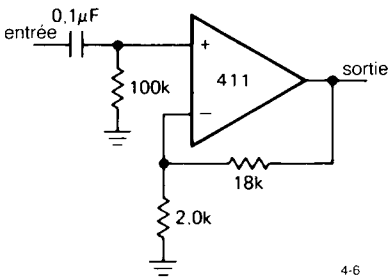


Figure 4.6

### Amplificateur à courant alternatif

Si seuls des signaux alternatifs doivent être amplifiés, il est souvent conseillé de « ramener » le gain en continu à l'unité, en particulier si l'amplificateur a un gain en tension important, afin de diminuer les effets de la « tension finie de décalage d'entrée ». Le circuit de la figure 4.7 a fréquence inférieure de coupure (3 dB) de 17 Hz, fréquence à laquelle l'impédance du condensateur est égale à 2 kΩ. Remarquez la forte capacité nécessaire. Pour les amplificateurs non-inverseurs avec un gain élevé, le condensateur dans cette configuration d'amplificateur à courant alternatif peut être trop gros. Dans ce cas, il est préférable d'omettre le condensateur et d'annuler la tension de décalage, comme nous vous l'indiquerons plus tard (section 4.12). Une autre solution est d'augmenter les résistances  $R_1$  et  $R_2$  ; utilisez éventuellement un réseau en T pour  $R_2$  (section 4.18).

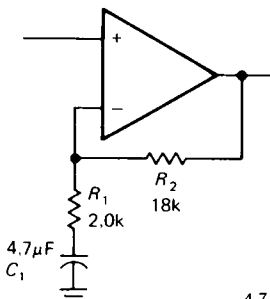


Figure 4.7

En dépit de son impédance d'entrée élevée tentante, l'amplificateur non-inverseur ne sera pas forcément préféré à l'amplificateur inverseur dans toutes les situations. Comme nous le verrons plus tard, l'amplificateur inverseur en demande moins à l'amplificateur opérationnel et par conséquent les résultats sont un peu meilleurs. De plus, sa masse virtuelle fournit un moyen pratique pour combiner plusieurs signaux sans interaction. Enfin, si le circuit en question est piloté par la sortie (« solide », c'est-à-dire insensible à la charge) d'un autre amplificateur opérationnel, cela ne fait aucune différence que l'impédance d'entrée soit égale à 10 kΩ (par exemple) ou soit infinie parce que l'étage précédent ne rencontre aucune difficulté pour l'attaquer dans n'importe quel cas.

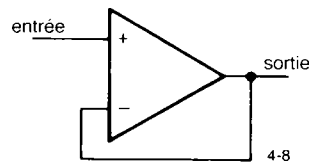


Figure 4.8 - Suiveur

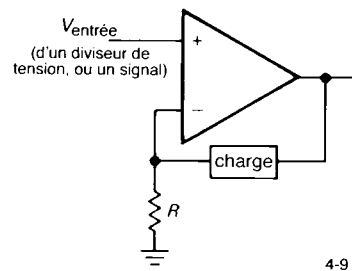


Figure 4.9

### 4.6 Suiveur

La figure 4.8 montre l'amplificateur opérationnel monté en émetteur-suiveur. Il s'agit simplement d'un amplificateur non-inverseur avec  $R_1$  infinie et  $R_2$  nulle (gain = 1). Ce sont des amplificateurs opérationnels spéciaux, utilisables seulement comme suiveurs, avec des caractéristiques améliorées (surtout une vitesse plus élevée), le LM310 et l'OPA633 par

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

exemple, ou avec des connexions simplifiées, le TL068 (boîtier de transistor à trois broches) par exemple.

Un amplificateur de gain unitaire est parfois appelé *tampon* à cause de ses propriétés d'isolation (impédance d'entrée élevée, impédance de sortie basse).

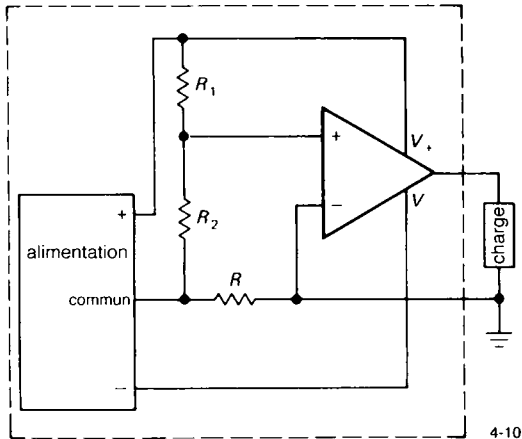


Figure 4.10 - Source de courant avec charge à la masse et alimentation flottante.

### 4.7 Sources de courant

Le circuit de la figure 4.9 est proche de la source de courant idéale, sans la tension de décalage  $V_{BE}$  d'une source de courant à transistor. La rétroaction négative agit sur la tension  $V_{entrée}$  de l'entrée inverseuse et produit un courant  $I = V_{entrée}/R$  à travers la charge. Le principal inconvénient de ce circuit est la charge « flottante » (aucun côté n'est ramené à la masse). Par exemple, vous ne pourriez pas créer une onde en dents de scie utilisable par rapport à la masse avec cette source de courant. Une solution consiste à rendre flottant tout le circuit (alimentations et le reste) de façon à pouvoir ramener à la masse un côté de la charge (figure 4.10). Le circuit de la figure 4.10 dans la boîte est la source de courant précédente avec son alimentation montrée explicitement. Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  forment un diviseur de tension qui fixe le courant. Si ce circuit semble déroutant, il est bon de se rappeler que la « masse » est un concept relatif. N'importe quel point d'un circuit pourrait être appelé « masse ». Ce circuit est utile pour créer des

courants à travers une charge ramenée à la masse mais il présente l'inconvénient suivant : l'entrée de commande est maintenant flottante. Vous ne pourrez donc pas programmer le courant de sortie avec une référence de la tension d'entrée par rapport à la masse. Des solutions à ce problème sont présentées au chapitre 6 dans l'exposé sur les alimentations à courant constant.

### Sources de courant pour charges ramenées à la masse

Avec un amplificateur opérationnel et un transistor externe, il est possible de construire une source de courant simple, de grande qualité, pour une charge ramenée à la masse ; un petit circuit supplémentaire permet d'utiliser une entrée de programmation référencée par rapport à la masse (figure 4.11). Dans le premier circuit, la rétroaction applique la tension  $V_{CC} - V_{entrée}$  aux bornes du résistor  $R$ , le courant dans l'émetteur  $I_E$  (et par conséquent le courant de sortie) est égal à  $(V_{CC} - V_{entrée})/R$ . Ne vous préoccupez pas de la tension de décalage  $V_{BE}$  ou des variations à cause de la température des grandeurs  $I_C$ ,  $V_{CE}$ , etc. La seule imperfection de la source de courant (en ignorant les erreurs de l'amplificateur opérationnel :  $I_b$ ,  $V_{os}$ ) tient aux variations du faible courant de base avec la tension  $V_{CE}$  (nous supposons que l'amplificateur opérationnel ne prélève aucun courant d'entrée), le prix à payer pour le confort d'une charge ramenée à la masse n'est pas trop élevé ; un Darlington pour le transistor  $Q_1$  réduirait considérablement cette erreur. Bien entendu, cette erreur se produit parce que l'amplificateur opérationnel stabilise le courant d'émetteur alors que la charge est traversée par le courant de collecteur. Une variante de ce circuit où le transistor bipolaire est remplacé par un FET évite complètement ce problème puisque les FET ne prélèvent pas de courant de grille.

Avec ce circuit, le courant de sortie est proportionnel à la chute de tension par rapport à  $V_{CC}$  appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel ; en d'autres mots, la tension de programmation se rapporte à  $V_{CC}$ . Elle est précise si  $V_{entrée}$  est une tension fixe créée par un diviseur de tension mais cette situation est peu commode s'il faut utiliser une entrée externe. Le deuxième circuit résout ce pro-

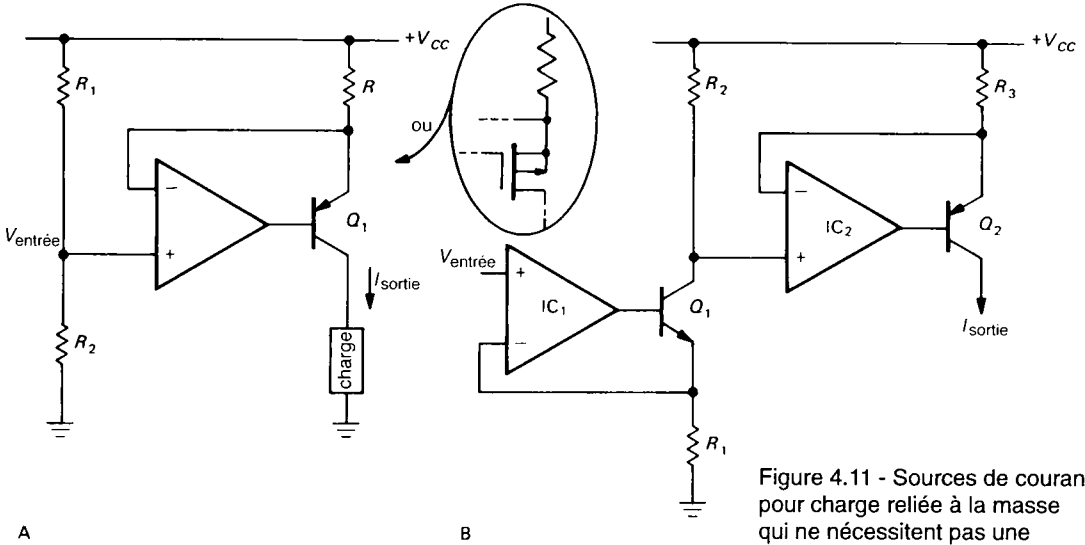


Figure 4.11 - Sources de courant pour charge reliée à la masse qui ne nécessitent pas une alimentation flottante.

blème : une source de courant similaire avec un transistor NPN est utilisée pour convertir une tension d'entrée (référéncée par rapport à la masse) en une tension d'entrée référéncée par rapport à  $V_{CC}$  pour la source de courant finale. Les amplificateurs opérationnels et les transistors sont bon marché. N'hésitez pas à utiliser quelques composants supplémentaires pour améliorer le fonctionnement ou le confort de conception d'un circuit.

Une remarque importante sur le dernier circuit : l'amplificateur opérationnel doit être capable de fonctionner avec ses entrées très proches de la tension d'alimentation positive. Un amplificateur opérationnel comme le 307, le 355 ou l'OP-41 convient bien. Sinon, l'amplificateur opérationnel pourra être alimenté avec une tension  $V_+$  séparée, supérieure à  $V_{CC}$ .

Exercice 4.1

Quel est le courant d'entrée du dernier circuit pour une tension d'entrée donnée  $V_{entrée}$  ?

La figure 4.12 montre une variante intéressante de la source de courant à amplificateur opérationnel et transistor. Ce circuit présente un avantage : l'erreur due au courant de base est nulle. Le courant de base

est fourni par un FET, le courant de sortie n'est pas limité vers le bas par la valeur de  $I_{DS(ON)}$ .

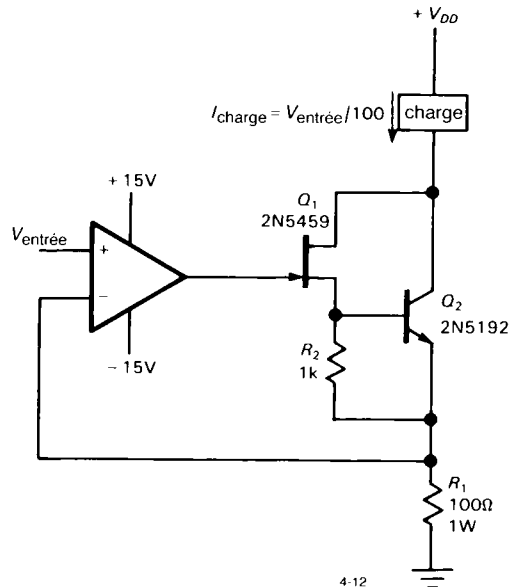


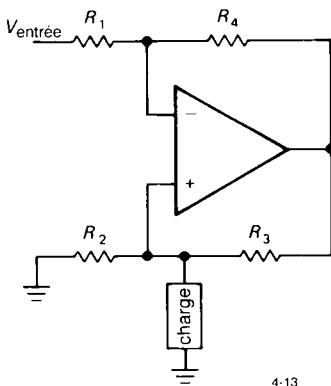
Figure 4.12 - Source de courant à transistor bipolaire et FET qui convient à des courants élevés.

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Dans ce circuit (en fait un *consommateur* ou *absorbeur de courant*), le transistor  $Q_2$  commence à conduire lorsque le courant de drain du transistor  $Q_1$  est égal à environ 0,6 mA. Avec le courant  $I_{DSS}$  minimum de  $Q_1$  de 4 mA et une valeur bêta de  $Q_2$  raisonnable, il est possible de fournir des courants de charge de 100 mA ou plus (le transistor  $Q_2$  peut être remplacé par un Darlington pour des courants plus élevés, et dans ce cas, la résistance de  $R_1$  devra être réduite en conséquence). Nous avons utilisé un *JFET* dans ce circuit particulier bien qu'un *MOSFET* convienne ; en fait, ce serait mieux puisqu'avec un *JFET* (qui est un composant à appauvrissement), l'alimentation de l'amplificateur opérationnel devrait être double pour que la plage de tension de grille suffise à garantir le pincement. Il est bon de remarquer que vous pouvez obtenir assez de courant avec un simple *MOSFET* de puissance (« *VMOS* ») mais les capacités élevées entre les électrodes des *FET* de puissance poseront des problèmes que vous éviterez avec ce circuit hybride.

### Source de courant Howland

La figure 4.13 est un bel exemple des sources de courant « scolaires », comme on en trouve dans les livres. Si les résisteurs sont choisis de telle sorte que  $R_3/R_2 = R_4/R_1$ , nous pouvons démontrer que  $I_{\text{charge}} = -V_{\text{entrée}}/R_2$ .



4-13

Figure 4.13 - Source de courant Howland.

### Exercice 4.2

Montrez que le résultat précédent est correct.

Cela paraît merveilleux mais il y a un hic : les résisteurs doivent être exactement égaux sinon il ne s'agit pas d'une source de courant parfaite. De même, son fonctionnement est limité par le taux de réjection en mode commun (*CMRR*) de l'amplificateur opérationnel. Pour des courants de sortie élevés, les résisteurs doivent être petits et la plage de tension de sortie est limitée. Enfin, lorsque la fréquence est élevée (et que le gain en boucle est faible, comme nous l'apprendrons dans peu de temps), l'impédance de sortie peut descendre de la valeur désirée (l'infini) à quelques centaines d'ohms au plus (l'impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte). Aussi astucieuse qu'elle paraisse, la source de courant Howland n'est pas beaucoup utilisée en pratique.

### 4.8 Avertissements essentiels pour les circuits à amplificateur opérationnel

1. Dans tous les circuits à amplificateur opérationnel, les règles d'I et II (section 4.3) ne seront observées que si l'amplificateur opérationnel est dans la zone active, c'est-à-dire si les entrées et les sorties ne sont pas saturées à une des tensions d'alimentation.

Par exemple, surexciter un des montages amplificateurs provoquera un écrêtage en sortie pour des excursions proches de  $V_{CC}$  ou  $V_{EE}$ . Pendant l'écrêtage, les entrées ne seront plus maintenues à la même tension. L'excursion de sortie de l'amplificateur opérationnel ne peut pas dépasser les tensions d'alimentation (en général, la marge est de 2 V entre les tensions d'alimentation ; certains amplificateurs opérationnels sont conçus pour fournir une excursion de sortie qui englobe l'une ou l'autre tension d'alimentation). De plus, la plage de tension de sortie d'une source de courant à amplificateur opérationnel est soumise à la même limitation. La source de courant avec une charge flottante par exemple peut appliquer aux bornes de la charge une tension maximale égale à  $V_{CC} - V_{\text{entrée}}$  dans le sens « normal » (courant dans le même sens que la tension appliquée) et une tension égale à  $V_{\text{entrée}} - V_{EE}$  dans le sens contraire

(la charge peut être un peu bizarre, elle pourrait contenir des batteries qui nécessitent une tension en sens contraire pour produire un courant direct ; la même chose pourrait se produire avec une charge inductive commandée par des courants variables).

- La rétroaction doit être organisée de telle sorte qu'elle soit négative. Cela signifie (entre autres choses) que vous ne devez pas confondre les entrées inverseuse et non-inverseuse.
- Il doit toujours y avoir une rétroaction en continu dans un circuit à amplificateur opérationnel, sans quoi il est certain que l'amplificateur opérationnel sera saturé.

Par exemple, nous avons mis un condensateur entre le réseau de rétroaction et la masse dans l'amplificateur non-inverseur (pour ramener le gain en continu à 1, figure 4.7), nous ne pouvons pas mettre de la même façon un condensateur en série entre la sortie et l'entrée inverseuse.

- Beaucoup d'amplificateurs opérationnels ont une limite de tension d'entrée différentielle maximale relativement petite. La différence de tension maximale entre l'entrée inverseuse et l'entrée non-inverseuse pourrait être limitée à cinq volts au plus pour chaque polarité. Transgresser la règle provoquera la circulation de courants d'entrée élevés avec une dégradation ou une destruction de l'amplificateur opérationnel.

Nous aborderons des questions de ce type dans la section 4.11 et aussi dans la section 7.6 à propos de la conception des circuits de précision.

## ASSIETTE ANGLAISE DE CIRCUITS À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Dans les exemples ci-dessous, nous passerons sur l'analyse détaillée, nous laissons cet amusement au lecteur, c'est-à-dire vous.

### 4.9 Circuits linéaires

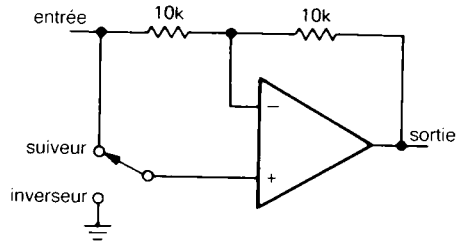
#### Inverseur-suiveur

Grâce au basculement du commutateur des circuits de la figure 4.14, vous pouvez inverser ou amplifier

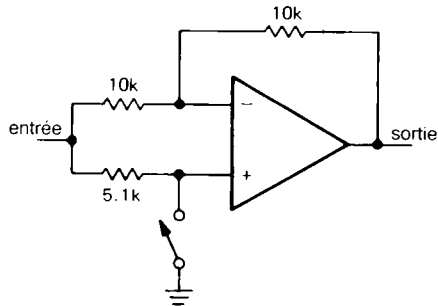
sans inversion. Le gain en tension est égal soit à  $+1$ , soit à  $-1$ , il dépend de la position du commutateur.

#### Exercice 4.3

Montrez que les circuits de la figure 4.14 fonctionnent comme indiqué.



A



B

4-14

Figure 4.14

#### Suiveur avec auto-élévateur

Comme avec les amplificateurs à transistor, le chemin de polarisation peut mettre en péril l'impédance d'entrée élevée que vous obtiendriez autrement avec un amplificateur opérationnel ; c'est vrai en particulier avec des entrées couplées en alternatif où un résistor à la masse est obligatoire. Si c'est un problème, le circuit représenté sur la figure 4.15 est une solution possible. Comme dans le circuit auto-élévateur à transistor (section 2.17), le condensateur de  $0,1 \mu\text{F}$  fait ressembler le résistor supérieur de  $1 \text{ M}\Omega$  à une source de courant à haute impédance pour les signaux d'entrée. L'atténuation à basse fréquence de ce circuit commencera vers  $10 \text{ Hz}$ , elle sera de  $12 \text{ dB}$  par octave pour des fréquences inférieures. Remarque : vous pourriez être tenté de diminuer la valeur du condensateur de couplage de

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

l'entrée puisque sa charge a été auto-élevée à haute impédance. Quoiqu'il en soit, cela peut créer un pic dans la réponse en fréquence, à la manière d'un filtre actif (voir la section 5.6).

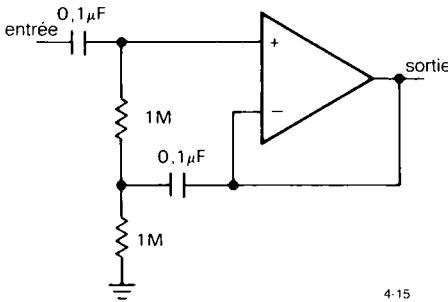


Figure 4.15

### Convertisseur courant-tension idéal

Rappelez-vous qu'un modeste résisteur est le convertisseur courant-tension le plus simple. Quoiqu'il en soit, il a l'inconvénient de présenter une impédance non nulle pour la source du courant d'entrée ; cela peut être désastreux si le dispositif qui fournit le courant d'entrée a une plage de tension de sortie très petite ou ne produit pas un courant constant lorsque la tension d'entrée change. Un bon exemple est la *cellule photovoltaïque*, un nom farfelu pour une pile solaire. Même les diodes « signal » banales que vous utilisez dans vos circuits ont un petit effet photovoltaïque (il y a des histoires amusantes à propos du comportement bizarre de circuits, finalement attribué à cet effet). La figure 4.16 montre une bonne méthode pour convertir un courant en tension tandis que l'entrée est strictement maintenue à la masse.

L'entrée inverseuse est une masse virtuelle ; c'est heureux puisqu'une diode photovoltaïque ne peut produire que quelques dixièmes de volt. Ce circuit particulier a une sortie de un volt par microampère de courant d'entrée (avec des amplificateurs opérationnels à entrée à transistor bipolaire, vous verrez parfois un résisteur inséré entre l'entrée non-inverseuse et la masse ; sa fonction sera expliquée sous peu à propos des imperfections des amplificateurs opérationnels).

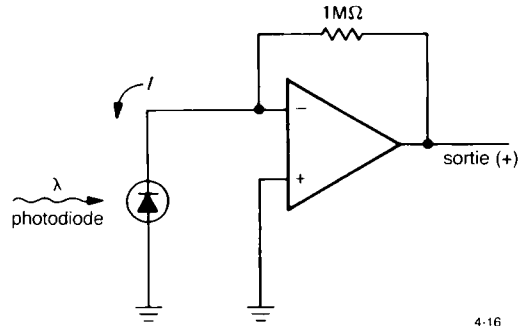


Figure 4.16

Bien entendu, cette configuration à *transrésistance* peut aussi être utilisée pour des dispositifs alimentés par une tension d'excitation positive, comme  $V_{CC}$ . Les tubes photomultiplicateurs et les phototransistors (deux composants qui prélèvent du courant sur une alimentation positive s'ils sont exposés à la lumière) sont souvent exploités de cette manière (figure 4.17).

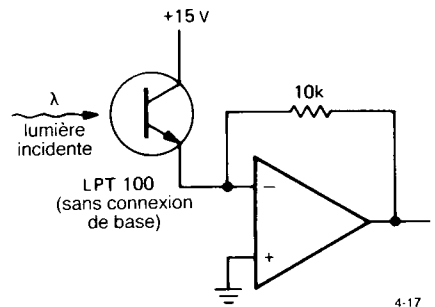


Figure 4.17

### Exercice 4.4

Utilisez un amplificateur opérationnel de type 411 et un ampèremètre de 1 mA (pleine échelle) pour construire un ampèremètre « parfait » (c'est-à-dire avec une impédance d'entrée nulle) avec une déviation à pleine échelle de 5 mA. Concevez le circuit pour que le galvanomètre ne soit jamais attaqué à plus de  $\pm 150\%$  de la pleine échelle. Supposez que le 411 peut avoir une excursion de sortie de  $\pm 13$  V (alimentation  $\pm 15$  V) et que le galvanomètre a une résistance interne de 500  $\Omega$ .



### Amplificateur différentiel

Le circuit de la figure 4.18 est un amplificateur différentiel dont le gain est égal à  $R_2/R_1$ . Comme la source de courant qui repose sur un rapport précis de résisteurs, ce circuit impose un appariement précis des résisteurs pour réaliser des taux élevés de réjection du mode commun. La meilleure méthode est d'engranger une poignée de résisteurs de 100 k $\Omega$  à 0,01%, la prochaine fois que vous en aurez l'occasion. Tous vos amplificateurs différentiels auront un gain unitaire mais il est facile d'y remédier avec des étages (asymétriques) de gain supplémentaires. Nous traiterons les amplificateurs différentiels plus en détail dans le chapitre 7.

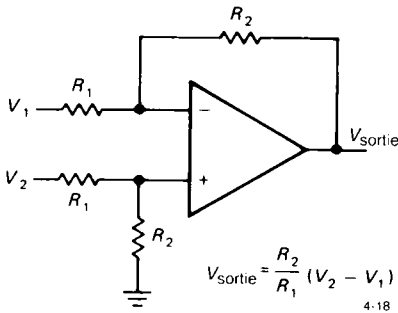


Figure 4.18 - Amplificateur différentiel classique.

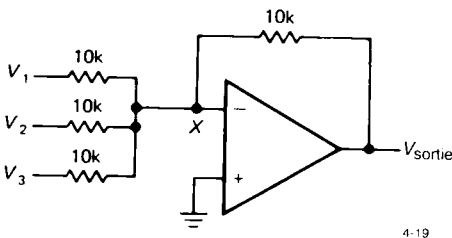


Figure 4.19

### Amplificateur sommateur

Le circuit de la figure 4.19 est juste une variation de l'amplificateur inverseur. Le point X est une masse virtuelle donc le courant d'entrée est égal à  $V_1/R + V_2/R + V_3/R$ . Cela donne  $V_{\text{sortie}} = -(V_1 + V_2 + V_3)$ . Remarquez que les entrées peuvent être positives ou négatives. De plus, les résistances d'entrée n'ont pas

besoin d'être égales ; si elles ne sont pas égales, la somme est pondérée. Par exemple, si vous disposez de quatre entrées, soumettez chacune d'elles à une tension égale à un ou zéro volt, ces entrées représentent les valeurs binaires 1, 2, 4 et 8. Si les résistances d'entrée sont égales à 10 k $\Omega$ , 5 k $\Omega$ , 2,5 k $\Omega$  et 1,25 k $\Omega$ , vous obtiendrez une sortie en volts égale au nombre binaire de l'entrée. Ce schéma peut être facilement étendu à plusieurs chiffres. C'est la base de la conversion numérique-analogique bien que, généralement, le circuit d'entrée soit différent (une échelle R - 2R).

#### Exercice 4.5

Montrez comment réaliser un convertisseur numérique-analogique à deux chiffres en échelonnant convenablement les résisteurs d'entrée d'un amplificateur sommateur. L'entrée numérique représente deux chiffres, chacun se compose de quatre lignes qui représentent les valeurs 1, 2, 4 et 8 pour les chiffres respectifs. Une ligne d'entrée est portée soit à +1 V, soit à la masse, c'est-à-dire que les huit lignes d'entrée représentent 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40 et 80. Parce qu'en général, les sorties des amplificateurs opérationnels ne peuvent pas avoir une excursion supérieure à  $\pm 13$  V, vous devrez opter pour une sortie en volts égale à un dixième de la valeur du nombre de sortie.

### Préamplificateur RIAA

Le préamplificateur RIAA est un exemple d'amplificateur dont la réponse en fréquence est adaptée à un usage particulier. D'une part, les disques sont gravés suivant une courbe à peu près plate ; d'autre part, les cellules magnétiques répondent en vitesse ; donc il est nécessaire de favoriser les basses dans la réponse de l'amplificateur de lecture. Le circuit de la figure 4.20 fournit la réponse demandée. La réponse en fréquence de l'amplificateur de lecture RIAA (0 dB à 1 kHz) est représentée sur le graphique de la figure 4.20. Les points de coupure sont repérés par la constante de temps. Le condensateur de 47  $\mu\text{F}$  relié à la masse ramène le gain en continu à l'unité sinon il serait d'environ 1000 ; comme nous l'avons suggéré plus tôt, le but est d'éviter l'amplification des « décalages » d'entrée en courant continu. Le LM833 est un

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

amplificateur opérationnel, double et à faible bruit, conçu pour les applications audio (un amplificateur opérationnel « plaqué or » pour cette application est le LT1028 à très faible bruit, plus silencieux de 13 dB, mais plus cher de 10 dB, que le 833 !).

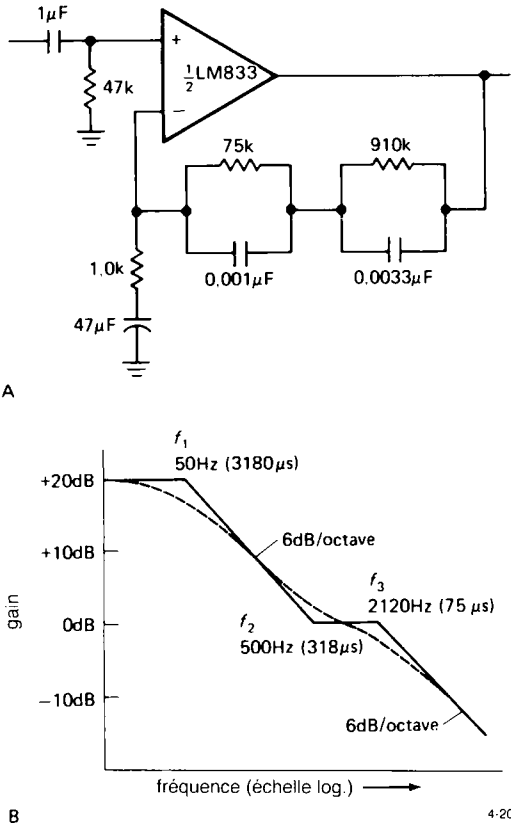


Figure 4.20 - Étage amplificateur à amplificateur opérationnel avec correction RIAA pour la lecture de disques (microsilicon, vinyle, magasins d'antiquités).

### Tampon de puissance

Lorsque le courant d'entrée est élevé, il est possible de monter un suiveur à transistor de puissance en sortie d'un amplificateur opérationnel (figure 4.21). Dans ce cas, nous avons choisi un amplificateur non-inverseur mais le suiveur peut être ajouté à n'importe quelle configuration d'amplificateur opérationnel. Notez que la rétroaction est effectuée depuis l'émetteur ; de cette façon, la rétroaction maintient la tension de sortie désirée malgré la chute de

tension  $V_{BE}$ . Ce circuit a le problème habituel : la sortie du suiveur ne peut que *consommer* du courant. Comme avec les circuits à transistor, la solution est un tampon *push-pull* (figure 4.22). Vous verrez plus tard que la vitesse finie à laquelle l'amplificateur opérationnel modifie sa sortie (vitesse de montée) limite sérieusement la vitesse de ce tampon dans la zone de croisement, et crée de la distorsion.

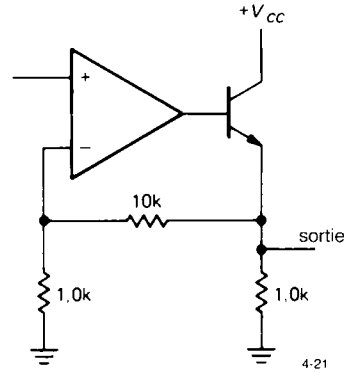


Figure 4.21

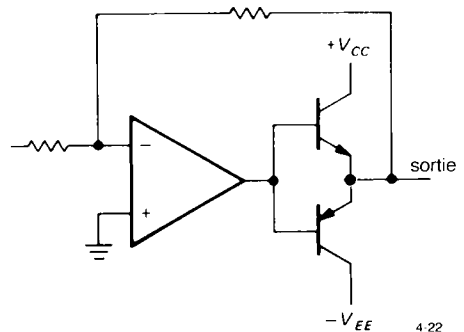


Figure 4.22

Pour les applications à vitesse lente, vous n'aurez pas besoin de polariser la paire *push-pull* jusqu'à la circulation d'un courant de repos, parce que la rétroaction fera son affaire de la majeure partie de la distorsion de croisement. Les tampons de puissance à amplificateur opérationnel du commerce comprennent le LT1010, l'OPA633 et le 3553 par exemple. Ce sont des amplificateurs *push-pull* à gain unitaire capa-

bles de fournir un courant de sortie de 200 mA et de fonctionner à 100 MHz et plus. Vous pouvez sans problème les insérer dans la boucle de rétroaction (voir tableau 7.4).

**Alimentation**

Un amplificateur opérationnel peut fournir le gain d'un régulateur de tension à rétroaction (figure 4.23). L'amplificateur opérationnel compare un échantillon de la sortie avec la référence Zener et adapte l'attaque du « transistor ballast » Darlington en fonction des besoins. Ce circuit fournit 10 V régulés, pour un courant de charge maximal de un ampère. Quelques remarques sur ce circuit :

1. Le diviseur de tension qui prélève un échantillon de la tension de sortie pourrait être un potentiomètre pour rendre la tension de sortie réglable.
2. Pour réduire les ondulations sur la Zener, le résistor de 10 kΩ sera remplacé par une source de courant. Une autre solution est de polariser la Zener au moyen de la tension de sortie ; de cette façon, vous profitez du régulateur que vous avez construit. Attention : si vous utilisez cette astuce, vous devez analyser le circuit soigneusement pour être sûr qu'il démarrera dès la mise sous tension.

3. Le circuit présenté pourrait être endommagé par un court-circuit temporaire de la sortie parce que l'amplificateur opérationnel tenterait de porter le couple Darlington au maximum de conduction. Les alimentations réglées devraient toujours comporter un circuit de limitation du courant en cas de « défaut » (voir la section 6.5 pour plus de détails).
4. Une multitude de types de régulateurs de tension à circuit intégré sont disponibles, du vénérable 723 aux régulateurs ajustables tripodes, pratiques avec leur limitation interne du courant et leur protection thermique (voir tableaux 6.8 à 6.10). Ces composants, pourvus d'une référence Zener interne compensée en température et d'un transistor ballast, sont si faciles à mettre en œuvre que vous n'utiliserez presque jamais un amplificateur opérationnel universel comme régulateur, sauf exception pour produire une tension stable à l'intérieur d'un circuit qui dispose déjà d'une tension d'alimentation stable.

Dans le chapitre 6, nous aborderons en détail les régulateurs de tension et les alimentations, y compris les circuits intégrés spéciaux conçus pour servir de régulateurs de tension.

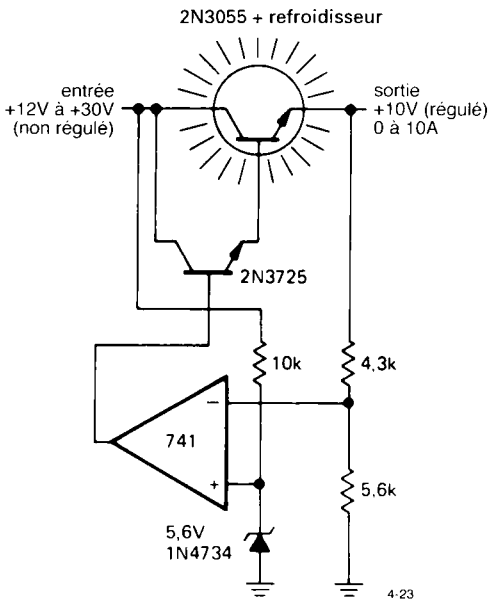


Figure 4.23

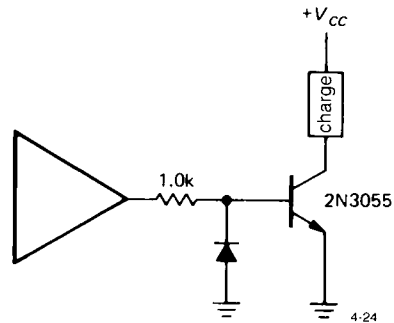


Figure 4.24

**4.10 Circuits non linéaires**

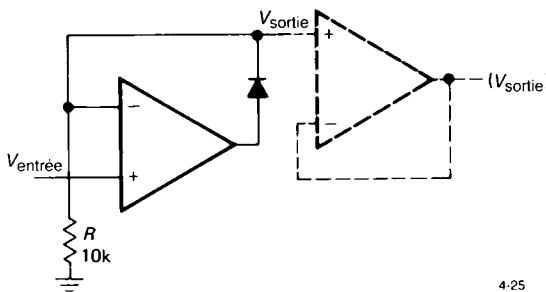
*Commutateur de puissance*

Si une charge est soit sur « marche », soit sur « arrêt », un amplificateur opérationnel pourra piloter le transistor de commutation. La figure 4.24 montre

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

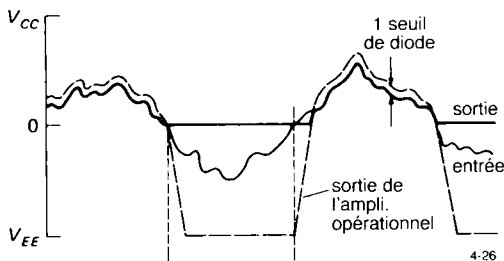
comment. Remarquez la diode pour empêcher le claquage inverse de la jonction base-émetteur (les amplificateurs opérationnels ont facilement une excursion de sortie supérieure à  $-5\text{ V}$ ). Le 2N3055 est le transistor de puissance passe-partout pour des applications non critiques à courant élevé. Un Darlington (ou un *MOSFET* de puissance) peut être utilisé s'il est nécessaire piloter des courants supérieurs à un ampère environ.

### Redresseur actif



4-25

Figure 4.25 - Redresseur actif simple.



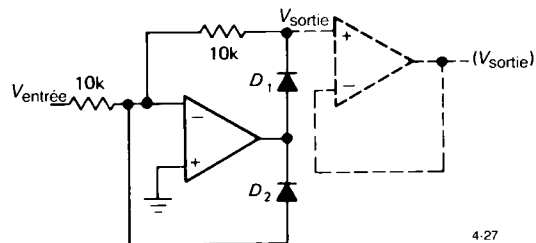
4-26

Figure 4.26 - Effet de la vitesse de montée finie sur le redresseur actif simple.

Le redressement de signaux inférieurs à la tension de seuil d'une diode ne peut pas être effectué avec une simple combinaison diode-résisteur. Comme d'habitude, les amplificateurs opérationnels nous viennent en aide : il suffit d'insérer une diode dans la boucle de rétroaction (figure 4.25). Lorsque la tension  $V_{\text{entrée}}$  est positive, la diode établit une rétroaction négative ; la sortie suit l'entrée, couplée par l'intermédiaire de la diode mais sans la chute de tension  $V_{BE}$ . Lorsque

la tension  $V_{\text{entrée}}$  est négative, l'amplificateur opérationnel est saturé négativement et la tension  $V_{\text{sortie}}$  est à la masse. Le résisteur  $R$  pourrait être choisi plus petit pour obtenir une impédance de sortie plus basse, avec le compromis du courant de sortie de l'amplificateur opérationnel plus élevé. Une solution meilleure consiste à monter sur la sortie un amplificateur opérationnel en suiveur (en pointillés) pour obtenir une impédance de sortie très basse, indépendamment de la valeur du résisteur.

Ce circuit pose un problème qui devient grave avec des signaux rapides. Comme un amplificateur opérationnel ne peut pas avoir une excursion de sortie infiniment rapide, le rétablissement depuis la saturation négative (lorsque la forme de l'onde d'entrée repasse au-dessus de zéro) prend du temps pendant lequel la sortie est inexacte. Cela ressemble, à quelque chose près, à la courbe de la figure 4.26. La sortie (ligne en gras) correspond exactement au signal d'entrée redressé (ligne claire), à l'exception du court intervalle de temps après lequel l'entrée est repassée au-dessus de zéro. Pendant cet intervalle, la sortie de l'amplificateur opérationnel quitte aussi vite qu'elle le peut son état de saturation à proximité de  $-V_{EE}$ , donc la sortie du circuit est encore à la masse. Un amplificateur opérationnel universel comme le 411 a une *vitesse de montée* (*slew rate*) (vitesse maximale à laquelle la sortie peut changer) de quinze volts par microseconde ; par conséquent, le rétablissement après la saturation négative prend environ  $1\ \mu\text{s}$  ce qui peut introduire une erreur de sortie considérable pour les signaux rapides. Une modification du circuit améliore considérablement la situation (figure 4.27).



4-27

Figure 4.27 - Redresseur actif amélioré.

La diode  $D_1$  transforme le circuit en un inverseur à gain unitaire pour les signaux d'entrée négatifs. La diode  $D_2$  écrête la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel à une tension de seuil de diode en-dessous de zéro pour les entrées positives, et comme la diode  $D_1$  est alors polarisée en inverse, la tension  $V_{\text{sortie}}$  est à la masse. L'amélioration vient du fait que la sortie de l'amplificateur opérationnel a une excursion de seulement deux tensions de seuil de diode lorsque le signal d'entrée passe par zéro. Puisque la sortie de l'amplificateur opérationnel aura une excursion de 1,2 V environ, au lieu de  $V_{EE}$ , le « pépin » au passage du zéro est réduit de plus de dix fois. À propos, ce redresseur est inverseur. Si vous avez besoin d'une sortie non-inverseuse, ajoutez en sortie un inverseur à gain unitaire.

Le fonctionnement de ces circuits sera meilleur si vous choisissez un amplificateur opérationnel avec une vitesse de montée élevée. La vitesse de montée influence aussi le fonctionnement des autres applications à amplificateur opérationnel dont nous avons parlé, par exemple les circuits amplificateurs de tension simples. Voici venu le moment de s'arrêter pour voir de quelle manière les amplificateurs opérationnels réels s'écartent de l'idéal, puisque cela influence la conception des circuits comme nous l'avons suggéré à plusieurs occasions. Une bonne compréhension des imperfections des amplificateurs opérationnels et de leur influence sur la conception et le fonctionnement des circuits vous aidera à choisir judicieusement vos amplificateurs opérationnels et à concevoir efficacement avec eux.

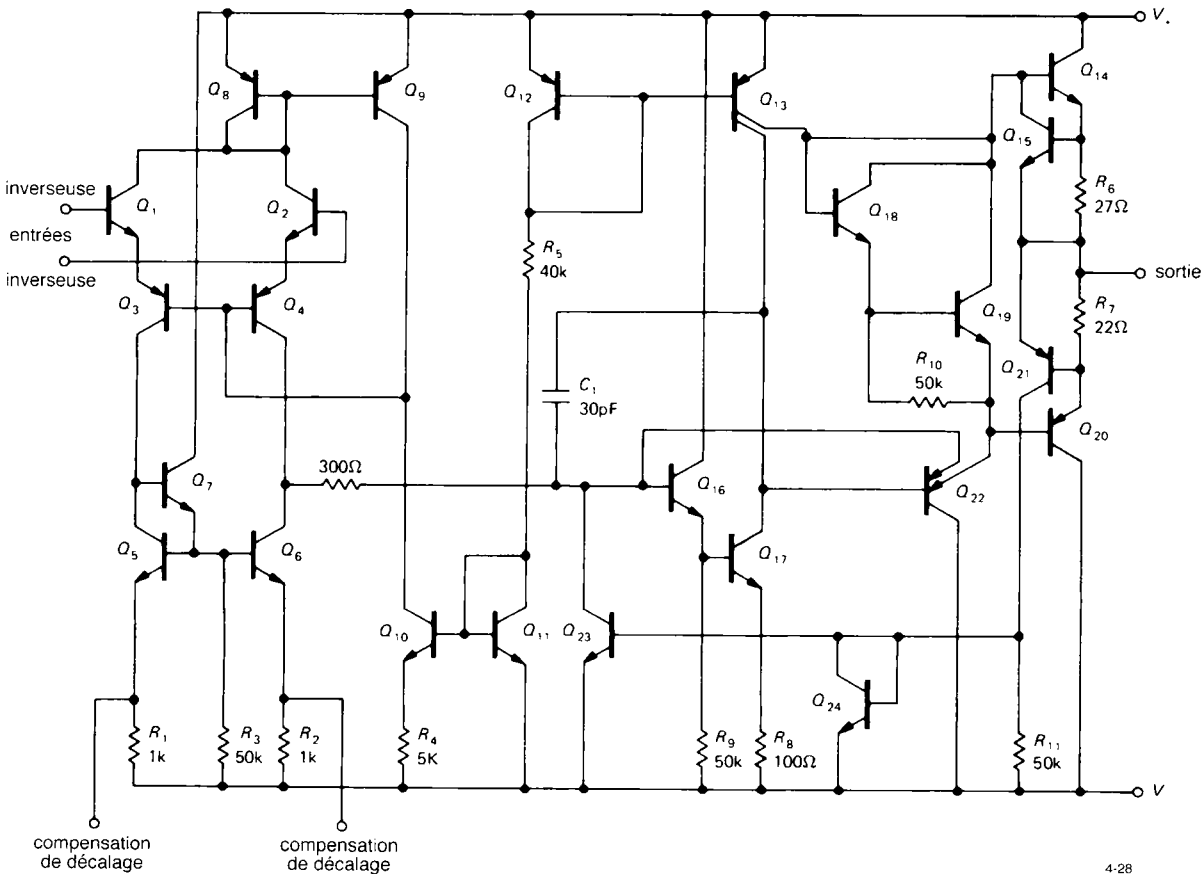


Figure 4.28 - Schéma de l'amplificateur opérationnel 741 (document de Fairchild Camera and Instrument corp.).

### ÉTUDE DÉTAILLÉE DU COMPORTEMENT DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

La figure 4.28 montre le schéma du 741, un amplificateur opérationnel très répandu. Son circuit est relativement simple, comme les types de circuits à transistor que nous avons abordés dans le chapitre précédent. Il a un étage d'entrée différentiel avec une charge constituée d'un miroir de courant, suivi par un étage NPN en émetteur-commun (avec une charge active, encore une fois) qui fournit une grande partie du gain en tension. Un émetteur suiveur NPN pilote l'étage de sortie à émetteur suiveur *push-pull*, avec un circuit de limitation du courant. Ce schéma est caractéristique de nombreux amplificateurs opérationnels actuellement disponibles. Pour beaucoup d'applications, les propriétés de ces amplificateurs sont proches des caractéristiques de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel idéal. Maintenant, nous allons regarder dans quelle mesure les amplificateurs opérationnels réels divergent de l'amplificateur opérationnel idéal, quelles en sont les conséquences sur la conception de circuits, et que faire à ce sujet.

#### 4.11 Divergence de fonctionnement par rapport à l'amplificateur opérationnel idéal

L'amplificateur opérationnel idéal a les caractéristiques suivantes :

1. Impédance d'entrée (différentielle ou mode commun) infinie
2. Impédance de sortie (en boucle ouverte) nulle
3. Gain en tension infini
4. Gain en tension du mode commun nul
5.  $V_{\text{sortie}} = 0$  lorsque les deux entrées sont à la même tension (« tension de décalage » nulle)
6. La sortie peut changer instantanément (vitesse de montée infinie).

Toutes ces caractéristiques sont indépendantes des variations de la température et de la tension d'alimentation.

Les amplificateurs opérationnels réels s'écartent de ces caractéristiques des manières suivantes (voir le tableau 4.1 pour des valeurs typiques).

#### *Courant d'entrée (input current)*

Les bornes d'entrée consomment (ou fournissent, cela dépend du type de l'amplificateur opérationnel)

un faible courant appelé courant de polarisation moyen (*input bias current*),  $I_B$ , défini comme la moitié de la somme des courants d'entrée avec les entrées court-circuitées (les deux courants d'entrée sont à peu près égaux et correspondent simplement aux courants de base ou de grille des transistors d'entrée). Pour le 411 à entrée *JFET*, le courant de polarisation est habituellement de 50 pA à température ambiante (mais jusqu'à 2 nA à 70°C) alors qu'un amplificateur opérationnel à entrée à transistor bipolaire comme l'OP-27 a un courant de polarisation typique de 15 nA qui varie peu avec la température. Comme indication approximative, les amplificateurs opérationnels à entrée à transistor bipolaire ont des courants de polarisation de dix nanoampères alors que les amplificateurs opérationnels à entrée *FET* ont des courants d'entrée de dix picoampères (c'est-à-dire mille fois moins). D'une manière générale, vous pouvez ignorer le courant d'entrée avec les amplificateurs opérationnels à *FET* mais pas avec les amplificateurs opérationnels à entrée bipolaire.

Le courant de polarisation moyen nous intéresse parce qu'il provoque une chute de tension aux bornes des résisteurs du réseau de rétroaction, du réseau de polarisation ou de l'impédance de la source. La taille maximale du résistor à laquelle vous êtes limité dépend du gain en continu de votre circuit et de la variation de la tension de sortie que vous pouvez tolérer. Vous verrez plus tard comment cela fonctionne.

Il existe des amplificateurs opérationnels avec des courants de polarisation moyens inférieurs à un nanoampère pour des modèles avec un circuit d'entrée à transistor (bipolaire), ou inférieurs à quelques picoampères ( $10^{-6}$   $\mu\text{A}$ ) pour des modèles avec un circuit d'entrée à *FET*. Les courants de polarisation moyens les plus bas sont caractéristiques du superbêta Darlington LM11 avec un courant d'entrée maximal de 50 pA, de l'AD549 avec un courant d'entrée de 0,06 pA, et du *MOSFET* ICH8500 avec un courant d'entrée de 0,01 pA. En général, les amplificateurs opérationnels à transistors bipolaires conçus pour le fonctionnement à grande vitesse ont des courants de polarisation plus élevés.

### *Courant de décalage à l'entrée (input offset current)*

Le courant de décalage à l'entrée est le nom donné à la différence entre les courants d'entrée des deux entrées. Contrairement au courant de polarisation moyen, le courant de décalage,  $I_{os}$ , est le résultat des différences de fabrication ; sans ces différences, un circuit d'entrée symétrique de l'amplificateur opérationnel menerait à des courants de polarisation identiques sur les deux entrées. L'important est que même lorsqu'il est piloté par des impédances de source identiques, l'amplificateur opérationnel verra des chutes de tension inégales, d'où une différence de tension entre ses entrées. Vous verrez bientôt comment cela influence la conception.

En général, le courant de décalage varie de la moitié à un dixième du courant de polarisation. Pour le 741, la valeur typique du courant de décalage est de 25 pA.

### ♦ *Impédance d'entrée (input impedance)*

L'impédance d'entrée s'applique à la résistance d'entrée différentielle (impédance d'une entrée avec l'autre entrée à la masse), généralement très inférieure à la résistance de mode commun (un étage d'entrée typique ressemble à une « paire à longue queue » avec une source de courant). Pour le 411 à entrée à FET, l'impédance d'entrée est d'environ  $10^{12} \Omega$  alors que pour les amplificateurs opérationnels à entrée à transistor bipolaire comme le 741, elle est d'environ 2 M $\Omega$ . En pratique, à cause de l'effet auto-élévateur exercé sur l'entrée par la rétroaction négative (elle tente de maintenir les deux entrées à la même tension, par conséquent elle élimine une grande partie du signal d'entrée différentiel),  $Z_{\text{entrée}}$  est portée à des valeurs très grandes, et en général ce n'est pas un paramètre aussi important que le courant de polarisation moyen.

### ♦ *Plage de tensions d'entrée de mode commun (common-mode input range)*

Pour un fonctionnement correct, les entrées d'un amplificateur opérationnel doivent rester à l'intérieur d'une certaine plage de tension, en général inférieure à la plage entière d'alimentation. Si les entrées sortent de cette plage, le gain de l'amplificateur opérationnel peut changer radicalement, et même changer de signe ! Pour un 411 qui fonctionne avec une alimentation de  $\pm 15$  V, la plage des tensions d'entrée de

mode commun garantie est au minimum de  $\pm 11$  V. Toutefois, le fabricant déclare que le 411 fonctionnera avec des entrées de mode commun égales à l'alimentation positive, bien que le fonctionnement puisse être dégradé. Appliquer sur l'une ou l'autre des entrées une tension inférieure à la tension d'alimentation négative rendra l'amplificateur fou, avec des symptômes comme une inversion de phase et la saturation de la sortie à la tension d'alimentation positive.

Il existe des amplificateurs opérationnels avec des tensions d'entrée de mode commun aussi basses que la tension d'alimentation négative, par exemple le LM358 (un bon amplificateur opérationnel double) ou le LM10, le CA 3440 ou l'OP-22, et aussi hautes que la tension d'alimentation positive, par exemple le 301, l'OP-41 ou la série des 355. En plus de la plage de fonctionnement de mode commun, il y a des tensions d'entrée maximales autorisées au-delà desquelles l'amplificateur opérationnel sera détérioré. Pour le 411, elles sont égales à  $\pm 15$  V (mais ne pas dépasser la tension d'alimentation négative si elle est plus petite).

### *Plage d'entrée différentielle (differential input range)*

Certains amplificateurs opérationnels n'admettent qu'une tension limitée entre les entrées, parfois aussi petite que  $\pm 0,5$  V, bien que la plupart soient plus tolérants car ils autorisent des entrées différentielles presque aussi grandes que les tensions d'alimentation. Le dépassement du maximum indiqué dégradera ou détruira l'amplificateur opérationnel.

### ♦ *Impédance de sortie (output impedance) ; excursion de sortie (output swing) en fonction de la résistance de charge*

L'impédance de sortie  $R_s$  correspond à l'impédance de sortie intrinsèque de l'amplificateur opérationnel sans rétroaction. Pour le 411, elle est d'environ 40  $\Omega$ , mais avec certains amplificateurs opérationnels à faible puissance, elle peut atteindre plusieurs centaines d'ohms (voir la figure 7.16). La rétroaction abaisse l'impédance de sortie jusqu'à une valeur insignifiante (ou l'augmente pour une source de courant) ; en général, ce qui importe plus c'est le courant maximal

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

de sortie, avec des valeurs typiques de 20 mA à peu près. Le courant maximal de sortie est souvent donné sous forme d'un graphique qui représente les excursions de sortie ( $V_{om}$ ) en fonction de la résistance de charge, ou parfois ce ne sont que quelques valeurs pour des résistances de charge typiques. Beaucoup d'amplificateurs opérationnels sont capables de piloter une sortie asymétrique et de consommer plus de courant qu'ils n'en fournissent (ou vice versa). Pour le 411, des excursions de sortie à moins de 2 V environ de  $V_{CC}$  et  $V_{EE}$  sont possibles avec des résistances de charge supérieures à 1 k $\Omega$  environ. Les résistances de charge très inférieures à cette valeur ne permettent qu'une petite excursion de sortie. Certains amplificateurs opérationnels peuvent étendre leur excursion de sortie jusqu'à la tension d'alimentation négative (LM358 par exemple), un caractère particulièrement utile pour les circuits qui fonctionnent avec une seule tension d'alimentation positive puisque les excursions de sortie jusqu'à la masse sont alors possibles. Enfin, les amplificateurs opérationnels avec des sorties à transistor MOS (CA3130, 3160, ALD1701 et ICL761x par exemple) peuvent avoir une excursion de sortie étendue jusqu'aux deux tensions d'alimentation. Le remarquable LM10 bipolaire présente cette propriété sans la limitation de la plage de tension d'alimentation des amplificateurs opérationnels MOS (généralement au maximum  $\pm 8$  V).

### ♦ Gain en tension (voltage gain) et déphasage (phase shift)

En règle générale, le gain en tension  $A_{vo}$  en continu varie de 100 000 à 1 000 000 (il est souvent indiqué en décibels), il tombe à l'unité à une fréquence (appelée fréquence de transition ou de coupure,  $f_T$ ) comprise entre 1 MHz et 10 MHz. Habituellement, ces données sont représentées sur un graphique (gain en tension en boucle ouverte en fonction de la fréquence). Pour les amplificateurs opérationnels à compensation interne, ce graphique se résume à une atténuation de 6 dB/octave qui commence à une fréquence assez basse (pour le 411, elle commence à 10 Hz environ), une caractéristique délibérée nécessaire pour la stabilité comme vous le verrez dans la section 4.32. Cette atténuation (la même qu'un simple filtre passe-bas RC) aboutit à un déphasage

constant de 90° en retard de l'entrée à la sortie (boucle ouverte) à toutes les fréquences après le début de l'atténuation ; ce déphasage augmente jusqu'à 120° ou 160° lorsque le gain en boucle ouverte est proche de l'unité. Puisqu'un déphasage de 180° à une fréquence où le gain en tension est égal à 1 mènera à une rétroaction positive (oscillations), le terme « marge de phase » (*phase margin*) est utilisé pour spécifier la différence entre le déphasage à la fréquence de transition ( $f_T$ ) et le déphasage critique de 180°.

### Tension de décalage à l'entrée (input offset voltage)

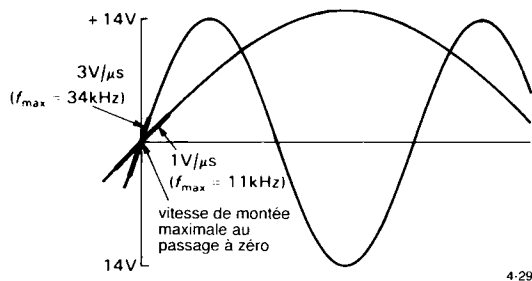
Les amplificateurs opérationnels n'ont pas des étages d'entrée parfaitement équilibrés, c'est dû aux dispersions de fabrication. Si vous connectez ensemble les deux entrées à un signal d'entrée nul, en général la sortie passera en saturation soit à  $V_{CC}$ , soit à  $V_{EE}$  (vous ne pouvez pas prévoir à laquelle des deux tensions). La différence entre les tensions d'entrée nécessaire pour amener la sortie à zéro est appelée tension de décalage à l'entrée,  $V_{os}$ , (c'est comme s'il y avait une pile de cette tension en série avec une des entrées). Normalement, les amplificateurs opérationnels donnent la possibilité d'annuler la tension de décalage à l'entrée. Pour un 411, montez un potentiomètre de 10 k $\Omega$  entre les broches 1 et 5 avec le curseur relié à  $V_{EE}$ . La dérive de la tension de décalage à l'entrée au cours du temps et en fonction de la température est encore plus importante pour les applications de précision puisque n'importe quel décalage initial peut être annulé. Le 411 a une tension de décalage typique de 0,8 mV (2 mV maximum) avec un coefficient de température (« tempco ») de 7  $\mu$ V/°C et un coefficient non spécifié pour la dérive dans le temps de la tension de décalage. L'OP-77, un amplificateur opérationnel de précision, est ajusté par laser pour un décalage typique de dix microvolts avec un coefficient de température  $TCV_{os}$  de 0,2  $\mu$ V/°C et une dérive à long terme de 0,2  $\mu$ V/mois.

### Vitesse de montée (slew rate (SR))

Le condensateur de « compensation » d'un amplificateur opérationnel (nous en parlerons plus en détail dans la section 4.32) et les faibles courants internes de pilotage se combinent pour limiter la vitesse à laquelle la sortie peut changer, même lorsque le désé-



équilibre entre les entrées est grand. Normalement, la vitesse maximale est appelée *vitesse de montée*. Pour le 411, elle est égale à  $15 \text{ V}/\mu\text{s}$  ; en général, les amplificateurs opérationnels de faible puissance ont des vitesses de montée inférieures à  $1 \text{ V}/\mu\text{s}$  alors qu'un amplificateur opérationnel rapide pourrait balayer à  $100 \text{ V}/\mu\text{s}$  et le « tampon sacrément rapide » LH0063C balaye à  $6000 \text{ V}/\mu\text{s}$ . La vitesse de montée limite l'amplitude de l'excursion de sortie d'une sinusoïde non distordue au-dessus d'une fréquence critique (la fréquence à laquelle l'excursion sur la totalité de la plage de tension d'alimentation nécessite la vitesse de montée maximale de l'amplificateur opérationnel, figure 4.29), c'est pourquoi l'excursion de la tension de sortie est représentée en fonction de la fréquence. Une onde sinusoïdale de fréquence  $f$  hertz et d'amplitude  $A$  volts nécessite une vitesse de balayage minimale de  $2\pi Af$  volts par seconde.



4-29

Figure 4.29 - Distorsion provoquée par la vitesse de montée.

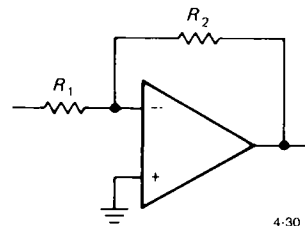
Pour les amplificateurs opérationnels à compensation externe, la vitesse de montée dépend du réseau de compensation utilisé. En général, elle sera plus petite pour la « compensation de gain unité », et elle augmentera de quelque 30 fois pour la compensation d'un gain de 100. Nous aborderons ce sujet en détail dans la section 4.32.

### Influence de la température

Tous ces paramètres sont influencés par la température. Toutefois, habituellement cela ne fait aucune différence puisque les petites variations du gain par exemple sont presque entièrement compensées par la rétroaction. En outre, les variations de ces paramètres avec la température sont normalement faibles, comparées à la dispersion entre les échantillons.

Les exceptions sont la tension de décalage d'entrée et le courant de décalage d'entrée. Les variations de ces grandeurs seront importantes en particulier si vous avez annulé les décalages de façon approximative : cette imprécision apparaîtra sous forme de dérives de la sortie. Si le circuit doit être très précis, utilisez un amplificateur opérationnel « de mesure (ou *d'instrumentation*) » à faible dérive avec des charges externes supérieures à  $10 \text{ k}\Omega$  pour minimiser les effets indésirables exercés par les gradients de température sur le fonctionnement de l'étage d'entrée. Nous nous étendrons sur ce sujet dans le chapitre 7.

Pour être complets, nous devrions mentionner ici que les amplificateurs opérationnels sont limités aussi par le taux de réjection du mode commun (*common-mode rejection ratio, CMRR*), le taux de réjection de la tension d'alimentation (*power-supply rejection ratio, PSRR*), la tension et le courant de bruit d'entrée ( $e_b, i_b ; e_n, i_n$  pour *noise* = bruit), et la distorsion de croisement en sortie. Ces caractéristiques ne seront importantes que pour des circuits de précision et des amplificateurs à faible niveau de bruit, elles seront traitées dans le chapitre 7.



4-30

Figure 4.30

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

### 4.12 Effets des imperfections de l'amplificateur opérationnel sur le comportement d'un circuit

Revenons sur l'amplificateur inverseur, gardez à l'esprit ses limitations. Vous verrez comment elles affectent le fonctionnement et vous apprendrez comment concevoir un circuit efficacement malgré elles. Grâce à la compréhension que vous apportera cet exemple, vous serez capables de manipuler d'autres circuits avec des amplificateurs opérationnels. La figure 4.30 rappelle le circuit de l'amplificateur inverseur.

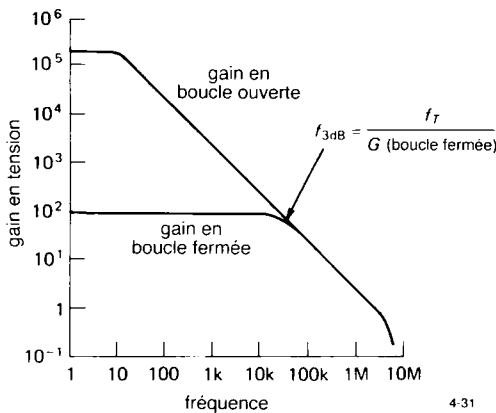


Figure 4.31 - Gain du LF411 en fonction de la fréquence (« diagramme de Bode »).

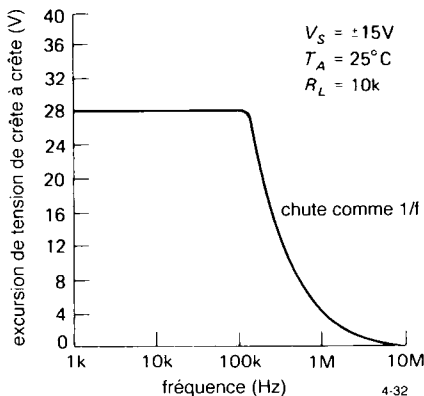


Figure 4.32 - Excursion de sortie en fonction de la fréquence (LF411).

### Gain en boucle ouverte

À cause du gain en boucle ouverte fini, le gain en tension de l'amplificateur opérationnel avec rétroaction (gain en boucle fermée) commencera à choir (à viande ?) à une fréquence où le gain en boucle ouverte est proche de  $R_2/R_1$  (figure 4.31). Pour les amplificateurs opérationnels ordinaires comme le 411, cela signifie que vous avez affaire à un amplificateur à relativement basses fréquences ; le gain en boucle ouverte est inférieur à 100 fois à 50 kHz et la fréquence de transition ( $f_T$ ) est égale à 4 MHz. Notons que le gain en boucle fermée est toujours inférieur au gain en boucle ouverte ; cela signifie que par exemple un amplificateur  $\times 100$  monté avec un 411 présentera une nette diminution du gain pour des fréquences proches de 50 kHz. Plus loin dans le chapitre (section 4.25), lorsque nous nous occuperons des circuits à rétroaction à transistor avec des gains en boucle ouverte finis, nous aurons une description plus précise de ce comportement.

### Vitesse de montée

À cause de la vitesse de montée limitée, l'excursion de sortie maximale d'une sinusoïde non distordue choisit au-dessus d'une certaine fréquence. La figure 4.32 montre la courbe pour un 411 avec ses  $15 V/\mu s$  de vitesse de montée. Pour une vitesse de montée  $S$ , l'amplitude de la sortie est limitée à  $A(pp) \leq S/\pi f$  pour une onde sinusoïdale de fréquence  $f$ , cela explique la pente de  $1/f$  de la courbe. La partie plate de la courbe reflète les limites imposées par l'alimentation à l'excursion de la tension de sortie.

Accessoirement, la limitation de la vitesse de montée des amplificateurs opérationnels peut être exploitée utilement pour supprimer du signal utile des pics de bruit, selon une technique appelée *filtrage passe-bas non linéaire* : si nous limitons délibérément la vitesse de montée, les pointes rapides peuvent être réduites de façon spectaculaire sans aucune distorsion du signal sous-jacent.

### Courant de sortie

Parce que le courant de sortie est limité, l'excursion de sortie d'un amplificateur opérationnel est réduite pour de petits résisteurs de charge. La courbe de la

figure 4.33 représente l'excursion de sortie d'un 411 en fonction du résisteur de charge. Pour des applications de précision, il est bon d'éviter des courants d'entrée élevés afin d'empêcher des gradients de température dans la puce, du fait d'une dissipation de puissance excessive dans l'étage de sortie.

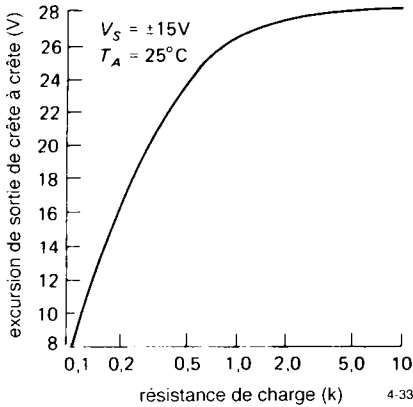


Figure 4.33 - Excursion de sortie en fonction de la fréquence (LF411).

**Tension de décalage**

À cause de la tension de décalage à l'entrée, une entrée nulle produit une tension de sortie  $V_{\text{sortie}} = G_{dc}V_{os}$ . Pour un amplificateur non inverseur équipé d'un 411, avec un gain en tension de 1000, la sortie pourra atteindre  $\pm 2$  V lorsque l'entrée est reliée à la masse ( $V_{os} = 2$  mV max.). Solutions :

- (a) Si vous n'avez pas besoin de gain en alternatif, utilisez un condensateur pour ramener le gain en continu à l'unité, comme sur la figure 4.7, ou bien comme dans le circuit de l'amplificateur RIAA (figure 4.20). Dans ce cas, vous pouvez coupler le signal d'entrée par un condensateur.
- (b) Utilisez le réseau d'ajustage préconisé par le fabricant pour annuler la tension de décalage.
- (c) Utilisez un amplificateur opérationnel avec une tension  $V_{os}$  faible.
- (d) Utilisez un réseau d'ajustage externe tel que celui décrit dans la section 7.6 (figure 7.5) pour annuler la tension de décalage.

**Courant de polarisation moyen**

Même avec un amplificateur opérationnel parfaitement ajusté (c'est-à-dire  $V_{os} = 0$ ), notre circuit amplificateur inverseur produira une tension de sortie non nulle lorsque sa borne d'entrée sera connectée à la masse. C'est parce que le courant de polarisation moyen fini,  $I_B$ , provoque une chute de tension aux bornes des résisteurs, chute amplifiée par le gain en tension du circuit. Dans ce circuit, l'entrée inverseuse voit l'impédance de la source égale à  $R_1 \parallel R_2$ , le courant de polarisation produit donc une tension  $V_{\text{entrée}} = I_B(R_1 \parallel R_2)$ , amplifiée par le gain en continu,  $-R_2/R_1$ .

Avec les amplificateurs opérationnels à FET, cet effet est généralement négligeable mais le courant d'entrée non négligeable des amplificateurs opérationnels bipolaires peut poser de réels problèmes. Par exemple, considérons un amplificateur inverseur avec  $R_1 = 10$  k $\Omega$  et  $R_2 = 1$  M $\Omega$  (ce sont des valeurs raisonnables pour un étage inverseur où nous souhaitons maintenir  $Z_{\text{entrée}}$  à 10 k $\Omega$  au moins). Si nous choisissons le LM833, bipolaire et à faible niveau de bruit, la sortie (pour une entrée à la masse) pourra atteindre  $100 \times 1000$  nA  $\times$  9,9 k $\Omega$ ,

ou 0,99 V ( $G_{dc}I_B R_{\text{déséquilibre}}$ ), ce qui est inacceptable. Par comparaison, pour notre LF411 *vulgaris* (entrée JFET), la plus forte tension de sortie envisageable (pour une entrée à la masse) est de 0,2 mV ; pour la plupart des applications, c'est négligeable, et de toute façon cette erreur est écrasée par l'erreur produite en sortie par  $V_{os}$  (200 mV pour le LF411 avec la plus mauvaise des compensations).

Il existe plusieurs solutions pour résoudre le problème des erreurs dues au courant de polarisation. Si vous devez utiliser un amplificateur opérationnel avec un courant de polarisation élevé, il convient de vous assurer que les deux entrées voient la même résistance de source en continu, comme sur la figure 4.34. Dans ce cas, la valeur de 9,1 k $\Omega$  a été choisie parce qu'elle correspond à la valeur des résisteurs 10 k $\Omega$  et 100 k $\Omega$  en parallèle. De plus, il vaut mieux maintenir la résistance du réseau de rétroaction assez petite pour que le courant de polarisation ne provoque de grands décalages ; les valeurs typiques du résisteur vu par les entrées de l'amplificateur

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

opérationnel varie de 1 k $\Omega$  à 100 k $\Omega$  à peu près. Une troisième solution implique de ramener le gain en continu à l'unité, comme dans l'amplificateur RIAA.

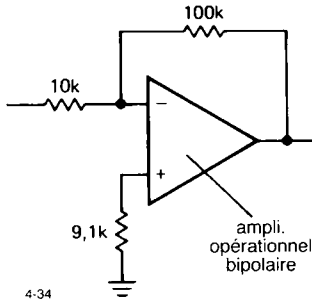


Figure 4.34 - Avec des amplificateurs opérationnels bipolaires, utilisez un résisteur de compensation pour réduire les erreurs provoquées par le courant de polarisation.

Dans la plupart des cas, la solution la plus simple est d'utiliser des amplificateurs opérationnels avec un courant d'entrée négligeable. Les amplificateurs opérationnels avec des étages d'entrée *JFET* ou *MOSFET* ont généralement des courants d'entrée de l'ordre du picoampère (prenez garde à l'augmentation rapide du courant en fonction de la température, approximativement le double tous les 10°C), et beaucoup de composants bipolaires de conception moderne utilisent des transistors à super gain ou des systèmes d'annulation de la polarisation pour parvenir à des courants de polarisation presque aussi faibles qui *diminuent* légèrement avec la température. Avec ces amplificateurs opérationnels, vous profiterez des avantages des amplificateurs opérationnels bipolaires (précision, faible bruit) sans les fâcheux problèmes dus au courant de polarisation. Par exemple, l'OP-27 bipolaire, un amplificateur opérationnel de précision et à faible bruit, a un courant de polarisation typique de 10 nA, le LM312 bipolaire, bon marché, a un courant  $I_B$  égal à 1,5 nA, et ses cousins bipolaires améliorés (LT012 et LM11) ont un courant  $I_B$  égal à 30 pA. Parmi les amplificateurs opérationnels à *FET* bon marché, le courant de polarisation du LF411

est égal à 50 pA, et celui de la série TLC270 *MOSFET*, dont le prix est inférieur à un dollar, est égal à 1 pA.

### Courant de décalage à l'entrée

Comme nous venons juste de le dire, généralement, il est préférable de concevoir des circuits dont les impédances associées au courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel produisent des erreurs négligeables. Cependant, il faut parfois utiliser un amplificateur opérationnel avec un courant de polarisation élevé, ou traiter des signaux avec des impédances de Thévenin très élevées. Dans ce cas, le mieux que vous puissiez faire est d'équilibrer la résistance en continu de la source vue par les bornes d'entrée de l'amplificateur opérationnel. Il subsistera encore une erreur en sortie ( $G_{dc} I_{\text{décalage}} R_{\text{source}}$ ) due à l'asymétrie inévitable des courants d'entrée de l'amplificateur opérationnel. En général, le courant  $I_{\text{décalage}}$  est inférieur au courant  $I_{\text{polarisation}}$  d'un facteur de 2 à 20 (dans l'ensemble, les courants d'entrée des amplificateurs opérationnels bipolaires sont moins inégaux que ceux des amplificateurs opérationnels à *FET*).

Dans les paragraphes précédents, nous avons examiné les effets des limitations des amplificateurs opérationnels et nous avons pris pour exemple le simple circuit amplificateur de tension et inverseur. Par conséquent, le courant d'entrée d'un amplificateur opérationnel peut provoquer une erreur de *tension* en sortie. Avec une autre application à amplificateur opérationnel, l'effet sera peut-être différent ; par exemple, dans un circuit intégrateur à amplificateur opérationnel, un courant d'entrée non nul produit une *rampe* en sortie (plutôt qu'une constante) lorsque l'entrée est nulle. Lorsque les circuits à amplificateur opérationnel vous seront familiers, vous serez capable de prévoir les effets des limitations des amplificateurs opérationnels dans un circuit donné, et donc de choisir l'amplificateur opérationnel à utiliser pour une application donnée. En général, l'amplificateur opérationnel « le mieux adapté » n'existe pas (même lorsque le prix est sans importance) : par exemple, des amplificateurs opérationnels avec des courants d'entrée très faibles (types *MOSFET*) ont généralement de piètres décalages de tension, et vice versa.

## 4.12 Effets des imperfections de l'amplificateur opérationnel sur le comportement d'un circuit

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels

type	fabricant <sup>a</sup>	nbre par boîtier <sup>b</sup>	ajustage	compensation externe <sup>c</sup>	gain min <sup>d</sup>	tension d'alimentation totale		courant d'alimentation max	tension				courant		E <sub>n</sub> à 1 kHz
						min	max		décalage		dérive		polar.	décal.	
						(V)	(V)		typ (mV)	max (mV)	typ (μV/°C)	max (μV/°C)	max (nA)	max (nA)	
<b>BIPOLAIRES, DE PRÉCISION</b>															
P-07A	PM+	X A-	X	-	1	6	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	2	2	9,6
P-07E	PM+	X A-	X	-	1	6	44	4	0,03	0,08	0,3	1,3	4	3,8	9,6
P-21A	PM	X AA	X	-	1	5	36	0,3	0,04	0,1	0,5	1	100	4	21
P-27E	PM+	X AA	X	-	1	8	44	5	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35	3,0
P-27G	PM+	X AA	X	-	1	8	44	6	0,03	0,1	0,4	1,8	80	75	3,2
P-37E	PM+	X A-	X	-	5	8	44	5	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35	3,0
P-50E	PM	X --	X	X	5	10	36	4	0,01	0,025	0,15	0,3	5	1	4,5
P-77E	PM	X AA	X	-	1	6	44	2	0,01	0,025	0,1	0,3	2	1,5	9,6
P-90E	PM	X AA	X	-	1	1,6	36	0,02	0,05	0,15	0,3	2	15	3	60
P-97E	PM	X --	X	-	1	4,5	40	0,6	0,01	0,025	0,2	0,6	0,1	0,1	14
AX400M	MA	X --	X	-	1	6	44	4	0,004	0,01	0,2	0,3	2	2	9,6
1607A	NS	X --	X	X	1	6	44	1,5	0,015	0,025	0,2	0,3	2	2	6,5
1707C	AD	X A-	X	-	1	6	36	3	0,005	0,015	0,03	0,1	1	1	9,6
1846B	AD	X --	-	X	2	10	36	6,5	0,025	0,075	0,8	3,5	250	(k)	2
1001A	LT	X A-	X	-	1	6	44	3,3	0,01	0,025	0,2	0,6	4	4	9,6
1007A	LT	X --	X	-	1	5	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	35	30	2,5
1012C	LT+	X A-	X	X	1	4	40	0,6	0,01	0,05	0,2	1,5	0,15	0,15	14
1028A	LT	X --	X	X	1	8	44	9,5	0,01	0,04	0,2	0,8	90	50	0,9
1037A	LT	X --	X	-	5	5	44	4,5	0,01	0,025	0,2	0,6	35	30	2,5
14077A	RA	X --	X	-	1	6	44	1,7	0,004	0,01	0,1	0,3	2	1,5	9,6
15134A	HA	--X	-	-	1	10	40	8	0,05	0,1	0,3	1,2	25	25	7
15135	HA	X --	X	-	1	8	40	1,7	0,01	0,08	0,4	1,3	4	4	9
15147A	HA	X --	X	-	10	8	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35	3,0
<b>BIPOLAIRES, FAIBLE POLARISATION (voir aussi « bipolaires, de précision »)</b>															
108E	PM	X --	-	X	U	10	40	0,5	0,07	0,15	0,5	2,5	2	0,2	20
110	NS+	X --	X	-	1	1	45	0,4	0,3	2	2	-	20	0,7	47
111	NS+	X --	X	X	1	5	40	0,6	0,1	0,3	1	3	50 pA	10 pA	150
112E	PM+	X --	-	-	1	10	40	0,5	0,07	0,15	0,5	2,5	2	0,2	20
1308	NS+	X A-	-	X	U	10	36	0,8	2	7,5	6	30	7	1	35
1312	NS+	X --	X	X	1	10	40	0,8	2	7,5	6	30	7	1	35
1324	NS	--X	-	-	1	4	32	0,25	2	4	10	-	10	2	-
<b>BIPOLAIRES, ALIMENTATION SIMPLE</b>															
1006A	NS+	AA X	-	-	1	3	32	3	2	3	7	30	100	30	-
1024	NS	--X	-	-	1	4	32	0,25	2	4	10	-	10	2	-
1013C	LT	-X A	-	-	1	4	44	1	0,06	0,3	0,4	2,5	50	2	22
15141A	HA	X AA	-	-	1	2	40	0,07	0,5	2	3	-	75	10	20
<b>BIPOLAIRE, ALIMENTATION SIMPLE, DE PRÉCISION</b>															
1006A	LT	X --	X	-	1	2,7	44	0,5	0,02	0,05	0,2	1,3	15	0,5	22
1013A	LT	-X A	-	-	1	4	44	1	0,04	0,15	0,4	2	35	1,3	22

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels (suite)

type	vitesse de montée <sup>g</sup>	f <sub>T</sub> typ	CMRR min	PSRR min	gain min	courant de sortie max	tension différentielle d'entrée <sup>h</sup> max	excursion <sup>g</sup> jusqu'aux alimentations		commentaires
	typ (V/μs)							(MHz)	(dB)	
<b>BIPOLAIRES, DE PRÉCISION</b>										
OP-07A	0,17	0,6	110	100	110	10	30 <sup>h</sup>	----	-	
OP-07E	0,17	0,6	106	94	106	10	30 <sup>h</sup>	----	-	
OP-21A	0,25	0,6	100	104	120	-	30	----	-	faible puissance
OP-27E	2,8	8	114	100	120	20	0,5	----	-	faible bruit
OP-27G	2,8	8	100	94	117	20	0,5	----	-	bon marché
OP-37E	17	63	114	100	120	20	0,5	----	-	faible bruit, OP-27 décompensé
OP-50E	3	25	126	126	140	70	10 <sup>h</sup>	----	-	fort courant, faible bruit
OP-77E	0,3	0,6	120	110	134	12	30 <sup>h</sup>	----	-	OP-07 amélioré
OP-90E	0,01	0,02	100	104	117	6	36	- X - X	-	micropuissance
OP-97E	0,2	0,9	114	114	110	10	0,5	----	-	OP-77 faible puissance
MAX400M	0,3	0,6	114	100	114	12	30	----	-	la plus faible V <sub>OS</sub> sans découpage
LM607A	0,7	1,8	124	100	134	10	0,5	----	-	
AD707C	0,3	0,9	130	120	138	12	44	----	-	OP-07 amélioré ; double = 708
AD846B	450	310	110	110	-	50	18	----	-	rétroaction en courant ; rapide
LT1001A	0,25	0,8	114	110	113	30	30	----	-	
LT1007A	2,5	8	117	110	137	20	0,5	----	-	faible bruit, - OP-27
LT1012C	0,2	0,8	110	110	106	12	1	----	-	312 amélioré ; double = 1024
LT1028A	15	75	114	117	137	20	1	----	-	ultra faible bruit
LT1037A	15	60	117	110	137	20	0,5	----	-	107 décompensé, - OP-37
RC4077A	0,25	0,8	120	110	128	15	30	----	-	la plus faible V <sub>OS</sub> sans découpage
HA5134A	1	4	94	100	108	20	40	----	-	quadruple, faible bruit
HA5135	0,8	2,5	106	94	120	20	15 <sup>h</sup>	----	-	
HA5147A	35	140	114	80	120	15	0,5	----	-	faible bruit, rapide, non compensé
<b>BIPOLAIRES, FAIBLE POLARISATION (voir aussi « bipolaires, de précision »)</b>										
OP-08E	0,12	0,8	104	104	98	5	0,5	----	-	308 de précision
LM10	0,12	0,1	93	90	102	20	40	- X X X	-	ampli-op 1 V ; de précision ; réf. de tension
LM11	0,3	0,5	110	100	100	2	0,5	----	-	de précision ; la plus faible polarisation bipolaire
OP-12E	0,12	0,8	104	104	98	5	0,5	----	-	312 de précision
LM308	0,15	0,3	80	80	88	5	0,5	----	-	faible polarisation originale (superbêta)
LM312	0,15	0,3	80	96	88	5	0,5	----	-	308 compensée
LP324	0,05	0,1	80	90 <sup>†</sup>	94	5	32	- X - X	-	faible puissance, alimentation simple
<b>BIPOLAIRES, ALIMENTATION SIMPLE</b>										
324A	0,5	1	65	65	88	20	30	- X - X	-	un classique ; double = 358A
LP324	0,05	0,1	80	90 <sup>†</sup>	94	5	32	- X - X	-	faible puissance, faible polarisation
LT1013C	0,4	0,8	97	100	122	25	30	- X - X	-	358/324 améliorés ; quadruple = 1014
HA5141A	1,5	0,4	80	94	94	1	7	- X - X	-	micropuissance
<b>BIPOLAIRES, ALIMENTATION SIMPLE, DE PRÉCISION</b>										
LT1006A	0,4	1	100	106	120	20	30	- X - X	-	I <sub>S</sub> = 90 μA en option
LT1013A	0,4	0,8	100	103	124	25	30	- X - X	-	358/324 améliorés ; quadruple = 1014

## 4.12 Effets des imperfections de l'amplificateur opérationnel sur le comportement d'un circuit

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels

type	fabricant <sup>a</sup>	nombre par boîtier <sup>b</sup>	ajustage	compensation externe <sup>c</sup>	gain min <sup>d</sup>	tension d'alimentation totale		courant d'alimentation max	tension				courant		e <sub>n</sub> à 1 kHz typ (nV/√Hz)
						min	max		décalage		dérive		polar.	décal.	
						(V)	(V)		typ	max	typ	max	max	max	
<b>UNIPOLAIRES, RAPIDES</b>															
P-62E	PM	X--	X	X	1	16	36	7	-	0,2	-	-	300	100	2,5
P-63E	PM	X--	X	X	1	16	36	7	-	0,75	-	-	300	100	7
P-64E	PM	X--	X	X	5	16	36	7	-	0,75	-	-	300	100	7
P-65E	PM	X--	X	-	1	9	14	25	-	2	-	-	3 μA	1 μA	-
LC400	CL	X--	X	-	1	-	7	15	2	5,5	20	40	25 μA	(k)	12
0509K	AD	X--	X	X	3	10	40	6	4	8	-	40	200	25	19
541B	PL	X--	X	-	10	-	24	21	-	5	15	-	25 μA	10	-
705L	VT	XAA	X	-	1	8	12	10	1	2	20	-	900	25	-
706K	VT	XAA	X	-	1	8	12	10	4	10	20	-	1 μA	120	-
707K	VT	XAA	X	-	12	8	12	10	3	6	20	-	1 μA	120	-
837	NS	--X	-	-	1	8	36	15	0,3	5	2	-	1 μA	200	4,5
840K	AD	X--	X	-	10	10	36	12	0,1	0,3	3	-	5 μA	200	4
841K	AD	X--	X	-	1	10	36	12	0,5	1	35	20	5 μA	200	13
847J	AD	X--	X	-	1	9	36	5,6	0,5	1	15	-	7 μA	50 <sup>t</sup>	15 <sup>i</sup>
848J	AD	X--	X	-	5	9	36	5,6	0,5	1	2	10	5 μA	15 <sup>t</sup>	4 <sup>i</sup>
849J	AD	X--	X	-	25	9	36	5,6	0,5	1	1	10	5 μA	15 <sup>t</sup>	4 <sup>i</sup>
2539	HA	X--	-	-	10	10	35	25	8	15	20	-	20 μA	6 μA	6
2541B	PL	X--	X	-	1	14	30	25 <sup>t</sup>	10	-	20	-	20 μA	-	-
2541	HA	X--	X	-	1	10	35	45	-	2	20	-	35 μA	7 μA	10
2542	HA	X--	X	X	2	10	35	40	-	10	20	-	35 μA	7 μA	10
2544	HA	X--	X	X	1	10	33	10	6	15	10	-	15 μA	2 μA	-
3450	RC	X--	X	X	1	10	14	35	8	15	-	-	350	150	-
5101	HA	XAA	X	-	1	4	40	6	0,5	3	3	-	200	75	3,3
5111	HA	XAA	X	X	10	4	40	6	0,5	3	3	-	200	75	3,3
5147A	HA	X--	X	-	10	8	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35	3,0
5195	HA	X--	-	-	5	20	35	25	3	6	20	-	15 μA	4 μA	6
6361	NS	X--	X	-	1	5	36	6,5	5	20	10	-	5 μA	2 μA	15
6364	NS	X--	X	-	5	5	36	6,5	2	9	6	-	5 μA	2 μA	8
6365	NS	X--	X	-	25	5	36	6,8	1	6	3	-	5 μA	2 μA	5
<b>BIPOLAIRES, AUTRES</b>															
20B	PM	XAA	X	-	1	4	36	0,08	0,06	0,25	0,75	1,5	25	1,5	58
333	NS	-X-	-	-	1	10	36	8	0,3	5	2	-	1 μA	200	4,5
3193A	RC	X--	X	-	1	7	36	3,5	0,14	0,2	1	3	20	5	24
4560	XR	-X-	-	-	1	8	36	2	0,5	6	-	-	500	200	8
5151	HA	XAA	-	-	1	2	40	0,25	2	3	3	-	150	30	15
5534	SN+	XA-	X	X	3	6	44	8	0,5	4	-	-	2 μA	300	4
33078	MO	-XA	-	-	1	10	36	5	0,15	2	2	-	750	150	4,5
33171	MO	XAA	X	-	1	3	44	0,25	2	4,5	10	-	100	20	32
34071A	MO	XAA	X	-	1	3	44	2,5	0,5	1,5	10	-	500	50	32

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

**Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels (suite)**

type	vitesse de montée <sup>e</sup>		CMRR	PSRR	gain	courant de sortie	tension différentielle d'entrée	excursion <sup>9</sup> jusqu'aux alimentations		commentaires
	typ	f <sub>r</sub>						min	min	
	(V/μs)	(MHz)	(dB)	(dB)	(dB)	(mA)	(V)	+-+-		
<b>BIPOLAIRES, RAPIDES</b>										
OP-62E	15	50	110	105	111	20	5	----		de précision
OP-63E	50	50	110	105	100	20	5	----		-
OP-64E	200	200	110	105	100	20	5	----		-
OP-65E	200	150	85	90	100	50	5	----		-
CLC400	700	280	40	40	-	50	-	----		transimpédance ; décompensé = 401
AD509K	120	20	80	80	80	-	15	----		rapide!
SL541B	175	100	60	46	46	6,5	9	----		rapide, vidéo
VA705L	35	25	60	60	80	50	9	----		vidéo, sortie sur 50 Ω ; établissement rapide
VA706K	42	25	60	60	66	50	9	----		vidéo, sortie sur 50 Ω ; établissement rapide
VA707K	105	300	60	60	74	50	9	----		décompensé, rapide, 50 Ω
LM837	10	25	80	120	90	40	30	----		faible bruit, faible distorsion
AD840K	400	400	100	94	104	50	6	----		841 décompensé ; 842 a G > 2
AD841K	300	40	90	90	88	50	6	----		établissement rapide ; versions décompensé
AD847J	300	50	78	75	70	20	6	----		établissement rapide ; versions décompensé
AD848J	300	250	104 <sup>t</sup>	104 <sup>t</sup>	82	25	6	----		847 décompensé
AD849J	300	725	110 <sup>t</sup>	100 <sup>t</sup>	90	25	6	----		847 non compensé
HA2539	600	600	60	85	80	10	6	----		faible bruit, identique à 2540
SL2541B	900	800	47	40 <sup>t</sup>	45	10	10	----		avec tampon indépendant à gain unitaire
HA2541	280	40	70	60	80	10	6	----		établissement rapide, faible distorsion
HA2542	375	120	70	70	80	100	6	----		établissement rapide, décompensé
HA2544	150	33	75	70	70	35	6	----		vidéo
CA3450	420	190	50	80	96	75	5	----		ampli. vidéo/tampon de ligne
HA5101	10	10	100 <sup>t</sup>	80	136 <sup>t</sup>	30	7	----		faible bruit
HA5111	50	100	100 <sup>t</sup>	100 <sup>t</sup>	136 <sup>t</sup>	30	7	----		faible bruit, non compensé
HA5147A	35	140	114	80	120	15	0,7	----		faible bruit, de précision, non compensé
HA5195	200	150	74	70	80	25	6	----		Elantec EL2195 = amélioré
LM6361	300	50	70	72	52	30	8	----		PNP vertical
LM6364	300	160	102 <sup>t</sup>	70	66 <sup>t</sup>	30	8	----		PNP vertical
LM6365	300	725	80	104 <sup>t</sup>	75	30	8	----		PNP vertical
<b>BIPOLAIRES, AUTRES</b>										
OP-20B	0,05	0,1	96	100	114	0,5	30	-X--		de précision, faible puissance
LM833	7	15	80	80	90	10	30	----		faible bruit, faible distorsion
CA3193A	0,25	1,2	110	100	110	7	5	----		-
XR4560	4	10	70	76	86	100	30	----		destiné à l'audio
HA5151	4,5	1,3	80	80	94	3	7	---X		faible puissance
NE5534	6	10	70	80	88	20	0,5	----		faible bruit, destiné à l'audio
MC33078	7	16	80	80	90	20	36	----		faible bruit, faible distorsion
MC33171	2,1	1,8	80	80	94	4	44	-X--		-
MC34071A	10	4,5	80	80	94	25	44	-X--		attaque 0,01 μF



## 4.12 Effets des imperfections de l'amplificateur opérationnel sur le comportement d'un circuit

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels

type	fabricant <sup>a</sup>	nbre par boîtier <sup>b</sup>	ajustage	compensation externe <sup>c</sup>	gain min <sup>d</sup>	tension d'alimentation totale		courant d'alimentation	tension				courant		en à 1 kHz	
						min	max		décalage		dérive		polar.	décal.		typ
									typ	max	typ	max				
		1 2 4				(V)	(V)	(mA)	(mV)	(mV)	( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )	( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )	(nA)	(nA)	(nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )	
<b>UNIPOLAIRES, OBSOLETES</b>																
P-01E	PM	X--	X	-	1	10	44	3	1	2	3	10	50	5	-	
P-02E	PM	XA-	X	-	1	10	44	2	0,3	0,5	2	8	30	2	21	
P-05E	PM+	XA-	X	-	1	6	44	4	0,2	0,5	0,7	2	4	3,8	9,6	
P-11E	PM	--X	-	-	1	10	44	6	0,3	0,5	2	10	300	20	12	
7	NS+	X--	-	-	1	10	44	2,5	2	7,5	6	30	250	50	16	
M318	NS+	X--	X	X	1	10	40	10	4	10	-	-	500	200	14	
9	NS	--X	-	-	5	10	36	4,5	1	6	-	-	200	50	60	
0517L	AD	X--	X	-	1	10	36	3	-	0,025	-	0,5	1	0,25	20	
0518J	AD	X--	X	X	1	10	40	10	4	10	10	-	500	200	-	
E530	SN	XA-	X	-	1	10	36	3	2	5	6	-	150	40	30	
531	SN	X--	X	X	U	12	44	10	2	6	-	-	2 $\mu\text{A}$	200	-	
538	SN	XA-	X	-	5	10	36	2,8	2	5	6	-	150	40	18	
725	FA+	X--	X	X	U	6	44	3	0,5	1	2	5	100	20	-	
739	FA	-X-	-	X	U	8	36	14	1	6	-	-	2 $\mu\text{A}$	10 $\mu\text{A}$	-	
1C	FA+	XAA	X	-	1	10	36	2,8	2	6	-	-	500	200	-	
3C	FA+	X--	X	X	U	10	36	3,3	2	6	-	-	500	200	-	
749	FA	-X-	-	X	U	8	36	10	1	3	3	-	750	400	-	
85	TP	X--	X	X	10	24	32	30	2	5	5	25	20 $\mu\text{A}$	-	-	
86	MO	X--	X	-	1	10	36	3	5	10	-	-	30	10	45	
2505	HA	X--	X	X	1	20	40	6	4	8	20	-	250	50	-	
2515	HA	X--	X	X	1	20	40	6	5	10	30	-	250	50	-	
2525	HA	X--	X	X	3	20	40	6	5	10	30	-	250	50	-	
2605	HA	X--	X	X	1	10	45	4	3	5	10	-	25	25	-	
2625	HA	X--	X	X	5	10	45	4	3	5	10	-	25	25	-	
B100	RC	X--	X	X	10	13	36	11	1	5	-	-	2 $\mu\text{A}$	400	-	
8	RA+	-X-	-	-	1	8	36	5,6	2	6	-	-	500	200	43	
5535	SN	AX-	X	-	1	10	36	2,8	2	5	6	-	150	40	17	
9	Si+	X--	-	X	7	6	24	15	2,5	5	5	10	20 $\mu\text{A}$	-	4	
<b>NET, DE PRÉCISION</b>																
41E	PM	X--	X	-	1	10	36	1	0,2	0,25	2,5	5	0,005	0,001	32	
43E	PM	X--	X	-	1	10	36	1	0,2	0,25	2,5	5	0,005	0,001	32	
A101B	BB	X--	X	-	1	10	40	8	0,05	0,25	3	5	0,01	4 pA	8	
A111B	BB	XA-	X	-	1	10	36	3,5	0,05	0,25	0,5	1	1 pA	0,7 pA	7	
47L	AD	XA-	X	-	1	5	36	1,5	-	0,25	-	1	0,025	2 pA <sup>1</sup>	30	
48C	AD	XA-	X	-	1	9	36	0,2	0,1	0,25	-	2	0,01	0,005	30	
A627B	BB	X--	X	-	1	9	36	8	0,04	0,1	0,5	0,8	0,02	0,02	5,2	
11C	AD	XAA	X	-	1	9	36	2,8	0,1	0,25	2	3	0,025	0,01	18	
45K	AD	X--	X	-	1	9,5	36	12	0,1	0,25	1,5	5	1	0,1	25	
055A	LT	X--	X	-	1	10	40	4	0,05	0,15	1,2	4	0,05	0,01	14	
170	HA	X--	X	-	1	9	44	2,5	0,1	0,3	2	5	0,1	0,06	10	

#### 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels (suite)

type	vitesse de montée <sup>e</sup>		CMRR	PSRR	gain	courant de sortie		tension différentielle d'entrée	excursion <sup>9</sup> jusqu'aux alimentations		commentaires
	typ	fr				min	min		min	max	
	(V/μs)	(MHz)	(dB)	(dB)	(dB)	(mA)	(V)	+ - + -			
<b>BIPOLAIRES, OBSOLETES</b>											
OP-01E	18	2,5	80	80	94	6	30	----		rapide, de précision	
OP-02E	0,5	1,3	90	90	100	6	30	----		de précision, faible courant	
OP-05E	0,17	0,6	110	94	106	10	30 <sup>h</sup>	----		-	
OP-11E	1	2	110	90	100	6	30	----		de précision, quadruple	
307	0,5	1	70	70	84	10	30	X---		un classique ; non compensé = 301	
LM318	70	15	70	65	86	10	0,5	----		était répandu	
349	2	4	70	77	88	15	36	----		348 décompensé (quadruple 741)	
AD517L	0,1	0,25	110	96	120	10	30	----		-	
AD518J	70	12	70	65	88	15	-	----		-	
NE530	35	3	70	76	94	10	30	X---		rapide ; double = 5530	
NE531	35	1	70	76	86	-	15	X---		-	
NE538	60	5	70	76	94	10	30	X---		rapide ; double = 5538	
μA725	0,005	0,08	110	100	108	15	5	----		le premier ampli-op de précision	
μA739	1	6	70	85 <sup>l</sup>	76	1,5	5	---X		faible bruit, destiné à l'audio	
741C	0,5	1,2	70	76	86	20	30	----		vieux classique ; double = 1458, quad. = 348	
748C	0,5	1,2	70	76	94	15	30	----		741 non compensé	
μA749	2	6	70	74	86	1,5	5	---X		identique à 739	
1435	300	1GHZ	80	75 <sup>l</sup>	80	10	2	----		établissement rapide	
1456	2,5	1	70	74	97	5	40	----		-	
HA2505	30	12	74	74	84	10	15	X---		-	
HA2515	60	12	74	74	78	10	15	X---		-	
HA2525	120	20	74	74	78	10	15	X---		-	
HA2605	7	12	74	74	98	10	12	----		-	
HA2625	35	100	74	74	98	10	12	----		-	
CA3100	25	30	76	60	58	15	12	----		-	
4558	1	2,5	70	74	86	15	20	----		1458 rapide	
NE5535	15	1	70	76	94	10	30	X---		rapide	
5539	600	1200	70	66	46	40	10	---X		petite excursion de sortie	
<b>JFET, DE PRÉCISION</b>											
OP-41E	1,3	0,5	100	92	120	15	20	X---		faible polaris., faible distort. ; OP-43 plus rapide	
OP-43E	6	2,4	100	92	120	15	20	X---		faible polaris., faible distort. ; OP-41 plus stable	
OPA101B	7	20	80	86	96	45	20	----		faible bruit ; décompensé = OPA102	
OPA111B	2	2	100	100	120	10	36	----		faible bruit, faible polarisation	
AD547L	3	1	80	86	108	20	20	----		double = AD642, 647	
AD548C	1,8	1	86	86	110	20	20	----		LF411 amélioré ; double = AD648	
OPA627B	55	16	106	106	110	30	-	----		rapide	
AD711C	20	4	86	86	106	20	20	----		LF411/2 amélioré	
AD845K	100	16	94	95	108	30	36	----		rapide	
LT1055A	13	5	86	90	104	30	40	----		LT1056 est 20% plus rapide	
HA5170	8	8	90	74	110	10	30	X---		faible bruit	

## 4.12 Effets des imperfections de l'amplificateur opérationnel sur le comportement d'un circuit

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels

type	fabricant <sup>a</sup>	nbre par boîtier <sup>b</sup>	ajustage	compensation externe <sup>c</sup>	gain min <sup>d</sup>	tension d'alimentation totale		courant d'alimentation	tension				courant		e <sub>n</sub> à 1 kHz
						min	max		décalage		dérive		polar.	décal.	
									typ	max	typ	max			
		1 2 4				(V)	(V)	(mA)	(mV)	(mV)	( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )	( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )	(nA)	(nA)	(nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )
<b>FET, RAPIDES</b>															
P-42E	PM	X--	X	-	1	15	40	6,5	0,3	0,75	4	10	0,2	0,04	13
P-44E	PM	X--	X	-	3	16	40	6	0,03	0,75	4	10	0,2	40 pA	13
57B	NS+	X--	X	-	5	10	36	7	3	5	5	-	100 pA	0,02	12
380K	AD	X--	X	X	U	12	40	15	-	1	-	10	0,1	5 pA <sup>1</sup>	15
F401A	NS	X--	X	X	1	15	36	12	-	0,2	-	-	0,2	0,1	23
PA404B	BB	--X	-	-	1	10	36	10	0,26	0,75	3	-	0,004	4 pA	15
F457B	NS	X--	X	-	5	10	36	10	0,18	0,4	3	4	50 pA	20 pA	10
PA602C	BB	X--	X	-	1	10	36	4	0,1	0,25	1	2	1 pA	1 pA	13
PA605K	BB	X--	X	X	50	10	40	9	0,25	0,5	-	5	0,035	2 pA <sup>1</sup>	20
PA606L	BB	X--	X	-	1	10	36	9,5	0,1	0,5	3	5	0,01	5 pA	13
D744C	AD	XA-	X	X	2	9	36	4	0,1	0,25	2	3	0,05	0,02	18
D843B	AD	X--	X	-	1	9	36	12	0,5	1	15	-	1	0,1	13
D845K	AD	X--	X	-	1	9,5	36	10,2	0,1	0,25	1,5	3	0,4	0,05	25
1022A	LT	X--	X	-	1	20	40	7	0,08	0,25	1,3	5	0,05	0,01	14
5160	HA	X--	-	X	U	14	40	10	1	3	20	-	0,05	0,01	35
C34080A	MO	XAA	X	-	2	6	44	3,4	0,3	0,5	10	-	0,2	0,1	30
C34081A	MO	XAA	X	-	1	6	44	3,4	0,3	0,5	10	-	0,2	0,1	30
<b>FET, AUTRES</b>															
031C	TI	XAA	X	-	1	10	36	0,28	0,5	1,5	6	-	0,2	0,1	41
051C	TI	XAA	X	-	1	10	36	3,2	0,6	1,5	8	-	0,2	0,1	18
061C	TI+	XAA	X	-	1	4	36	0,25	3	15	10	-	0,4	0,2	42
071C	TI+	XAA	X	-	1	7	36	2,5	3	10	10	-	0,2	0,05	18
081B	TI+	XAA	X	-	1	7	36	2,8	2	3	10	-	0,2	0,01	18
PA121	BB	X--	X	-	1	10	36	4	0,5	2	3	10	0,005	4 pA	8
PA128L	BB	X--	X	-	1	10	36	1,5	0,14	0,5	-	5	75 fA	30 fA <sup>1</sup>	27
351	NS+	XAA	X	-	1	10	36	3,4	5	10	10	-	0,2	0,1	25
5B	NS+	X--	X	-	1	10	36	4	3	5	5	-	100 pA	0,02	20
6B	NS+	X--	X	-	1	10	36	7	3	5	5	-	100 pA	0,02	12
411	NS+	XA-	X	-	1	10	36	3,4	0,8	2	7	20	0,2	0,1	25
4nn	NS	-X-	-	-	1	6	36	25	1	-	-	-	100 pA	50 pA	3,5
441	NS	XAA	X	-	1	10	36	0,25	1	5	10	20	0,1	0,05	35
55B	NS	X--	X	-	1	10	36	4	0,18	0,4	3	4	50 pA	20 pA	12
56B	NS	X--	X	-	1	10	36	8	0,18	0,4	3	4	50 pA	20 pA	10
549L	AD	X--	X	-	1	10	36	0,7	0,3	0,5	5	10	60 fA	20 fA <sup>1</sup>	35
611K	AD	X--	X	-	1	10	36	2,5	0,25	0,5	5	10	0,05	0,025	18
057A	LT	-XA	-	-	1	20	40	3,8	0,15	0,45	1,8	7	0,05	0,04	13
6180	HA	X--	X	-	1	10	40	1	0,1	0,5	5	-	0,001	200 fA	70
34001A	MO	XAA	X	-	1	8	36	2,5	1	2	10	-	0,1	0,05	25
34181	MO	XAA	X	-	1	3	36	0,2	0,5	2	10	-	0,1	0,05	38

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

**Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels (suite)**

type	vitesse de montée <sup>s</sup>	f <sub>T</sub>	CMRR	PSRR	gain	courant de sortie	tension différentielle d'entrée	excursion <sup>s</sup> jusqu'aux alimentations	commentaires
	typ (V/μs)	typ (MHz)	min (dB)	min (dB)	min (dB)	max (mA)	max (V)	ent. sort. + - + -	
<b>JFET, RAPIDES</b>									
OP-42E	58	10	88	86	114	25	40	----	faible Z <sub>sortie</sub>
OP-44E	120	16	88	90	114	15	40	----	-
357B	50	20	85	85	94	20	30	X---	356 décompensé
AD380K	330	300	60	60	92	60	20	----	hybride, rapide, 50 Ω
LF401A	30	16	90	80	100	50	32	----	précis
OPA404B	35	6,4	92	86	92	10	36	----	précis, quadruple
LF457B	50	20	86	86	106	100 <sup>l</sup>	40	X---	faible bruit ; attaque 0,01 μF
OPA602C	35	6,5	92	86	92	20	36	----	faible polarisation, établissement rapide
OPA605K	94	20	80	74	104 <sup>l</sup>	30	20	----	non compensé
OPA606L	35	13	85	90	100	10	36	----	LF356 amélioré
AD744C	75	13	86	92	108	20	36	----	très faible dist. (3 ppm) ; établissement rapide
AD843B	250	35	100	95	88	50	-	----	établissement rapide
AD845K	100	16	94	98	106	25	20	----	établissement rapide
LT1022A	26	8,5	86	88	104	10	40	----	-
HA5160	120	100	74	108	98	22	40	----	faible polarisation
MC34080A	50	16	75	75	94	20	44	----	V <sub>entrée</sub> > V <sub>-</sub> + 4 V ; 34081 décompensé
MC34081A	25	8	75	75	94	20	44	----	V <sub>entrée</sub> > V <sub>-</sub> + 4 V
<b>JFET, AUTRES</b>									
TL031C	3	1	75	75	74	8	30	X---	faible puissance ; TL061 amélioré
TL051C	24	3	75	75	94	30	30	X---	faible distorsion ; TL071/081 amélioré
TL061C	3,5	1	70	70	70	5	30	----	faible puissance
TL071C	13	3	70	70	88	10	30	----	faible bruit
TL081B	13	3	80	80	94	10	30	----	-
OPA121	2	2	86	86	110	10	30	----	faible bruit
OPA128L	3	1	90	90	110	10	36	----	très faible polarisation
LF351	13	4	70	70	88	10	36	X---	353 = double ; 347 = quadruple
355B	5	2,5	85	85	94	20	30	X---	répandu
356B	12	5	85	85	94	20	30	X---	355 plus rapide
LF411	15	4	70	70	88	20	30	X---	ordinaire
LFnnn	20	10	80	80	100	15	2	X---	JFET le plus faible bruit
LF441	1	1	70	70	88	4	30	X---	ordinaire faible courant
LF455B	5	3	86	86	106	100 <sup>l</sup>	40	X---	faible bruit ; attaque 0,01 μF
LF456B	12,5	5	86	86	106	100 <sup>l</sup>	40	X---	faible bruit ; attaque 0,01 μF
AD549L	3	1	90	96	110	10	36	----	électromètre ; broche de garde
AD611K	13	2	80	80	94	20	20	----	faible distorsion, JFET tous usages
LT1057A	13	5	86	88	104	10	40	----	précis double/quadruple JFET
HA5180	7	2	90	90	106	15	40	----	très faible pol. sur plage de température; bruit
MC34001A	13	4	80	80	94	20	30	X---	-
MC34181	10	4	70	70	88	8	36	----	faible puissance, rapide, faible distorsion

## 4.12 Effets des imperfections de l'amplificateur opérationnel sur le comportement d'un circuit

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels

réf.	fabricant <sup>a</sup>	nbre par boîtier <sup>b</sup>	ajustage	compensation externe <sup>c</sup>	gain min <sup>d</sup>	tension d'alimentation totale		courant d'alimentation max	tension				courant		e <sub>n</sub> à 1 kHz
						min	max		décalage		dérive		polar.	décal.	
						(V)	(V)		typ (mV)	max (mV)	typ (μV/°C)	max (μV/°C)	max (nA)	max (nA)	
<b>FET, OBSOLÈTES</b>															
μA15E	PM+	X A-	X	-	1	10	44	4	0,2	0,5	2	5	0,05	0,01	15
μA16E	PM+	X -	X	-	1	10	44	7	0,2	0,5	2	5	0,05	0,01	15
μA515L	AD	X -	X	-	1	10	36	1,5	0,4	1	-	25	80 fA	80 fA	50
μA42L	AD	X -	X	-	1	10	36	1,5	-	0,5	-	5	0,025	2 pA <sup>t</sup>	30
μA44L	AD	X -	X	-	1	10	36	2,5	-	0,5	-	5	0,05	0,5 pA <sup>t</sup>	18
μA45L	AD	X -	X	-	1	10	36	1,5	-	0,5	-	5	0,001	-	35
μA8500A	IL	X -	X	-	1	16	36	2,5	-	50	-	-	10 fA	10 fA	40
<b>JFET</b>															
μA80E	PM	X -	X	-	1	4,5	16	0,2	0,4	1	-	-	60 fA	10 fA <sup>t</sup>	70
μA27L2A	TI	A X A	-	-	1	3	18	0,04	-	5	0,7	-	1 pA <sup>t</sup>	1 pA <sup>t</sup>	70
μA27M2A	TI	A X A	-	-	1	3	18	0,6	-	5	2	-	1 pA <sup>t</sup>	1 pA <sup>t</sup>	38
μA272A	TI	A X A	-	-	1	3	18	4	-	5	5	-	1 pA <sup>t</sup>	1 pA <sup>t</sup>	25
μA279C	TI	- X	-	-	1	3	18	8	0,4	1,2	2	-	0,7 pA <sup>t</sup>	0,1 pA <sup>t</sup>	25
μA660A	NS	- X	-	-	1	5	16	2,2	1	2	1,3	5	20 pA	20 pA	22
μA1078C	TI	- X A	-	-	1	1,4	16	0,05	0,18	0,6	1	-	0,7 pA <sup>t</sup>	0,1 pA <sup>t</sup>	68
μA1701	AL	X -	-	-	1	2	12	0,25	-	4,5	7	-	0,03	0,025	-
μA1702	AL	X -	-	-	1	2	12	2	-	4,5	7	-	0,03	0,025	100
μA140A	RC	X A-	X	-	1	4	44	6	2	5	6	-	0,04	0,02	40
μA160A	RC	X A-	X	X	1	5	16	15	2	5	10	-	0,03	0,02	72
μA410A	RC	- X	-	-	1	4	36	10	3	8	10	-	0,03	0,01	40
μA420A	RC	X -	X	X	1	2	22	1	2	5	4	-	0,005	0,004	62
μA160A	RC	X A-	X	X	1	5	15	0,4	1,5	4	-	-	0,01	0,005	-
μA420A	RC	X -	X	X	1	2	20	0,5	1	5	-	-	0,001	0,5 pA	-
μA422	RC	X -	X	-	1	2	20	0,7	1,8	10	20	-	0,005	0,004	-
μA7612B	IL+	X -	-	-	1	3	18	2,5	-	5	5	-	0,05	0,03	100
μA7641B	IL+	A A X	-	-	1	1	18	2,5	-	5	5	-	0,05	0,03	100
<b>CMOS DÉCOUPÉS</b>															
μA420E	MA	X -	-	-	1	6	33	2	0,001	0,005	0,02	0,05	0,03	0,06	1,1 <sup>j</sup>
μA422E	MA	X -	-	-	1	6	33	0,5	0,001	0,005	0,02	0,05	0,03	0,06	1,1 <sup>j</sup>
μA668A	NS	X -	-	-	1	5	16	3,5	0,001	0,005	0,05	-	0,06	-	2 <sup>j</sup>
μA900A	TS	X -	-	-	1	4,5	16	0,2	-	0,005	0,02	0,05	0,05	0,5 pA <sup>t</sup>	4 <sup>j</sup>
μA901	TS	X A A	-	-	1	5	32	0,6	0,007	0,015	0,05	0,15	0,05	0,1	5 <sup>j</sup>
μA911A	TS	X A A	-	-	1	4	16	0,6	0,005	0,015	0,05	0,15	0,07	0,02	11 <sup>j</sup>
μA915	TS	X -	-	-	1	7	32	1,5	-	0,01	0,01	0,1	0,1	0,1	0,8 <sup>j</sup>
μA918	TS	X -	-	-	1	4,5	16	0,8	-	0,05	0,4	0,8	0,1	0,5 pA <sup>t</sup>	4 <sup>j</sup>
μA1050	LT	X -	-	-	1	4,8	16	1,5	0,5 μV	0,005	0,01	0,05	0,03	0,06	1,6 <sup>j</sup>
μA1052	LT	X -	-	-	1	4,8	16	2	0,5 μV	0,005	0,01	0,05	0,03	0,03	1,5 <sup>j</sup>
μA7650	IL+	X -	-	-	1	4,5	16	3,5	0,002	0,005	0,1	-	0,01	5 pA <sup>t</sup>	2 <sup>j</sup>
μA7650S	IL	X -	-	-	1	4,5	16	3	0,7 μV	0,005	0,02	0,1	0,01	0,02	2 <sup>j</sup>
μA7652	IL+	X -	-	-	1	5	16	3,5	0,002	0,005	0,1	-	0,03	25 pA <sup>t</sup>	0,7 <sup>j</sup>

#### 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels (suite)

type	vitesse de montée <sup>e</sup>	f <sub>T</sub>	CMRR	PSRR	gain		tension différentielle d'entrée	excursion <sup>g</sup> jusqu'aux alimentations	commentaires
	typ (V/μs)	typ (MHz)	min (dB)	min (dB)	min (dB)	max (mA)			
<b>JFET, OBSOLETES</b>									
OP-15E	17	6	86	86	100	15	40	----	355 de précision, rapide
OP-16E	25	8	86	86	100	20	40	----	356 de précision, rapide (OP-17 = décomp.)
AD515L	1	0,4	70	74	94	10	20	----	très faible polarisation, de précision
AD542L	3	1	80	80	110	10	20	----	de précision
AD544L	13	2	80	80	94	15	20	----	de précision, faible bruit
AD545L	1	0,7	76	74 <sup>t</sup>	92	10	20	----	de précision
ICH8500A	0,5	0,5	60	80 <sup>t</sup>	100 <sup>t</sup>	10	0,5	----	ultra faible polarisation
<b>MOSFET</b>									
OP-80E	0,4	0,3	60	60	100	10	16	-X-X	électromètre ; I <sub>b</sub> < 20 pA à 125 °C
TLC27L2A	0,04	0,1	70	70	90	10	18	-X-X	ordinaire CMOS
TLC27M2A	0,6	0,7	70	70	86	10	18	-X-X	ordinaire CMOS
TLC272A	4,5	2,3	70	65	80	10	18	-X-X	ordinaire CMOS
TLC279C	4,5	2,3	65	65	80	10	18	-X-X	meilleure V <sub>OS</sub> de la série 272
LMC660A	1,7	1,5	72	80	112	15	16	-XXX	ordinaire, quadruple CMOS
TLC1078C	0,05	0,11	75	75	114	15	16	-X-X	faible décalage
ALD1701	0,7	0,7	65	65	90	0,5	12	XXXX	excursion totale ; spécif. pour alim = +5 V
ALD1702	2,1	1,5	65	65	94	2	12	XXXX	excursion totale ; spécif. pour alim = +5 V
CA3140A	7	3,7	70	76	86	+10,-1	8	-X-X	-
CA3160A	10	4	80	76	94	12	8	-XXX	entrée/sortie MOS (3130 = non compensé)
CA3410A	10	5,4	80	80	86	6	16	-X--	324 rapide
CA3420A	0,5	0,5	60	70	86	2	15	-XXX	faible I <sub>b</sub> , bonne protection des entrées
CA5160A	10	4	-	-	90	1	?	-XXX	sortie CMOS
CD5420A	0,5	0,5	-	-	85	0,5	15	-XXX	identique à 3420
CA5422	1	1	60	60	80	2	15	-XXX	schéma original en deux sections
ICL7612B	1,6	1,4	60	70	80	5 <sup>m</sup>	18	XXXX	programmable ; entrée/sortie jusqu'aux 2 alim.
ICL7641B	1,6	1,4	60	70	80	5 <sup>m</sup>	18	X-XX	tous usages, faible tension
<b>STABILISÉS PAR DÉCOUPAGE</b>									
MAX420E	0,5	0,5	120	120	120	+2,-15	33	-XXX	±15 V V <sub>S</sub> ; 0,1 μV/mois ; 430 a C <sub>int</sub>
MAX422E	0,13	0,13	120	120	120	+0,2,-8	33	-XXX	±15 V V <sub>S</sub> ; 0,1 μV/mois ; 432 a C <sub>int</sub>
LMC668A	2,5	1	120	120	120	+5,-15	16	-XXX	-
TSC900A	0,2	0,7	110	120	120	2,5	16	-X-X	faible puissance
TSC901	2	0,8	120	120	120	-	36	-X-X	alimentation ±15 V ; condensateurs internes
TSC911A	2,5	1,5	110	112	116	3,5	16	-X-X	condensateurs internes, bruyant
TSC915	0,5	0,5	120	120	120	10	36	-X-X	alimentation ±15 V
TSC918	0,2	0,7	98	105	100	-	16	-X-X	bon marché
LTC1050	4	2,5	120	125	130	+3,-20	16	-XXX	condensateurs internes ; 50 nV/√mois
LTC1052	4	1,2	120	120	120	+5,-15	16	-XXX	7652 amélioré ; 0,1 μV/mois
ICL7650	2,5	2	110	120	120	+3,-20	16	-XXX	0,1 μV/mois
ICL7650S	2,5	2	120	120	136	+4,-20	16	-XXX	7650 amélioré ; 0,1 μV/mois
ICL7652	0,5	0,4	110	110	120	+5,-20	16	--XX	0,15 μV/mois

## 4.12 Effets des imperfections de l'amplificateur opérationnel sur le comportement d'un circuit

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels

type	fabricant <sup>a</sup>	nbre par boîtier <sup>b</sup>	ajustage	compensation externe <sup>c</sup>	gain min <sup>d</sup>	tension d'alimentation totale		courant d'alimentation max	tension				courant		en à 1 kHz	
						min	max		décalage		dérive		polar.	décal.		
						(V)	(V)		typ (mV)	max (mV)	typ (μV/°C)	max (μV/°C)	max (nA)	max (nA)		typ (nV/√Hz)
741	IL	X--	-	-	1	5	16	2,5	0,7	0,005	0,01	0,06	0,03	0,04	0,7 <sup>j</sup>	
741C	76HV52TS	X--	-	-	1	7	32	1,5	-	0,01	-	0,3	0,1	0,1	0,8 <sup>j</sup>	
<b>MONOLITHIQUES DE BASSE TENSION</b>																
741	NS	X--	X	-	1	10	68	5	2	8	-	-	40	10	35	
741	NS	X--	X	X	U	10	68	5	2	8	-	-	40	10	35	
741	PA445B	BB	X--	X	-	1	20	100	4,5	1	3	10	-	0,05	0,01	16
741	36	MO	X--	X	-	1	10	80	5	5	10	-	40	10	50	
741	2645	HA	X--	X	X	1	20	80	4,5	2	6	15	-	30	30	30
741	80	BB	X--	X	-	1	30	70	10	-	10	-	30	0,05	-	15
741	81	BB	X--	X	-	1	64	150	8	-	3	-	25	0,02	0,02	25
741	82	BB	X--	X	-	1	140	300	6,5	-	3	-	25	0,02	-	25
741	83	BB	X--	X	-	1	100	300	8,5	-	3	-	25	0,1	0,1	50
741	84	BB	X--	X	X	U	140	300	6,5	-	3	-	25	0,1	0,1	50
<b>MONOLITHIQUES DE HAUTE PUISSANCE</b>																
741	112	NS	X--	-	-	1	20	80	80	2	7	-	50	300	100	90
741	1A541B	BB	X--	-	-	1	20	80	25	0,1	1	15	30	0,05	0,03	50
741	675	NS	X--	-	-	10	16	60	50	1	10	25	-	2 μA	500	-
741	1173	SG	X--	-	-	1	10	50	20	2	4	-	30	500	150	-

Les fabricants sont les suivants (le suffixe « + » signale d'autres fabricants) :

- Analog Devices
- Advanced Linear Devices
- Advanced Micro Devices
- Analogic
- Apex
- Burr-Brown
- Brooktree
- Comlinear
- Crystal Semiconductor
- Cypress
- Datel
- Elantec
- Fairchild (National)
- Ferranti
- General Electric
- General Instrument
- Harris
- Hitachi
- HO - Honeywell
- HS - Hybrid Systems
- ID - Integrated Device Technology
- IL - GE/Intersil
- IN - Intel
- IR - International Rectifier
- KE - M.S.Kennedy Corp
- LT - Linear Technology Corp
- MA - Maxim
- MN - Micro Networks
- MO - Motorola
- MP - Micro Power Systems
- NE - NEC
- NS - National Semiconductor
- OE - Optical Electronics Inc
- PL - Plessey
- PM - Precision Monolithics
- RA - Raytheon
- RC - GE/RCA
- RO - Rockwell
- SG - Silicon General
- SI - Siliconix
- SN - Signetics
- SO - Sony
- ST - Supertex
- TI - Texas Instruments
- TM - Telmos
- TO - Toshiba
- TP - Teledyne Philbrick
- TQ - TriQuint
- TR - TRW
- TS - Teledyne Semiconductor
- VT - VTC
- XI - Xicor
- XR - Exar
- ZI - Zilog

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Tableau 4.1 - Amplificateurs opérationnels (suite)

type	vitesse de montée typ (V/ $\mu$ s)	$f_T$ typ (MHz)	CMRR min (dB)	PSRR min (dB)	gain		tension différentielle d'entrée max (V)	excursion <sup>g</sup> jusqu'aux alimentations ent. sort. + - + -	commentaires
					min (dB)	max (mA)			
ICL7652S	1	0,5	120	120	136	+4,-20	16	-- X X	7652 amélioré ; 0,15 $\mu$ V/mois
TSC76HV52	0,5	0,5	120	120	120	10	32	-- X X	alimentation $\pm 15$ V
<b>HAUTE TENSION</b>									
LM343	2,5	1	70	74	97	10	68	----	monolithique
LM344	30	10	70	74	97	10	68	----	343 non compensé
OPA445B	10	2	80	80	100	15	80	----	faible polarisation, monolithique
1436	2	1	70	80	97	10	80	----	monolithique
HA2645	5	4	74	74	100	10	37	----	monolithique
3580	15	5	86 <sup>t</sup>	87 <sup>t</sup>	106 <sup>t</sup>	60	70	----	hybride
3581	20	5	110 <sup>t</sup>	105 <sup>t</sup>	112 <sup>t</sup>	30	150	----	hybride
3582	20	5	110 <sup>t</sup>	105 <sup>t</sup>	118 <sup>t</sup>	15	300	----	hybride
3583	30	5	110 <sup>t</sup>	84 <sup>t</sup>	94	75	300	----	JFET rapide, hybride
3584	150	20	110 <sup>t</sup>	84 <sup>t</sup>	100	15	300	----	JFET non compensé, hybride
<b>MONOLITHIQUES DE PUISSANCE</b>									
LM12	9	0,7	75	80	94	10 A	80	----	protection complète de la sortie
OPA541B	10	1,6	95	100	90	10 A	80	----	boîtier isolé ; pas de protection interne
LM675	8	5,5	70	70	70	3000	60	----	protection complète de la sortie
SG1173	0,8	1	76	80	92	3500	50	----	protection thermique

<sup>(b)</sup> Le symbole X indique le nombre d'amplificateurs opérationnels par boîtier pour la référence indiquée ; un « A » indique la possibilité d'autres quantités d'amplificateurs opérationnels par boîtier chez le même fabricant ; certaines caractéristiques électriques (en particulier la tension de décalage) peuvent être quelque peu dégradées dans les boîtiers multiples.

<sup>(c)</sup> Broches pour la compensation externe.

<sup>(d)</sup> Un nombre donne le gain en boucle fermée minimal sans instabilité. En général, les amplificateurs opérationnels avec des broches de compensation externe peuvent fonctionner à un gain plus faible si on utilise un réseau de compensation externe adapté. La lettre U signifie que l'amplificateur opérationnel n'est pas compensé (un condensateur externe est nécessaire pour tout gain en boucle fermée de faible valeur).

<sup>(e)</sup> À un gain en boucle fermée stable minimal (généralement le gain unitaire), sauf mention contraire.

<sup>(f)</sup> Valeur maximale sans dégât sur le circuit ; ne pas dépasser la tension d'alimentation totale utilisée, si elle est inférieure.

<sup>(g)</sup> Un X dans une colonne entrée signifie que la plage de fonctionnement de mode commun de l'entrée inclut la tension d'alimentation ; un X dans la colonne sortie signifie que l'amplificateur opérationnel peut avoir une excursion de sortie jusqu'à la tension d'alimentation correspondante.

<sup>(h)</sup> Le réseau résistor-diode tire un courant d'entrée pour une tension différentielle d'entrée supérieure à  $\pm 1$  V.

<sup>(i)</sup>  $\mu$ V cc, 0,1 à 10 Hz.

<sup>(k)</sup> Entrée inverseuse de lecture de courant (configuration «rétroaction en courant») ; grande dispersion des courants de polarisation des deux entrées. Le courant de polarisation indiqué est pour l'entrée non-inverseuse.

<sup>(l)</sup> Sortie « non protégée » (pas de limitation du courant) accessible sur la broche 8, en plus de la sortie conventionnelle (protégée) sur la broche la dernière est limitée à  $\pm 15$  mA.

<sup>(m)</sup> Min/max (cas le plus défavorable).

<sup>(n)</sup> Typique.



Tableau 4.2 - Amplificateurs opérationnels recommandés

type	fabricant <sup>a</sup>	amplys par boîtier	tension de décalage max (mV)	tension de dérive max (µV/°C)	courant de sortie max (nA)	tension d'alimentation totale (V)		courant d'alimentation max (mA)		e <sub>n</sub> typ (nV/√Hz)		Vitesse de montée (typ) (V/µs)		f <sub>t</sub> typ (MHz)	commentaires
						min	max	10 Hz	1 kHz	10 Hz	1 kHz	typ			
LF411	NS	X A-	2	20	0,2	10	36	3,4	50	25	15	4	tous usages, ordinaire		
AD711K	AD	X A-	0,5	10	0,05	9	36	3	45	18	20	4	411 amélioré		
LM358A	NS+	- XA	3	20	100	3	32	1,2	-	-	0,5	1	ordinaire, alimentation simple		
TLC27M2A	TI	A XA	2	2 <sup>i</sup>	0,001 <sup>i</sup>	3	18	0,6	-	-	0,6	0,7	ordinaire, CMOS		
OP-27E	PM+	XAA	0,025	0,6	40	8	44	5	3,5	3,0	2,8	8	de précision, faible bruit		
OP-37E	PM+	XAA	0,025	0,6	40	8	44	5	3,5	3,0	17 <sup>h</sup>	63 <sup>h</sup>	idem, plus rapide (décompensé, gain min = 5)		
HA5147A	HA	X--	0,025	0,6	40	8	44	4	3,5	3,0	35 <sup>c</sup>	140 <sup>c</sup>	idem, encore plus rapide (gain min = 10)		
OP-77E	PM	XAA	0,025	0,3	2	6	44	2	10,3	9,6	0,3	0,6	de précision		
LT1028A	LT	X--	0,04	0,8	90	8	44	9,5	1,0	0,85	15	75	de précision, ultra faible bruit		
LT1013A	LT	- XA	0,15	2	35	4	44	1	24	22	0,4	0,8	de précision, alimentation simple		
LT1055A	LT	X--	0,15	4	0,05	10	40	4	28	14	13	5	JFET de précision		
LT1012C	LT+	XA-	0,05	1,5	0,15	4	40	0,6	17	14	0,2	0,8	de précision, faible polarisation		
OPA111B	BB	X A-	0,25	1	0,001	10	36	3,5	30	7	2	2	JFET de précision, faible polarisation		
AD744K	AD	X--	0,5	10	0,1	9	36	4	45	18	75 <sup>i</sup>	13 <sup>i</sup>	ultra faible polarisation, stable, établissement rapide		
LTC1052	IL+	X--	0,005	0,05	0,03	4,8	16	2	-	-	4	1,2	découpage		
OP-90E	PM	XAA	0,15	2	15	1,6	36	0,02	60	60	0,012	0,02	de précision, micropuissance		
CA3440A	RC	X--	5	4 <sup>i</sup>	0,04	4	15	(d)	250	110	0,003 <sup>e</sup>	0,005 <sup>e</sup>	nanopuissance (programmable)		
AD549L	AD	X--	0,5	10	60fA	10	36	0,7	90	35	3	1	JFET, ultra faible courant d'entrée		
LM10	NS+	X--	2	2 <sup>i</sup>	20	1,1	40	0,4	50	46	0,1	0,4	faible tension d'alimentation, sortie jusqu'aux tensions d'alimentation		

(a) Voir les notes du tableau 4.1. (b) X = cette référence. A = disponible. (c) G > 10. (d) Programmable 0,02 µA à 10 µA.

(e) À I<sub>s</sub> = 1 µA. (f) G > 2. (h) G > 5. (m) min/max. (i) Typique.

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Les bons concepteurs de circuits choisissent leurs composants avec des compromis corrects pour optimiser le fonctionnement sans en faire trop sur des composants inutilement « plaqués or ».

### *Imperfection signifie compromis*

Les imperfections du fonctionnement d'un amplificateur opérationnel dont nous avons parlé auront une influence sur les valeurs des composants dans presque tous les circuits. Par exemple, les résisteurs de rétroaction doivent être suffisamment grands pour ne pas charger la sortie d'une façon significative, mais

### « Mais où sont les neiges d'antan ? »

Dans son inlassable quête pour des puces meilleures et plus farfelues, l'industrie des semi-conducteurs peut parfois vous infliger des peines cruelles. Il pourrait vous arriver quelque chose comme cela : vous avez imaginé et construit le prototype d'un nouveau gadget merveilleux ; la phase de test est finie et vous êtes prêt à démarrer la production. Lorsque vous essayez de commander les composants, vous découvrez que la fabrication du circuit intégré crucial a été abandonnée par le fabricant ! Un cauchemar encore pire : les clients se plaignent du retard de livraison d'un appareil que vous fabriquez depuis plusieurs années. Lorsque vous vous rendez sur le site d'assemblage pour trouver ce qui ne va pas, vous découvrez que toute une série de cartes est fabriquée, excepté pour un circuit intégré qui « n'est pas encore arrivé ». Alors, vous demandez aux acheteurs pourquoi ils n'ont pas envoyé la commande ; il apparaît qu'ils l'ont fait mais qu'elle n'a pas été honorée. Vous apprenez alors du distributeur que le composant a été abandonné il y a six mois, et aucun n'est disponible !

Pourquoi cela est-il arrivé, et que faire ? Généralement, nous avons trouvé quatre raisons pour lesquelles les circuits intégrés sont abandonnés :

1. *Obsolescence* : les meilleurs des composants font des progrès, et cela n'a pas beaucoup de sens de continuer à fabriquer les anciens. Cela a été particulièrement vrai pour les puces de mémoire numérique (par exemple les petites RAM statiques et les EEPROM remplacées chaque année par des versions plus denses et plus rapides), bien que les circuits intégrés linéaires n'aient pas entièrement échappé à la purge. Dans ces cas, il y a souvent une version améliorée compatible broche à broche que vous pouvez planter dans le vieux support.

2. *Pas assez vendu* : parfois, des circuits intégrés excellents disparaissent. Si vous êtes assez persévérant, vous pourrez obtenir une explication du fabricant — « il n'y avait pas assez de demande » ou une

histoire de ce genre. Vous pourriez décrire cela comme un cas de « abandonné pour commodité du fabricant ». Nous avons été particulièrement incommodés par l'abandon par la société Harris de leur splendide HA4925 — une puce raffinée, le quadruple comparateur le plus rapide, maintenant disparu, sans aucun remplacement comparable. Harris a abandonné aussi le HA2705 — une autre grande puce, l'amplificateur opérationnel à faible puissance le plus rapide, maintenant disparu sans une trace ! Parfois, une bonne puce est abandonnée lorsque la chaîne de fabrication des tranches de silicium passe à une taille plus grande (par exemple de tranches avec un diamètre initial de 3" à des tranches de 5" ou 6"). Nous avons remarqué que Harris a un penchant particulier pour l'abandon de puces excellentes et uniques ; Intersil et GE ont fait la même chose.

3. *Schémas perdus* : vous pourriez ne pas le croire mais parfois la maison de semi-conducteurs perd la trace du schéma d'une puce et ne peut plus la fabriquer ! Apparemment, c'est ce qui s'est produit avec la puce de division à huit étages CMOS Solid State Systems SSS-4404.

4. *Fabricant fermé* : c'est aussi arrivé pour le SSS-4404 !

Si vous êtes coincé avec une carte et un circuit intégré non disponible, vous avez plusieurs choix. Vous pouvez redessiner la carte (et peut-être le circuit) pour utiliser quelque chose qui est disponible. C'est probablement la meilleure solution si vous vous lancez dans une production avec un nouveau dessin ou si vous poursuivez la grande production d'une carte existante. Une solution bon marché et grossière est de réaliser une petite « carte-fille » qui se plantera dans le support de circuit intégré vide et qui comportera ce qui est nécessaire pour imiter la puce introuvable. Bien que cette dernière solution ne soit pas terriblement élégante, elle fait le boulot.

## 4.13 Amplificateurs opérationnels à faible puissance et programmables

ils ne doivent pas être grands au point que le courant de polarisation moyen produise des décalages mesurables.

Des impédances élevées dans le réseau de rétroaction augmentent aussi le risque de captation capacitive des signaux parasites et augmentent les effets de la charge de la capacité parasite. Ces compromis imposent habituellement des valeurs de résistances de 2 k $\Omega$  à 100 k $\Omega$  avec des amplificateurs opérationnels universels.

Des compromis similaires sont nécessaires dans presque tous les projets électroniques, y compris les circuits les plus simples construits avec des transistors. Par exemple, le choix du courant de repos dans un amplificateur à transistor a une limite supérieure imposée par la dissipation du composant, par l'augmentation du courant d'entrée, par un courant d'alimentation excessif et la réduction du gain en courant ; la limite inférieure du courant de fonctionnement est imposée par le courant de fuite, la réduction du gain en courant et la réduction de la vitesse (due à une capacité parasite associée à des valeurs de résistance élevées). Pour ces raisons, habituellement,

vous finirez avec des courants de collecteur compris entre quelques dizaines de microampères et quelques dizaines de milliampères (d'avantage pour les circuits de puissance, parfois un chiffre en moins pour les applications de « micro-puissance »), comme indiqué dans le chapitre 2.

Dans les trois chapitres qui suivent, nous étudierons plus soigneusement certains de ces problèmes afin de vous donner une bonne compréhension des compromis nécessaires.

### 🔧 Exercice 4.6

Dessinez un amplificateur inverseur couplé en continu avec un gain de 100 et  $Z_{\text{entrée}} = 10 \text{ k}\Omega$ . Incluez la compensation du courant de polarisation moyen, et indiquez le réseau d'ajustage de la tension de décalage (potentiomètre de 10 k $\Omega$  entre les broches 1 et 5, curseur relié à  $V_-$ ). Enfin, ajoutez un circuit pour que  $Z_{\text{entrée}} \geq 10^8 \Omega$ .

## 4.13 Amplificateurs opérationnels à faible puissance et programmables

Pour les applications sur piles, il existe un groupe répandu d'amplificateurs opérationnels appelés

### AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS RÉPANDUS

Parfois, un nouvel amplificateur opérationnel arrive juste au bon moment, il remplit un vide avec son ensemble de fonctions, sa commodité et son prix. Plusieurs sociétés commencent à le fabriquer (il a une « seconde source »), les concepteurs se familiarisent à lui, et vous avez un succès. Voici la liste des succès répandus actuels :

**301** Premier amplificateur opérationnel facile à utiliser ; premier à utiliser le transistor « PNP horizontal ». Compensation externe. National.

**741** Standard dans l'industrie depuis plusieurs années. Compensation interne. Fairchild.

**1458** Réponse de Motorola au 741 ; deux 741 dans un boîtier mini-DIP sans broches de correction de décalage.

**308** Amplificateur de précision de National. À faible puissance, à super gain, caractéristiques de dérive garanties.

**324** Quadruple amplificateur opérationnel répandu (358 = double, mini-DIP). Fonctionnement à alimentation simple. National.

**355** Amplificateur opérationnel bi-FET tous usages (356, 357 plus rapides). Dans la pratique, aussi précis qu'un bipolaire mais plus rapide et un courant d'entrée plus faible. National. (Fairchild a essayé de lancer les FET avec le 740 mais cela a été un fiasco à cause d'un piètre fonctionnement. Croiriez-vous à un décalage de tension de 0,1 V ?)

**TL081** Réponse de Texas Instrument à la série du 355. Série complète et bon marché de simple, double et quadruple ; à faible puissance, à faible niveau de bruit, nombreux types de boîtiers.

**LF411** Série bi-FET améliorée de National. Faible décalage, faible polarisation, rapide, faible distorsion, courant de sortie élevé, petit prix. Variantes : double (LF412) et à faible puissance (LF441/2/4).

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

« amplificateurs opérationnels programmables » parce que tous les courants de fonctionnement internes sont réglés à l'aide d'un courant appliqué à l'extérieur sur une broche de programmation de la

polarisation. Les courants de repos internes sont tous liés à ce courant de polarisation par des miroirs de courant, plutôt que par des sources de courant programmées par un résisteur. En conséquence de quoi,

### LE 741 ET SES AMIS

En 1965, Bob Widlar a conçu le premier amplificateur opérationnel monolithique vraiment réussi : le Fairchild  $\mu$ A709. Il s'est répandu largement mais il présente quelques problèmes, en particulier une tendance à se bloquer par effet thyristor (*latch-up*) lorsque l'entrée a vu une tension excessive, et son manque de protection contre les courts-circuits en sortie. De plus, il nécessitait une compensation en fréquence externe (deux condensateurs et un résisteur), et avait un circuit de réglage de décalage peu pratique (il a aussi besoin de trois composants externes). Enfin, sa tension différentielle d'entrée était limitée à 5 V.

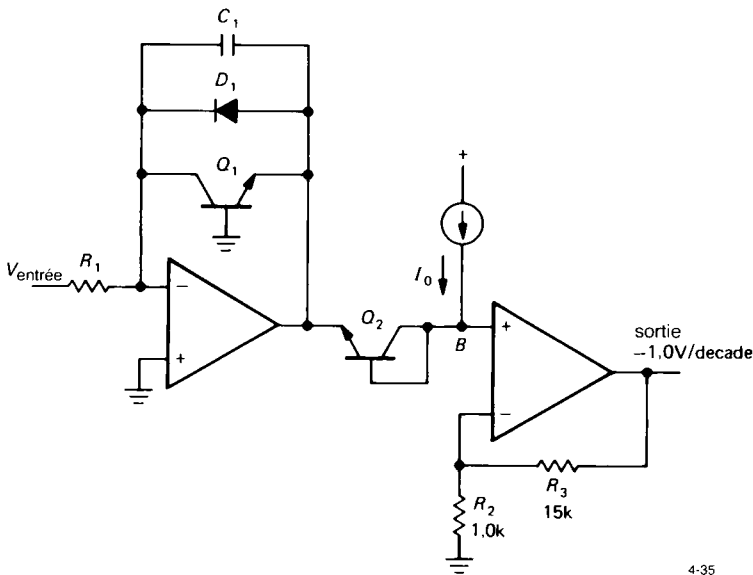
Widlar quitta Fairchild pour National où il passa à la conception du LM301, un amplificateur opérationnel amélioré, débarrassé du blocage par effet thyristor, avec protection contre les courts-circuits et une plage différentielle d'entrée de 30 V. Widlar n'a pas prévu de compensation en fréquence interne parce qu'il préférerait la souplesse d'une compensation par l'utilisateur. Le 301 pouvait être compensé avec un simple condensateur mais comme il ne restait qu'une seule broche libre, il avait toujours besoin de trois composants externes pour régler le décalage.

Pendant ce temps, chez Fairchild, la réponse au 301 (célèbre maintenant sous le nom de 741) prenait forme. Il avait les avantages du 301 mais les ingénieurs de Fairchild optèrent pour une compensation en fréquence interne, deux broches furent libérées pour permettre une compensation simplifiée du décalage avec un seul potentiomètre externe. Puisque beaucoup d'applications n'ont pas besoin d'un réglage du décalage (Widlar avait raison), le 741 en utilisation normale ne nécessite pas d'autre composant que le réseau de rétroaction proprement dit. Reste de l'histoire : le 741 s'est répandu comme une traînée de poudre et s'est établi comme un standard de l'industrie.

Aujourd'hui, il existe de nombreux amplificateurs opérationnels de type 741, leur conception et leur fonctionnement sont par essence similaires mais ils

présentent des caractéristiques différentes comme des entrées à *FET*, des unités doubles ou quadruples, des versions avec des caractéristiques améliorées, des versions décompensées et non compensées, etc. Nous dressons ci-dessous une liste de référence, cela démontre la tendance de l'homme à s'accrocher aux basques des célébrités (voir le tableau 4.1 pour une liste plus complète).

<b>Unités simples</b>	
741S	rapide (10 V/ $\mu$ s)
MC741N	faible bruit
OP-02	précision
4132	faible puissance (35 $\mu$ A)
LF13741	faible courant d'entrée <i>FET</i>
748	non compensé
NE530	rapide (25 V/ $\mu$ s)
TL081	<i>FET</i> , rapide (semblable au LF351)
LF411	<i>FET</i> , rapide
<b>Unités doubles</b>	
747	double 741
OP-04	précision
1458	boîtier mini-DIP
4558	rapide (15 V/ $\mu$ s)
TL082	<i>FET</i> , rapide (semblable au LF353)
LF412	<i>FET</i> , rapide
<b>Unités quadruples</b>	
MC4741	quadruple 741 (xxx 348)
OP-11	précision
4136	rapide (3 MHz)
HA4605	rapide (4 V/ $\mu$ s)
TL084	<i>FET</i> , rapide (semblable au LF347)



4-35

Figure 4.35 - Convertisseur logarithmique. Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  sont appairés et intégrés sur une même puce.

de tels amplificateurs peuvent être programmés pour fonctionner sur une large gamme de courants d'alimentation, habituellement de quelques microampères à quelques milliampères.

La vitesse de montée, le produit gain-bande passante  $f_T$  et le courant de polarisation moyen sont tous à peu près proportionnels au courant de travail programmé. Lorsque les amplificateurs opérationnels sont programmés pour fonctionner à quelques microampères, ils sont extrêmement utiles dans les circuits sur piles. Nous traiterons en détail la conception des circuits à micro-puissance dans le chapitre 14 (Vol. 2).

Le 4250 était un amplificateur opérationnel programmable original, et il est toujours un bon composant pour de nombreuses applications. Ce classique a été développé par Union Carbide, il est maintenant produit par des « secondes sources » et il existe même en double et triple (respectivement 8022 et 8023). Comme exemple du fonctionnement que vous pouvez attendre avec de faibles courants d'alimentation, voyons comment se comporte le 4250 à 10  $\mu\text{A}$ . Pour

obtenir ce courant de travail, nous devons fournir un courant de polarisation de 1,5  $\mu\text{A}$  avec un résistor externe. Lorsque l'amplificateur opérationnel travaille avec ce courant, la fréquence de transition  $f_T$  est égale à 75 kHz, la vitesse de montée est de 0,05 V/ $\mu\text{s}$ , et le courant de polarisation moyen  $I_B$  est égal à 3 nA. Avec des courants de travail faibles, la possibilité de piloter la sortie est considérablement réduite, et l'impédance de sortie en boucle ouverte augmente jusqu'à des valeurs stupéfiantes, dans ce cas environ 3,5 k $\Omega$ .

Avec des courants de travail faibles, la tension de bruit d'entrée augmente alors que le courant de bruit d'entrée diminue (voir chapitre 7). Les spécifications du 4250 indiquent qu'il peut fonctionner avec une tension d'alimentation totale aussi faible que 1 V, mais les tensions d'alimentation minimales indiquées pour les amplificateurs opérationnels ne sont pas forcément applicables à un circuit réel, en particulier si vous avez besoin d'une excursion de sortie ou d'un courant de sortie significatifs.

#### 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

**Tableau 4.3 - Amplificateurs opérationnels à haute tension**

type	fabricant <sup>a</sup>	tension d'alimentation totale		tension d'entrée diff. <sup>b</sup> (V)	FET	compensation externe	pote, tiomètre	f <sub>T</sub> typ. (MHz)	vitesse de montée typ. (V/μs)	courant de sortie (mA)	P <sub>diss</sub> (50°C) (W)	protection thermique	boîtier <sup>c</sup>	commentaires
		min	max											
		(V)	(V)											
LM675	NS	20	60	60	-	-	-	5,5	8	3000	40	X	TO-220	ampli. op. monolithique, de puissance
LM343	NS	10	68	68	-	-	X	1	2	20	0,6	-	TO-99	superbêta
LM344	NS	10	68	68	-	X	-	1	30 <sup>d</sup>	20	0,6	-	TO-99	superbêta
3580	BB	30	70	70	X	-	X	5	15	60	4,5	X	TO-3I	-
LM12	NS	20	80	80	-	-	-	0,7	9	10000	90	X	TO-3	monolithique, forte puissance
PA19	AP	30	80	40	X	X	-	100 <sup>e</sup>	650 <sup>d</sup>	5000	70	X	TO-3I	sortie VMOS
OPA541	BB	20	80	80	X	-	-	2	10	10000	90	-	TO-3I	monolithique, forte puissance
MC1436	MO	10	80	80	-	-	X	1	2	10	0,6	-	TO-99	original, encore bon
1460	TP	30	80	6	-	X	X	1000 <sup>e</sup>	300 <sup>e</sup>	150	2,5	-	TO-3	sortie VMOS
1461	TP	30	80	25	X	X	X	1000 <sup>e</sup>	1200 <sup>e</sup>	750	-	-	P-DIP	sortie VMOS
1463	TP	30	80	25	X	-	X	17	165	1000	40	-	TO-3	comparateur rapide x1
HA2645	HA	20	80	74	-	X	X	4	5	10	0,6	X	TO-99	le même que Philbrick 1332
OPA445	BB	20	100	80	X	-	X	2	10	15	0,6	-	TO-99	monolithique ; mini-DIP aussi
1481	TP	30	150	150	X	-	X	4,5	25	80	15	-	TO-3	limitation de courant
3581	BB	65	150	150	X	-	X	5	20	30	4,5	X	TO-3I	-
PA04	AP	30	200	20	X	X	-	2	50	20000	160	-	P-DIP	sortie VMOS ; limitation de courant
1480	TP	30	300	450	X	-	X	20	100	80	-	X	TO-3	-
3582	BB	140	300	300	X	-	X	5	20	15	4,5	X	TO-3I	-
3583	BB	80	300	300	X	-	X	5	30	75	10	X	TO-3	-
3584	BB	140	300	300	X	X	X	20 <sup>e</sup>	150 <sup>e</sup>	15	4,5	X	TO-3	-
PA08V	AP	30	340	50	X	-	X	5	30	150	18	X	TO-3I	faible V <sub>os</sub> , faible e <sub>n</sub>
PA88	AP	30	450	25	X	X	-	1 <sup>d</sup>	30 <sup>e</sup>	100	12	X	TO-3I	faible I <sub>Q</sub> , V <sub>os</sub> , e <sub>n</sub> ; VMOS
PA85	AP	30	450	25	X	X	-	20 <sup>d</sup>	1000 <sup>e</sup>	200	28	X	TO-3I	faible V <sub>os</sub> , faible e <sub>n</sub> ; VMOS

(a) Voir les notes du tableau 4.1

(b) Ne pas dépasser la tension d'alimentation maximale

(c) « I » = isolé

(d) Si compensation pour G > 10

(e) Si compensation pour G > 100

Le 776 (ou 3476) est un 4250 amélioré avec un fonctionnement meilleur de l'étage de sortie pour des courants faibles. Le 346 est un chouette quadruple amplificateur opérationnel programmable avec trois sections programmées à l'aide d'une des entrées de programmation et la quatrième section programmée à l'aide de l'autre entrée. Parmi les autres amplificateurs opérationnels programmables construits avec des transistors bipolaires ordinaires, nous pouvons

citer l'OP-22, l'OP-32, le HA2725 et le CA3078. Les amplificateurs opérationnels CMOS programmables comportent l'ICL7612, le TLC251, le MC14573 et le CA3440. Ces derniers fonctionnent avec une tension d'alimentation très basse (inférieure à 1 V pour le TLC251) et le stupéfiant 3440 a des courants de repos inférieurs à vingt nanoampères. Le 7612 et le 251 utilisent une variante du schéma de programmation habituel ; leur courant de repos est sélectionnable à

### 4.13 Amplificateurs opérationnels à faible puissance et programmables

Tableau 4.4 - Amplificateurs opérationnels de puissance

Réf.	Fabricant <sup>a</sup>	Monolithique	FET	Ajustage ?	Boîtier <sup>b</sup>	±V <sub>alimentation</sub>			P <sub>diss</sub>	Vitesse de montée (typ)	f <sub>T</sub> (typ)	Bande passante en puissance	V <sub>os</sub> (max)		
						I <sub>sortie</sub>	min	max					(mV)	(μV/°C)	(μV/W)
						(A)	(V)	(V)					(W)	(V/μs)	(MHz)
AO3	AP	-	X	X	PD	30	15	75	500	10	5	70	3	30	20 <sup>t</sup>
AO4A	AP	-	X	-	PD	20	15	100	200	50	2	90	5	30	10 <sup>t</sup>
PA512	BB	-	-	-	3I	15	10	50	125	4	4	20	3	40	20 <sup>t</sup>
AM12	NS	X	-	-	3	10	10	40	90	9	0,7	60	7	50	50
PA501	BB	-	-	-	3I	10	10	40	80	1,4 <sup>m</sup>	1	16	5	40	35 <sup>t</sup>
PA512B	BB	-	-	-	3I	10	10	50	125	4	4	20	6	65	20 <sup>t</sup>
PA541B	BB	X	X	-	3I	10	10	40	90	10	2	55	2	30	60
AO68	TP	-	-	-	3	10	10	50	125	4	4	20	6	65	20 <sup>t</sup>
AO19A	AP	-	X	-	3I	5	15	40	70	900	100	3500	0,5	10	20 <sup>t</sup>
PA511	BB	-	-	-	3I	5	10	30	67	1,8	1	23	10	65	20 <sup>t</sup>
AO9A	AP	-	X	X	3I	4	10	40	78	400	75	2500	0,5	10	-
AO1173	SG	X	-	-	220	3,5	5	25	20	0,8	1	-	4	30	-
AO675	NS	X	-	-	220	3	8	30	40	8	5,5	-	10	25 <sup>t</sup>	25 <sup>t</sup>
AO101	NS	-	X	-	3	2	5	20	62	10	5	300	3	10 <sup>t</sup>	150 <sup>t</sup>
AO72	BB	-	X	-	3I	2	15	40	60	3	0,5	16	2	40	20 <sup>t</sup>
AO73	BB	-	-	-	3I	3	10	34	45	1,5	1	23	10	65	-
AO2021	NS	-	-	-	3	1	5	15	23	3	1	20	3	25	15
AO1792	KE	-	-	X	3	1	5	22	5	2	1	11	0,1	2	-
AO63	TP	-	X	X	3	1	15	40	40	165	17	-	5	20 <sup>t</sup>	-
AO61	TP	-	X	X	PD	0,75	15	40	-	1200 <sup>u</sup>	1000 <sup>u</sup>	-	5	50	-
AO6061	NS	-	-	X	3	0,5	-	15	20	70	-	1000	4	5 <sup>t</sup>	5 <sup>t</sup>
AO101A	AP	-	-	X	3I	0,4	12	16	10	4000	1000	150000	5	25	10 <sup>t</sup>
AO1203	CL	-	-	-	PD	0,2	9	20	-	6000	5000	60000	1,5	15	-
AO60	TP	-	-	X	3	0,15	15	40	2,5	300 <sup>u</sup>	1000 <sup>u</sup>	1500	5	50	-
AO54B	BB	-	X	X	3I	0,15	5	18	5	1200	100	19000	1	15	-
AO2542	HA	X	-	X	D	0,1	5	15	1,6	375	120	4700 <sup>m</sup>	10 <sup>m</sup>	20	-
AO4101	NS	-	X	X	D	0,1	-	15	4	250	28	-	15	25 <sup>t</sup>	-
AO4104	NS	-	X	X	C	0,1	-	15	2,5	40	18	-	5	20 <sup>t</sup>	-
AO80	TP	-	X	X	3	0,08	15	150	-	100	20	120	3	100	-
AO81	TP	-	X	X	3	0,08	15	75	15	25	4,5	50	3	25	-
AO3450	RC	X	-	X	D	0,08	-	7	1,5	420	190	10000	15	-	-
AO83	BB	-	X	X	3I	0,08	40	140	10	30	5	60	3	23	-
AO150E	PM	X	-	X	D	0,07	5	18	0,5	3	25	20	0,03	0,3	-
AO80	BB	-	X	X	3I	0,06	15	35	4,5	15	5	100	10	30	-
AO1P-01E	PM	X	-	X	D	0,05	5	15	0,5	4,5	1	20	0,05	0,3	-
AO81	BB	-	X	X	3I	0,03	32	75	4,5	20	5	60	3	25	-
AO32/4	BB	-	X	X	3I	0,02	70	150	4,5	20/150	7	30/135	3	25	-

Voir les notes du tableau 4.1.

S = TO-3 ; 220 = TO-220 ; PD = power-DIP ; D = DIP ; I = isolé ; C = boîtier métallique.

Limitation de courant : T = protection thermique, E = réglage externe.

Min. ou max. <sup>(t)</sup> Typique. <sup>(u)</sup> Non compensé.

#### 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Tableau 4.4 - Amplificateurs opérationnels de puissance

type	$I_b$ (max) à		$V_{sat}$	$t_s$ (typ)		$I_{lim}^c$	protection thermique	commentaires
	25 °C	$T_{max}$		(V) à	(A)			
PA03	0,05	50	7	30	2	0,1 T	X	costaud
PA04A	0,02	-	7,5	15	2,5	0,1 E	-	balèze à haute tension
OPA512	20	15	7	15	2	0,1 E	-	similaire à PA-12
LM12	300	150	8	10	-	- 13	X	-
OPA501	20	15	7	10	-	- E	-	similaire à PA-51
OPA512B	30	-	6	10	2	0,1 E	-	-
OPA541B	0,05	40	4,5	5	2	0,1 E	-	JFET monolithique
1468	30	-	6	10	2	0,1 E	-	-
PA19A	0,05	50	5	4	1,2	0,01 E	X	sortie VMOS, large bande, de précision
OPA511	40	30	8	5	2	0,1 E	-	similaire à PA-01
PA09A	0,02	20	8	2	0,3	0,1 4,5	X	rapide
SG1173	500	300	6	2	-	- 3,5	X	-
LM675	2 $\mu A$	-	10	3,5	-	- 4	X	-
LH0101	0,3	300	5	2	2	0,01 E	-	similaire à PA-02
3572	0,1	100	5	2	-	- E	X	similaire à PA-7; 3571 à 1 A
3573	40	30	5	2	-	- E	-	similaire à PA-73
LH0021	100	35	4	1	4	0,1 E	-	compensation externe
MSK792	100	100	3,5	1	-	- E	-	-
1463	0,2	200	8	1	0,25	0,1 E	-	sortie VMOS
1461	0,1	100	9	0,5	0,4	0,1 E	-	sortie VMOS; compensation externe
LH0061	100	35	5	0,5	0,8	0,1 E	-	compensation externe
WA01A	10 $\mu A$	-	5	0,4	0,02	0,1 -	-	-
CLC203	20 $\mu A$	20 $\mu A$	4	0,2	15 ns	0,2 E	-	établissement rapide, large bande, de précision
1460	10 $\mu A$	-	6	0,15	1	0,1 0,25	-	sortie VMOS; compensation externe
3554B	0,05	50	5	0,1	0,2	0,01 0,15	-	rapide
HA2542	35 $\mu A$	-	-	-	0,1	0,1 -	-	décompensé ( $G > 2$ )
LH4101	0,5	500	-	-	0,3	0,1 -	-	-
LH4104	0,6	25	5	0,1	0,5	0,01 -	-	LH4105 présente $V_{os} < 0,5$ mV
1480	0,2	200	10	0,08	1,5	0,01 0,13	-	haute tension
1481	0,1	100	5	0,08	7,5	0,1 0,13	-	-
CA3450	350	-	2	0,08	35 ns	0,1 -	-	ampli-op vidéo
3583	0,02	20	10	0,08	12	0,1 0,1	X	haute tension
OP-50E	5	7 <sup>f</sup>	2	0,03	30	0,01 0,06	X	faible bruit, de précision
3580	0,05	50	5	0,06	12	0,1 0,1	X	-
AMP-01E	3	10 <sup>f</sup>	2	0,03	15	0,01 0,06	X	faible bruit, ampli. de mesure de précision
3581	0,02	20	5	0,03	12	0,1 0,05	X	-
3582/4	0,02	20	5	0,02	12	0,1 0,03	X	haute tension



l'aide d'une broche (10  $\mu\text{A}$ , 100  $\mu\text{A}$  ou 1 mA), selon que la broche de programmation est reliée à  $V_+$  ou  $V_-$  ou bien est laissée en l'air.

En plus de ces amplificateurs opérationnels, il existe plusieurs amplificateurs opérationnels non programmables qui ont été conçus pour des courants d'alimentation faibles et un fonctionnement à très basse tension, et ils devraient être pris en considération pour les applications à faible puissance. Parmi eux, le LM10 bipolaire est un amplificateur opérationnel exceptionnel, sa tension d'alimentation totale est de 1 V (-0,5 V et +0,5 V par exemple). C'est extraordinaire si nous considérons que la tension  $V_{BE}$  augmente lorsque la température baisse et qu'elle est proche de 1 V à  $-55^\circ\text{C}$ , la limite inférieure de la plage de fonctionnement du LM10. D'autres amplificateurs opérationnels à « micro-puissance » excellents (et leur courant de travail) sont l'OP-20 (40  $\mu\text{A}$ ), l'OP-90 (12  $\mu\text{A}$ ), et le LT1006 (90  $\mu\text{A}$ ), le quadruple LP324 bon marché (20  $\mu\text{A}$  par amplificateur), le JFET LF441/2/4 (150  $\mu\text{A}$  par amplificateur) et le MOSFET TLC27L4 (10  $\mu\text{A}$  par amplificateur).

### ÉTUDE DÉTAILLÉE D'UN CHOIX DE CIRCUITS À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Le fonctionnement des quelques circuits qui suivent est modifié d'une façon significative par les imperfections des amplificateurs opérationnels ; nous entrerons un peu plus en détail dans leur description.

#### 4.14 Amplificateur logarithmique

Le circuit de la figure 4.35 exploite le rapport logarithmique entre la tension  $V_{BE}$  et le courant  $I_C$  pour délivrer une sortie proportionnelle au logarithme d'une tension d'entrée positive. Le résistor  $R_1$  convertit la tension  $V_{\text{entrée}}$  en un courant, dû à la masse virtuelle sur l'entrée inverseuse. Ce courant circule à travers le transistor  $Q_1$ , la tension sur l'émetteur est donc négative et égale à une tension de seuil  $V_{BE}$ , selon l'équation d'Ebers-Moll. Le transistor  $Q_2$ , qui fonctionne avec un courant constant, fournit une tension de seuil de diode, tension de correction essentielle pour la compensation en température. La source de courant (qui peut être un résistor puisque le

point B est toujours à quelques dixièmes de volt de la masse) règle le courant d'entrée pour lequel la tension de sortie est nulle. Le deuxième amplificateur opérationnel est un amplificateur non inverseur avec un gain en tension de 16, afin de délivrer une tension de sortie de  $-1,0$  V par décade de courant d'entrée (rappelons que la tension  $V_{BE}$  augmente de 60 mV par décade de courant de collecteur).

Détails supplémentaires : la base du transistor  $Q_1$  aurait pu être reliée à son collecteur mais le courant de base aurait alors provoqué une erreur (souvenez-vous que le courant  $I_C$  est une fonction exponentielle précise de la tension  $V_{BE}$ ). Dans ce circuit, la base est soumise à la même tension que le collecteur à cause de la masse virtuelle, mais il n'y a pas d'erreur due au courant de base. Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  pourraient être appariés et couplés thermiquement (un transistor double apparié monolithique comme le LM394 ou le MAT-01 est idéal). Ce circuit donnera une sortie logarithmique précise sur sept décades de courant ou plus (approximativement de 1 nA à 10 mA), à condition que vous utilisiez des transistors à faible fuite et un amplificateur opérationnel à faible courant de polarisation moyen. Un amplificateur opérationnel comme le 741 avec 80 nA de courant de polarisation ne convient pas et un amplificateur opérationnel à entrée FET comme le 411 est généralement nécessaire pour atteindre les sept décades complètes de linéarité. En outre, afin d'obtenir un bon fonctionnement avec des courants d'entrée faibles, la tension de décalage de l'amplificateur opérationnel d'entrée doit être annulée avec précision puisque la tension d'entrée ne peut atteindre que quelques dizaines de microvolts pour la limite inférieure du courant. Si possible, il vaut mieux utiliser une entrée en courant et omettre complètement le résistor  $R_1$ .

Le condensateur  $C_1$  est nécessaire pour stabiliser la boucle de rétroaction puisque le transistor  $Q_1$  contribue au gain en tension à l'intérieur de la boucle. La diode  $D_1$  est nécessaire pour éviter un claquage (et une destruction) de la jonction base-émetteur du transistor  $Q_1$  au cas où la tension d'entrée serait négative, puisque le transistor  $Q_1$  ne fournit pas de chemin de rétroaction pour une tension positive en sortie de l'amplificateur opérationnel. Ces deux problèmes

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

mineurs sont écartés si le transistor  $Q_1$  est câblé comme une diode, c'est-à-dire avec sa base reliée à son collecteur.

### Compensation en température du gain

Le transistor  $Q_2$  compense les variations de la chute de tension  $V_{BE}$  du transistor  $Q_1$  lorsque la température ambiante change, mais les changements de pente de la courbe  $V_{BE}$  en fonction de  $I_C$  ne sont pas compensés. Dans la section 2.10, nous avons vu que le rapport « 60 mV/décade » est proportionnel à la température absolue. La tension de sortie de ce circuit ressemblera à celle de la figure 4.36.

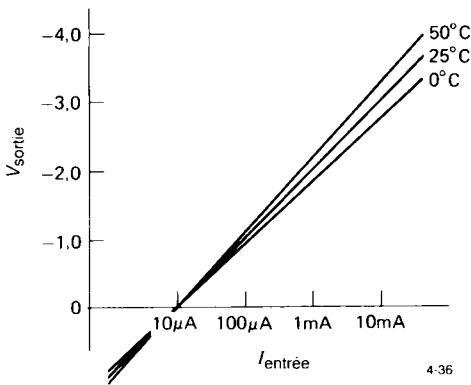


Figure 4.36

La compensation est parfaite pour un courant d'entrée égal à  $I_0$ , le courant de collecteur du transistor  $Q_2$ . Un changement de température de 30°C provoque une variation de 10% de la pente avec l'erreur correspondante sur la tension de sortie. La solution habituelle de ce problème est de remplacer le résistor  $R_2$  par la combinaison en série d'un résistor ordinaire et d'un résistor à coefficient de température positif. Si vous connaissez le coefficient de température du résistor (par exemple, le type TG 1/8 fabriqué par Texas Instruments a un coefficient de +0,67%/°C), vous pourrez calculer la valeur du résistor ordinaire à mettre en série pour réaliser une compensation parfaite. Avec une thermistance de 2,8 kΩ de type TG 1/8 mentionné ci-dessus, il faudrait mettre en série un résistor de 2,4 kΩ.

Plusieurs modules de conversion logarithmique sont disponibles sous forme de circuits intégrés finis. Leur fonctionnement, y compris la compensation en température interne, est très bon. On compte parmi les fabricants Analog Devices, Burr-Brown, Philbrick, Intersil et National Semiconductor.

### Exercice 4.7

Terminez le circuit de conversion logarithmique :  
(a) dessinez de façon explicite la source de courant ;  
(b) utilisez un résistor TG 1/8 (+0,67%/°C) pour la compensation thermique de la pente. Choisissez des valeurs telles que  $V_{\text{sortie}} = +1$  V/décade, et prévoyez un réglage du décalage en sortie pour que  $V_{\text{sortie}}$  puisse être mise à zéro pour tout courant d'entrée choisi (utilisez un circuit de décalage avec un amplificateur inverseur mais ne réglez pas  $I_0$ ).

### 4.15 Détecteur de crête actif

Il existe de nombreuses applications dans lesquelles il est nécessaire de déterminer la valeur de crête de l'onde sinusoïdale d'entrée. La méthode la plus simple comporte une diode et un condensateur (figure 4.37). Le point le plus haut de l'onde sinusoïdale d'entrée charge le condensateur C qui conserve cette valeur tant que la diode est polarisée en inverse.

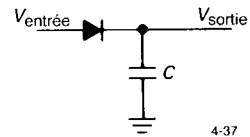
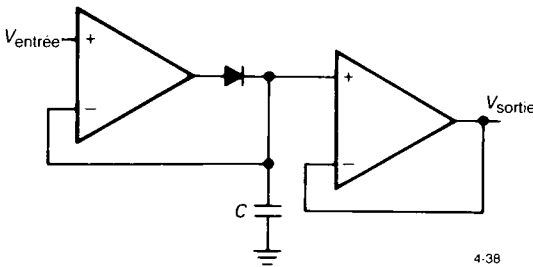


Figure 4.37

Cette méthode pose des problèmes sérieux. L'impédance d'entrée est variable et très petite pendant les pointes de l'onde sinusoïdale d'entrée. La tension de seuil de la diode rend le circuit insensible aux pointes inférieures à 0,6 V environ et inexact (d'une tension de seuil de diode) pour des tensions de crête plus élevées. En outre, puisque la tension de seuil de la diode dépend de la température et du courant, les imprécisions du circuit dépendent de la température

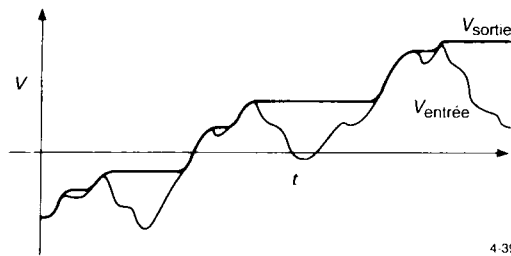
ambiante et de la vitesse de changement de la sortie ; souvenez-vous que  $I = C(dV/dt)$ . Un émetteur-suiveur en entrée ne résoudrait que le premier problème.

La figure 4.38 montre un circuit meilleur qui utilise une rétroaction. La rétroaction s'effectue sur la tension aux bornes du condensateur, la tension de seuil de la diode ne pose plus de problème. La figure 4.39 montre le type d'onde sinusoïdale que vous pouvez obtenir en sortie.



4-38

Figure 4.38 - Détecteur de crête à amplificateurs opérationnels.



4-39

Figure 4.39

Les limitations des amplificateurs opérationnels influent sur ce circuit de trois façons :

(a) La vitesse de montée finie des amplificateurs opérationnels pose un problème, même avec des ondes sinusoïdales relativement lentes. Nous expliquons cela par le fait que la sortie de l'amplificateur opérationnel est saturée négativement lorsque l'entrée est moins positive que la sortie (essayez d'esquisser la tension de l'amplificateur opérationnel

sur le graphique ; n'oubliez pas la tension de seuil de la diode polarisée en sens direct). La sortie de l'amplificateur opérationnel doit s'efforcer de remonter rapidement jusqu'à la tension de sortie (plus la tension de seuil de la diode) lorsque l'onde sinusoïdale d'entrée suivante dépasse la sortie. À une vitesse de montée  $S$ , cela prend à peu près  $(V_s - V_-)/S$  où  $V_-$  est la tension d'alimentation négative et  $V_s$  la tension de sortie.

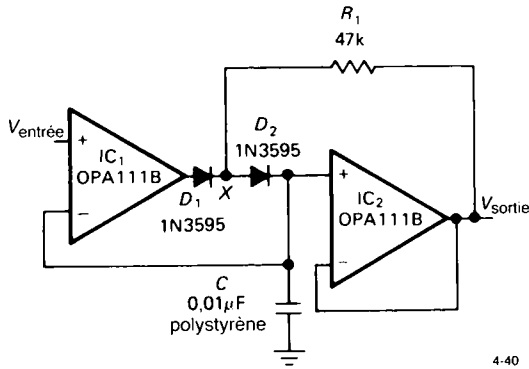
(b) Le courant de polarisation moyen provoque une décharge lente (ou charge, en fonction du signe du courant de polarisation) du condensateur. Ce phénomène est parfois appelé « affaissement du sommet (*droop*) », et pour l'éviter, il est préférable d'utiliser des amplificateurs opérationnels avec un courant de polarisation faible. Pour la même raison, la diode doit être d'un type à faible fuite (par exemple FJT1100 avec un courant inverse inférieur à 1 pA sous 20 V ou une « diode *FET* » comme la PAD-1 de Siliconix ou l'ID101 d'Intersil) et l'étage qui suit doit présenter une impédance élevée (l'idéal serait un *FET* ou un amplificateur opérationnel à entrée *FET*).

(c) Le courant de sortie maximal de l'amplificateur opérationnel limite la vitesse de variation de la tension aux bornes du condensateur, par exemple la vitesse à laquelle la sortie peut suivre une entrée montante. Par conséquent, le choix de la valeur du condensateur est un compromis entre un faible affaissement du sommet et une vitesse de montée de la sortie élevée.

Par exemple, une capacité de 1  $\mu\text{F}$  utilisée dans ce circuit avec un vulgaire 741 (un mauvais choix à cause de son courant de polarisation élevé) écrêterait à  $dV/dt = I_{\text{sortie}}/C = 0,08 \text{ V/s}$  et ne suivrait les variations de la sortie que jusqu'à  $dV/dt = I_{\text{sortie}}/C = 0,02 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Cette vitesse maximale de poursuite est très inférieure à la vitesse de montée de 0,5  $\text{V}/\mu\text{s}$  de l'amplificateur opérationnel, elle est limitée par le courant de sortie maximal de 20 mA qui doit charger 1  $\mu\text{F}$ . Diminuez la valeur de  $C$  : la vitesse de montée en sortie sera plus grande au détriment d'un affaissement du sommet plus important. Un choix plus réaliste des composants serait l'amplificateur opérationnel répandu à entrée *FET* LF355 comme pilote et suiveur en sortie (courant de polarisation typique 30 pA, courant de sortie 20 mA) et une valeur de  $C$  égale à 0,01  $\mu\text{F}$ . Avec cette combinaison, vous atteindrez un affaissement de seulement 0,006  $\text{V/s}$  et une vitesse de montée

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

pour l'ensemble du circuit de  $2 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Pour un fonctionnement encore meilleur, utilisez un amplificateur opérationnel *FET* comme l'OPA111 ou l'AD549 avec des courants d'entrée de  $1 \text{ pA}$  ou moins. Les fuites du condensateur peuvent aussi limiter le fonctionnement même si vous utilisez des condensateurs exceptionnellement bons, polystyrène ou polycarbonate par exemple (voir section 7.5).



4-40

Figure 4.40

### ◇ Palliatif pour la fuite des diodes

Assez souvent, une configuration de circuit astucieuse peut apporter une solution à des problèmes dus à un comportement imparfait des composants du circuit. Ces solutions sont aussi esthétiquement plaisantes qu'économiques. À ce point, nous cédon à la tentation de regarder de plus près un tel projet à hautes performances plutôt que d'attendre jusqu'au chapitre 7 où nous étudierons ces sujets dans la rubrique « conception de circuits de précision ».

Supposons que nous désirions obtenir le fonctionnement le meilleur possible du détecteur de crête, par exemple le rapport le plus élevé entre la vitesse de montée en sortie et l'affaissement. Si des amplificateurs opérationnels avec le courant d'entrée le plus faible sont utilisés dans le circuit de détection de crête (certains présentent des courants de polarisation aussi faibles que  $0,01 \text{ pA}$ ), l'affaissement sera dominé par la fuite de la diode ; c'est-à-dire que les meilleures diodes disponibles ont des courants de fuite supérieurs (voir tableau 1.1) aux courants de polarisation

des amplificateurs opérationnels. La figure 4.40 montre une solution pratique astucieuse.

Comme précédemment, la tension aux bornes du condensateur suit une onde sinusoïdale d'entrée montante : le circuit intégré IC1 charge le condensateur par l'intermédiaire des deux diodes et n'est pas influencé par la sortie du circuit intégré IC2. Lorsque l'entrée tombe en-dessous de la valeur de crête, le circuit intégré IC1 est saturé négativement mais le circuit intégré IC2 maintient le point X à la tension du condensateur, ce qui élimine complètement la fuite dans la diode D2. Le faible courant de fuite de la diode D1 s'écoule à travers le résistor R1, avec une chute de tension négligeable aux bornes du résistor. Bien entendu, les deux amplificateurs opérationnels doivent avoir un courant de polarisation faible. L'OPA111B est un bon choix dans ce cas, avec sa combinaison de précision ( $V_{os} = 250 \mu\text{V}$  max.) et de faible courant d'entrée ( $1 \text{ pA}$  max.). Ce circuit est analogue aux circuits dits de protection utilisés pour la haute impédance ou la mesure de petits signaux.

Remarquez que les amplificateurs opérationnels en entrée dans les deux circuits de détection de crête passent la plus grande partie de leur temps en saturation négative, ils n'émergent que lorsque le niveau d'entrée dépasse la tension de crête stockée précédemment dans le condensateur. Cependant, comme nous l'avons vu dans le circuit de redressement actif (section 4.10), le parcours depuis la saturation négative peut prendre quelque temps (par exemple  $1 \mu\text{s}$  à  $2 \mu\text{s}$  pour le LF411). Cela peut restreindre votre choix à des amplificateurs opérationnel avec une vitesse de montée rapide.

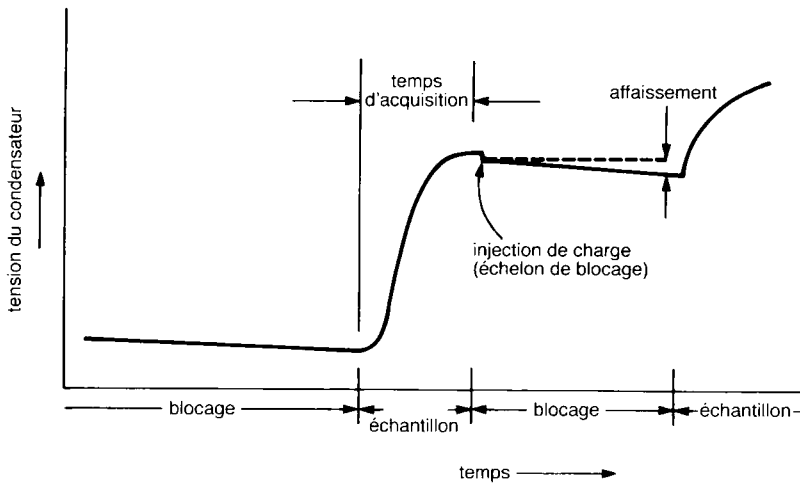
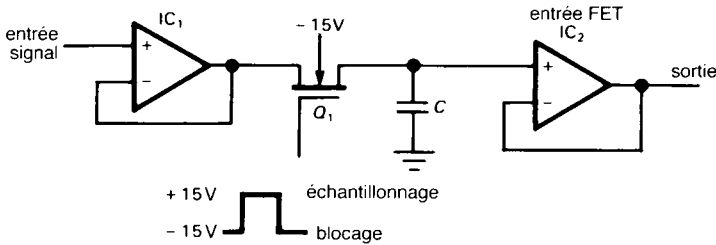
### ◇ Réinitialiser un détecteur de crête

Dans la pratique, il est généralement souhaitable de remettre à zéro, d'une façon ou d'une autre, la sortie d'un détecteur de crête. Une possibilité est de mettre un résistor en parallèle avec la sortie pour que la sortie du circuit décroisse avec une constante de temps  $RC$ . De cette façon, elle ne conserve que les valeurs de crête les plus récentes. Une méthode meilleure consiste à mettre un commutateur à transistor aux bornes du condensateur C ; une courte impulsion sur la base met la sortie à zéro. On utilise le plus

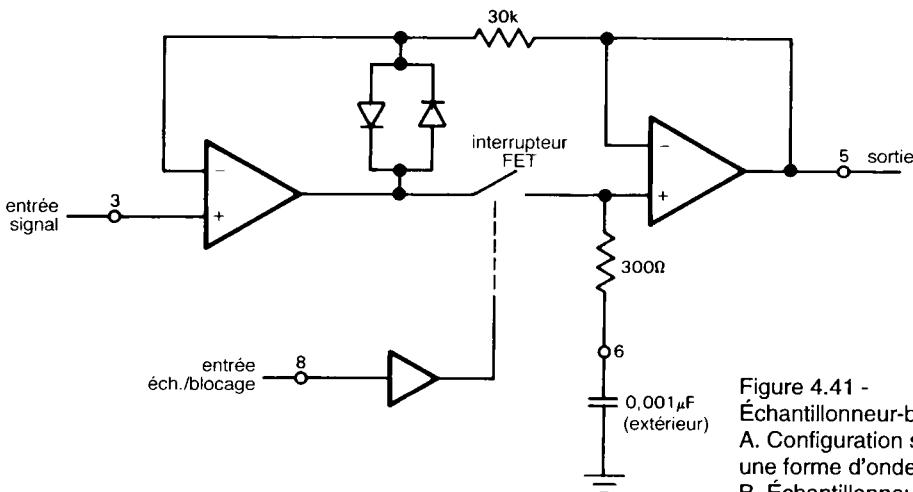
souvent un commutateur à *FET*. Sur le circuit de la figure 4.38 par exemple, vous pourriez connecter un *MOSFET* à canal N aux bornes du condensateur *C* ; une tension positive momentanée sur la grille remettra à zéro la tension du condensateur.

### 4.16 Échantillonneur-bloqueur

Le circuit « échantillonneur-bloqueur » (*sample-and-hold* ou *S/H*) (appelé parfois « suiveur-bloqueur » (*follow-and-hold*)) est étroitement lié au détecteur de crête. Ils sont particulièrement répandus dans les systèmes numériques où vous voulez conver-



A



B

Figure 4.41 - Échantillonneur-bloqueur. A. Configuration standard avec une forme d'onde exagérée. B. Échantillonneur-bloqueur intégré LF398.

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

tir en nombres une ou plusieurs tensions analogiques, pour qu'un ordinateur puisse les digérer : la méthode usuelle consiste à capturer et à retenir la ou les tensions, et ensuite à effectuer la conversion numérique quand vous en aurez le temps. Les ingrédients de base d'un circuit échantillonneur-bloqueur sont un amplificateur opérationnel et un commutateur *FET* ; la figure 4.41A en donne une idée. Le circuit intégré  $IC_1$  est un suiveur pour fournir une copie exacte, à basse impédance, de l'entrée. Le transistor  $Q_1$  laisse passer le signal pendant « l'échantillonnage » et le déconnecte pendant « le blocage ». Quel que soit le signal qui était présent lorsque le transistor  $Q_1$  était bloqué, il est conservé dans le condensateur  $C$ . Le circuit intégré  $IC_2$  est un suiveur à impédance d'entrée élevée (entrées *FET*) pour minimiser le courant du condensateur pendant le « blocage ». La valeur de  $C$  est un compromis : les courants de fuite dans le transistor  $Q_1$  et le suiveur font s'affaïsser la tension aux bornes de  $C$  pendant l'intervalle de blo-

cage, selon  $dV/dt = I_{\text{fuite}}/C$ . Par conséquent, la valeur de  $C$  devrait être grande pour minimiser l'affaïssement mais la résistance du transistor  $Q_1$  lorsqu'il est passant constitue un filtre passe-bas en association avec le condensateur  $C$  ; ainsi, le condensateur  $C$  devrait être petit si des signaux très rapides doivent être suivis fidèlement. Le circuit intégré  $IC_1$  doit être capable de fournir un courant  $I = CdV/dt$  pour charger le condensateur  $C$  et doit avoir une vitesse de montée suffisante pour suivre le signal d'entrée. Dans la pratique, la vitesse de montée de tout le circuit sera généralement limitée par le courant de sortie du circuit intégré  $IC_1$  et la résistance du transistor  $Q_1$  lorsqu'il est passant.

### 🔧 Exercice 4.8

Supposons que le circuit intégré  $IC_1$  peut fournir un courant de sortie de 10 mA et que la capacité de  $C$  est égale à 0,01 mF. Quelle est la vitesse de montée maximale en entrée pour que le circuit puisse suivre

### ABSORPTION DIÉLECTRIQUE

Les condensateurs ne sont pas parfaits. Les défauts les plus communément constatés sont la fuite (résistance parallèle), la résistance et l'inductance en série, et le coefficient de température de la capacité non nul. Un problème plus subtil est l'*absorption diélectrique*, un effet qui se manifeste clairement de la façon suivante : prenez un condensateur au tantale de grande valeur chargé sous 10 V à peu près, déchargez-le rapidement à l'aide d'un résistor de 100  $\Omega$  placé momentanément aux bornes du condensateur. Enlevez le résistor et relevez la tension aux bornes du condensateur avec un voltmètre à haute impédance. Vous serez stupéfait de voir que le *reliquat de charge* du condensateur atteint un volt environ après quelques secondes !

Les origines de l'absorption diélectrique (ou *mémoire diélectrique*) ne sont pas complètement expliquées mais on croit que le phénomène est lié à la polarisation rémanente, piégée sur les interfaces diélectriques ; le mica, par exemple, avec sa structure en couches est particulièrement pauvre à cet égard. Du point de vue du circuit, cette polarisation supplémentaire se comporte comme un réseau RC série additionnel aux bornes du condensateur (figure 4.42A), avec des constantes de temps qui vont

d'environ 100  $\mu$ s à plusieurs secondes. La sensibilité à l'absorption diélectrique varie beaucoup entre les diélectriques ; la figure 4.42B montre des courbes pour plusieurs diélectriques de grande qualité, chaque courbe correspond à la mémoire en tension en fonction du temps, après un échelon de 10 V d'une durée de 100  $\mu$ s.

L'absorption diélectrique peut provoquer des erreurs significatives dans les intégrateurs et d'autres circuits analogiques qui dépendent des caractéristiques idéales des condensateurs. Dans le cas d'un échantillonneur-bloqueur suivi d'un convertisseur analogique-numérique de précision, l'effet peut être dévastateur. Dans de telles situations, la meilleure approche est de choisir soigneusement vos condensateurs (le téflon semble le meilleur diélectrique), conservez un scepticisme sain jusqu'à preuve du contraire. Dans les cas extrêmes, vous pourrez avoir recours à des trucs comme des réseaux de compensation qui utilisent des réseaux RC ajustés avec soin pour annuler électriquement l'absorption diélectrique interne du condensateur. Cette approche est utilisée dans certains modules échantillonneurs-bloqueurs de grande qualité fabriqués par Hybrid Systems.

fidèlement ? Si le transistor  $Q_1$  a une résistance de  $50 \Omega$  lorsqu'il est passant, quelle sera l'erreur de sortie pour un signal d'entrée à la vitesse de  $0,1 \text{ V}/\mu\text{s}$  ? Si la fuite combinée du transistor  $Q_1$  et du circuit intégré  $IC_2$  est de  $1 \text{ nA}$ , quelle est la vitesse d'affaissement pendant l'état de « blocage » ?

Dans les deux montages, le circuit échantillonneur-bloqueur et le détecteur de crête, un amplificateur opérationnel pilote une charge capacitive. Lorsque vous concevez ce genre de circuits, assurez-vous que vous avez choisi un amplificateur opérationnel stable au gain unité lorsque la charge est le condensateur  $C$ . Certains amplificateurs opérationnels (par exemple, le LF355/6) sont spécialement conçus pour piloter directement de fortes charges capacitives ( $0,01 \mu\text{F}$ ). Vous pouvez utiliser d'autres trucs dont nous parlons dans la section 7.7 (voir figure 7.17).

Vous n'aurez pas à concevoir des circuits échantillonneurs-bloqueurs en partant de zéro parce

qu'il existe de bons circuits intégrés monolithiques qui contiennent tous les composants dont vous avez besoin, à l'exception du condensateur. Le LF398 de National est un composant répandu qui comporte un commutateur *FET* et deux amplificateurs opérationnels dans un boîtier à huit broches bon marché (deux dollars). La figure 4.41B vous montre comment l'utiliser. Remarquez comment la rétroaction ferme la boucle de rétroaction autour des deux amplificateurs opérationnels. Il existe assez de circuits échantillonneurs-bloqueurs sophistiqués si vous avez besoin d'un fonctionnement meilleur que celui du LF398 ; par exemple, l'AD585 d'Analog Devices comporte un condensateur interne et garantit un temps d'acquisition maximal de  $3 \mu\text{s}$  pour suivre à  $0,01\%$  un échelon de  $10 \text{ V}$ .

4.17 Écrêteur actif

La figure 4.43 montre un circuit qui est une version active de la fonction écrêtage dont nous avons parlé dans le chapitre 1. Avec les valeurs indiquées, si

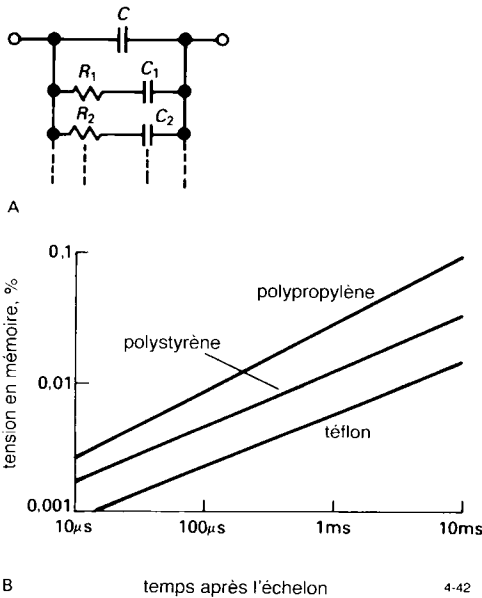


Figure 4.42 - Absorption diélectrique des condensateurs. A. Modèle. B. Propriétés mesurées de plusieurs diélectriques (d'après les données techniques du HS9716 de Hybrid Systems).

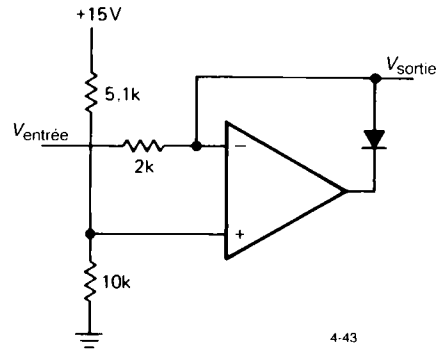


Figure 4.43

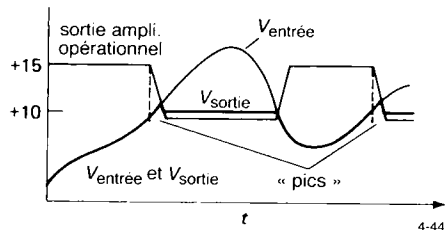


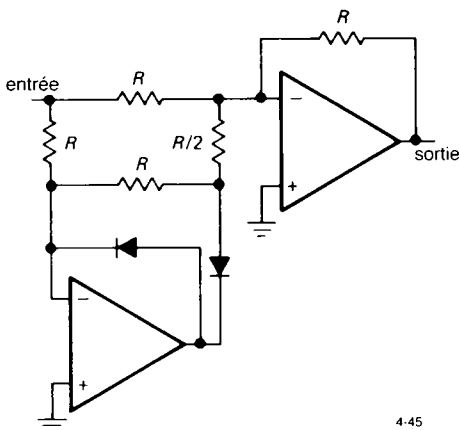
Figure 4.44

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELLS

$V_{\text{entrée}} < +10 \text{ V}$ , la sortie de l'amplificateur opérationnel passe en saturation positive et  $V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}}$ . Si  $V_{\text{entrée}}$  dépasse  $+10 \text{ V}$ , la diode ferme la boucle de rétroaction et la tension de sortie est bloquée à  $10 \text{ V}$ . Dans ce circuit, les limitations de la vitesse de montée de l'amplificateur opérationnel permettent de petits pics de tension lorsque la tension d'entrée est croissante et atteint la tension d'écrêtage (figure 4.44).

### 4.18 Circuit de valeur absolue

Le circuit de la figure 4.45 délivre une sortie positive égale à la valeur absolue du signal d'entrée ; il s'agit d'un redresseur à deux alternances. Comme d'habitude, l'utilisation des amplificateurs opérationnels et de la rétroaction élimine les tensions de seuil des diodes d'un redresseur à deux alternances passif.



4-45

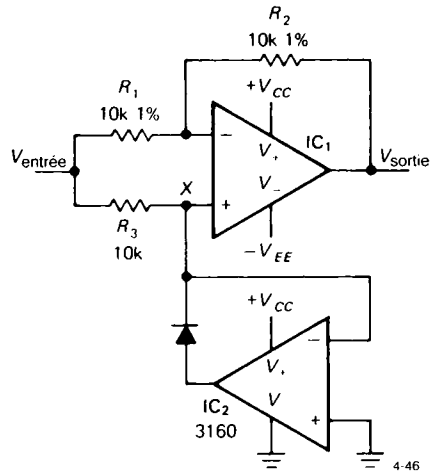
Figure 4.45 - Redresseur à deux alternances actif.

#### Exercice 4.9

Montrez comment fonctionne le circuit de la figure 4.45. Conseil : appliquez d'abord une tension d'entrée positive et regardez ce qui se passe ; ensuite appliquez-en une négative.

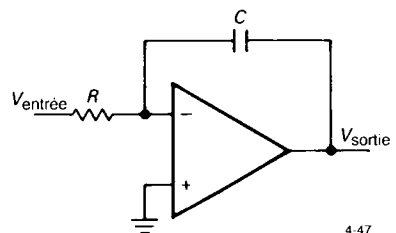
La figure 4.46 montre un autre circuit de valeur absolue. Il est facilement compréhensible, il s'agit d'une combinaison simple d'un inverseur-suiveur ( $IC_1$ ) et d'un circuit d'écrêtage actif ( $IC_2$ ). Lorsque les niveaux d'entrée sont positifs, le circuit d'écrêtage est hors circuit et sa sortie passe en saturation négative, le gain de l'inverseur  $IC_1$  est alors égal à l'unité. Par

conséquent, la sortie est égale à la valeur absolue du signal d'entrée. Si vous alimentez le circuit intégré  $IC_2$  avec une tension positive simple, vous évitez les problèmes dus aux limitations de la vitesse de montée dans le circuit d'écrêtage puisque sa sortie n'est décalée que d'une tension de seuil de diode. Remarquez que le résistor  $R_3$  n'a pas besoin d'être très précis.



4-46

Figure 4.46



4-47

Figure 4.47

### 4.19 Intégrateurs

Les amplificateurs opérationnels vous permettent de réaliser des intégrateurs presque parfaits sans la restriction suivante :  $V_{\text{sortie}} \ll V_{\text{entrée}}$ . La figure 4.47 montre le schéma d'un intégrateur. Le courant d'entrée  $V_{\text{entrée}}/R$  circule à travers le condensateur  $C$ .



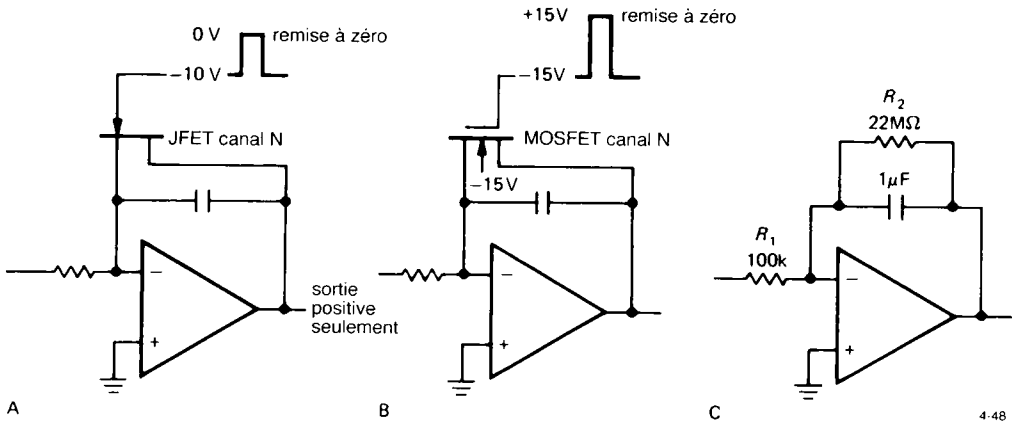


Figure 4.48 - Intégrateurs à amplificateur opérationnel avec commutateurs de remise à zéro.

Comme l'entrée inverseuse est une masse virtuelle, la tension de sortie est égale à :

$$V_{\text{entrée}}/R = -C (dV_{\text{sortie}}/dt)$$

ou

$$V_{\text{sortie}} = \frac{1}{RC} \int V_{\text{entrée}} dt + \text{constante}$$

Bien entendu, l'entrée peut être un courant, dans ce cas le résistor  $R$  sera omis. Un problème avec ce circuit tel qu'il est dessiné est que la sortie a tendance à dériver, même avec l'entrée à la masse, à cause des décalages de l'amplificateur opérationnel et du courant de polarisation (il n'y a pas de rétroaction en continu, ce qui contrevient à la règle 3 de la section 4.8). Pour minimiser ce problème, il faut utiliser un amplificateur opérationnel à *FET* pour un courant et un décalage d'entrée faibles ; réglez la tension de décalage en entrée de l'amplificateur opérationnel et utilisez des valeurs de  $R$  et  $C$  grandes. De plus, dans beaucoup d'applications, la fermeture d'un commutateur placé aux bornes du condensateur (en général un *FET*) permet de remettre à zéro périodiquement l'intégrateur, ainsi les problèmes se réduisent à la dérive à court terme. Prenons comme exemple un amplificateur opérationnel à *FET* bon marché comme le LF411 (courant de polarisation typique 25 pA) réglé avec une tension de décalage de 0,2 mV et utilisé dans un intégrateur avec  $R = 10 \text{ M}\Omega$  et

$C = 10 \mu\text{F}$ , il produit une dérive en sortie inférieure à 0,003 V sur 1000 secondes.

Si la dérive résiduelle de l'intégrateur est encore trop grande pour une application donnée, il peut être nécessaire de mettre en parallèle sur le condensateur  $C$  un gros résistor, de façon à stabiliser la polarisation par une rétroaction en continu. L'effet d'intégration est atténué à des fréquences très basses,  $f < 1/R_2C$ . La figure 4.48 montre des intégrateurs avec un commutateur de remise à zéro à *FET* et une stabilisation de la polarisation à l'aide d'un résistor. La résistance de rétroaction sera plutôt grande dans ce type d'application. La figure 4.49 montre un truc pour produire l'effet d'une grande résistance de rétroaction avec des valeurs plus petites. Dans ce cas, le réseau de rétroaction se comporte comme une seule résistance de 10 MΩ dans un circuit amplificateur et inverseur standard avec un gain en tension de -100. Cette technique a l'avantage de tirer profit de résistors de valeurs courantes sans les problèmes de capacité parasite, etc., qui apparaissent avec des valeurs de résistors très grandes. Remarquez que le truc du « réseau en T » peut augmenter la tension de décalage réelle en entrée s'il est utilisé dans une configuration de *transrésistance* (voir section 4.9)

Par exemple, le circuit de la figure 4.49, piloté par une source à haute impédance (le courant d'une photo-

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELLS

diode avec le résistor d'entrée omis) a une tension de décalage de  $100 \times V_{ov}$  alors que le même circuit, avec une résistance de rétroaction de  $10 \text{ M}\Omega$ , a une sortie égale à  $V_{ov}$  (nous supposons que le décalage dû au courant d'entrée est négligeable).

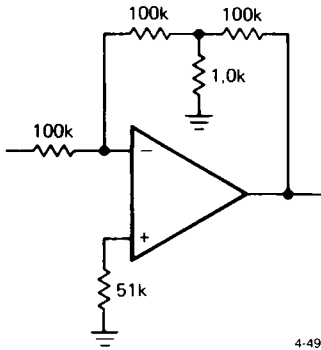


Figure 4.49

### ◇ Palliatif pour fuite des FET

Dans l'intégrateur avec un commutateur de remise à zéro à FET (figure 4.48), la fuite drain-source fournit un petit courant au point de sommation même lorsque le FET est bloqué. Avec un amplificateur opérationnel à courant d'entrée très faible et un condensateur à faible fuite, cela peut être l'erreur dominante de l'intégrateur. Par exemple, l'excellent amplificateur opérationnel « électromètre » à entrée JFET AD549 a un courant d'entrée maximal de  $0,06 \text{ pA}$ , et un condensateur en polystyrène ou en téflon métallisé, de grande qualité et de  $0,01 \text{ }\mu\text{F}$ , a une résistance de fuite spécifiée de  $10^7 \text{ mégaohms}$  minimum. Par conséquent, sans compter le circuit de remise à zéro, l'intégrateur maintient des courants parasites, au point de sommation, inférieurs à  $1 \text{ pA}$  (au pire, pour une sortie de  $10 \text{ V}$  pleine échelle), ce qui correspond à un affaïssissement de la sortie  $dV/dt$  inférieur à  $0,01 \text{ mV/s}$ . Comparez cela avec le comportement d'un MOSFET comme le 2N4351 commun (à enrichissement) qui aura un courant de fuite maximal de  $10 \text{ nA}$  à  $V_{DS} = 10 \text{ V}$  et  $V_{GS} = 0 \text{ V}$  ! En d'autres mots, le courant de fuite du FET représente 10 000 fois toutes les autres fuites réunies.

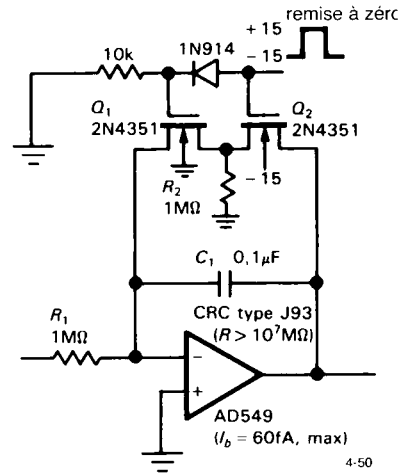


Figure 4.50

La figure 4.50 montre une solution astucieuse. Bien que les deux MOSFET à canal N soient reliés ensemble, le transistor  $Q_1$  commute avec des tensions de grille de zéro et  $+15 \text{ V}$ , si bien que la fuite de grille (de même que la fuite drain-source) est entièrement éliminée à l'état bloqué (tension de grille nulle). À l'état passant, le condensateur est déchargé comme précédemment mais avec deux fois  $R_{ON}$ . À l'état bloqué, la petite fuite du transistor  $Q_2$  s'écoule à travers le résistor  $R_2$  avec une chute de tension négligeable. Il n'y a pas de courant de fuite sur le point de sommation parce que la source, le drain et le substrat du transistor  $Q_1$  sont tous à la même tension. Comparez ce circuit avec le détecteur de crête sans fuite de la figure 4.40.

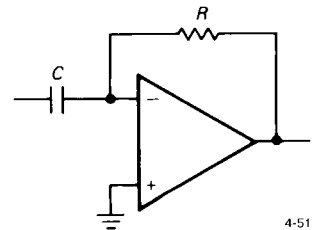


Figure 4.51

## 4.20 ◊ Différentiateurs

Les différentiateurs sont semblables aux intégrateurs mais avec le résistor  $R$  et le condensateur  $C$  inversés (figure 4.51). Puisque l'entrée inverseuse est à la masse, la vitesse de changement de la tension d'entrée implique un courant  $I = C(dV_{\text{entrée}}/dt)$  et donc une tension de sortie :

$$V_{\text{sortie}} = -RC \frac{dV_{\text{entrée}}}{dt}$$

Les différentiateurs sont stables en polarisation mais ils ont généralement des problèmes de bruit et d'instabilité à hautes fréquences à cause du gain élevé de l'amplificateur opérationnel et des déphasages internes. Pour cette raison, il est nécessaire de diminuer l'action différentiatrice à une fréquence maximale. La figure 4.52 montre la méthode habituelle. Le choix des composants d'atténuation  $R_1$  et  $C_2$  dépend du niveau de bruit du signal et de la bande passante de l'amplificateur opérationnel. À hautes fréquences, ce circuit devient un intégrateur formé par  $R_1$  et  $C_2$ .

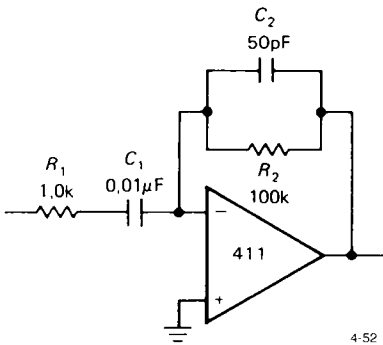


Figure 4.52

### ◊ FONCTIONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL AVEC UNE TENSION D'ALIMENTATION SIMPLE

Les amplificateurs opérationnels n'ont pas besoin de tensions d'alimentation réglées  $\pm 15$  V. Ils peuvent fonctionner avec des tensions d'alimentation symétriques plus basses ou des tensions d'alimentation asymétriques (par exemple  $+12$  et  $-3$ ) dans la mesure où la tension d'alimentation totale ( $V_+ - V_-$ ) est au plus égale à celle spécifiée (voir tableau 4.1). Les tensions d'alimentation non réglées conviennent

souvent à cause du « taux de réjection élevé de la tension d'alimentation » que vous obtenez avec une rétroaction négative (pour le 411, la valeur typique est 90 dB). Il se présente de nombreuses occasions où il serait intéressant d'alimenter un amplificateur opérationnel avec une alimentation simple, disons  $+12$  V. C'est possible en utilisant des amplificateurs opérationnels ordinaires et en créant une tension de « référence » par rapport à la masse, si vous respectez les tensions d'alimentation minimales, les limitations de l'excursion de sortie et la plage de tensions d'entrée de mode commun. Avec certains des amplificateurs opérationnels les plus récents dont les plages d'entrée et de sortie incluent la tension d'alimentation négative (c'est-à-dire la masse lorsqu'ils sont alimentés par une tension positive simple), le fonctionnement avec une tension d'alimentation simple est attrayant à cause de sa simplicité. N'oubliez pas que le fonctionnement avec des tensions symétriques reste la technique habituelle pour presque toutes les applications.

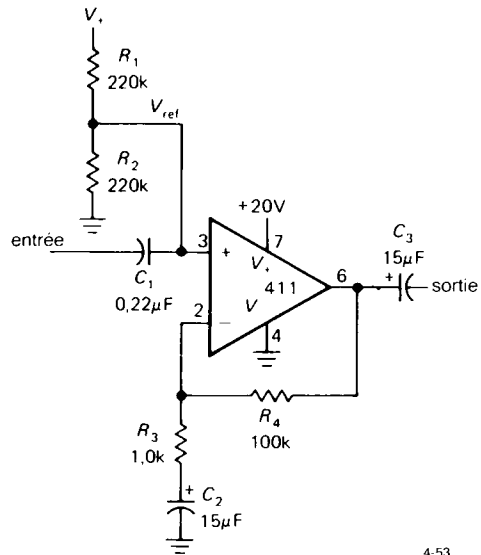


Figure 4.53

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

### 4.21 ◊ Polarisation des amplificateurs en alternatif à alimentation simple

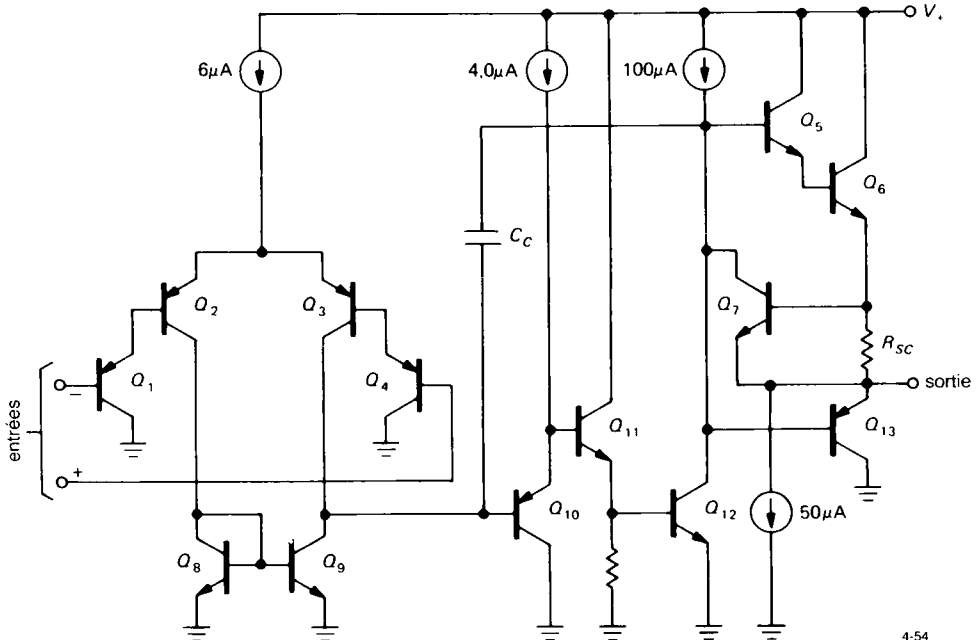
Pour un amplificateur opérationnel universel comme le 411, les limites de l'excursion des entrées et de la sortie se situent à 1,5 V des tensions d'alimentation. Si  $V_-$  est connecté à la masse, vous ne pouvez avoir ni les entrées, ni la sortie à la masse. Au lieu de cela, si vous créez une tension de référence (par exemple  $0,5 V_+$ ), vous polariserez l'amplificateur opérationnel pour un fonctionnement correct (figure 4.53). Ce circuit est un amplificateur audio avec un gain de 40 dB. La tension  $V_{ref} = 0,5 V$  donne une excursion de sortie d'environ 17 V crête à crête avant le début de la coupure. Le couplage capacitif est utilisé en entrée et en sortie pour bloquer la composante continue égale à  $V_{ref}$ .

### 4.22 ◊ Amplificateurs opérationnels à alimentation simple

Il existe une classe d'amplificateurs opérationnels qui permettent un fonctionnement simplifié avec une tension d'alimentation positive simple, parce qu'ils autorisent des tensions d'entrée égales à la tension

d'alimentation négative (normalement reliée à la masse). Nous distinguons deux types selon le potentiel de l'étage de sortie : l'excursion de sortie du premier type peut atteindre  $V_-$ , celle du deuxième type peut atteindre les deux tensions d'alimentation :

1. LM324 (quadruple)/LM358 (double), LT1013 et TLC270. Ces amplificateurs opérationnels ont une plage de tensions d'entrée de mode commun étendue jusqu'à  $0,3 V$  en-dessous de  $V_-$ , et l'excursion de sortie va jusqu'à  $V_-$ . La limite de l'excursion des deux entrées et de la sortie est égale à  $V_+$  moins 1,5 V. Si, au lieu de cela, la plage d'entrée doit aller jusqu'à  $V_+$ , utilisez un amplificateur opérationnel tel que le LM301/307, l'OP-41 ou un 355 ; un exemple est illustré dans la section 6.24 (alimentations à courant constant). Pour comprendre certaines subtilités de ce type d'amplificateurs opérationnels, il est utile de regarder leur schéma (figure 4.54). Il s'agit d'un amplificateur différentiel raisonnablement simple avec une charge active constituée par un miroir de courant sur l'étage d'entrée et un étage de sortie *push-pull* complémentaire avec limitation du courant. Il faut



4-54

Figure 4.54 - Schéma des amplificateurs opérationnels communs 324 et 358 (National Semiconductor Corp.).

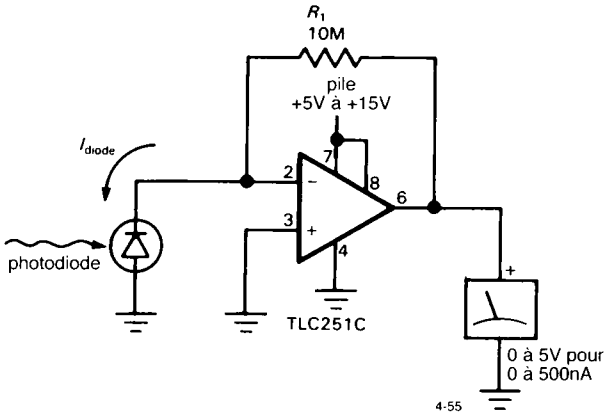


Figure 4.55 - Posemètre à alimentation simple.

se souvenir des points spéciaux suivants (en appelant « masse » le point  $V_-$ ) :

**Entrées** : la structure d'entrée PNP permet des excursions de sortie de 0,3 V en-dessous de la masse ; si une des entrées passe en-dessous de cette valeur, il se passera des choses bizarres en sortie (la sortie deviendra négative par exemple).

**Sortie** : le transistor  $Q_{13}$  « tire » la sortie vers le bas et peut consommer beaucoup de courant mais il ne peut pas s'approcher de la masse de plus d'un seuil de diode. Les tensions de sortie inférieures à un seuil de diode sont obtenues par la consommation d'un courant de 50  $\mu\text{A}$ , ce qui signifie que vous ne pouvez pas piloter une charge qui consomme plus

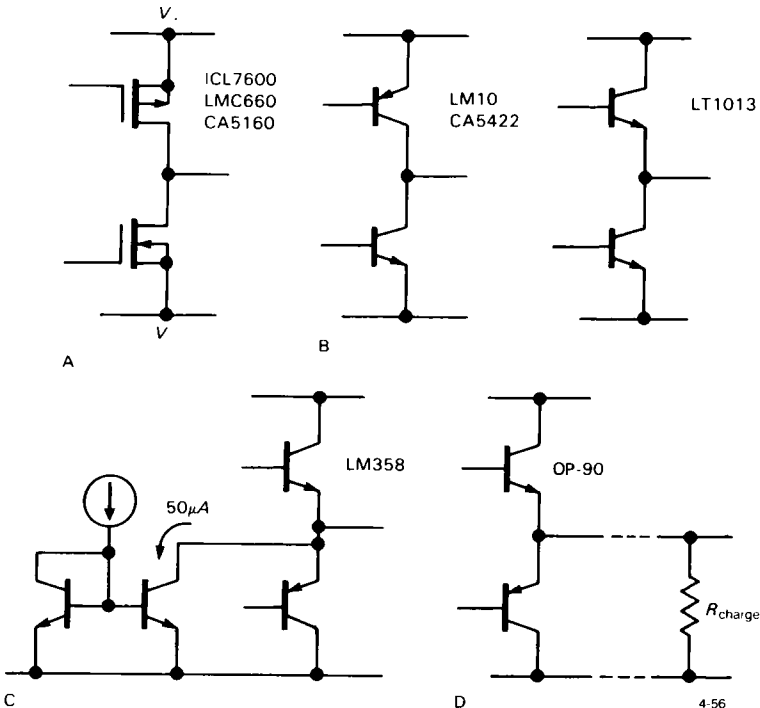


Figure 4.56 - Étages de sortie utilisés dans les amplificateurs opérationnels à alimentation simple.

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

de 50  $\mu\text{A}$  sous une tension inférieure à un seuil de diode. Même avec des charges « gentilles » (disons un circuit ouvert), la source de courant ne « tire » pas la sortie plus bas que la tension de saturation (0,1 V). Si vous désirez que la sortie aille vraiment jusqu'à la masse, la charge devra consommer un faible courant ; ce pourrait être un résistor à la masse, par exemple. La famille des amplificateurs opérationnels à alimentation simple et entrée PNP s'est récemment agrandie des LT1006 et LT1014 de précision (respectivement simple et quadruple), des OP-20 et OP-90 à micro-puissance (tous les deux simples) et du LP324 (quadruple).

Nous illustrerons l'utilisation de ces amplificateurs opérationnels avec des circuits après que nous aurons mentionné l'autre catégorie d'amplificateurs opérationnels qui se prêtent bien à un fonctionnement avec une alimentation simple.

2. Le LM10 (bipolaire) ou le CA5130/5160 (*MOS-FET*) sont des amplificateurs opérationnels à étage de sortie complémentaire. Lorsqu'ils sont saturés, ils ressemblent à une petite résistance qui relie la sortie à l'alimentation ( $V_+$  ou  $V_-$ ). Par conséquent, l'excursion de sortie inclut les deux tensions d'alimentation. De plus, les entrées peuvent descendre jusqu'à 0,5 V en-dessous de  $V_-$ .

Contrairement au LM10, le CA5130 et le CA5160 sont limités à une tension d'alimentation totale de 16 V (maximum) et une tension d'entrée différentielle de  $\pm 8$  V. Bien que la plupart des amplificateurs opérationnels *CMOS* autorisent des excursions de sortie sur toute la plage de la tension d'alimentation, faites attention parce que l'excursion de certaines variétés ne s'étend que jusqu'à une des tensions d'alimentation ; remarquez que la plage de tensions d'entrée de mode commun de la plupart des amplificateurs opérationnels *CMOS*, comme les amplificateurs opérationnels bipolaires ordinaires, inclut au mieux une des tensions d'alimentation.

Par exemple, la série répandue des TLC27xx de TI n'a une possibilité d'entrée et de sortie que jusqu'à la tension d'alimentation négative, alors que le LMC660 de National, comme la série des ICL76xx d'Intersil et les amplificateurs opéra-

tionnels *CMOS* de RCA, a une excursion de sortie étendue jusqu'aux deux tensions d'alimentation (mais une plage de tensions d'entrée de mode commun limitée à la tension d'alimentation négative). L'ICL7612 et l'ALD1701/2, dont les entrées et la sortie fonctionnent jusqu'aux deux tensions d'alimentation, sont uniques parmi les amplificateurs opérationnels.

### ◇ Exemple : posemètre à alimentation simple

La figure 4.55 montre un exemple typique de circuit pour lequel une alimentation simple convient.

Nous avons déjà examiné un circuit similaire dans le paragraphe « convertisseurs courant-tension ». Puisqu'un circuit à cellule photo-électrique pourrait très bien être utilisé dans un instrument portable de mesure de lumière, et puisque la sortie est connue pour n'être que positive, c'est un bon candidat pour un circuit à alimentation simple sur pile. Le résistor  $R_1$  règle la sortie pleine échelle à 5 V pour un courant photo-électrique d'entrée de 0,5  $\mu\text{A}$ . Aucun réglage de la tension de décalage n'est nécessaire dans ce circuit puisque sans réglage le décalage de 10 mV dans le pire des cas correspond à une déviation négligeable du galvanomètre : 2% de la pleine échelle. Le TLC251 est un amplificateur opérationnel *CMOS* à micro-puissance (courant d'alimentation de 10  $\mu\text{A}$ ), bon marché, avec des excursions d'entrée et de sortie étendues jusqu'à la tension d'alimentation négative. Son faible courant d'entrée (1 pA à température normale) convient aux applications à faible courant de ce genre. Remarquez que si vous choisissez un amplificateur opérationnel bipolaire pour une application comme celle-ci, le fonctionnement à de faibles niveaux de lumière sera meilleur si la photodiode est connectée comme sur le circuit de la figure 4.94J.

Lorsque vous utilisez des amplificateurs opérationnels « à alimentation simple », faites attention aux déclarations trompeuses à propos de l'excursion de sortie incluant la tension d'alimentation négative (masse). Il existe vraiment quatre types différents d'étages de sortie, tous ont une certaine forme d'« excursion étendue jusqu'à la masse » mais ils ont des propriétés très différentes (figure 4.56) : (a) les

amplificateurs opérationnels avec des transistors de sortie MOS complémentaires donnent une véritable excursion sur toute la plage de la tension d'alimentation ; un tel étage est capable de tirer sa sortie à la masse, même lorsqu'un courant moyen est consommé. Le ICL76xx, le LMC660 et le CA5160 en sont des exemples. (b) Les amplificateurs opérationnels avec un transistor NPN en émetteur-commun à la masse se comportent de la même façon, c'est-à-dire qu'ils peuvent tirer leur sortie à la masse même lorsqu'un courant est consommé. Le LM10, le CA5422 et le LT1013/14 en sont des exemples. Bien entendu, les deux types d'étages de sortie peuvent attaquer un circuit ouvert ou une charge qui consomme du courant à la masse. (c) Certains amplificateurs opérationnels, notamment le 358 et le 324, utilisent un suiveur PNP à la masse (qui ne peut « tirer » la sortie qu'à un seuil de diode de la masse) en parallèle avec un consommateur de courant NPN (avec plage de tension de sortie étendue à la masse). Dans le 358, la consommation interne de courant est réglée à  $50\ \mu\text{A}$ . Ce type de circuit peut avoir une excursion étendue jusqu'à la masse pourvu que la charge ne consomme pas plus de  $50\ \mu\text{A}$ . Si la charge fournit plus de courant, la sortie ne fonctionne que jusqu'à un seuil de diode. Comme précédemment, ce genre de circuit de sortie est à l'aise pour fournir du courant à une charge qui est ramenée à la masse (comme dans l'exemple du posemètre précédemment). (d) Enfin, certains amplificateurs opérationnels à alimentation simple (par exemple l'OP-90) utilisent un suiveur PNP à la masse, sans la consommation de courant en parallèle. Un tel étage de sortie ne peut étendre son excursion à la masse que si la charge l'aide en consommant du courant, c'est-à-dire en étant ramenée à la masse. Si vous désirez utiliser un amplificateur opérationnel avec une charge qui fournit du courant à la sortie, c'est-à-dire raccordée à  $V_{CC}$ , vous devrez ajouter un résisteur externe ramené à la masse (figure 4.57).

Attention : ne faites pas l'erreur de supposer que vous pouvez faire travailler toute sortie d'amplificateur opérationnel jusqu'à la tension d'alimentation négative simplement en fournissant un consommateur de courant externe. Dans la plupart des cas, le circuit qui

pilote l'étage de sortie ne le permet pas. Cherchez l'autorisation explicite dans la fiche technique !

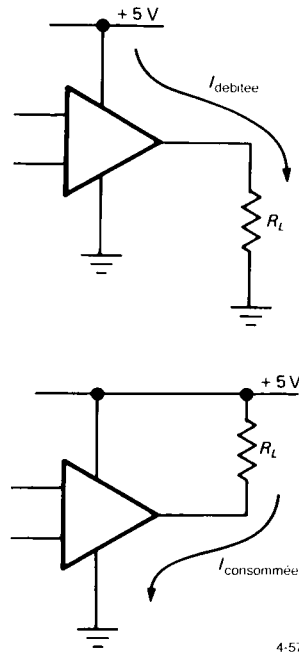


Figure 4.57 - Connexion d'une charge à un amplificateur opérationnel à alimentation simple. Tous les types à alimentation simple (de A à D) peuvent étendre leur excursion jusqu'à la masse quand ils débitent du courant. Certains types (A et B) peuvent avoir une excursion proche de la masse en consommant des courants modérés ou appréciables ; le type C peut consommer jusqu'à  $50\ \mu\text{A}$ , et le type D nécessite un résisteur de charge ramené à la masse pour fonctionner près de la masse.

#### Exemple : amplificateur en continu à alimentation simple

La figure 4.58 montre un amplificateur non-inverseur à alimentation simple classique pour amplifier un signal d'entrée de polarité positive connue. L'entrée, la sortie et l'alimentation positive sont toutes référencées par rapport à la masse qui représente la tension d'alimentation négative de l'amplificateur opérationnel. Le résisteur « de polarisation » de sortie peut être nécessaire avec ce que nous appelons des amplificateurs de type 1 pour garantir une excursion de

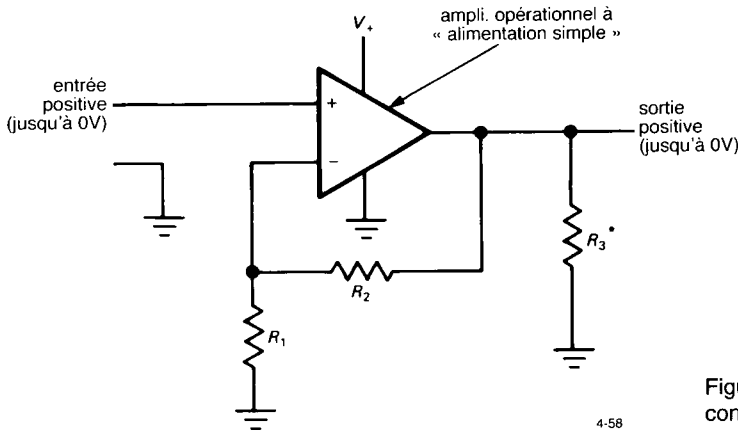


Figure 4.58 - Amplificateur en continu à alimentation simple.

4-58

sortie étendue jusqu'à la masse ; le réseau de rétroaction ou la charge elle-même pourrait remplir cette fonction. Un point important : souvenez-vous que la sortie ne peut pas être négative ; par conséquent, vous ne pouvez pas utiliser cet amplificateur avec des signaux audio couplés en alternatif, par exemple.

Les amplificateurs opérationnels à alimentation simple sont indispensables dans le matériel alimenté par des piles. Nous en dirons plus sur ce sujet dans le chapitre 14, (Vol. 2).

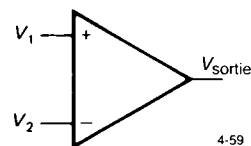
### COMPARATEURS ET TRIGGER DE SCHMITT

Il est très courant de vouloir savoir lequel de deux signaux est le plus grand, ou savoir quand un signal donné dépasse une valeur déterminée. Par exemple, la méthode habituelle pour créer des ondes triangulaires est de faire circuler des courants positifs ou négatifs à travers un condensateur, et d'inverser la polarité du courant lorsque l'amplitude atteint une valeur de crête prédéfinie. Un autre exemple est un voltmètre numérique. Pour convertir une tension en nombre, la tension inconnue est appliquée sur une entrée de comparateur, une rampe linéaire (condensateur + source de courant) est appliquée sur l'autre. Un compteur numérique compte les cycles d'un oscillateur tant que la rampe est inférieure à la tension inconnue et affiche le résultat lorsque les amplitudes sont égales. Le compte qui en résulte est proportionnel à la tension d'entrée. On appelle ce procédé

intégration à simple pente ; les appareils plus perfectionnés utilisent une intégration à double pente (voir la section 9.21, Vol. 2).

### 4.23 Comparateurs

La forme la plus simple de comparateur est un amplificateur différentiel à gain élevé, réalisé soit avec des transistors, soit avec un amplificateur opérationnel (figure 4.59). L'amplificateur opérationnel est saturé positivement ou négativement selon la différence des tensions d'entrée.



4-59

Figure 4.59

Parce que le gain en tension dépasse généralement 100 000, les entrées devront être égales à une fraction de millivolt près pour que la sortie ne soit pas saturée. Bien qu'un amplificateur opérationnel ordinaire puisse être utilisé comme comparateur (et il l'est fréquemment), il existe des circuits intégrés spéciaux destinés à être utilisés comme comparateurs. Le LM306, le LM311, le LM393, le NE527 et le TLC372 en sont des exemples. Ces puces sont conçues pour une réponse très rapide, elles ne combattent pas dans la même catégorie que les ampli-



ificateurs opérationnels. Par exemple, le NE521 rapide balaye à plusieurs centaines de volts par microseconde. Le terme « vitesse de montée » n'est généralement pas utilisé avec les comparateurs ; à la place, vous parlerez de « temps de propagation après le dépassement en entrée ».

Généralement, les comparateurs ont des circuits de sortie plus souples que les amplificateurs opérationnels. Alors qu'un amplificateur opérationnel ordinaire utilise un étage de sortie *push-pull* pour que l'excursion de sortie couvre la plage entre les deux tensions d'alimentation (par exemple  $\pm 13$  V pour un 411 alimenté avec  $\pm 15$  V), une puce de comparateur a généralement une sortie à « collecteur ouvert » avec émetteur à la masse. Si vous alimentez un résistor externe de polarisation (le terme anglais *pull-up* est contesté par les auteurs américains [NdT]) avec une tension de votre choix, vous pouvez obtenir une excursion de sortie de +5 V à la masse, par exemple. Vous verrez plus tard que les circuits logiques aiment fonctionner entre des tensions bien définies ; l'exemple précédent serait idéal pour piloter un circuit TTL, un type répandu de logique numérique. La figure 4.60 montre le circuit. La sortie commute de +5 V à la masse lorsque le signal d'entrée est négatif. Cette utilisation d'un comparateur est en fait un exemple de conversion analogique-numérique.

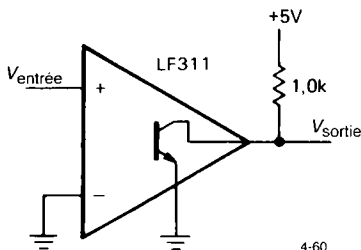


Figure 4.60

C'est le premier exemple de sortie à *collecteur ouvert* que nous avons présenté ; il s'agit d'une configuration universelle dans les circuits logiques comme vous le verrez dans les chapitres 8 à 11. Si vous le désirez, vous pouvez considérer que le résistor de polarisation complète le circuit interne du comparateur, en fournissant un résistor de charge de

collecteur au transistor de sortie NPN. Puisque le transistor de sortie fonctionne comme un commutateur saturé, la valeur du résistor n'est pas du tout cruciale, les valeurs sont généralement de quelques centaines d'ohms à quelques milliers d'ohms ; les petites valeurs augmentent la vitesse de commutation et améliorent l'immunité au bruit au détriment d'une plus grande dissipation de puissance. Entre parenthèses, malgré leur ressemblance superficielle avec les amplificateurs opérationnels, les comparateurs n'utilisent jamais la rétroaction négative parce qu'ils ne seraient pas stables (voir les sections 4.32 à 4.34). Au contraire, la rétroaction est souvent *positive*, comme vous le verrez dans la section suivante.

#### Remarques sur les comparateurs

Les points dont il faut vous souvenir : (a) Comme qu'il n'y a pas de rétroaction négative, la règle d'or I n'est pas respectée. Les entrées ne sont pas à la même tension. (b) L'absence de rétroaction négative signifie que l'impédance d'entrée (différentielle) ne s'élève pas aux valeurs élevées caractéristiques des circuits à amplificateur opérationnel. En conséquence, le signal d'entrée voit une charge qui varie et un (petit) courant d'entrée qui varie lorsque le comparateur commute ; si l'impédance de la source qui pilote est trop élevée, des choses bizarres peuvent se produire. (c) Certains comparateurs n'autorisent qu'une excursion différentielle d'entrée limitée, aussi petite que  $\pm 5$  V dans certains cas. Vérifier les spécifications ! Voir le tableau 9.3 et le sujet de la section 9.7 (Vol. 2) sur les propriétés de certains comparateurs répandus.

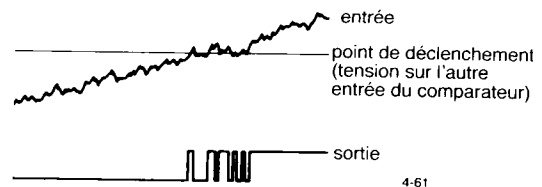


Figure 4.61

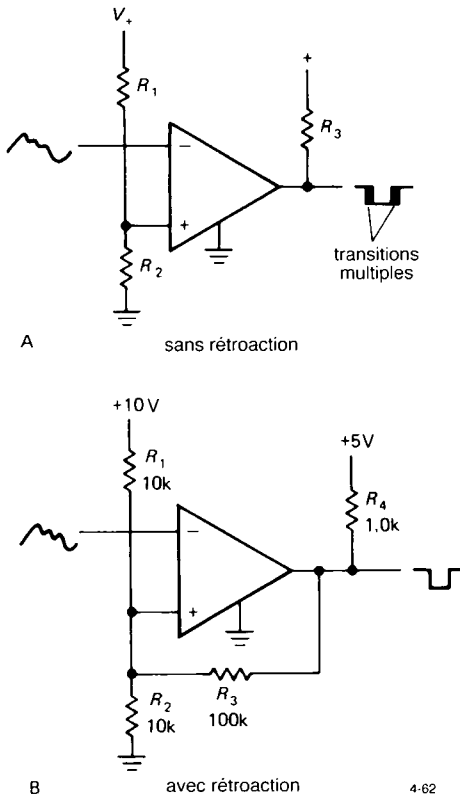


Figure 4.62

**4.24 Trigger de Schmitt**

Le simple circuit de comparateur de la figure 4.60 a deux inconvénients. Si l'entrée change très lentement, l'excursion de sortie peut être assez lente. Encore pire, si l'entrée est bruyante, la sortie peut faire plusieurs transitions alors que l'entrée passe par le point de basculement (figure 4.61). L'utilisation d'une rétroaction *positive* permet d'éliminer ces deux problèmes (figure 4.62). L'effet du résistor  $R_3$  est de donner au circuit deux seuils qui dépendent de l'état de sortie. Dans l'exemple choisi, le seuil lorsque la sortie est à la masse (entrée haute) est 4,76 V alors que le seuil avec la sortie à +5 V est 5,0 V. Dans ces conditions, une entrée bruyante est moins susceptible de produire des déclenchements multiples (figure 4.63). En outre, la rétroaction positive garantit une transition de sortie rapide, sans se soucier de la vitesse de la forme d'onde en entrée (un petit conden-

sateur « d'accélération » de 10 à 100 pF est souvent relié aux bornes du résistor  $R_3$  pour augmenter encore plus la vitesse de commutation). Cette configuration est appelée *trigger* de Schmitt (si le montage utilisait un amplificateur opérationnel, la charge de collecteur serait omise).

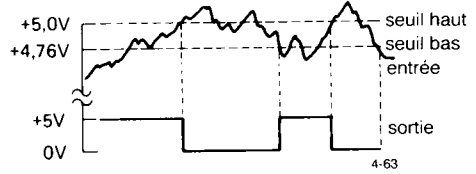


Figure 4.63

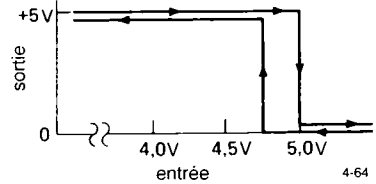


Figure 4.64

La sortie dépend à la fois de la tension d'entrée et de son histoire récente, un effet appelé *hystérésis*. Un diagramme comme celui de la figure 4.64 qui représente la sortie en fonction de l'entrée illustre cet effet. La procédure de conception est facile pour les triggers de Schmitt qui ont une petite valeur d'hystérésis. Utilisez le circuit de la figure 4.62B. D'abord, choisissez un diviseur résistif ( $R_1, R_2$ ) pour fixer le seuil approximativement à la tension souhaitée ; si vous désirez un seuil près de la masse, n'utilisez qu'un seul résistor entre l'entrée non inverseuse et la masse. Ensuite, choisissez le résistor de rétroaction (positive)  $R_2$  pour créer l'hystérésis demandée, notez que l'hystérésis est égale à l'excursion de sortie atténuée par un diviseur résistif formé par  $R_3$  et  $R_1 \parallel R_2$ . Enfin, choisissez un résistor de polarisation de la sortie  $R_4$  assez petit pour garantir une excursion sur presque la totalité de la tension d'alimentation, tenez compte de la charge constituée par le résistor  $R_3$ . Au cas où vous

désirez des seuils symétriques par rapport à la masse, connectez un résisteur de décalage, de valeur adaptée, entre l'entrée non inverseuse et l'alimentation négative. Vous pouvez aussi choisir toutes les valeurs de résisteurs de façon à maintenir le courant d'entrée et les niveaux d'impédance dans une gamme raisonnable.

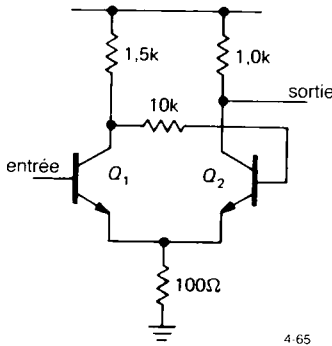


Figure 4.65

### Trigger de Schmitt à transistor discret

Un trigger de Schmitt peut aussi être réalisé simplement avec des transistors (figure 4.65). Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  partagent le résisteur d'émetteur. Il est essentiel que le résisteur de collecteur du transistor  $Q_1$  soit plus grand que celui du transistor  $Q_2$ . De cette façon, le seuil de mise en conduction du transistor  $Q_1$ , égal à la tension d'émetteur moins une tension de seuil de diode, augmente lorsque le transistor  $Q_1$  est bloqué puisque le courant d'émetteur est supérieur avec le transistor  $Q_2$  à l'état passant. Cela produit une hystérésis dans le seuil de basculement, exactement comme dans le circuit intégré de trigger de Schmitt précédent.

#### Exercice 4.10

Imaginez un trigger de Schmitt qui comporte un comparateur 311 (sortie à collecteur ouvert) avec des seuils à +1,0 V et +1,5 V. Utilisez un résisteur de polarisation de 1,0 kΩ à +5 V et supposez que le 311 est alimenté par des tensions  $\pm 15$  V.

## RÉTROACTION

### AVEC AMPLIFICATEURS À GAIN FINI

Nous avons indiqué dans la section 4.12 que le gain fini en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel limite son fonctionnement dans un circuit à rétroaction. En particulier, le gain en boucle fermée ne peut jamais dépasser le gain en boucle ouverte, et lorsque le gain en boucle ouverte est proche du gain en boucle fermée, l'amplificateur commence à s'écarter du comportement idéal que nous avons pourrions en attendre. Dans cette section, nous quantifierons ces assertions, pour que vous soyez capable de prévoir le fonctionnement d'un amplificateur avec rétroaction construit avec des composants réels (inférieurs à l'idéal). Ces remarques sont aussi importantes pour les amplificateurs avec rétroaction entièrement construits avec des composants discrets (transistors), dont le gain en boucle ouverte est généralement très inférieur à celui des montages à amplificateurs opérationnels. Dans ces cas, l'impédance de sortie, par exemple, ne sera pas nulle. Toutefois, avec une bonne compréhension des principes de la rétroaction, vous serez capables de parvenir d'obtenir d'un circuit donné le fonctionnement souhaité.

### 4.25 Equation du gain

Commençons par examiner un amplificateur à gain de tension fini, monté avec une rétroaction pour former un amplificateur non inverseur (figure 4.66). L'amplificateur a un gain en boucle ouverte  $A$ , et le réseau de rétroaction soustrait de l'entrée une fraction  $B$  de la tension de sortie (plus loin, nous généraliserons pour que les entrées et les sorties puissent être des courants ou des tensions). L'entrée dans l'élément amplificateur est alors égale à  $V_{\text{entrée}} - BV_{\text{sortie}}$ . La sortie est précisément égale à l'entrée multipliée par  $A$  :

$$A (V_{\text{entrée}} - BV_{\text{sortie}}) = V_{\text{sortie}}$$

En d'autres mots,

$$V_{\text{sortie}} = \frac{A}{1 + AB} V_{\text{entrée}}$$

et le gain en boucle fermée,  $V_{\text{sortie}}/V_{\text{entrée}}$ , est égal à :

$$G = \frac{A}{1 + AB}$$

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELLS

Terminologie : les désignations standard de ces quantités sont les suivantes :

$G$  = gain en boucle fermée,

$A$  = gain en boucle ouverte,

$AB$  = gain en boucle,

$1 + AB$  = différence de retour ou dé-sensibilité.

Le réseau de rétroaction est parfois appelé réseau bêta (aucune relation avec le bêta d'un transistor,  $h_{fe}$ ).

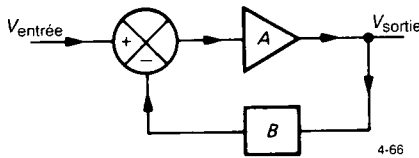


Figure 4.66

### 4.26 Effets de la rétroaction sur des circuits amplificateurs

Nous vous proposons d'examiner les effets essentiels de la rétroaction. Les plus importants sont la possibilité de prévoir le gain (et la diminution de la distortion), la modification de l'impédance d'entrée changée et la modification de l'impédance de sortie.

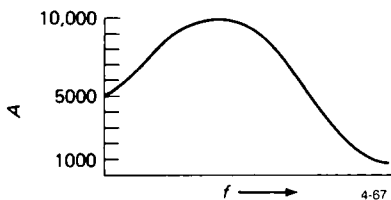


Figure 4.67

#### Possibilité de prévoir le gain

Le gain en tension est égal à  $A/(1 + AB)$ . En supposant un gain en boucle ouverte infini  $A$ ,  $G = 1/B$ . Nous avons vu ce résultat dans l'amplificateur non inverseur, où un diviseur de tension en sortie fournissait le signal à l'entrée inverseuse (figure 4.69). Le gain en tension en boucle fermée était exactement égal à l'inverse du rapport de division du diviseur de tension. Pour un gain fini  $A$ , la rétroaction agit toujours pour réduire les effets des variations de  $A$  (avec

la fréquence, la température, l'amplitude, etc.). Par exemple, supposons que  $A$  dépend de la fréquence comme sur la figure 4.67.

Tout le monde sera d'accord pour dire qu'il s'agit d'un piètre amplificateur (le gain change de plus d'un facteur 10 avec la fréquence). Maintenant, imaginez que nous introduisons une rétroaction avec  $B = 0,1$  (c'est l'affaire d'un simple diviseur de tension). Le gain en tension en boucle fermée change alors de  $1000/[1+(1000 \times 0,1)]$  (ou 990) à  $10000/[1 + (10000 \times 0,1)]$  (ou 9,99), une variation de exactement 1% sur la même plage de fréquence ! Pour traduire cela en termes audio, l'amplificateur initial a une courbe de réponse plate à  $\pm 10$  dB alors que l'amplificateur avec rétroaction a une courbe de réponse plate à  $\pm 0,4$  dB. Maintenant, nous pouvons retrouver le gain initial de 1000 avec une linéarité presque aussi bonne : il suffit de mettre en cascade trois de ces étages. C'est pour cette seule raison (à savoir, le besoin d'amplificateurs répéteurs de téléphone à courbe de réponse plate) que la rétroaction a été inventée. Comme l'inventeur, Harold Black l'a décrite dans sa première publication sur l'invention (*Electrical Engineering*, 53:114, 1934), « en construisant un amplificateur dont le gain est rendu délibérément plus fort que nécessaire (de 40 dB par exemple, 10 000 fois trop en termes d'énergie) et en réinjectant ensuite la sortie dans l'entrée, de manière à supprimer l'excès de gain, on a pu obtenir une amélioration extraordinaire de la constance de l'amplification et supprimer les défauts de linéarité ».

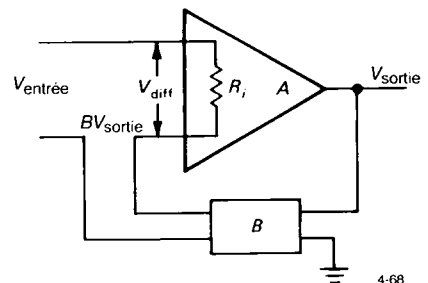


Figure 4.68

Il est facile de démontrer en prenant la dérivée partielle de  $G$  par rapport à  $A$  ( $\delta G/\delta A$ ) que la désensibilité diminue les variations relatives du gain en boucle ouverte :

$$\frac{\Delta G}{G} = \frac{1}{1 + AB} \frac{\Delta A}{A}$$

Par conséquent, pour un bon fonctionnement, le gain en boucle  $AB$  devrait être très supérieur à 1. Cela revient à dire que le gain en boucle ouverte doit être beaucoup plus grand que le gain en boucle fermée.

Une conséquence très importante de ceci est que les défauts de linéarité qui sont simplement des variations du gain en fonction du niveau de signal sont réduites exactement de la même manière.

**Impédance d'entrée**

La rétroaction peut être organisée pour soustraire une tension ou un courant de l'entrée (elles sont parfois appelées *rétroaction série* et *rétroaction parallèle*, respectivement). La configuration non inverseuse avec un amplificateur opérationnel, par exemple, soustrait un échantillon de la tension de sortie de la tension différentielle qui se présente à l'entrée, alors que dans la configuration inverseuse, un courant est soustrait de l'entrée. Les effets sur l'impédance d'entrée sont opposés dans les deux cas : la rétroaction de tension multiplie l'impédance d'entrée en boucle ouverte par  $1+AB$  alors que la rétroaction de courant la diminue du même facteur. En supposant un gain en boucle ouverte infini, l'impédance d'entrée (sur la borne d'entrée de l'amplificateur) sera soit infinie soit nulle. Ceci est facile à comprendre puisque la rétroaction de tension a tendance à soustraire un signal de l'entrée, ce qui se traduit par un petit changement (de facteur  $AB$ ) aux bornes de la résistance d'entrée de l'amplificateur ; c'est une forme d'auto-élévation. La rétroaction de courant diminue le signal d'entrée, pour ce faire elle l'entrave avec un courant égal.

Examinons explicitement comment l'impédance d'entrée réelle est modifiée par la rétroaction. Nous n'illustrerons que le cas de la rétroaction de tension puisque les dérivations sont semblables dans les deux cas. Nous commençons avec un modèle d'amplificateur opérationnel avec une résistance d'entrée

(finie) (voir figure 4.68). Une tension d'entrée  $V_{entrée}$  est diminuée de  $BV_{sortie}$ , la tension aux bornes d'entrée de l'amplificateur ( $V_{diff}$ ) est donc égale à  $V_{entrée} - BV_{sortie}$ . Par conséquent, le courant d'entrée est égal à :

$$\begin{aligned} I_{entrée} &= \frac{V_{entrée} - BV_{sortie}}{R_i} \\ &= \frac{V_{entrée} (1 - B \frac{A}{1 + AB})}{R_i} \\ &= \frac{V_{entrée}}{(1 + AB) R_i} \end{aligned}$$

Nous calculons la résistance d'entrée réelle :

$$R'_i = V_{entrée}/I_{entrée} = (1 + AB) R_i$$

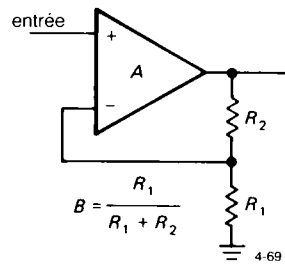


Figure 4.69

L'amplificateur non-inverseur classique avec amplificateur opérationnel a exactement cette configuration de rétroaction (figure 4.69). Dans ce circuit,  $B = R_1/(R_1 + R_2)$ , nous obtenons l'expression tension-gain usuelle  $G_v = 1 + R_2/R_1$  et une impédance d'entrée infinie dans le cas idéal d'un gain en tension infini  $A$  en boucle ouverte. Pour un gain en boucle fini, les équations démontrées précédemment s'appliquent.

Le circuit amplificateur inverseur à amplificateur opérationnel est différent du circuit non inverseur et doit être analysé séparément. Le mieux est de l'imaginer comme la combinaison d'un résistor d'entrée qui pilote un étage de rétroaction parallèle (figure 4.70). L'étage parallèle seul a son entrée au « point de sommation » (l'entrée inverseuse de l'amplificateur) où les courants de la rétroaction et les

#### 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

signaux d'entrée sont combinés (ce montage de l'amplificateur est en fait une configuration de « transrésistance » ; elle convertit une entrée en courant en une sortie en tension). La rétroaction réduit l'impédance présentée par le point de sommation, le résistor  $R_2$ , d'un facteur  $1+A$  (voyez si vous pouvez le démontrer). Dans le cas d'un gain en boucle très élevé (par exemple un amplificateur opérationnel), l'impédance d'entrée est ramenée à une fraction d'ohm, une bonne caractéristique pour un amplificateur courant-tension. L'amplificateur du posémètre de la section 4.22 et le convertisseur logarithmique de la section 4.14 en sont de bons exemples.

Le montage de l'amplificateur inverseur classique à amplificateur opérationnel est la combinaison d'un amplificateur à transrésistance avec rétroaction parallèle et d'un résistor d'entrée en série, comme sur la figure 4.70. En conséquence, l'impédance d'entrée est égale à la somme de  $R_1$  et de l'impédance présentée par le point de sommation. Si le gain en boucle est élevé,  $R_{\text{entrée}}$  est approximativement égale à  $R_1$ .

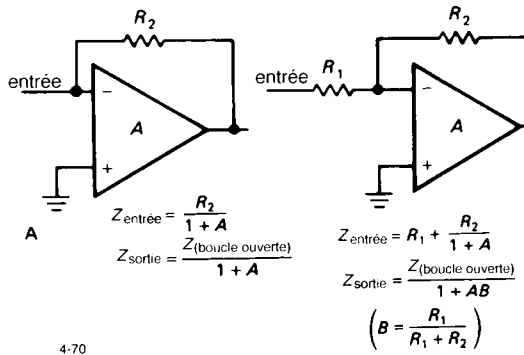


Figure 4.70 - Impédances d'entrée et de sortie d'un amplificateur à transrésistance (A) et d'un amplificateur inverseur (B).

Établir l'expression du gain en tension en boucle fermée d'un amplificateur inverseur avec un gain en boucle fini est un exercice simple. La réponse est :

$$G = -A(1-B)/(1+AB)$$

où  $B$  est défini comme précédemment,  $B = R_1/(R_1 + R_2)$ . En supposant un grand gain en boucle ouverte  $A$ ,  $G = -1/B+1$  (c'est-à-dire  $G = -R_2/R_1$ ).

#### Exercice 4.11

Démontrez les expressions précédentes pour l'impédance d'entrée et le gain de l'amplificateur inverseur.

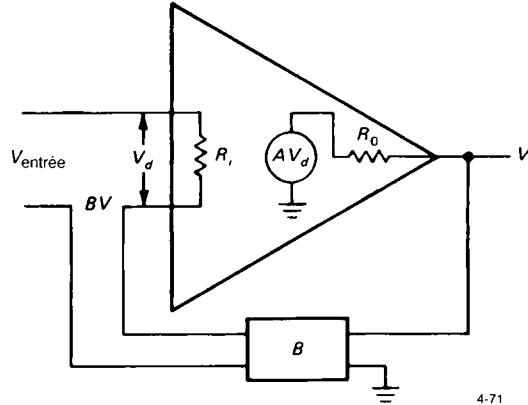


Figure 4.71

#### Impédance de sortie

Encore une fois, la rétroaction peut extraire un échantillon de la tension de sortie ou du courant de sortie. Dans le premier cas, l'impédance de sortie en boucle ouverte diminuera du facteur  $1 + AB$ , alors que dans le deuxième cas, elle augmentera du même facteur. Nous illustrerons cet effet pour l'échantillonnage de tension. Nous commençons avec le modèle de la figure 4.71. Cette fois, nous avons dessiné l'impédance d'entrée. Un truc simplifiera le calcul : court-circuitez l'entrée et appliquez une tension  $V$  en sortie ; si nous calculons le courant de sortie  $I$ , nous obtiendrons l'impédance de sortie  $R_s = V/I$ . Si la tension de sortie est égale à  $V$ , la tension aux bornes de l'entrée de l'amplificateur sera égale à  $-BV$ , et la tension dans le générateur interne de l'amplificateur sera égale à  $-ABV$ . Le courant de sortie est donc égal à :

$$I = \frac{V - (-ABV)}{R_s} = \frac{V(1+AB)}{R_s}$$

Nous calculons l'impédance de sortie réelle :

$$R_s = V/I = R_s/(1+AB)$$

Si, au lieu de cela, la rétroaction est connectée de façon à échantillonner le courant de sortie, l'expression devient :

$$R'_s = R_s (1 + AB)$$

Il est possible d'avoir des chemins de rétroaction multiples, qui échantillonnent à la fois la tension et le courant. Dans le cas général, l'impédance de sortie est donnée par la relation d'impédance de Blackman :

$$R'_s = R_s \frac{1 + (AB)_{SC}}{1 + (AB)_{OC}}$$

où  $(AB)_{SC}$  est le gain en boucle avec la sortie court-circuitée à la masse et  $(AB)_{OC}$  est le gain en boucle sans charge. Par conséquent, la rétroaction peut être utilisée pour créer l'impédance de sortie désirée. Cette équation se réduit aux résultats précédents pour la situation habituelle où la rétroaction est dérivée soit de la tension de sortie, soit du courant de sortie.

◊ *Charge constituée par le réseau de rétroaction*

Généralement dans les calculs de rétroaction, vous supposez que le réseau bêta ne charge pas la sortie de l'amplificateur. S'il constitue une charge, il faut prendre en compte cette charge dans le calcul du gain en boucle ouverte. De même, si la connexion du réseau bêta à l'entrée de l'amplificateur modifie le gain en boucle fermée (la rétroaction est retirée mais le réseau

est encore connecté), vous devez utiliser le gain en boucle ouverte modifié. Enfin, les expressions précédentes supposent que le réseau bêta est unidirectionnel, c'est-à-dire qu'il ne couple pas le signal de l'entrée vers la sortie.

4.27 ◊ Deux exemples d'amplificateurs à transistors avec rétroaction

La figure 4.72 montre un amplificateur à transistors avec rétroaction négative.

◊ *Description du circuit*

Le circuit peut paraître compliqué mais sa conception est extrêmement simple et il est relativement facile à analyser. Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  constituent une paire différentielle avec un amplificateur à émetteur commun  $Q_3$  qui amplifie sa sortie. Le résistor  $R_6$  constitue la charge de collecteur du transistor  $Q_3$ , et les transistors  $Q_4$  et  $Q_5$  montés en *push-pull* forment l'émetteur-suiveur de sortie. La tension de sortie est échantillonnée par le réseau de rétroaction constitué par le diviseur de tension  $R_4/R_5$  ; le condensa-

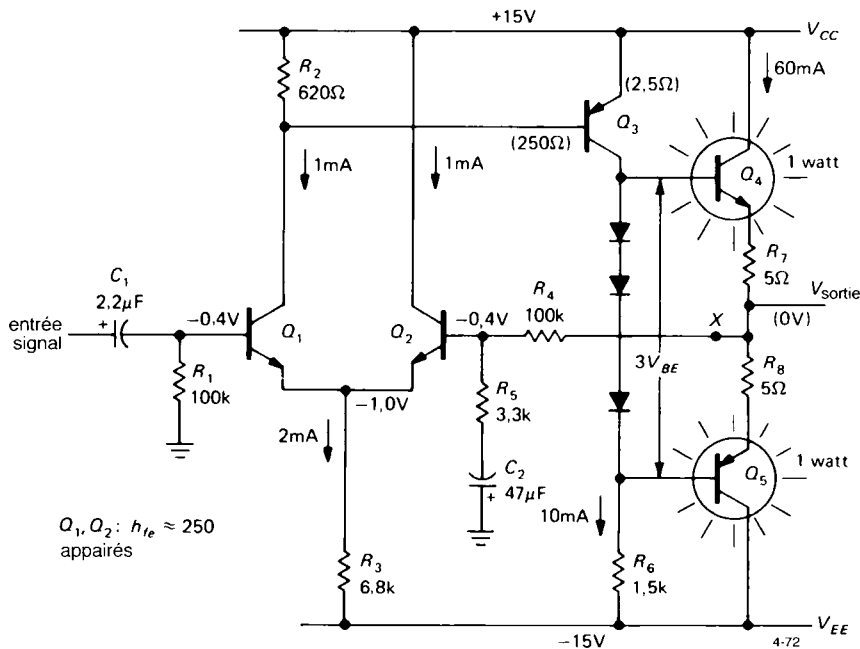


Figure 4.72 - Amplificateur de puissance à transistors avec rétroaction négative.

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

teur  $C_2$  est ajouté pour ramener le gain en continu à l'unité et stabiliser la polarisation. Le résistor  $R_3$  fixe le courant de repos de la paire différentielle, et puisque l'ensemble de la rétroaction garantit que la tension de sortie au repos est à la masse, on voit facilement que le courant de repos du transistor  $Q_3$  est de 10 mA (approximativement  $V_{EE}$  aux bornes de  $R_6$ ). Comme nous l'avons indiqué précédemment (section 2.15), les diodes polarisent la paire *push-pull* à l'état passant, la tension aux bornes de  $R_7$  et  $R_8$  en série est donc égale à la tension de seuil des diodes, le courant de repos est égal à 60 mA. C'est un fonctionnement de classe AB, bon pour minimiser la distorsion de croisement, au prix d'une dissipation au repos de un watt dans chaque transistor de sortie.

Du point de vue de nos circuits précédents, la seule caractéristique inhabituelle est la tension de repos du collecteur du transistor  $Q_1$ ,  $V_{CC}$  moins une tension de seuil de diode. C'est la valeur qu'elle doit avoir pour maintenir le transistor  $Q_3$  à l'état passant, et le chemin de rétroaction garantit qu'il le sera (par exemple, si le transistor  $Q_1$  devait « tirer » son collecteur plus près de la masse, le transistor  $Q_3$  serait fortement conducteur, la tension de sortie augmenterait ce qui forcerait le transistor  $Q_2$ , à son tour, à conduire plus fortement ; le courant de collecteur du transistor  $Q_1$  diminuerait, d'où le statu quo). La valeur de  $R_2$  a été choisie pour que la chute de tension à ses bornes soit égale à un seuil de diode sous le courant de repos du transistor  $Q_1$ , afin de maintenir les courants de collecteur de la paire différentielle approximativement égaux au point de repos. Dans ce circuit à transistors, le courant de polarisation moyen n'est pas négligeable (4  $\mu$ A), il est calculé avec la chute de tension de 0,4 V aux bornes du résistor d'entrée. Dans les circuits amplificateurs à transistors comme celui-ci, dans lesquels les courants d'entrée sont beaucoup plus élevés que dans les amplificateurs opérationnels, il est particulièrement important de s'assurer que les résistances en continu vues depuis les entrées sont égales, comme dans cet exemple (un étage d'entrée Darlington serait préférable ici).

### ◇ Analyse

Pour analyser ce circuit en détail, nous vous proposons de déterminer le gain, les impédances d'entrée

et de sortie et la distorsion. Pour illustrer l'utilité de la rétroaction, nous déterminerons ces paramètres pour la boucle fermée et pour la boucle ouverte (en reconnaissant que la polarisation est sans effet dans le cas de la boucle ouverte). Pour percevoir l'effet de linéarisation de la rétroaction, le gain sera calculé pour une sortie à +10 V, -10 V et au point de repos (zéro volt).

### ◆ ◇ Boucle ouverte

**Impédance d'entrée :** nous coupons la rétroaction en un point X et nous ramenons à la masse l'extrémité droite du résistor  $R_4$ . Le signal d'entrée voit 100 k $\Omega$  en parallèle avec l'impédance présentée par la base. Cette impédance est égale à  $h_{fe}$  fois deux fois la résistance d'émetteur intrinsèque plus l'impédance présentée par l'émetteur de  $Q_2$ , due au réseau de rétroaction dans la base de  $Q_2$ . Pour  $h_{fe} \approx 250$ ,  $Z_{\text{entrée}} \approx 250 \times [(2 \times 25) + (3,3 \text{ k}\Omega / 250)]$  (c'est-à-dire,  $Z_{\text{entrée}} \approx 16 \text{ k}\Omega$ ).

**Impédance de sortie :** puisque le collecteur du transistor  $Q_3$  présente une impédance élevée, les transistors de sortie sont pilotés par une source de 1,5 k $\Omega$  ( $R_6$ ). L'impédance de sortie est égale à environ 15  $\Omega$  ( $h_{fe} \approx 100$ ) plus la résistance d'émetteur de 5  $\Omega$ , soit 20  $\Omega$ . La résistance d'émetteur intrinsèque de 0,4  $\Omega$  est négligeable.

**Gain :** l'étage d'entrée différentiel voit la charge  $R_2$  parallèle à la résistance de base du transistor  $Q_3$ . Puisque le transistor  $Q_3$  a un courant de repos de 10 mA, sa résistance d'émetteur intrinsèque est égale à 2,5  $\Omega$ , ce qui donne une impédance de base d'environ 250  $\Omega$  (encore une fois  $h_{fe} \approx 100$ ). Par conséquent, la paire différentielle a un gain égal à :

$$\frac{250 \parallel 620}{2 \times 25\Omega} \text{ ou } 3,5$$

Le deuxième étage, le transistor  $Q_3$ , a un gain en tension de 1,5k/2,5 $\Omega$ , soit 600. Le gain en tension de l'ensemble au point de repos est égal à 3,5 x 600, soit 2100. Puisque le gain du transistor  $Q_3$  dépend de son courant de collecteur, le gain varie substantiellement avec l'excursion du signal, d'où un défaut de linéarité. Le gain est présenté dans un tableau (à la fin du paragraphe qui suit) pour trois valeurs de la tension de sortie.



## ♦ ♦ Boucle fermée

**Impédance d'entrée :** ce circuit utilise une rétroaction série, l'entrée est donc augmentée du facteur  $(1 + \text{gain en boucle})$ . Le réseau de rétroaction est un diviseur de tension avec  $B = 1/30$  aux fréquences du signal, le gain en boucle  $AB$  est égal à 70. Par conséquent, l'impédance d'entrée est égale à  $70 \times 16 \text{ k}\Omega$ , toujours en parallèle avec le résistor de polarisation de  $100 \text{ k}\Omega$ , c'est-à-dire environ  $92 \text{ k}\Omega$ . Maintenant, le résistor de polarisation domine l'impédance d'entrée.

**Impédance de sortie :** puisque c'est la tension de sortie qui est échantillonnée, l'impédance de sortie est diminuée du facteur  $(1 + \text{gain en boucle})$ . L'impédance de sortie est donc égale à  $0,3 \Omega$ . Remarquez que c'est une impédance dynamique et cela ne signifie pas qu'une charge de  $1 \Omega$  pourrait être pilotée sur presque toute l'excursion, par exemple. Les résisteurs d'émetteur de  $5 \Omega$  dans l'étage de sortie limitent l'excursion pour les signaux de grande amplitude. Par exemple, une charge de  $4 \Omega$  ne pourrait être pilotée que sur  $10 \text{ V}$  crête à crête environ.

**Gain :** le gain est égal à  $A/(1+AB)$ . Au point de repos, il est égal à 30,84, si vous utilisez la valeur exacte de  $B$ . Pour illustrer la stabilité de gain obtenue avec la rétroaction négative, le gain en tension de l'ensemble du circuit avec et sans rétroaction est présenté dans le tableau à la fin du paragraphe pour trois valeurs de la tension de sortie. Il est évident que la rétroaction négative a considérablement amélioré les caractéristiques de l'amplificateur ; pour être justes, nous devons vous dire que l'amplificateur aurait pu être conçu pour un fonctionnement meilleur en boucle ouverte, par exemple si nous avions utilisé une source de courant pour la charge de collecteur du transistor  $Q_3$ , une contre-réaction d'émetteur et une source de courant pour le circuit d'émetteurs de la paire différentielle, etc. Cependant, la rétroaction apportera toujours une grande amélioration.

	boucle ouverte			boucle fermée		
$V_{\text{sortie}}$	-10	0	+10	-10	0	+10
$Z_{\text{entrée}}$	16 k $\Omega$	16 k $\Omega$	16 kW	92k $\Omega$	92k $\Omega$	92kW
$Z_{\text{sortie}}$	20 $\Omega$	20 $\Omega$	20 W	0,3 $\Omega$	0,3 $\Omega$	0,3 W
gain	1360	2100	2400	30,60	30,84	30,90

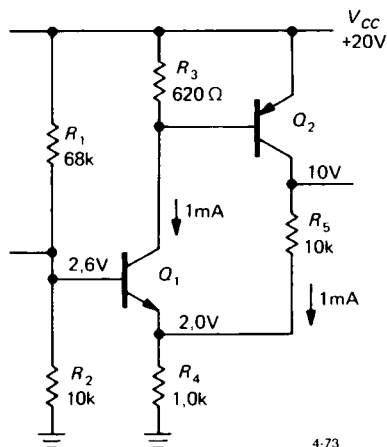


Figure 4.73

## ♦ Paire à rétroaction série

La figure 4.73 montre un autre amplificateur à transistors avec rétroaction. Considérez que le transistor  $Q_1$  est un amplificateur de sa tension de seuil base-émetteur (dans le sens d'Ebers-Moll), la rétroaction échantillonne la tension de sortie et soustrait une fraction de cette tension du signal d'entrée. Ce circuit est un peu compliqué parce que le résistor de collecteur du transistor  $Q_2$  est un deuxième réseau de rétroaction. Si vous appliquez les techniques que nous avons utilisées plus tôt, vous devez être capables de montrer que  $G(\text{boucle ouverte}) \approx 200$ , gain en boucle  $\approx 20$ ,  $Z_{\text{sortie}}(\text{boucle ouverte}) \approx 10 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_{\text{sortie}}(\text{boucle fermée}) \approx 500 \Omega$ , et enfin  $G(\text{boucle fermée}) \approx 9,5$ .

CIRCUITS À AMPLIFICATEURS  
OPÉRATIONNELS TYPIQUES

## 4.28 Amplificateur de laboratoire universel

La figure 4.74 montre un « amplificateur à décades » couplé en continu avec un gain et une bande passante réglables, et un décalage de sortie continu réglable sur une grande plage. Le circuit intégré  $IC_1$  est un amplificateur opérationnel à entrée  $FET$  avec un gain non inverseur qui varie de l'unité (0 dB) à  $\times 100$  (40 dB) par pas de 10 dB calibrés avec précision ; un vernier

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

est prévu pour un gain variable. Le circuit intégré  $IC_2$  est un amplificateur inverseur ; il permet de décaler la sortie au-delà de la plage  $\pm 10$  V, il est calibré avec précision via le résisteur  $R_{14}$ , en injectant un courant dans le point de sommation. Les condensateurs  $C_2$  à  $C_4$  fixent l'atténuation à hautes fréquences puisqu'une bande passante excessive (et du bruit) est souvent nuisible. Le circuit intégré  $IC_5$  est un tampon de puissance pour l'attaque de charges à basse impédance

ou de câbles ; il peut fournir un courant de sortie de  $\pm 150$  mA.

Quelques détails intéressants : un résisteur d'entrée de  $10\text{ M}\Omega$  est assez petit puisque le courant de polarisation du 411 est de  $25\text{ pA}$  ( $0,3\text{ mV}$  d'erreur avec entrée ouverte). Le résisteur  $R_2$  combiné avec les diodes  $D_1$  et  $D_2$  limite la tension d'entrée de l'amplificateur opérationnel sur la plage  $V_-$  à  $V_+ + 0,7$ . La diode  $D_3$  est utilisée pour produire une tension de

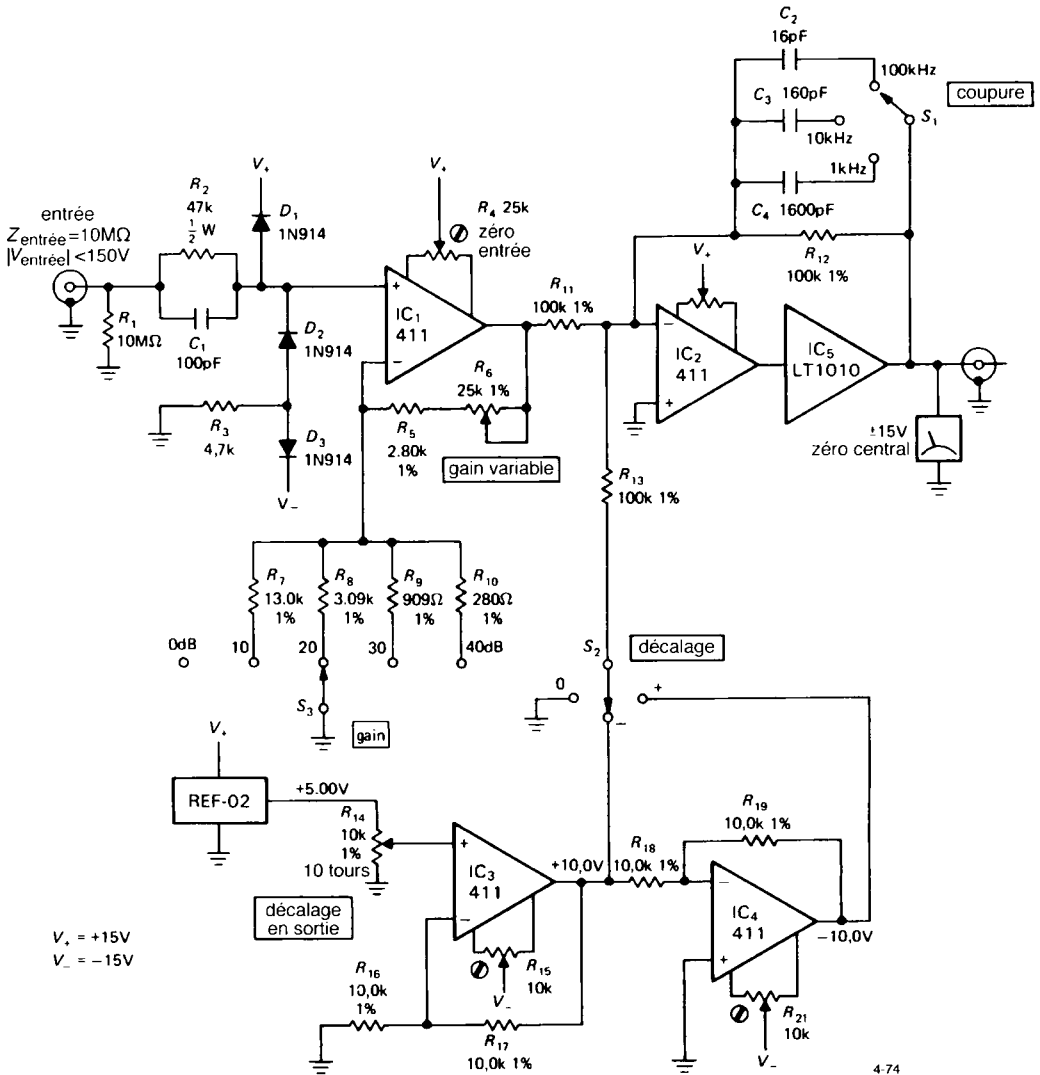


Figure 4.74 - Amplificateur de laboratoire en continu avec décalage de sortie.

blocage à  $V_- + 0,7$ , puisque la plage de tensions d'entrée de mode commun ne s'étend que jusqu'à  $V_-$  (dépasser  $V_-$  provoque une inversion de phase en sortie). Avec les composants de protection représentés, l'entrée peut varier sur  $\pm 150$  V sans dommages.

Exercice 4.12

Montrer que gain est celui annoncé. Comment travaille le circuit de décalage variable ?

4.29 Oscillateur commandé par tension

La figure 4.75 montre un circuit ingénieux, emprunté à des notes d'application de plusieurs fabricants. Le circuit intégré  $IC_1$  est un intégrateur, monté de telle sorte que le courant du condensateur ( $V_{\text{entrée}}/200k\Omega$ ) change de signe mais pas de grandeur lorsque le transistor  $Q_1$  est passant. Le circuit intégré  $IC_2$  est relié en trigger de Schmitt avec des seuils à un tiers et à deux tiers de  $V_+$ . Le transistor  $Q_1$  est un MOSFET

canal N, utilisé ici comme commutateur ; il est plus simple à utiliser que les transistors bipolaires dans ce type d'application, mais un autre circuit qui exploite des transistors NPN est donné en complément. Dans l'un et l'autre cas, l'extrémité basse du résistor  $R_4$  est ramenée à la masse lorsque la sortie est HAUTE, elle est en circuit ouvert lorsque la sortie est BASSE.

Une caractéristique inhabituelle de ce circuit est son fonctionnement avec une tension d'alimentation simple positive. Le 3160 (version à compensation interne du 3130) a des FET comme transistors de sortie, ce qui garantit une excursion de sortie complète entre  $V_+$  et la masse ; cela assure que les seuils du trigger de Schmitt ne dérivent pas, comme ce serait le cas avec un amplificateur opérationnel avec un étage de sortie classique et ses limites mal définies de l'excursion de sortie. Dans ce cas, cela signifie que la fréquence et l'amplitude de l'onde triangulaire seront stables. Remarquez que la fréquence dépend du rapport

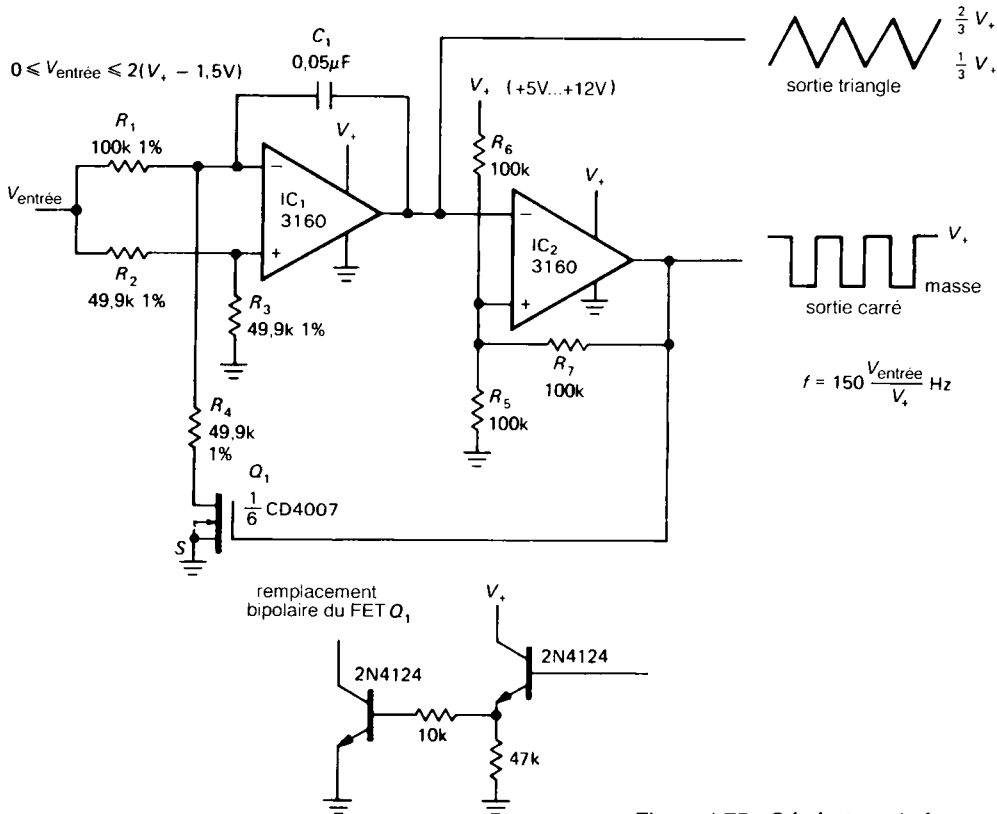


Figure 4.75 - Générateur de forme d'onde commandé en tension.

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

$V_{\text{entrée}}/V_+$  ; cela signifie que si  $V_{\text{entrée}}$  est créée à partir de  $V_+$  à l'aide d'un diviseur résistif (constitué par un capteur quelconque), la fréquence de sortie ne variera pas en fonction de  $V_+$  mais seulement en fonction des changements de résistance.

### Exercice 4.13

Montrez que la fréquence de sortie est donnée par  $f(\text{Hz}) = 150V_{\text{entrée}}/V_+$ . Au passage, vérifiez que les seuils du trigger de Schmitt et les courants de l'intégrateur sont ceux annoncés.

### 4.30 $\diamond$ Commutateur linéaire *JFET* avec compensation de $R_{\text{ON}}$

Dans le chapitre 3, nous avons étudié en détail des commutateurs linéaires *MOSFET*. Il est aussi possible d'utiliser des *JFET* comme commutateurs linéaires. Toutefois, vous devrez faire plus attention aux signaux de grille pour éviter qu'elle entre en conduction. La figure 4.76 montre un dispositif classique. La grille est maintenue bien en-dessous de la masse pour garder les *JFET* pincés. Cela signifie que si les signaux d'entrée sont négatifs, la grille doit être maintenue au moins  $V_P$  en-dessous de l'excursion d'entrée la plus négative. Pour rendre le *FET* conducteur, l'entrée de contrôle est amenée à une valeur plus positive que l'excursion d'entrée la plus positive. La diode est alors polarisée en inverse, et la grille monte à la tension de source via le résistor de 1 M $\Omega$ .

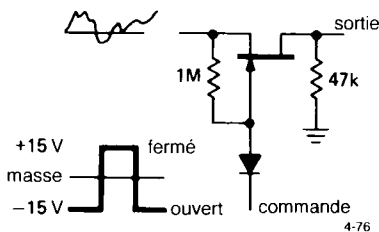


Figure 4.76

Les complications de ce circuit expliquent probablement pour une bonne part la popularité des *MOSFET* dans les applications à commutateur linéaire. Cependant, il est possible d'inventer un circuit de commutateur linéaire à *JFET* si vous utilisez un amplificateur opérationnel, puisque vous pouvez relier la source du

*JFET* à la masse virtuelle au point de sommation d'un amplificateur inverseur. Alors, il suffit simplement de porter la grille au potentiel de la masse pour exciter le *JFET*. Ce dispositif a l'avantage supplémentaire de fournir une méthode de compensation précise des erreurs dues à  $R_{\text{ON}}$  fini et à son défaut de linéarité. La figure 4.77 montre le schéma.

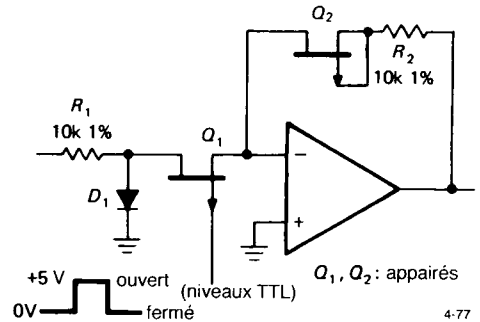


Figure 4.77 - Amplificateur à commutateur *JFET* avec compensation de  $R_{\text{ON}}$ .

Ce circuit présente deux caractéristiques dignes d'attention : (a) Lorsque le transistor  $Q_1$  est passant (grille à la masse), l'ensemble du circuit est un inverseur avec des impédances identiques dans le circuit d'entrée et le circuit de rétroaction. Cela aboutit à l'annulation de tout effet de la résistance finie ou non-linéaire  $R_{\text{ON}}$ , si nous supposons que les *FET* ont des résistances à l'état passant  $R_{\text{ON}}$  appariées. (b) À cause de la basse tension de pincement des *JFET*, le circuit travaillera bien avec un signal de commande compris entre zéro et +5 V, ce que vous obtenez avec des circuits logiques numériques standard (voir chapitres 8 et 9, Vol. 2). La configuration inverseuse, avec la source du transistor  $Q_1$  reliée à une masse virtuelle (le point de sommation), simplifie le fonctionnement du circuit puisqu'il n'y a pas d'excursion du signal sur la source de  $Q_1$  à l'état ON ; la diode  $D_1$  empêche que le *FET* soit passant pour des excursions d'entrée positives lorsque le transistor  $Q_1$  est bloqué, et elle n'a aucun effet lorsque le commutateur est fermé.

Des *JFET* à canal P avec des tensions de pincement basses sont disponibles dans des configurations utiles et sont bon marché. Par exemple, la famille IH5009-

IH5024 comporte des composants avec quatre *FET* en entrée et un *FET* de compensation dans un simple boîtier DIP, avec  $R_{ON}$  de  $100\ \Omega$  et un prix inférieur à deux dollars. Ajoutez un amplificateur opérationnel et quelques résisteurs, et vous obtiendrez un multiplexeur à 4 entrées. Remarquez que le même truc peut être utilisé pour annuler  $R_{ON}$  avec des commutateurs *MOSFET*.

#### 4.31 ◊ Détecteur de passage à zéro TTL

Le circuit de la figure 4.78 crée en sortie une onde carrée, destinée à être utilisée avec de la logique TTL (plage zéro à  $+5\text{ V}$ ), à partir d'une onde d'entrée d'amplitude inférieure ou égale à  $100\text{ V}$ . Le résistor  $R_1$  combiné avec les diodes  $D_1$  et  $D_2$  limite l'excursion de sortie de  $-0,6\text{ V}$  à  $+5,6\text{ V}$ , approximativement. Le diviseur résistif  $R_2R_3$  est nécessaire pour limiter l'excursion négative à moins de  $0,3\text{ V}$ , la limite pour un comparateur 393. Les résisteurs  $R_5$  et  $R_6$  introduisent l'hystérésis, le résistor  $R_4$  fixe les points de basculement symétriques par rapport à la masse. L'impédance d'entrée est presque constante, grâce à la grande valeur de  $R_1$  par rapport aux autres résistances de l'atténuateur d'entrée. Nous avons choisi un 393 parce que ses entrées peuvent s'étendre

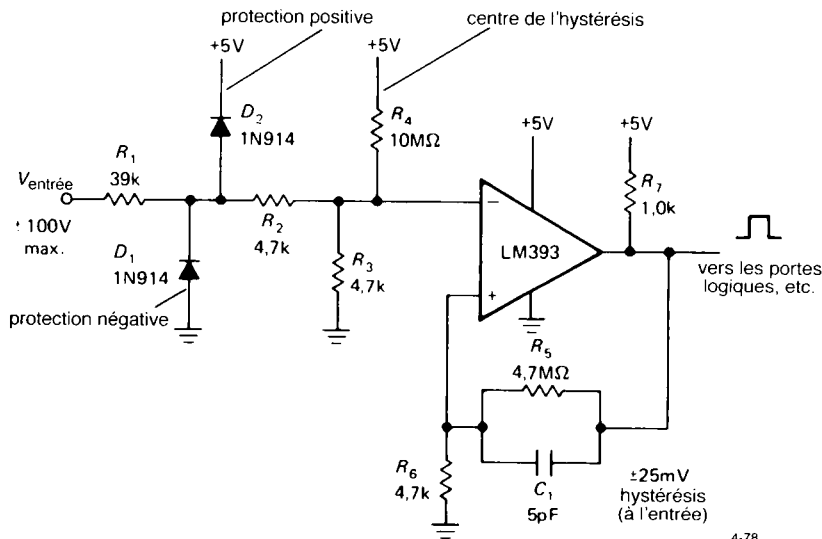
jusqu'à la masse, ce qui rend limpide le fonctionnement à alimentation simple.

#### Exercice 4.14

Vérifiez que les points de basculement sont à  $\pm 25\text{ mV}$  du signal d'entrée.

#### 4.32 ◊ Circuit de lecture du courant de charge

Le circuit de la figure 4.79 délivre une tension de sortie proportionnelle au courant de charge, il sera utilisé avec un régulateur de courant, un circuit de mesure ou autre. La tension aux bornes du résistor à 4 bornes  $R_S$  varie de zéro à  $0,1\text{ V}$ , avec probablement un décalage de mode commun dû aux effets de résistance dans le conducteur de terre (remarquez que l'alimentation est mise à la masse à la sortie). Pour cette raison, l'amplificateur opérationnel est câblé en amplificateur différentiel, avec un gain de 100. Le décalage de tension est ajusté à l'extérieur avec le résistor  $R_8$  puisque le LT1013 n'a pas de circuit de réglage interne (mais le LT1006 simple en a un). Une référence Zener avec une stabilité de quelques pourcent convient pour l'ajustage puisque l'ajustage est lui-même une petite correction (vous l'espérez !).



4-78

Figure 4.78 - Détecteur de passage à zéro avec protection en entrée.

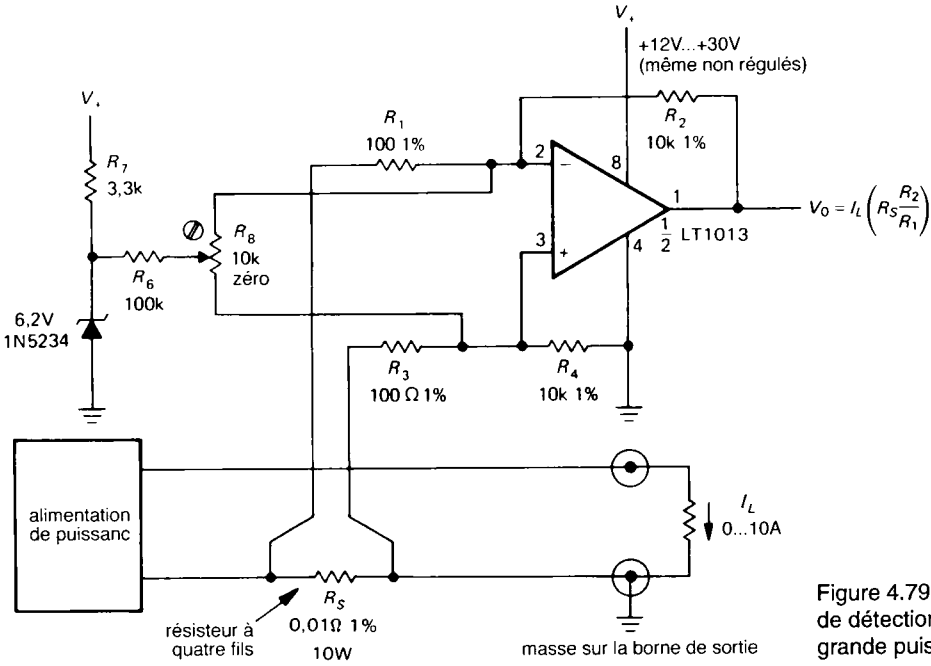


Figure 4.79 - Amplificateur de détection de courant de grande puissance

Nous aurions pu choisir le vénérable 358 parce que ses deux entrées et sa sortie ont une excursion étendue jusqu'à la masse. La tension  $V_+$  pourrait être non régulée puisque la réjection de la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel est plus qu'adaptée, 100 dB (typique) dans ce cas.

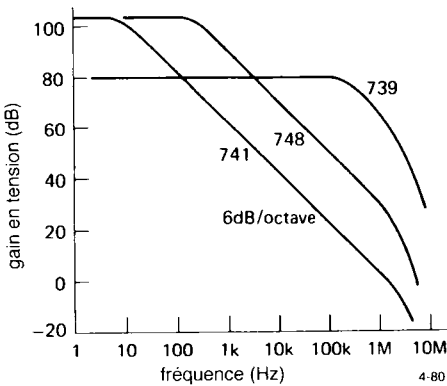


Figure 4.80

**COMPENSATION DE FRÉQUENCE D'UN AMPLIFICATEUR À RÉTROACTION**

Si vous examinez la courbe du gain en tension en boucle ouverte en fonction de la fréquence de plusieurs amplificateurs opérationnels, vous observerez des courbes semblables à celles de la figure 4.80.

Si vous jetez juste un coup d'œil à ces *diagrammes de Bode* (diagramme log-log du gain et de la phase en fonction de la fréquence), vous conclurez que le 741 est un amplificateur opérationnel de second choix puisque son gain en boucle ouverte chute très rapidement lorsque la fréquence augmente. En fait, cette chute est intégrée intentionnellement à l'amplificateur opérationnel et est reconnaissable comme la courbe caractéristique à  $-6$  dB/octave d'un filtre passe-bas RC. Par comparaison, le 748 est identique au 741 sauf qu'il *n'est pas compensé* (comme le 739). Généralement, vous trouverez des amplificateurs opérationnels à compensation interne et des amplificateurs opérationnels sans compensation ; intéressons-nous à cette histoire de compensation de fréquence.

**4.33 Gain et déphasage en fonction de la fréquence**

Un amplificateur opérationnel (ou, en général, tout amplificateur multi-étages) commencera à décrocher à une certaine fréquence à cause des filtres passe-bas constitués par de l'impédance finie des sources de signaux qui pilotent les charges capacitives à l'intérieur des étages de l'amplificateur. Par exemple, il est ordinaire d'avoir un étage d'entrée constitué d'un amplificateur différentiel (peut-être avec une charge constituée d'un miroir de courant, voir le schéma du LM358 sur la figure 4.54), qui attaque un deuxième étage en émetteur-commun. Pour l'instant, imaginez que le condensateur repéré  $C_C$  est retiré de ce circuit. L'impédance de sortie élevée de cet étage d'entrée, combinée avec la capacité de la jonction  $C_{ie}$  et la capacité de rétroaction  $C_{cb}$  (effet Miller, voir les sections 2.19 et 13.4, Vol. 2) de l'étage suivant, forme un filtre passe-bas dont le point de coupure à 3 dB pourrait tomber quelque part dans la plage de 100 Hz à 10 kHz.

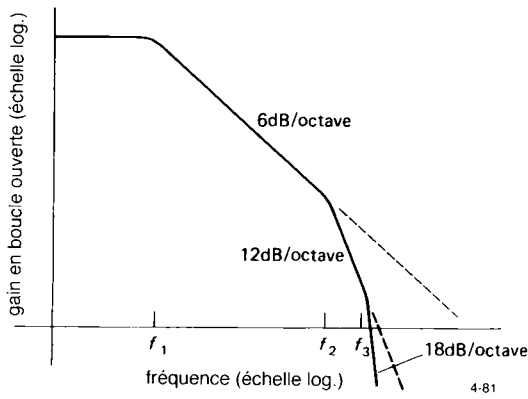


Figure 4.81

La réactance du condensateur, qui diminue lorsque la fréquence augmente, donne naissance à la chute caractéristique de 6 dB/octave : à des fréquences suffisamment élevées (qui peuvent être inférieures à 1 kHz), le charge capacitive domine l'impédance de charge du collecteur, ce qui nous donne un gain en tension  $G_V = g_m X_C$ , c'est-à-dire que le gain chute suivant  $1/f$ . Elle produit aussi un déphasage en sortie

de  $90^\circ$  en retard par rapport au signal d'entrée. (Vous pouvez considérer qu'il s'agit de l'extrémité de la courbe caractéristique d'un filtre passe-bas RC, où  $R$  représente l'impédance équivalente de la source qui attaque la charge capacitive. Cependant, il n'est pas nécessaire d'avoir de véritables résisteurs dans le circuit).

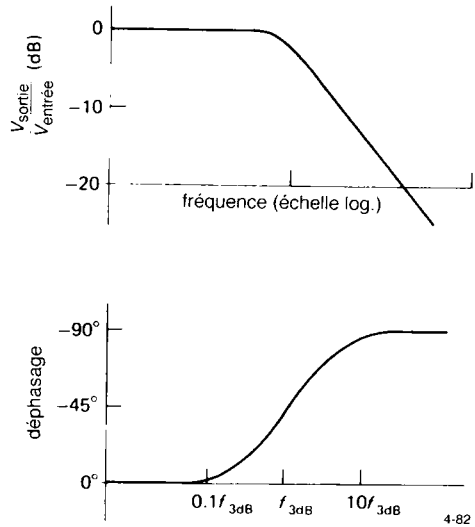


Figure 4.82 - Diagramme de Bode : gain et phase en fonction de la fréquence.

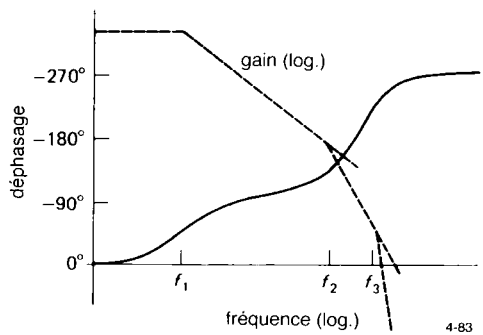


Figure 4.83

Dans un amplificateur multi-étages, il y aura des pertes supplémentaires à des fréquences plus élevées, du fait des caractéristiques du filtre passe-bas dans les autres étages amplificateurs, et le gain en boucle

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

ouverte de l'ensemble ressemblera à celui de la figure 4.81. Le gain en boucle ouverte commence à choir de 6 dB/octave à une basse fréquence  $f_1$ , à cause de la charge capacitive de la sortie du premier étage. Il continue à diminuer avec cette pente jusqu'à ce que le RC interne d'un autre étage dresse sa vilaine tête à une fréquence  $f_2$ , au-delà de laquelle la pente est de 12 dB/octave, etc.

Quelle est la signification de tout ceci ? Souvenez-vous qu'un filtre passe-bas RC a un déphasage qui ressemble à celui de la figure 4.82. Chaque filtre passe-bas à l'intérieur de l'amplificateur a une caractéristique de déphasage similaire, ainsi le déphasage total de l'amplificateur hypothétique sera celui de la figure 4.83.

Il reste un problème : si vous montiez cet amplificateur en suiveur à amplificateur opérationnel par exemple, il oscillerait. C'est parce que le déphasage en boucle ouverte atteint  $180^\circ$  à une fréquence à laquelle le gain est encore supérieur à 1 (la rétroaction négative devient une rétroaction positive à cette fréquence). C'est tout ce dont vous avez besoin pour créer une oscillation, puisque de toute façon, n'importe quel signal à cette fréquence augmente à chaque passage dans la boucle de rétroaction, exactement comme un système de sonorisation avec le gain réglé trop fort.

### Critère de stabilité

Le critère de stabilité (absence d'oscillation) d'un amplificateur à rétroaction est le suivant : son déphasage en boucle ouverte doit être inférieur à  $180^\circ$  à la fréquence à laquelle le gain en boucle est égal à l'unité. Ce critère est le plus dur à satisfaire lorsque l'amplificateur est monté en suiveur, puisque le gain en boucle est alors égal au gain en boucle ouverte, la valeur la plus grande qu'il peut prendre. Les amplificateurs opérationnels à compensation interne sont conçus pour satisfaire au critère de stabilité même lorsqu'ils sont montés en suiveurs ; par conséquent, ils sont stables lorsqu'ils sont montés, pour un gain quelconque en boucle fermée, avec un simple réseau de rétroaction résistif. Comme nous l'avons suggéré précédemment, la stabilité est obtenue par la modification modifiant délibérée d'une perte interne exi-

stante, afin de fixer le point de coupure à 3dB à une fréquence basse, généralement entre 1 Hz et 20 Hz. Voyons comment cela fonctionne.

### 4.34 Méthodes de compensation d'un amplificateur

#### Compensation par un pôle dominant

Le but est de maintenir le déphasage en boucle ouverte inférieur à  $180^\circ$  à toutes les fréquences auxquelles le gain en boucle est supérieur à 1. Supposons que l'amplificateur opérationnel peut être utilisé en suiveur, les mots « gain en boucle », de la dernière phrase peuvent être remplacés par « gain en boucle ouverte ». La manière la plus facile pour limiter le déphasage est d'ajouter assez de capacité, au point du circuit qui produit l'atténuation initiale de 6 dB/octave, pour que le gain en boucle ouverte soit ramené à l'unité à la fréquence des 3 dB du filtre RC « naturel » suivant. De cette manière, le déphasage en boucle ouverte est maintenu constant à  $90^\circ$  sur la majeure partie de la bande passante, il n'augmente vers  $180^\circ$  que lorsque le gain est proche de l'unité.

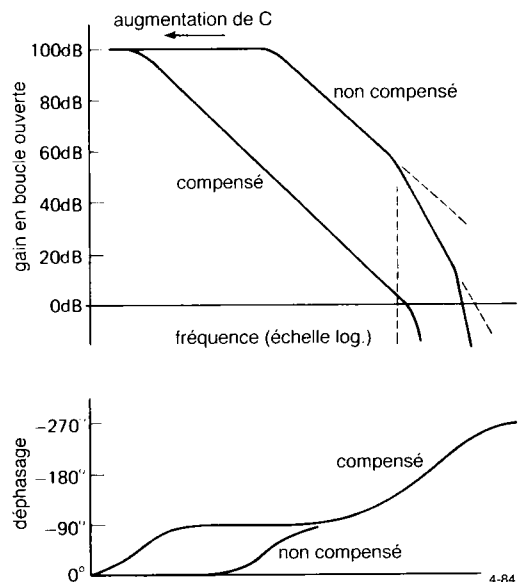


Figure 4.84



La figure 4.84 montre l'idée. Sans compensation, le gain en boucle ouverte chute vers 1 d'abord à 6 dB/octave, ensuite à 12 dB/octave, etc., le déphasage est donc égal ou supérieur à  $180^\circ$  avant que le gain n'ait atteint 1. Si la première chute a lieu à une fréquence plus élevée (création d'un « pôle dominant »), la chute est contrôlée si bien que le déphasage commence à augmenter au-dessus de  $90^\circ$  seulement lorsque le gain en boucle ouverte est proche de l'unité. Par conséquent, si vous sacrifiez le gain en boucle ouverte, vous gagnerez en stabilité. Puisque la chute naturelle à la fréquence la plus basse est généralement provoquée par un effet Miller dans l'étage piloté par l'amplificateur différentiel d'entrée, la méthode habituelle de compensation par un pôle dominant consiste simplement à ajouter un condensateur de rétroaction supplémentaire autour du transistor du deuxième étage, si bien que le gain en tension des deux étages combinés est égal à  $g_m X_C$  ou  $g_m / 2\pi f C_{comp}$  au-delà de la zone compensée de la réponse en fréquence de l'amplificateur (figure 4.85). Dans la pratique, des transistors montés en Darlington seront probablement utilisés pour les deux étages.

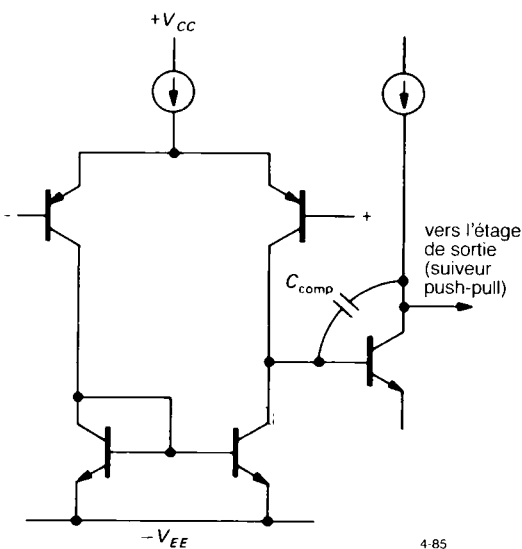


Figure 4.85 - Étage de sortie classique d'un amplificateur opérationnel avec compensation.

En fixant le croisement du pôle dominant et du gain unitaire au point à 3 dB de la chute suivante, vous obtenez une marge de phase d'environ  $45^\circ$  dans le pire des cas (suiveur) puisqu'un simple filtre RC a un déphasage en retard de  $45^\circ$  à sa fréquence 3 dB, c'est-à-dire que la marge de phase est égale à  $180^\circ - (90^\circ + 45^\circ)$ , avec les  $90^\circ$  dus au pôle dominant.

Un autre avantage de l'utilisation d'un pôle à effet Miller pour la compensation est que la compensation est naturellement insensible aux changements du gain en tension en fonction de la température ou aux dispersions de gain dues à la fabrication : un gain plus élevé fait paraître le condensateur de rétroaction plus grand, il déplace le pôle vers le bas en fréquence exactement dans le bon sens, pour maintenir inchangé le croisement gain unitaire/fréquence. En fait, la fréquence 3 dB réelle du pôle de compensation n'a pas d'importance ; ce qui importe est le point auquel il coupe l'axe de gain unité (figure 4.86).

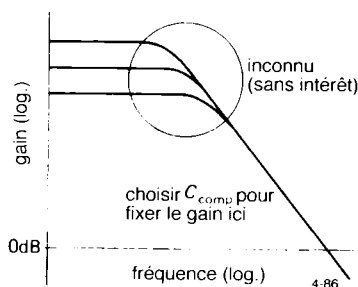


Figure 4.86

### Amplificateurs opérationnels non compensés

Si un amplificateur opérationnel est utilisé dans un circuit avec un gain en boucle fermée supérieur à 1 (c'est-à-dire pas en suiveur), il n'est pas nécessaire de fixer le pôle (le « coude de fréquence » d'un filtre passe-bas) à une fréquence basse puisque le critère de stabilité est assoupli grâce au gain en boucle plus faible. La figure 4.87 montre la situation graphiquement.

Pour un gain en boucle fermée de 30 dB, le gain en boucle (qui est le rapport du gain en boucle ouverte au gain en boucle fermée) est inférieur à celui d'un suiveur, ainsi le pôle dominant peut être placé à une

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

fréquence plus élevée. Il est choisi de telle sorte que le gain en boucle ouverte atteigne 30 dB (plutôt que 0 dB) à la fréquence du pôle naturel suivant de l'amplificateur opérationnel. Comme le graphique le montre, cela signifie que le gain en boucle ouverte est supérieur sur la plus grande partie de la plage de fréquences, et l'amplificateur résultant travaillera à des fréquences supérieures. Certains amplificateurs opérationnels sont disponibles en versions non compensées (par exemple le 748 est un 741 non compensé ; même chose pour le 308 (312), 3130 (3160), HA5102 (HA5112), etc) avec les valeurs des capacités externes recommandées pour une sélection des gains minimaux en boucle fermée. Ils valent la peine d'être utilisés si vous avez besoin d'élargir la bande passante et si votre circuit fonctionne avec un gain élevé. Une autre solution est d'utiliser des amplificateurs opérationnels « dé-compensés » (le terme exact serait « sous-compensé »), comme le 357, ou bien avec une compensation interne pour des gains en boucle fermée supérieurs à un certain minimum ( $A_V > 5$  dans le cas du 357).

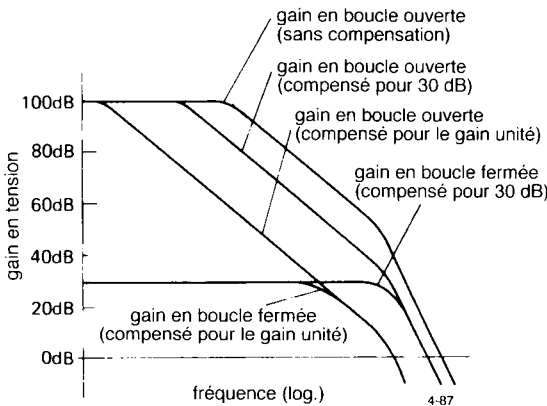


Figure 4.87

### ◇ Compensation par annulation de pôle

Il est possible de faire un peu mieux avec la compensation par pôle dominant en utilisant un réseau de compensation qui commence à atténuer (6 dB/octave, un « pôle ») à une certaine fréquence basse, ensuite s'aplanit encore (il a un « zéro ») à la fréquence du deuxième pôle naturel de l'amplificateur opéra-

tionnel. De cette manière, le deuxième pôle de l'amplificateur est « annulé », ce qui donne une atténuation de 6 dB/octave constante jusqu'au troisième pôle de l'amplificateur. La figure 4.88 montre un diagramme de réponse en fréquence. En pratique, le zéro est choisi pour annuler le deuxième pôle d'un amplificateur ; ensuite la position du premier pôle est réglée de telle sorte que la réponse globale atteigne le gain unité à la fréquence du troisième pôle de l'amplificateur. Un bon jeu de fiches techniques suggérera souvent des valeurs de composants (une valeur pour  $R$  et une valeur pour  $C$ ) pour la compensation par annulation de pôle, aussi bien que les valeurs de capacité habituelles pour la compensation par pôle dominant.

Comme vous le verrez dans la section 13.6 (Vol. 2), le déplacement du pôle dominant vers le bas en fréquence provoque en fait un certain déplacement en fréquence du deuxième pôle de l'amplificateur vers le haut, un effet appelé « dédoublement de pôle ». La fréquence du zéro d'annulation sera choisie en conséquence.

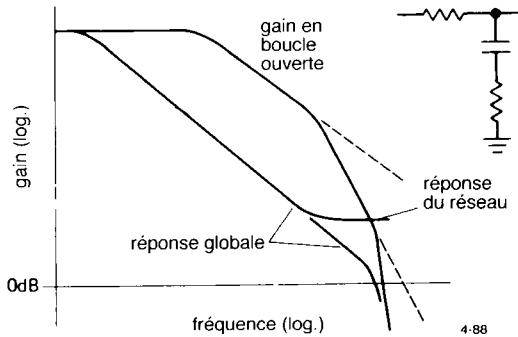


Figure 4.88

### 4.35 ◇ Réponse en fréquence du réseau de rétroaction

Dans tous nos exposés jusqu'à présent, nous avons supposé que le réseau de rétroaction a une réponse en fréquence plate ; c'est généralement le cas avec un diviseur résistif standard comme réseau de rétroaction. Toutefois, il y a des cas dans lesquels on recherche une sorte d'amplificateur correcteur (les intégrateurs et les différentiateurs appartiennent à

cette catégorie) ou dans lesquels la réponse en fréquence du réseau de rétroaction doit être modifiée pour améliorer la stabilité de l'amplificateur. Dans de tels cas, il est important de se rappeler que le diagramme de Bode du gain en boucle en fonction de la fréquence est plus significatif que la courbe du gain en boucle ouverte. Pour raccourcir cette longue histoire, la courbe du gain idéal en boucle fermée en fonction de la fréquence devrait couper la courbe du gain en boucle ouverte avec une différence entre les pentes de 6 dB/octave. Prenons un exemple : il est courant de mettre un petit condensateur (quelques picofarads) en parallèle sur le résistor de rétroaction dans l'amplificateur inverseur ou non-inverseur usuel. La figure 4.89 montre le circuit et le diagramme de Bode.

en boucle à 6 dB/octave près de l'intersection, ce qui garantit la stabilité. Ce type de considération est très important lorsque vous concevez des différentiateurs puisqu'un différentiateur idéal a un gain en boucle fermée qui augmente de 6 dB par octave ; il est nécessaire de diminuer l'effet différentiateur à une fréquence moyenne, et de passer de préférence à une chute de 6 dB par octave à hautes fréquences. Par comparaison, les intégrateurs sont très sympathiques à cet égard, en raison de leur chute en boucle fermée de 6 dB par octave. Il faut un réel talent pour faire osciller un intégrateur à basse fréquence !

### Que faire ?

En résumé, vous êtes généralement confrontés au choix entre des amplificateurs opérationnels à compensation façon interne et des amplificateurs opérationnels sans compensation. Les variétés compensées sont plus simples à utiliser, et c'est le choix habituel. D'abord, vous pourriez prendre en considération le LF411 à compensation interne. Si vous avez besoin d'une bande passante ou d'une vitesse de montée plus grandes, cherchez un amplificateur opérationnel compensé plus rapide (voir les tableaux 4.1 ou 7.3). S'il apparaît que rien ne convient, et que le gain en boucle fermée est supérieur à l'unité (comme c'est généralement le cas), utilisez un amplificateur opérationnel non compensé avec un condensateur externe, suivez les instructions du fabricant pour le gain que vous avez choisi.

Une quantité d'amplificateurs opérationnels offre un autre choix : une version « dé-compensée » qui ne nécessite pas de composants de compensation externes mais qui n'est utilisable qu'avec un gain minimum supérieur à l'unité. Par exemple, l'amplificateur de précision à faible niveau de bruit OP-27 (compensé au gain unité), répandu, est disponible en version dé-compensée, modèle OP-37 (gain minimum de 5) ; il est approximativement sept fois plus rapide ; le HA-5147 dé-compensé (gain minimum de 10) est quinze fois plus rapide.

### ◇ Exemple : alimentation à 60 Hz

Les amplificateurs opérationnels non compensés vous donnent la souplesse de la surcompensation, une solution simple au problème des déphasages supplé-

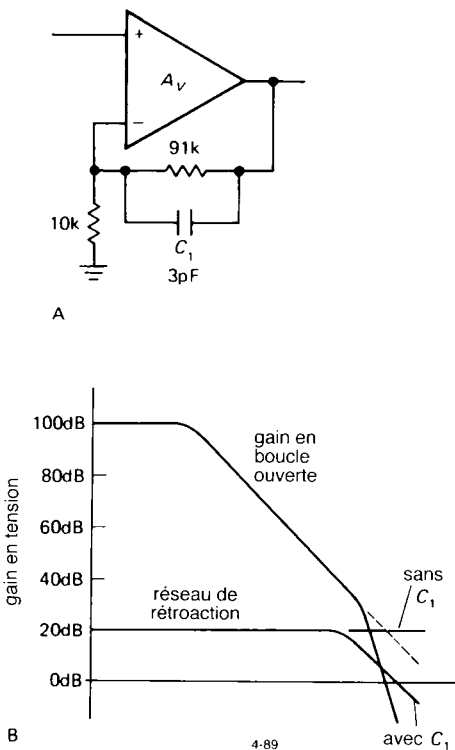
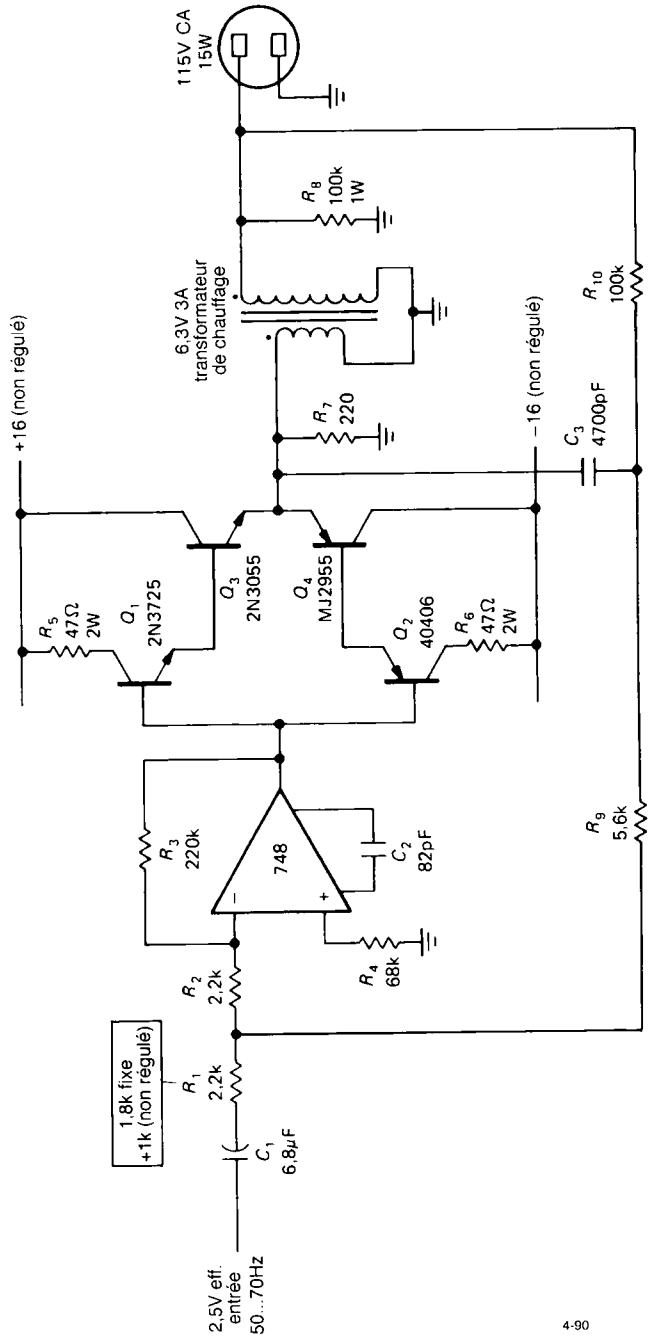


Figure 4.89

L'amplificateur serait proche de l'instabilité avec un réseau de rétroaction plat puisque le gain en boucle aurait chuté à presque 12 dB/octave là où il rencontre la courbe. Le condensateur provoque la chute du gain

#### 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELLS

Figure 4.90 - Amplificateur de sortie pour alimentation 60 Hz.



mentaires introduits par d'autres choses dans la boucle de rétroaction. La figure 4.90 montre un bel exemple. Il s'agit d'un amplificateur basses fréquences conçu pour délivrer une sortie de puissance en alternatif de 115 V à partir d'une entrée sinusoïdale variable de faible niveau et de fréquence 60 Hz (cet amplificateur appartient au circuit de synthétiseur décrit dans la section 8.31). L'amplificateur opérationnel avec les résisteurs  $R_2$  et  $R_3$  constitue un élément amplificateur de gain 100 ; il apporte donc le « gain en boucle ouverte » relativement bas de la rétroaction globale. La sortie de l'amplificateur opérationnel attaque un étage de sortie *push-pull* qui alimente à son tour le primaire du transformateur. La rétroaction à basse fréquence est prélevée à la sortie du transformateur via  $R_{10}$  pour obtenir une distorsion faible et une tension de sortie stable en fonction des variations de charge.

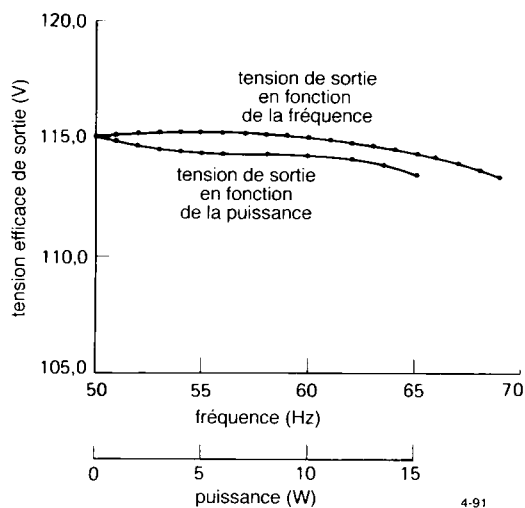


Figure 4.91

À cause des déphasages inadmissibles à hautes fréquences de ce type de transformateur, le circuit est arrangé de telle façon qu'à hautes fréquences, la rétroaction parte de l'entrée basse tension du transformateur via le condensateur  $C_3$ . Les grandeurs relatives des résisteurs  $R_9$  et  $R_{10}$  sont choisies pour maintenir la rétroaction totale constante à toutes les fréquences. Alors même qu'à hautes fréquences, la rétroaction est prise directement en sortie du *push-pull*, il y a toujours des déphasages associés à la

charge réactive (le primaire du transformateur) vue par les transistors. Pour assurer une bonne stabilité, même avec des charges réactives à la sortie de 115 V, l'amplificateur opérationnel a été sur-compensé avec un condensateur de 82 pF (30 pF est la valeur normale pour une compensation de gain unité). La perte de bande passante qui en résulte n'est pas importante dans une application à basse fréquence de ce genre.

Une application comme celle-ci représente un compromis puisque d'une manière idéale, vous voudriez avoir assez de gain en boucle pour stabiliser la tension de sortie vis à vis des variations de courant de charge, mais un grand gain en boucle augmente la tendance à osciller de l'amplificateur, spécialement s'il est relié à une charge réactive ; c'est parce que la charge réactive, combinée à l'impédance de sortie finie du transformateur, est à l'origine de déphasages supplémentaires à l'intérieur de la boucle de rétroaction à basse fréquence. Comme ce circuit a été conçu pour alimenter les moteurs synchrones de commande d'un télescope (charges fortement inductives), le gain en boucle a été intentionnellement maintenu faible. La figure 4.91 montre un graphique de la tension alternative de sortie en fonction de la charge, ce qui illustre une bonne régulation (mais pas miraculeuse).

### Motorboating

Dans les amplificateurs à rétroaction couplés en alternatif, les problèmes de stabilité peuvent aussi survenir à des fréquences très basses, du fait de l'accumulation de déphasages en avant par plusieurs étages à couplage capacitif. Chaque condensateur de découplage en continu, combiné à la résistance d'entrée due aux chaînes de polarisation et autres, provoque un déphasage avant égal à  $45^\circ$  au point de coupure inférieur et proche de  $90^\circ$  aux fréquences plus basses. S'il y a assez de gain en boucle, le système peut entrer en oscillation à très basse fréquence, phénomène connu sous le nom pittoresque de « *motorboating* ». Avec l'utilisation très répandue des amplificateurs couplés en continu, le *motorboating* est presque mort. Les anciens qui peuvent encore parler vous raconteront de bonnes histoires à ce sujet, mais il est inutile de chercher une traduction pour désigner ce phénomène d'un autre temps.

### CIRCUITS QUI S'EXPLIQUENT D'EUX-MÊMES

#### 4.36 Idées de circuit

La figure 4.94 montre des idées de circuits intéressantes, pour la plupart chipées dans les fiches techniques des fabricants.

#### 4.37 Mauvais circuits

La figure 4.95 présente un zoo de bourdes (pour la plupart intentionnelles) pour vous amuser, vous étonner et vous former. Certaines sont des perles véritables. Ces circuits ne fonctionnent pas, c'est garanti. Essayez de comprendre pourquoi. Tous les amplificateurs opérationnels sont alimentés en  $\pm 15$  V, sauf indication contraire.

### EXERCICES COMPLÉMENTAIRES

(1) Concevez un « voltmètre sensible » pour avoir  $Z_{\text{entrée}} = 1 \text{ M}\Omega$  et des sensibilités pleine échelle de 10 mV à 10 V en quatre calibres. Utilisez un galvanomètre de 1 mA et un amplificateur opérationnel. Réglez les décalages de tension si nécessaire et calculez ce que le galvanomètre affichera avec une entrée ouverte si nous supposons que (a)  $I_B = 25 \text{ pA}$  (typique pour un 411) et (b)  $I_B = 80 \text{ nA}$  (typique pour un 741). Prévoyez une protection du galvanomètre (par exemple maintenez son courant inférieur à 200% de la pleine échelle), et protégez les entrées de l'amplificateur contre les tensions qui dépassent les tensions d'alimentation. Que concluez-vous sur la compatibilité entre le 741 et les mesures à haute impédance et bas niveau ?

(2) Concevez un amplificateur audio, utilisez un amplificateur opérationnel OP-27 (faible niveau de bruit, bon pour l'audio) avec les caractéristiques suivantes : gain = 20 dB,  $Z_{\text{entrée}} = 10 \text{ k}\Omega$ , point  $-3 \text{ dB} = 20 \text{ Hz}$ . Utilisez la configuration non inverseuse et diminuez le gain à basses fréquences de manière à réduire les effets de la tension de décalage de l'entrée. Utilisez une conception correcte pour minimiser les effets du courant de polarisation moyen sur le décalage de tension. Supposez que la source de signal est couplée capacitivement.

(3) Concevez un déphaseur à gain unitaire (voir chapitre 2) et utilisez des 411. Efforcez-vous d'avoir une impédance d'entrée élevée et des impédances de sortie faibles. Le circuit devrait être couplé en continu. À la fréquence maximale grosso modo, la limitation de la vitesse de montée vous permet-elle d'obtenir une excursion complète (27 V crête à crête, avec  $\pm 15$  V de tension d'alimentation) ?

(4) Les hauts-parleurs de marque Machinpascher présentent un renforcement des aigus qui commence à 2 kHz (point +3 dB) et augmente de 6 dB/octave. Concevez un filtre RC simple, tamponné autant que nécessaire avec des amplificateurs opérationnels AD611 (une autre bonne puce audio), à placer entre le préamplificateur et l'amplificateur pour compenser ce renforcement. Supposez que le préamplificateur a une impédance de sortie  $Z_{\text{sortie}} = 50 \text{ k}\Omega$

et que l'amplificateur a une impédance d'entrée  $Z_{en-trée} = 10\text{ k}\Omega$  approximativement.

(5) Un 741 est utilisé en simple comparateur, avec une entrée à la masse ; c'est-à-dire qu'il s'agit d'un détecteur de passage à zéro. Une onde sinusoïdale de 1 V d'amplitude est appliquée à l'autre entrée (fréquence 1 kHz). Quelles sont les tensions d'entrée lorsque la sortie passe par zéro volts ? Supposez que la vitesse de montée est de  $0,5\text{ V}/\mu\text{s}$  et que la sortie de l'amplificateur opérationnel saturé est de  $\pm 13\text{ V}$ .

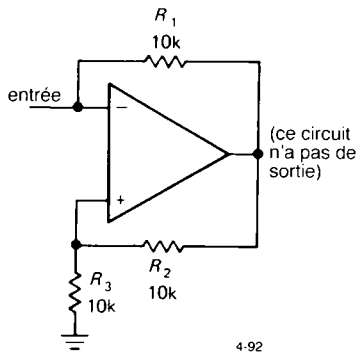
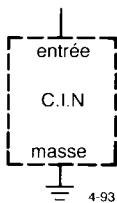


Figure 4.92

(6) Le circuit de la figure 4.92 est un exemple de « convertisseur à impédance négative ». (a) Quelle est son impédance d'entrée ? (b) Si la plage de sortie de l'amplificateur opérationnel s'étend de  $V_+$  à  $V_-$ , quelle est la plage de tensions d'entrée que le circuit traite sans saturation ?

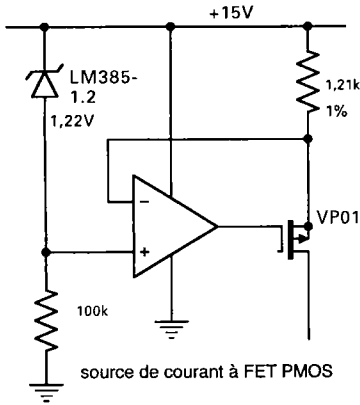


(7) Considérez le circuit du problème précédent comme une boîte noire à deux bornes (figure 4.93). Montrez comment réaliser un amplificateur en continu avec un gain de  $-10$ . Pourquoi ne pouvez-

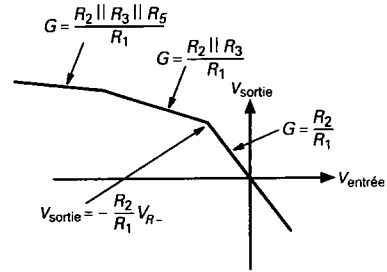
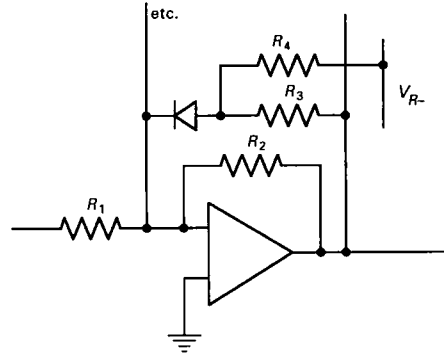
vous pas concevoir un amplificateur en continu de gain  $+10$  ? (Suggestion : le circuit est susceptible de se bloquer en saturation haute (*latchup*) pour une certaine plage de résistances de source. Quelle est cette plage ? Pouvez-vous imaginer une solution pour y remédier ?)

# 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELLS

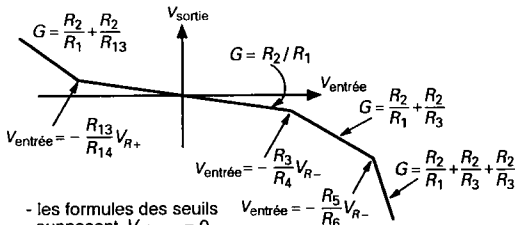
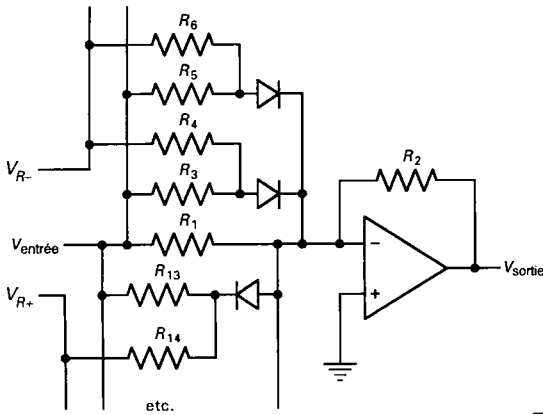
## Idées de circuit



A. source de courant de précision



C. comme en B, mais le gain décroît pour les sorties au-dessus du seuil



- les formules des seuils supposent  $V_{diode} = 0$
- les seuils doivent être  $> 0,5$  V

B. courbes d'amplificateur en segments linéaires  
G augmente pour les entrées supérieures au seuil

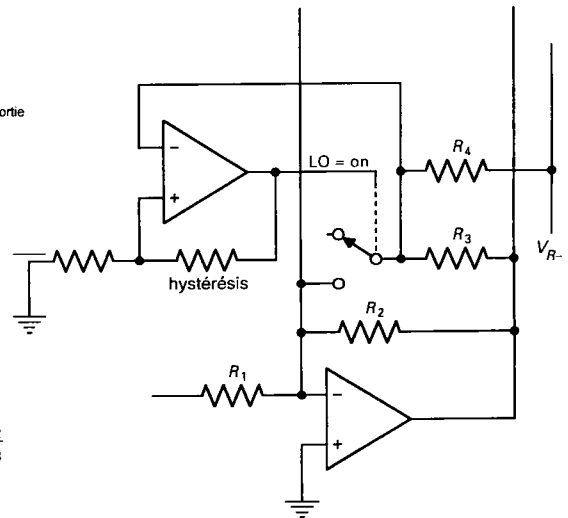
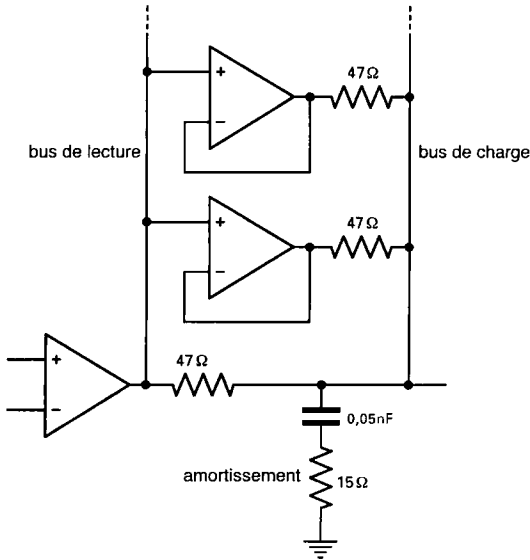
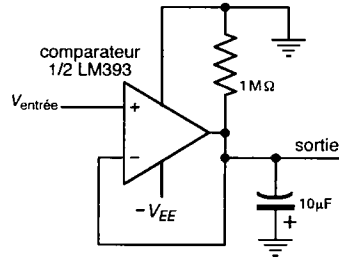


Figure 4.94

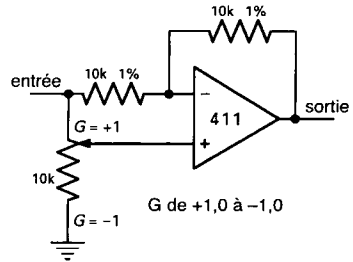




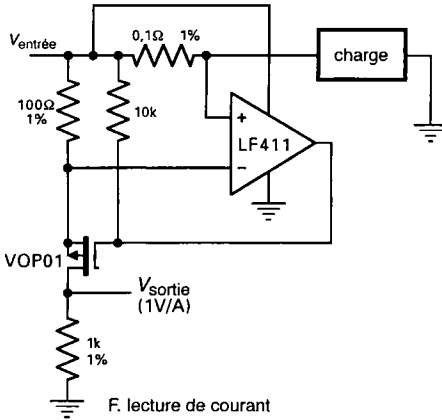
E. courant de sortie supérieur par des amplificateurs opérationnels supplémentaires ; attention à l'échauffement



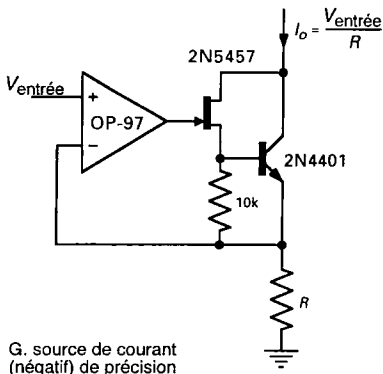
H. détecteur de crêtes négatives



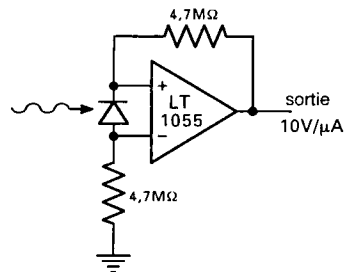
I. gain variable en continu



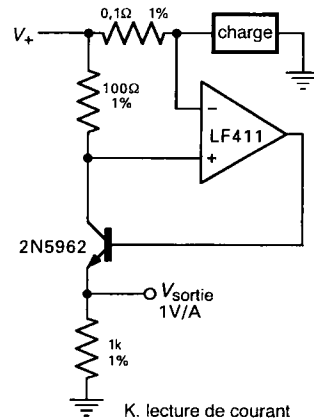
F. lecture de courant



G. source de courant (négatif) de précision



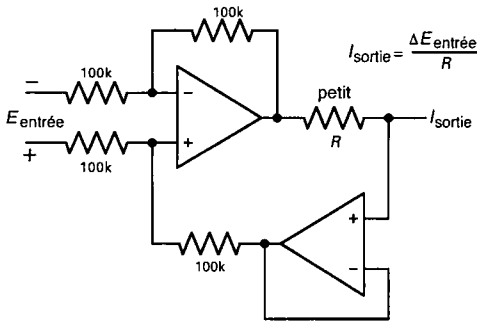
J. amplificateur de photodiode



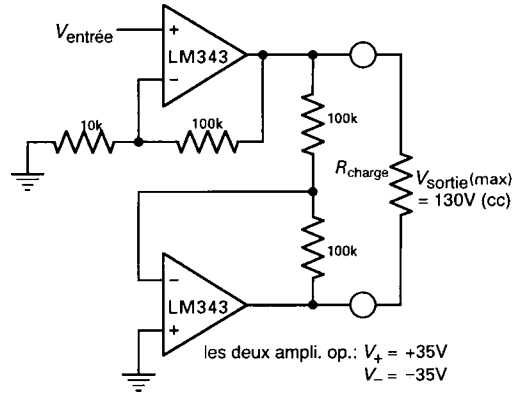
K. lecture de courant

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELLS

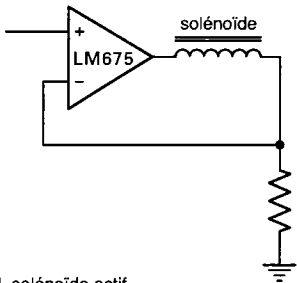
### Idées de circuit (suite)



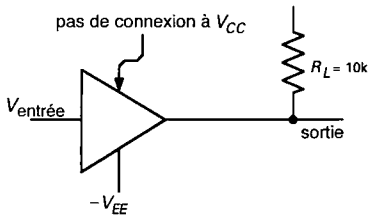
L. source de courant bipolaire de précision



P. attaque à haute tension (en pont) de charge flottante (gain = 22)

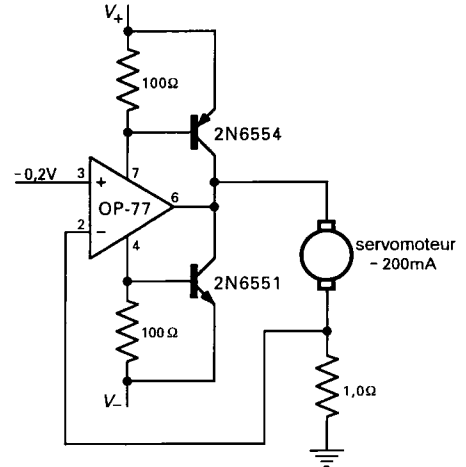


M. solénoïde actif

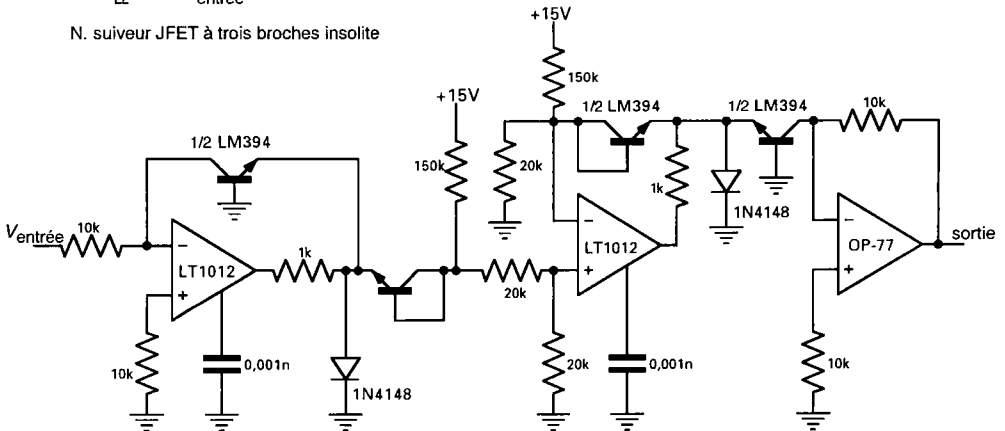


$$V_{EE} + 3V < V_{entrée} < 30V$$

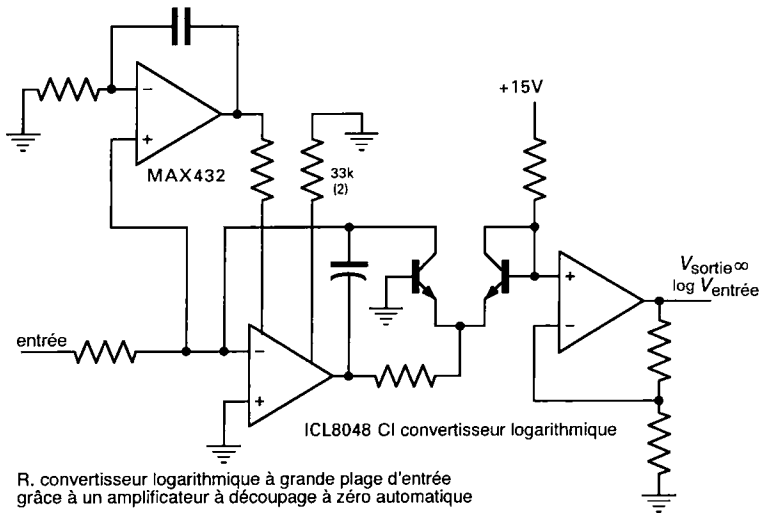
N. suiveur JFET à trois broches insolite



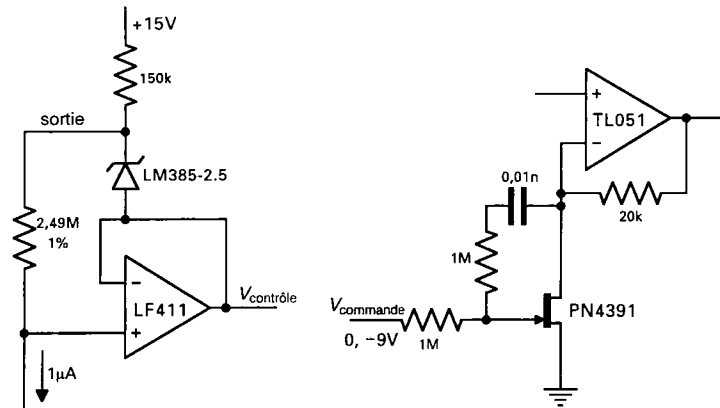
Q. amplificateur de servomoteur 0,2 A



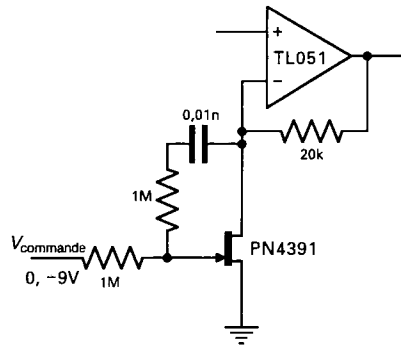
O. convertisseur logarithmique compensé en température



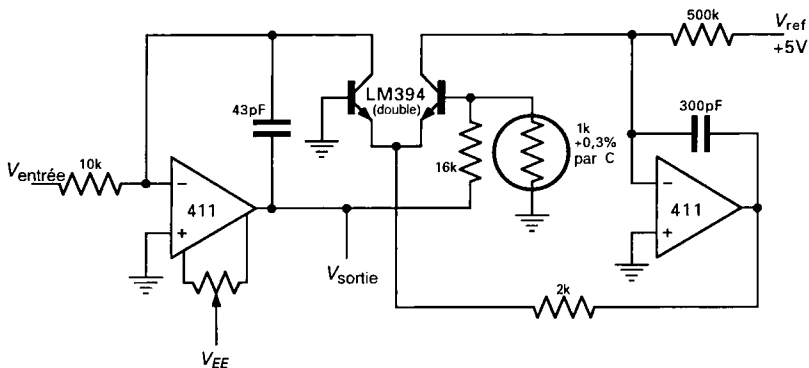
R. convertisseur logarithmique à grande plage d'entrée grâce à un amplificateur à découpage à zéro automatique



S. source de courant



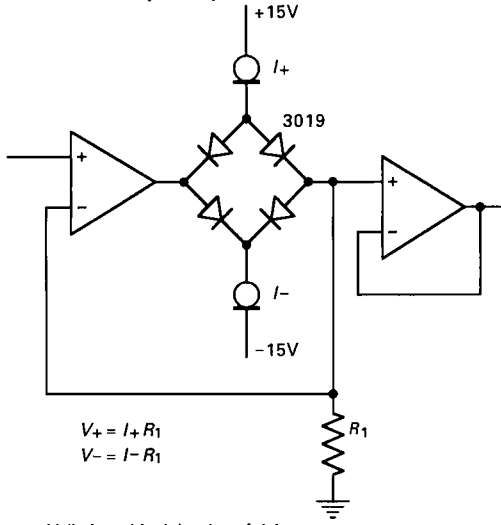
U. amplificateur à gain variable et faible distorsion



T. convertisseur logarithmique rapide

# 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

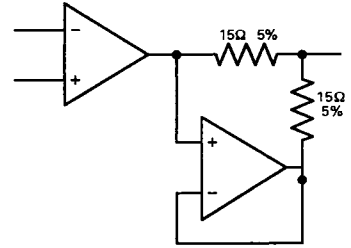
## Idées de circuit (suite)



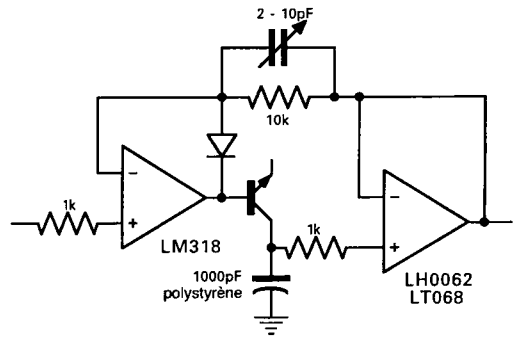
$$V_+ = I_+ R_1$$

$$V_- = I_- R_1$$

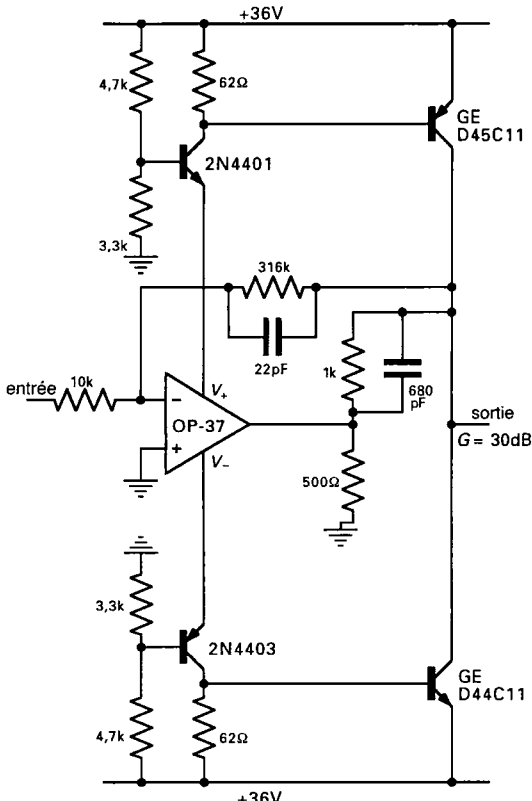
V. limiteur bipolaire de précision



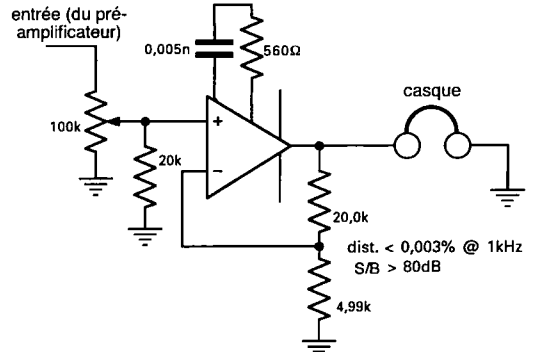
X. doublement du courant de sortie avec un amplificateur opérationnel double



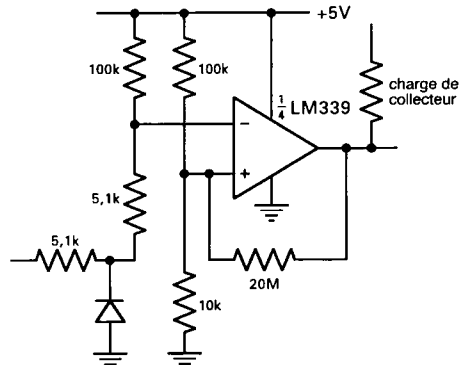
Y. détecteur de crête rapide



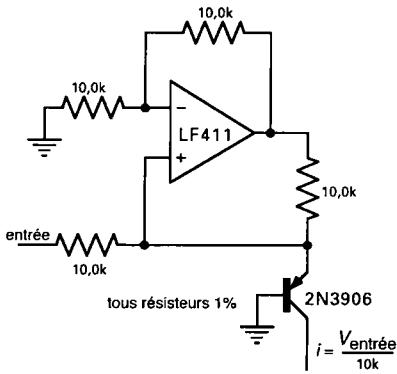
W. amplificateur opérationnel à haute tension et faible bruit (Note d'application 106 de PMI)



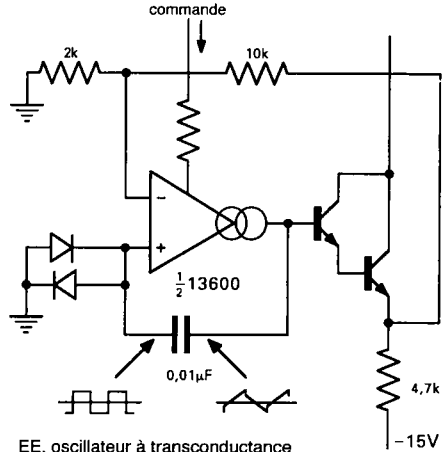
Z. amplificateur de casque à faible distorsion (Note d'application 106 de PMI)



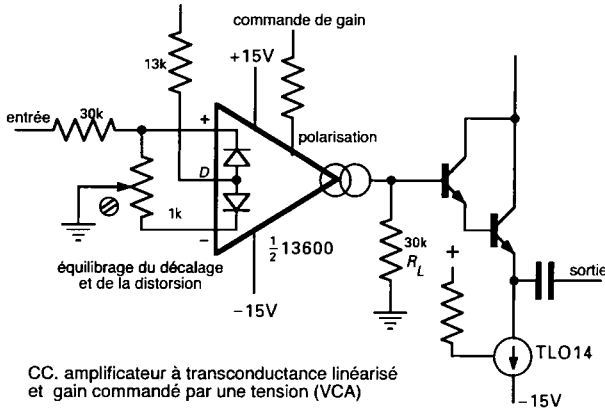
AA. détecteur de passage par zéro, alimentation simple 4-94



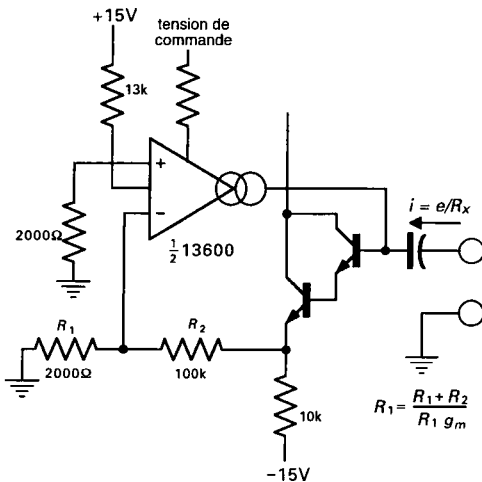
BB. source de courant type Howland pour circuits de commande tension-courant à transconductance ( $1 \mu\text{A}$  à  $1 \text{mA}$ )



EE. oscillateur à transconductance commandé par une tension



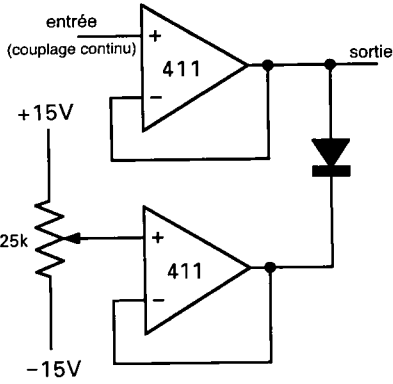
CC. amplificateur à transconductance linéarisé et gain commandé par une tension (VCA)



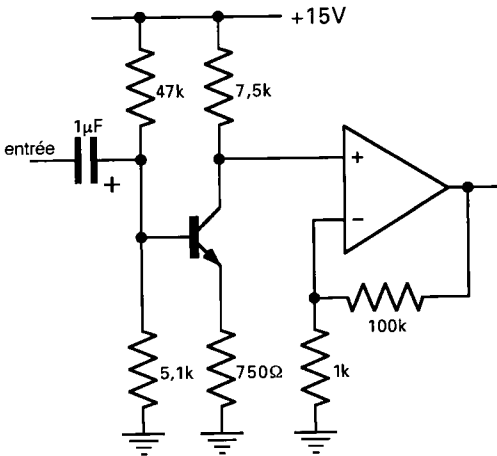
DD. résistance de charge alternative commandée par une tension

# 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

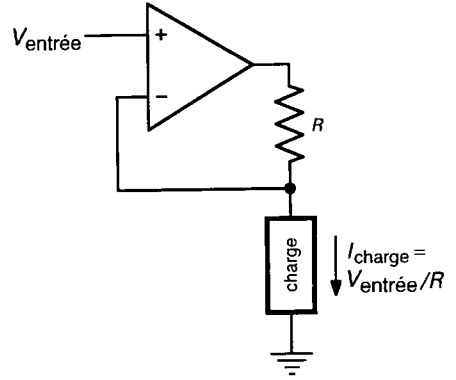
## Mauvais circuits



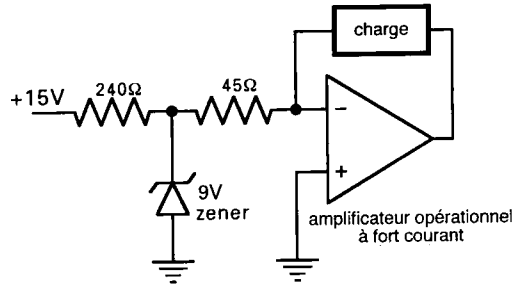
A. écrêteur réglable



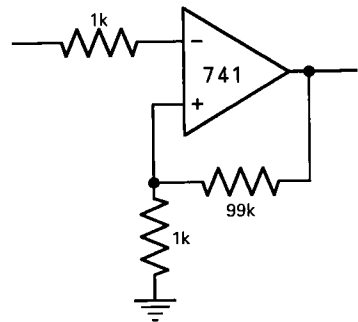
B. étage de sortie x100 à amplificateur opérationnel pour amplificateur audio



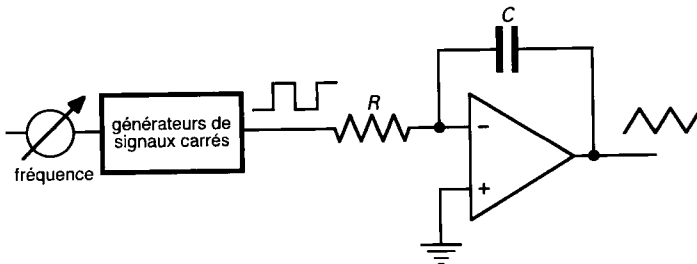
D. source de courant (programmée par une tension)



E. source de courant 200mA (d'après Diefenderfer, n'est pas considéré comme une «mauvaise idée»)

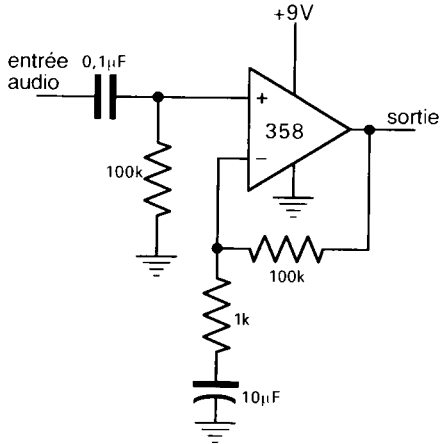


F. amplificateur continu (x100)

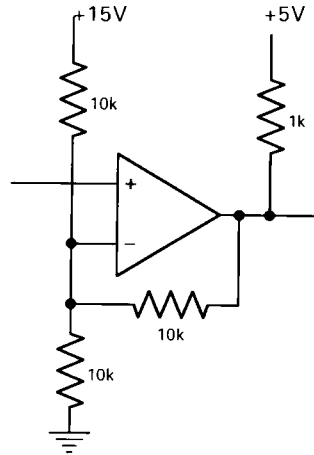


C. générateur de triangle

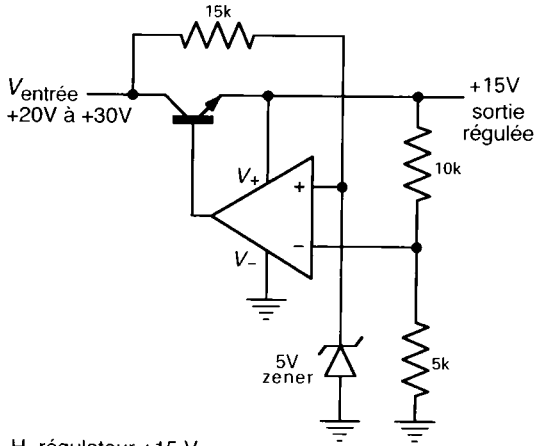
Figure 4.95



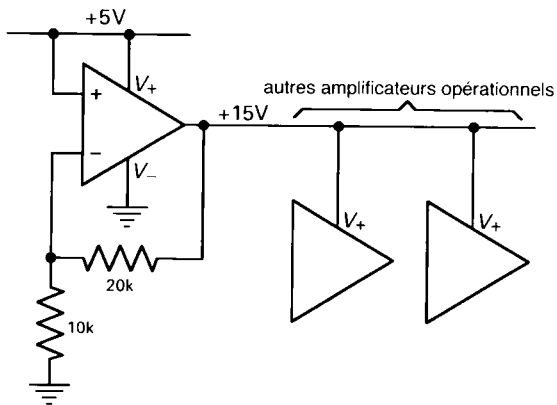
G. amplificateur audio x100 (alimentation simple)



J. trigger de Schmitt



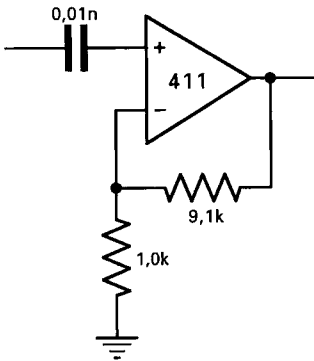
H. régulateur +15 V



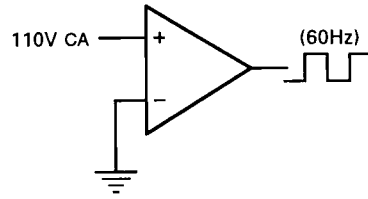
I. amplificateur opérationnel comme régulateur +15 V

## 4. RÉTROACTION ET AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

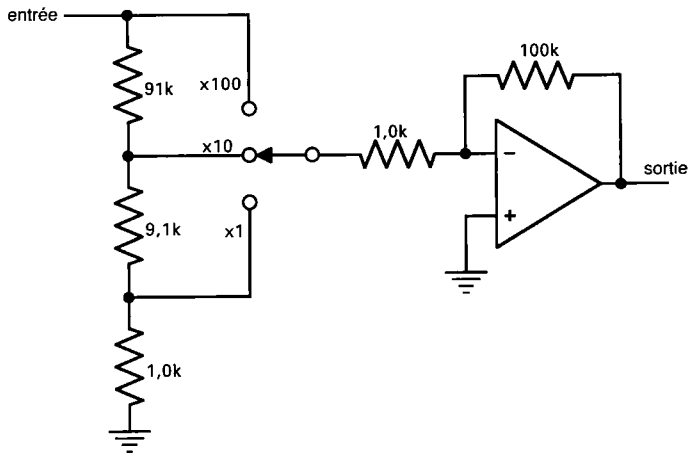
### Mauvais circuits



K. amplificateur x10 couplage alternatif

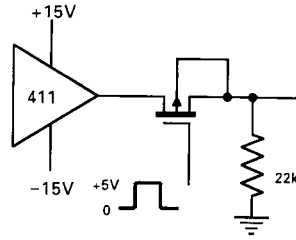
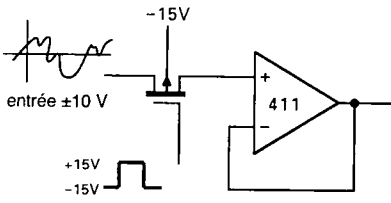


M. détecteur de passage par zéro

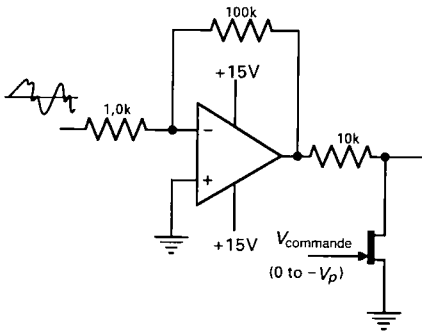


L. amplificateur continu, gain variable (x1 à x100)

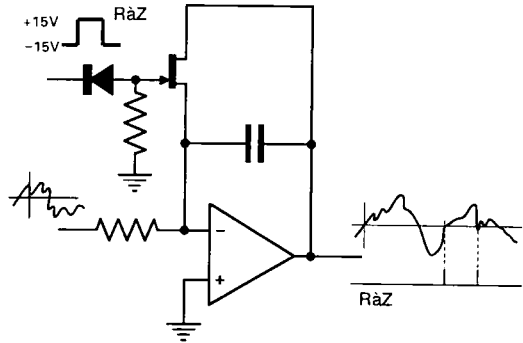




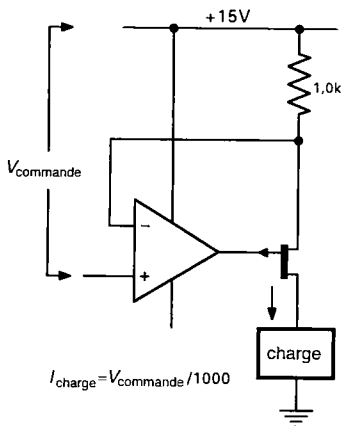
N. amplificateurs opérationnels avec interrupteurs



O. commande de gain à FET



Q. intégrateur avec remise à zéro



P. source de courant



# 5 FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

Rien qu'en utilisant les techniques des transistors et des amplificateurs opérationnels, il est possible de découvrir quantité de domaines intéressants pour des circuits linéaires, par opposition aux circuits numériques. Nous pensons que c'est le moment d'y consacrer un certain temps, pour parfaire votre connaissance de ces notions compliquées, telles que le fonctionnement du transistor, la rétroaction, les limitations des amplificateurs opérationnels et ainsi de suite. Après quoi, nous pourrons faire la connaissance de nouveaux éléments et d'autres techniques et ainsi pénétrer dans le vaste domaine de l'électronique numérique. Aussi allons-nous aborder brièvement dans ce chapitre les filtres actifs et les oscillateurs. D'autres techniques analogiques feront l'objet du chapitre 6 (régulateurs de tension et calcul des étages de puissance), du chapitre 7 (circuits de précision et à faible bruit), du chapitre 13 (techniques à radiofréquence, Vol. 2), du chapitre 14 (calcul des faibles puissances, Vol. 2) et du chapitre 15 (mesures et traitement du signal, Vol. 2). La première partie de ce chapitre (les filtres actifs, sections 5.1 à 5.11) décrit des techniques assez spécialisées que vous pourriez sauter lors d'une première lecture. La deuxième partie, en revanche, traite des oscillateurs (sections 5.12 à 5.19). Il s'agit d'une théorie largement utilisée que vous ne devriez pas négliger.

## FILTRES ACTIFS

Dans le chapitre 1, nous avons déjà parlé de filtres formés de résistances et de condensateurs. Ces filtres RC simples présentaient des caractéristiques de transmission en passe-haut ou passe-bas à flancs peu inclinés. Ils n'atteignaient la pente de 6 dB par octave que loin derrière le point situé à -3dB. En mettant en cascade un filtre passe-haut et un passe-bas, nous avons obtenu un filtre passe-bande, lui aussi caractérisé par des pentes douces à 6 dB par octave. Ces filtres conviennent à beaucoup d'applications, spécialement lorsque la fréquence du signal que le filtre doit éliminer est assez éloignée du spectre du signal utile. On peut citer comme exemples la suppression

des radiofréquences dans les circuits audio, les condensateurs de blocage de la tension continue ou l'extraction de la modulation d'une porteuse en communications (voir chapitre 13, Vol. 2).

### 5.1 Réponse en fréquence des filtres RC

Fréquents sont les cas, cependant, qui requièrent des filtres à flancs raides et une bande passante plus linéaire ; on en a besoin chaque fois que des signaux sont perturbés par d'autres de fréquence voisine. La première question qui vient à l'esprit est de savoir si le fait de monter en série plusieurs filtres identiques, disons des passe-bas, peut approcher la courbe idéale en marche d'escalier de la figure 5.1.

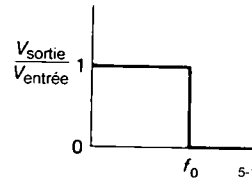


Figure 5.1

Nous savons déjà qu'une simple cascade ne donnera pas satisfaction, puisque l'impédance d'entrée de chaque section va constituer pour la cellule précédente une charge importante, ce qui dégrade la courbe de réponse. Mais en intercalant des tampons entre les sections ou en s'arrangeant pour que chacune ait une impédance nettement plus grande que la précédente, la chose serait-elle possible ? Rien à faire, la réponse est non. Si une succession de filtres produit effectivement une pente finale de plus en plus brutale, l'articulation de la courbe de réponse en fréquence n'est pas plus anguleuse. On pourrait résumer par un dicton du genre : « plusieurs angles obtus ne forment pas un angle droit ». Pour illustrer la question, nous avons tracé quelques graphiques de gain (le rapport  $V_{\text{sortie}}/V_{\text{entrée}}$ ) de filtres passe-bas constitués de 1, 2, 4, 8, 16 et 32 cellules RC identiques, correctement tamponnées (figure 5.2).

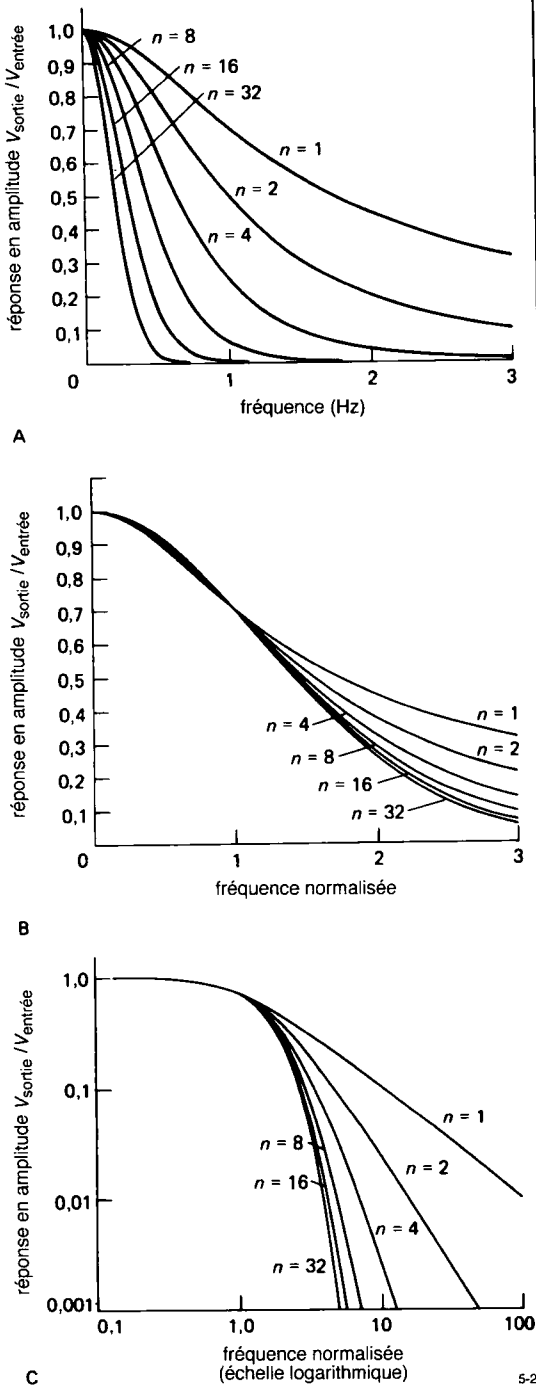


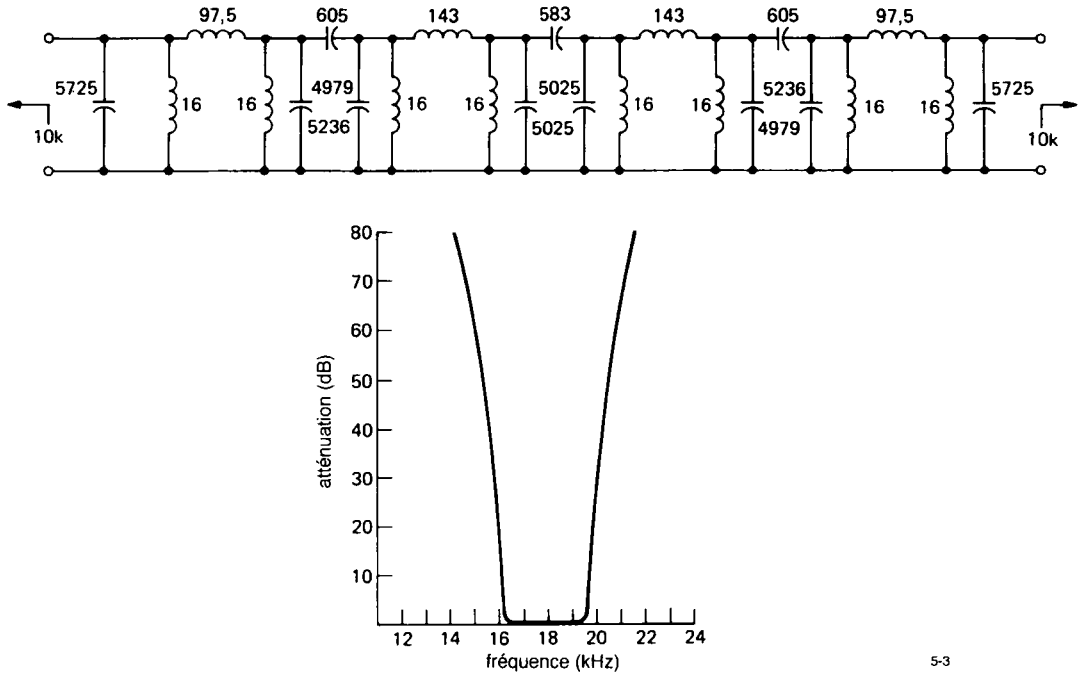
Figure 5.2 - Réponse en fréquence de filtres RC à plusieurs sections. Les graphes A et B ont des échelles linéaires, tandis que le graphe C est en échelle logarithmique. Les réponses des filtres en B et C ont été normalisées pour une atténuation de 3 dB à la fréquence unitaire.

Le premier graphe montre le résultat obtenu en reliant en série plusieurs cellules RC caractérisées par une amplitude réduite de 3 dB à la fréquence unitaire. À mesure qu'augmente le nombre de sections de filtre, la fréquence à laquelle l'atténuation vaut 3 dB s'abaisse, comme bien vous le pensiez. Pour comparer de manière plus rigoureuse leurs caractéristiques, il faudrait ajuster le pôle de chaque filtre de telle sorte que ce soit la fréquence du point -3dB de l'ensemble qui reste stationnaire. Précisément, les autres graphes de la figure 5.2, de même que ceux qui suivent dans ce chapitre sont « normalisés » en fréquence, ce qui signifie que le point -3dB, ou le point de coupure, s'il est défini, se situe à la fréquence de 1 radian/seconde (soit 1 Hz). Pour déterminer la réponse d'un filtre dont la coupure se situe à une autre fréquence, il suffit alors de multiplier les valeurs de fréquences sur les axes par celle de la coupure effective  $f_c$ . En règle générale, nous nous servirons de graphes à double échelle logarithmique pour représenter les réponses des filtres, parce qu'en l'occurrence, ce sont les plus parlants. Ils permettent d'observer facilement la pente finale que prend la réponse et de déterminer les valeurs précises d'atténuation. Dans le cas qui nous occupe, les cellules RC en cascade, les graphes des figures 5.2B et 5.2C montrent clairement l'arrondi à l'articulation dans la caractéristique des filtres RC passifs.

### 5.2 Caractéristiques idéales des filtres LC

Ainsi que nous l'avons signalé dans le premier chapitre, les filtres constitués d'inductances et de condensateurs peuvent présenter des réponses extrêmement pointues. Le circuit résonnant parallèle LC en est un exemple. Par l'utilisation de bobines, on peut constituer des filtres dont la bande passante est plate à souhait, la transition précise et les flancs bien raides à l'extérieur de la bande. La figure 5.3 fournit l'exemple d'un filtre téléphonique et ses caractéristiques.

Manifestement, les inductances apportent à la réalisation des filtres une touche magique impossible à obtenir sans elles. Dans le langage de l'analyse des réseaux électriques, cette magie s'appelle l'utilisation de pôles décalés. Même dans ce cas, la complexité du filtre croît en proportion de la rectitude exigée de la bande passante et de la verticalité des pentes exté-



5-3

Figure 5.3 - Un filtre passe-bande passif d'une qualité peu commune réalisé au moyen de bobines et de condensateurs (les inductances sont en mH, les capacités en pF). En dessous : la mesure de la réponse du filtre [d'après Orchard, H. J. et Sheahan, D. F., IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-5, N° 3 (1970)].

rieures, le nombre de composants utilisés dans le filtre de la figure 5.3 en témoigne. La réponse en régime transitoire et la rotation de phase sont en outre généralement dégradées à mesure qu'on améliore la réponse en amplitude pour approcher la caractéristique idéale en marche d'escalier.

La composition de filtres à partir de composants passifs ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ ) est un sujet qui a été très largement étudié, comme on peut s'en apercevoir dans le manuel de Zverev, cité en référence (à la fin du livre), et qui fait autorité en la matière. Le seul inconvénient, c'est que les bobines sont des composants qui n'ont pas que des qualités. Elles sont souvent encombrantes, chères et leurs caractéristiques s'éloignent parfois de l'idéal du fait des pertes qu'occasionne leur résistance série, mais aussi en raison d'autres « pathologies » telles que non-linéarité, capacité distribuée dans le bobinage et sensibilité aux inductions magnétiques indésirables.

Ce qu'il nous faut, c'est un moyen de construire, sans bobine, des filtres qui auraient les propriétés idéales des filtres  $RLC$ .

### 5.3 Introduction aux filtres actifs

Incorporer aux montages de filtres des amplificateurs opérationnels permet de reconstituer les caractéristiques de n'importe quel filtre  $RLC$  sans utiliser de bobine. Ces filtres sans bobine, on les appelle filtres actifs parce qu'ils contiennent un élément actif, l'amplificateur.

Les filtres actifs s'utilisent en passe-bas, passe-haut, passe-bande et éliminateur de bande, dans une diversité de modèles en rapport avec les caractéristiques principales de la réponse. On peut par exemple rechercher la meilleure rectitude de la bande transmise, la raideur des flancs ou l'uniformité en fréquence du retard occasionné (davantage de détails suivent). En outre, on peut construire des filtres « passe-tout » dont l'amplitude de la réponse est

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

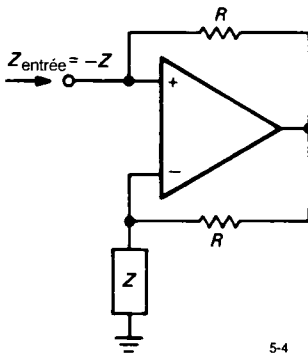
plate, mais qui modifient la phase comme on le désire (on les appelle aussi « égaliseurs de retard » ; l'inverse existe aussi, un filtre dont la phase est constante et l'amplitude modifiée.

### ◊ Convertisseurs à impédance négative et gyrateurs

Il faut mentionner dans cette introduction deux circuits de base, le convertisseur d'impédance négative (CIN) et le gyrateur. Ces montages sont capables de reproduire les propriétés des inductances, bien qu'ils n'utilisent que des résistances et des condensateurs autour d'amplificateurs opérationnels.

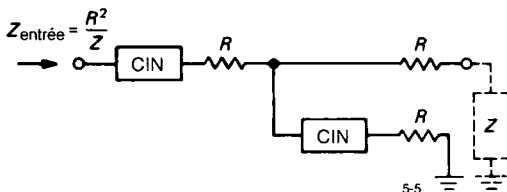
Une fois cette technique maîtrisée, on peut construire des filtres aux propriétés idéales des *RLC* sans utiliser le moindre bobinage, ce qui livre déjà une méthode de fabrication de filtres actifs.

Le CIN transforme une impédance en son *opposé*, tandis que le gyrateur transforme une impédance en son *inverse*. L'exercice suivant vous permettra de découvrir comment cela fonctionne.



5-4

Figure 5.4 - Convertisseur d'impédance négative.



5-5

Figure 5.5

### ✎ Exercice 5.1

Montrez que le circuit de la figure 5.4 est un convertisseur d'impédance négative, c'est-à-dire que  $Z_{\text{entrée}} = -Z$ . Conseil : appliquez une tension  $V$  à l'entrée et calculez le courant d'entrée  $I$ . Le rapport  $V/I$  donne alors  $Z_{\text{entrée}}$ .

### ✎ Exercice 5.2

Montrez que le circuit de la figure 5.5 est un gyrateur qui vérifie l'équation  $Z_{\text{entrée}} = R^2/Z$ . Conseil : considérez le circuit comme un ensemble de diviseurs de tension et commencez le calcul par la droite.

Le CIN transforme donc un condensateur en une inductance « à l'envers » :

$$Z_C = 1/j\omega C \rightarrow Z_{\text{entrée}} = j/\omega C$$

C'est bien une inductance parce que le circuit engendre un courant en retard sur la tension, mais la relation à la fréquence est dans l'autre sens, l'impédance diminue au lieu d'augmenter quand la fréquence s'élève. Le gyrateur, en revanche, transforme un condensateur en une vraie inductance :

$$Z_C = 1/j\omega C \rightarrow Z_{\text{entrée}} = j\omega CR^2$$

soit une bobine dont l'inductance vaut  $L = CR^2$ .

L'existence de gyrateurs donne à penser qu'on peut réaliser des filtres dépourvus de bobines mais capables d'imiter des filtres qui en feraient usage : il n'y a qu'à remplacer chaque bobine par un condensateur monté dans un gyrateur. Cette pratique donne en réalité toute satisfaction et d'ailleurs le filtre téléphonique qu'on vient de voir était précisément construit de cette manière. Outre la simple substitution de gyrateurs dans le montage des filtres *RLC* existants, il est possible d'en composer beaucoup d'autres variantes. C'est une branche particulièrement féconde et il ne se passe pas de mois sans qu'on ne découvre de nouveaux circuits dans les revues spécialisées.

### Filtre de Sallen et Key

La figure 5.6 montre un filtre simple et même assez intuitif. Il porte le nom de ses inventeurs, Sallen et Key. L'amplificateur de gain unitaire peut être un amplificateur opérationnel monté en suiveur de

tension ou un simple transistor en collecteur commun. Il s'agit ici d'un filtre passe-haut à deux pôles. Remarquez sa ressemblance avec une cascade de deux cellules RC, sauf que la première résistance est reliée en auto-élévation (*bootstrap*) par la sortie de l'amplificateur. On s'aperçoit aisément qu'aux fréquences très basses, il atténue comme le feraient des sections RC, puisque la sortie est pratiquement nulle. À mesure que la tension de sortie croît, lorsqu'on augmente la fréquence, l'auto-élévation introduite tend à diminuer l'atténuation et produit une coupure plus précise. Bien entendu, ce genre de considérations en l'air ne peut remplacer une analyse convenable, qui, fort heureusement, a déjà été faite pour une quantité impressionnante de bien beaux filtres. Nous reviendrons aux circuits de filtres actifs dans la section 5.6.

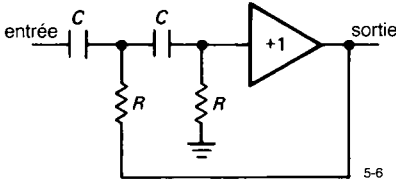


Figure 5.6

5.4 Principaux critères de qualité des filtres

Il y a toute une terminologie propre aux filtres et à leurs caractéristiques et ce serait utile de les passer en revue pour commencer.

Domaine de fréquence

La caractéristique la plus évidente d'un filtre est la relation entre le gain et la fréquence, une courbe comme, par exemple, celle du passe-bas à la figure 5.7.

La *bande passante* est la région dans laquelle les fréquences sont transmises relativement sans atténuation. Le plus souvent, on considère que la bande passante s'étend jusqu'au point  $-3$  dB, mais pour certains filtres, en particulier ceux à ondulation constante, la fin de la bande peut être définie différemment. À l'intérieur de la bande passante, la réponse peut présenter des variations ou des ondulations, comme on le voit. La *fréquence de coupure*  $f_c$  est la fin de la bande passante. La réponse du filtre décroît alors en passant par une *zone de transition* arrondie que les Anglo-saxons ont coutume de nommer métaphoriquement la « jupe », jusqu'à la *bande coupée*, la région qui présente l'atténuation significative. La bande d'arrêt peut se définir à partir d'une certaine valeur d'atténuation, 40 dB par exemple.

Parallèlement à la réponse en gain, l'autre paramètre important dans le domaine de fréquence, c'est le *déphasage* du signal de sortie par rapport à l'entrée. En d'autres termes, nous nous intéressons à la réponse *complexe* du filtre, désignée généralement sous la notation  $H(s)$ , dans laquelle  $s = j\omega$  et les grandeurs  $H$ ,  $s$  et  $\omega$  sont tous des nombres complexes. La phase est importante parce qu'un signal qui serait entièrement compris dans la bande passante, sortirait du filtre entaché de distorsion si les temps de propagation ne sont pas constants pour toutes les fréquences. Un

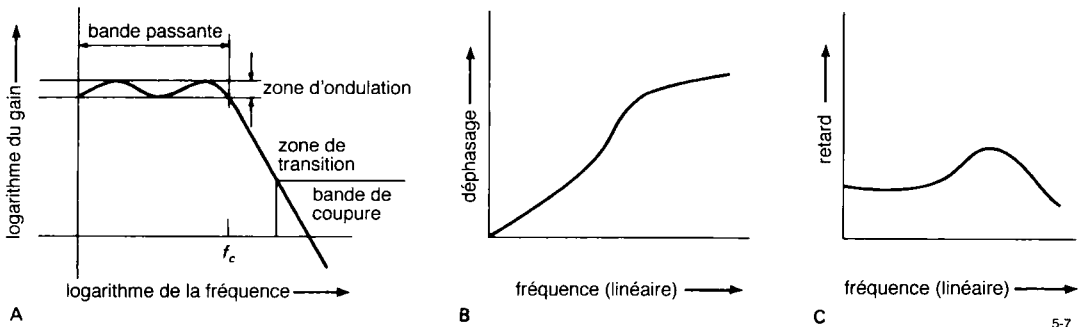


Figure 5.7 - Caractéristiques des filtres en fonction de la fréquence.

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

temps de propagation constant correspond à un déphasage qui grandit de façon linéaire en fonction de la fréquence. Un filtre idéal pour ce critère est appelé à *phase linéaire*. La figure 5.8 montre le graphe d'amplitude et de phase d'un filtre qui ne mérite pas cette appellation. C'est sur une échelle linéaire que les graphes de la phase par rapport à la fréquence sont les plus représentatifs.

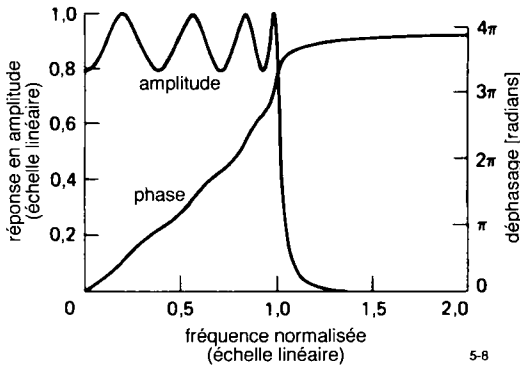


Figure 5.8 - La réponse en phase et en amplitude d'un filtre passe-bas de Tchebychev du huitième ordre (ondulation de 2 dB dans la bande passante).

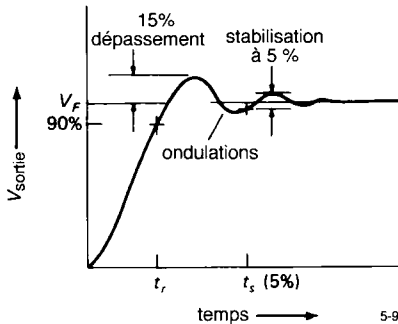


Figure 5.9

### Domaine temporel

Comme tout autre circuit à courant alternatif, un filtre peut se caractériser par des *données temporelles* : le temps de montée, le dépassement, les ondulations et le temps de stabilisation. Elles sont d'une importance toute particulière lorsque les filtres doivent travailler

en présence d'échelons de tension ou d'impulsions. La figure 5.9 représente la réponse classique d'un filtre passe-bas à un échelon de tension. Dans ce cas-ci, le *temps de montée* est celui qui est nécessaire pour atteindre 90% de la valeur finale, le *temps de stabilisation*, celui qui s'écoule avant que la tension ne s'inscrive définitivement à l'intérieur d'une marge définie autour de la valeur finale. Le *dépassement* et les petites *ondulations* n'appellent pas d'explication particulière, elles désignent ces imperfections bien connues des filtres.

### 5.5 Types de filtres

Supposons que vous vouliez un filtre passe-bas présentant une bande passante plate et une transition pointue vers la bande coupée. Le taux final de filtrage dans la bande de coupure sera toujours  $n$  fois 6 dB/octave,  $n$  étant le nombre de « pôles ». Il faut un condensateur (ou une inductance) par pôle, ce qui fait que le taux de filtrage requis détermine en grande partie la complexité du filtre.

À présent, admettons que vous avez opté pour un filtre passe-bas à six pôles. Vous pouvez être sûr d'atteindre, aux hautes fréquences, une atténuation de 36 dB par octave. On peut optimiser le filtre pour obtenir la réponse la plus régulière possible dans la bande transmise, aux dépens de l'acuité de la transition entre bande passante et coupure. Au contraire, on peut accepter une certaine ondulation dans la bande transmise, mais raidir nettement la transition. Un troisième critère qui peut avoir son importance est l'aptitude du filtre à transmettre dans sa bande passante des signaux sans entraîner de distorsion de leur forme d'onde, du fait de rotations de phase. On peut également s'intéresser au temps de montée, au dépassement et à la vitesse de stabilisation.

Il existe des types de filtres qui satisfont le mieux à l'un ou l'autre de ces critères ou à une combinaison d'entre eux. En pratique, le choix rationnel d'un filtre ne se fait pas comme on vient de le dire. On commence plutôt par définir les exigences concernant la rectitude de la bande passante, l'atténuation requise à certaines fréquences en dehors de cette bande et éventuellement d'autres paramètres. Ensuite, il reste à choisir le circuit le mieux approprié,



en utilisant le nombre de pôles suffisant pour atteindre l'objectif. Dans les quelques paragraphes qui suivent, nous allons voir les trois types de filtres les plus célèbres, le Butterworth (la bande passante la plus plate), le Tchebychev (la transition la plus raide vers la coupure) et le Bessel (le retard le plus régulier). Chacune de ces réponses peut être obtenue par une variété d'arrangements différents des circuits, nous allons bientôt en voir quelques-uns. Ils sont tous disponibles en version passe-bas, passe-haut et passe-bande.

**Filtres de Butterworth et de Tchebychev**

Le filtre de Butterworth donne la bande passante la plus plate, aux dépens de la rigueur en zone de transition vers la bande de coupure. Comme nous le verrons tout à l'heure, il présente aussi de piètres dispositions vis-à-vis de la phase. La réponse en amplitude est donnée par la formule :

$$\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} = \frac{1}{[1 + (f/f_c)^{2n}]^{1/2}}$$

dans laquelle  $n$  est l'ordre du filtre (son nombre de pôles). Augmenter le nombre de pôles revient à aplatir la bande passante et à raidir le flanc de descente, comme le montre la figure 5.10.

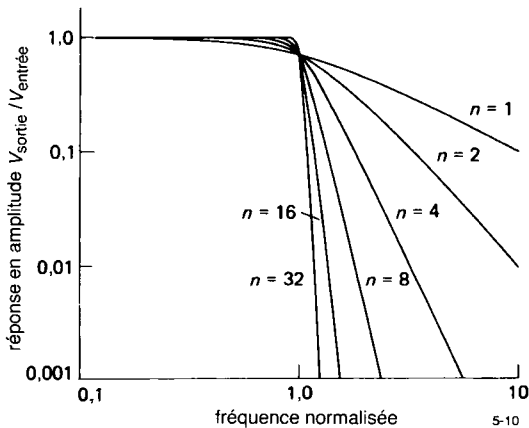
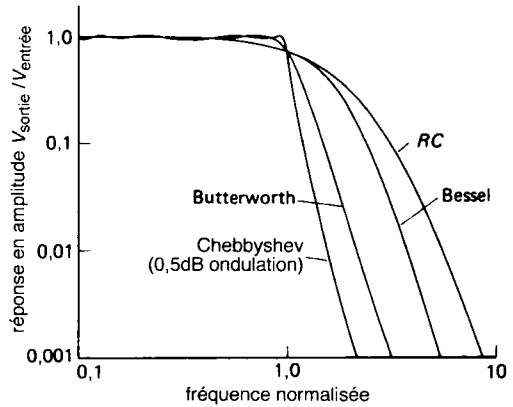
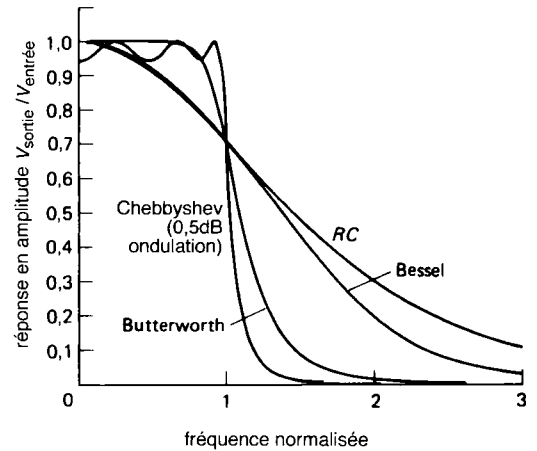


Figure 5.10 - Courbes de réponse normalisée du filtre passe-bas de Butterworth. À remarquer l'amélioration de la coupure pour les ordres importants.

Le filtre de Butterworth surpasse tous les autres en matière de rectitude de la bande passante. Elle démarre, extrêmement plate, de la fréquence nulle et se coude à proximité immédiate de la fréquence de coupure  $f_c$ , qui est généralement considérée comme le point  $-3$  dB.



A



B

5-11

Figure 5.11 - Comparaison de quelques filtres passe-bas à six pôles bien connus. Les graphes des mêmes filtres sont donnés d'abord en échelle linéaire puis en échelle logarithmique.

Dans la plupart des applications, ce qui compte, c'est que les vagues dans la bande passante restent dans une fourchette établie, disons 1 dB. Le filtre de Tchebychev s'acquitte aussi de cette tâche ; il s'autorise quelques ondulations au long de la bande passante,

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

mais son coude est bien plus précis. On donne les spécifications du filtre de Tchebychev en termes de nombre de pôles et d'amplitude des vagues dans la bande passante. Si l'on accepte une plus grande marge dans la bande transmise, on augmente la précision du coude.

L'amplitude est donnée par la formule :

$$\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} = \frac{1}{[1 + \varepsilon^2 C_n^2(f/f_c)]^{1/2}}$$

dans laquelle  $C_n$  est le polynôme de Tchebychev de premier ordre et de degré  $n$  et  $\varepsilon$  une constante qui caractérise l'ondulation dans la bande passante. À l'instar du Butterworth, le Tchebychev présente des caractéristiques de phase qui ne sont pas parfaites.

La figure 5.11 présente les graphes comparés des réponses de filtres passe-bas à six pôles de Tchebychev et de Butterworth. Vous pouvez constater l'amélioration impressionnante par rapport à six cellules RC.

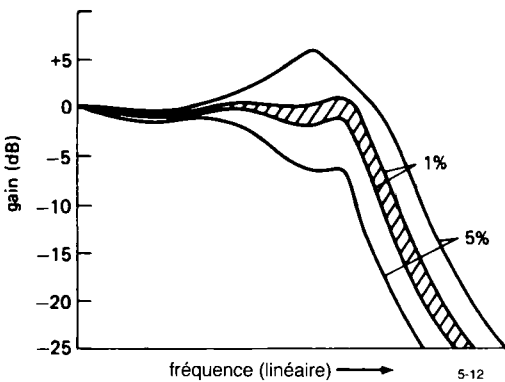


Figure 5.12 - Les effets des tolérances des composants sur les caractéristiques d'un filtre actif.

En réalité, la rectitude de la bande passante du Butterworth n'est pas aussi intéressante qu'il n'y paraît, car de toute façon, vous devez accepter des déviations dans la réponse. Pour le Butterworth, elles se localisent autour du coude, tandis que le Tchebychev en présente une série tout au long de la bande passante. Qui plus est, les filtres actifs sont construits à l'aide de composants qui, tous, présentent des *tolérances* et

elles vont entraîner des écarts par rapport à la courbe prévue, ce qui signifie qu'un filtre de Butterworth concret va lui aussi se voir affublé de vagues dans la bande passante. Le graphique de la figure 5.12 illustre les effets extrêmes sur la réponse d'un filtre à cause des tolérances sur les résistances et les capacités.

Sous cet éclairage, le Tchebychev est un choix très raisonnable. On l'appelle parfois filtre à ondulation constante. En effet, il est conçu pour optimiser la situation dans la zone de transition en répartissant équitablement les inégalités sur tout le spectre et le nombre de vagues correspond à l'ordre du filtre. Même si l'on maintient l'amplitude des ondulations à un niveau très faible, aussi petit que 0,1 dB, le filtre de Tchebychev offre une précision du coude nettement meilleure que le Butterworth. Essayons de quantifier l'amélioration. Supposons que vous vouliez construire un filtre dont la bande passante ne s'écarte pas d'une droite de plus de 0,1 dB et dont l'atténuation soit de 20 dB à une fréquence supérieure de 25% à celle du sommet de la courbe. Le calcul permet de prédire qu'il vous faudra un Butterworth à 19 pôles, alors qu'un Tchebychev à huit pôles suffira.

L'idée d'accepter un peu d'ondulation dans la bande passante en contrepartie d'une raideur supérieure dans la zone de transition, comme dans le filtre à ondulation constante de Tchebychev, a été poussée jusqu'à ses derniers retranchements dans le filtre elliptique ou filtre de Cauer. Il harmonise les imperfections dans la bande passante et dans la bande de coupure tout en fournissant une transition au moins aussi raide que le filtre de Tchebychev. Grâce aux techniques de conception assistée par ordinateur, le calcul d'un filtre elliptique est aussi aisé que celui d'un classique Butterworth ou Tchebychev.

La figure 5.13 montre la manière graphique de définir un filtre. Dans le cas d'un passe-bas comme ici, vous indiquez la marge tolérable sur le gain, c'est-à-dire l'ondulation dans la bande passante, la fréquence à laquelle la réponse quitte la bande, la fréquence limite à laquelle la réponse doit pénétrer dans la bande de coupure et l'atténuation minimale de la coupure.

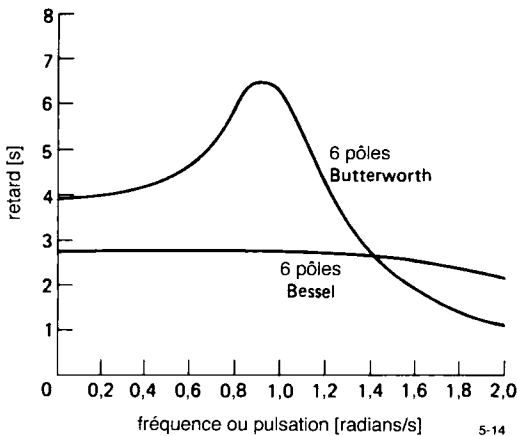
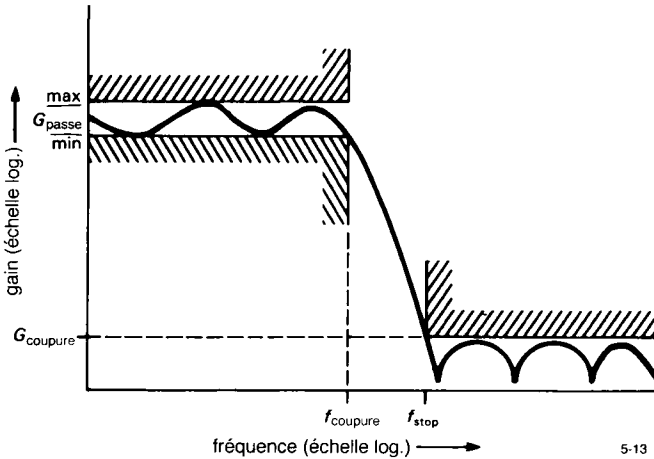


Figure 5.14 - Comparaison des retards entre deux filtres passe-bas du sixième ordre, un Bessel et un Butterworth. Les excellents résultats dans le domaine temporel du filtre de Bessel minimisent la distorsion du signal.

### Filtre de Bessel

Comme nous l'avons laissé entendre tout à l'heure, la réponse en amplitude ne dit pas tout. Un filtre qui offre une réponse très plate peut occasionner de grandes rotations de phase, avec pour résultat une importante distorsion de la forme d'onde dans la bande passante. Dans les cas où la forme du signal est capitale, il faut se tourner vers un filtre à phase linéaire

ou, ce qui revient au même, à retard constant. Un filtre dont la phase varie de façon linéaire avec la fréquence est équivalent à celui qui présente un retard constant à l'intérieur de la bande passante, le signal n'y subit pas de déformation. Le filtre de Bessel, aussi appelé filtre de Thomson, possède le retard le plus constant dans sa bande passante, à l'image du Butterworth qui affiche la réponse la plus plate. Pour apprécier l'ampleur de la différence dans le domaine temporel, jetez un coup d'œil à la figure 5.14 qui compare le retard en fonction de la fréquence entre un passe-bas du sixième ordre de Bessel et un Butterworth. Les piètres résultats temporels du Butterworth aggravent les effets tels que le dépassement lorsqu'on traite des impulsions. En revanche, le prix de la constance dans le retard d'un Bessel, c'est le défaut de précision, même par rapport au Butterworth, dans la zone de transition.

Il y a beaucoup de sortes de filtres qui, en se basant sur les bonnes performances du Bessel dans le domaine temporel, visent à améliorer le temps de montée et la caractéristique amplitude-fréquence en relâchant quelque peu la régularité du retard. Le filtre de Gauss possède une caractéristique de phase presque aussi bonne que celle du Bessel et une meilleure réponse aux impulsions. Il y a aussi une autre catégorie de filtres intéressants qui s'accordent des marges d'ondulation uniformes en ce qui concerne le retard dans la bande passante, à l'image des variations

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

d'amplitude dans le cas du Tchebychev, et qui maintiennent ce retard constant même pour des signaux situés largement dans la zone de coupure. Une autre voie pour obtenir des filtres à retard uniforme consiste à utiliser des filtres passe-tout, qu'on appelle aussi égaliseurs de retard. Leur réponse en amplitude est constante tandis qu'on peut cambrer leur courbe de déphasage en fonction de la fréquence suivant les besoins particuliers. Ils sont prêts à venir au secours d'autres filtres, y compris des Butterworth et des Tchebychev, pour « rattraper » leurs retards.

### Comparaison des filtres

Malgré les commentaires que nous venons d'émettre à propos de la réponse transitoire du filtre de Bessel, il affiche manifestement sa supériorité sur les Butterworth et Tchebychev dans le domaine temporel. Le Tchebychev, en dépit de sa caractéristique amplitude-tension tellement enviée, obtient en réalité les plus mauvais résultats des trois dans le domaine temporel. Le Butterworth, lui, tient la moyenne aussi bien en fréquence qu'en temps. Le tableau 5.1 et la figure 5.15 livrent toutes les informations, en complément des graphes déjà présentés, sur les performances des trois types de filtres dans le domaine temporel. Ils révèlent que le Bessel est vraiment à recommander quand l'accent doit être mis sur le domaine temporel.

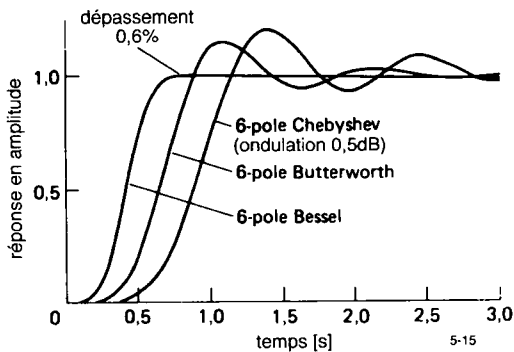


Figure 5.15 - Comparaison des réponses à un échelon de filtres passe-bas à six pôles, normalisées pour 3 dB d'atténuation à 1 Hz.

### CIRCUITS DE FILTRES ACTIFS

On a dépensé des trésors d'ingéniosité pour imaginer des circuits actifs astucieux capables d'égaliser les fonctions de transfert des Butterworth et autres Tchebychev. Vous pourriez vous étonner qu'on ait besoin d'autant de modèles différents de filtres actifs. La raison, c'est que chaque circuit excelle dans un domaine particulier, mais qu'aucun ne rassemble toutes les qualités.

Quelques-unes des caractéristiques recherchées dans un filtre actif sont : a) un nombre restreint de composants, tant actifs que passifs, b) la facilité de réglage, c) un nombre restreint de valeurs différentes des composants, des condensateurs en particulier, d) la latitude de choix des amplificateurs opérationnels, spécialement dans les spécifications de vitesse de balayage, bande passante et impédance de sortie, e) la possibilité de réaliser des filtres à  $Q$  élevé, f) l'insensibilité aux dérives des composants et du gain de l'amplificateur opérationnel, tout spécialement au produit  $fT$  du gain par la bande passante.

Dans de nombreux cas, cette dernière propriété est la plus importante. Un filtre qui demande des éléments de haute précision est difficile à régler et il va dériver dans le temps en raison du vieillissement des composants. Il faut aussi tenir compte du prix des composants de précision. Le filtre à source de tension commandée en tension (VCVS) doit probablement sa popularité à sa simplicité et au petit nombre de composants nécessaires, mais il souffre d'une grande sensibilité aux variations de ses éléments. À l'inverse, on accorde de plus en plus d'intérêt aux filtres, certes plus compliqués, mais qui jouissent d'une immunité plus grande aux tolérances des composants.

Dans cette partie, nous allons voir des circuits de filtres actifs passe-bas, passe-haut et passe-bande. Nous commencerons par le populaire VCVS, la source de tension commandée. Puis nous verrons ce que différents fabricants proposent comme circuits intégrés conçus pour les montages programmables et pour terminer, nous parlerons du filtre en double T comme réjecteur de bande très étroite ainsi que des nouvelles pistes ouvertes par les réalisations à commutation de condensateur.

Tableau 5.1 - Comparaison des résultats des filtres passe-bas dans le domaine temporel<sup>(a)</sup>

type	f <sub>3dB</sub> (Hz)	pôles	temps de montée (0 à 90%) (s)	dépas- sement (%)	temps de stabilisation		atténuation bande d'arrêt	
					à 1% (s)	à 0,1% (s)	f=2f <sub>c</sub> (dB)	f=10f <sub>c</sub> (dB)
<b>Bessel</b>	1,0	2	0,4	0,4	0,6	1,1	10	36
(-3 dB)	1,0	4	0,5	0,8	0,7	1,2	13	66
à f <sub>c</sub> = 1 Hz)	1,0	6	0,6	0,6	0,7	1,2	14	92
	1,0	8	0,7	0,3	0,8	1,2	14	114
<b>Butterworth</b>	1,0	2	0,4	4	0,8	1,7	12	40
(-3 dB)	1,0	4	0,6	11	1,0	2,8	24	80
à f <sub>c</sub> = 1 Hz)	1,0	6	0,9	14	1,3	3,9	36	120
	1,0	8	1,1	16	1,6	5,1	48	160
<b>Tchebychev</b>	1,39	2	0,4	11	1,1	1,6	8	37
<b>0,5 dB ondul</b>	1,09	4	0,7	18	3,0	5,4	31	89
(-0,5 dB)	1,04	6	1,1	21	5,9	10,4	54	141
à f <sub>c</sub> = 1 Hz)	1,02	8	1,4	23	8,4	16,4	76	193
<b>Tchebychev</b>	1,07	2	0,4	21	1,6	2,7	15	44
<b>2 dB ondul</b>	1,02	4	0,7	28	4,8	8,4	37	96
(-2 dB)	1,01	6	1,1	32	8,2	16,3	60	148
à f <sub>c</sub> = 1 Hz)	1,01	8	1,4	34	11,6	24,8	83	200

<sup>(a)</sup> une procédure d'utilisation se trouve dans la section 5.7.

## 5.6 Circuits à source commandée

Le filtre à VCVS ou à source de tension commandée en tension est une variante du Sallen et Key que nous avons vu précédemment. Un amplificateur non-inverseur de gain supérieur à 1 y remplace le tampon à gain unitaire.

La figure 5.16 rassemble des réalisations de filtres passe-bas, passe-haut et passe-bande. Les résisteurs branchés à la sortie de l'amplificateur opérationnel forment un amplificateur de tension de gain  $K$ , tandis que les autres résistances assignent au filtre sa réponse en fréquence. Il s'agit de filtres à deux pôles et ils peuvent se ranger dans le type Butterworth, Bessel ou autre par un choix approprié des valeurs de composants, comme nous allons le voir. On peut mettre en cascade autant de ces sections du deuxième ordre que l'on souhaite pour créer des filtres d'ordre supérieur. Lorsqu'on pratique cette méthode, on évite d'attribuer des caractéristiques identiques à chaque section.

Traduit en langage mathématique, chaque filtre constitue un des polynômes du second degré constitutifs du polynôme d'ordre  $n$  qui décrit le filtre dans son entièreté.

On trouve, dans la plupart des manuels qui traitent des filtres, les réponses de tous les types courants ainsi que des tables distinctes pour une série de filtres Tchebychev, classés en raison du taux d'ondulation souhaité. Dans les paragraphes qui suivent, nous allons voir des tableaux de calcul faciles à utiliser pour constituer des filtres à amplificateur de tension de type Butterworth, Bessel et Tchebychev (pour un taux de 0,5 dB et 2 dB d'ondulation), utilisables comme filtres passe-bas et passe-haut. Quant aux passe-bande et coupe-bande, on peut les fabriquer aisément en associant les précédents.

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

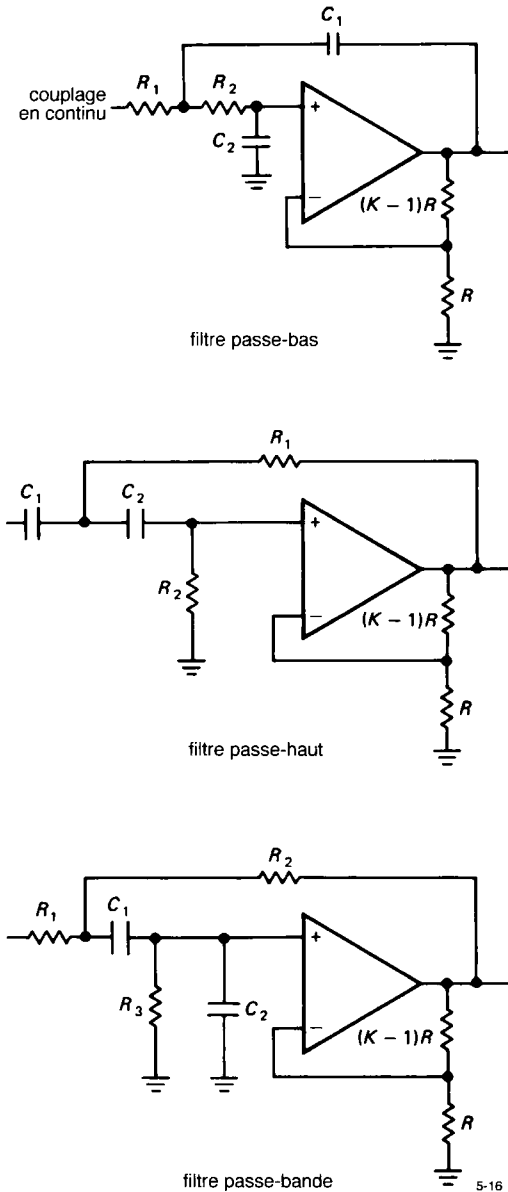


Figure 5.16 - Circuits de filtres actifs à VCVS.

### 5.7 Notre tableau simplifié pour le calcul des filtres à VCVS

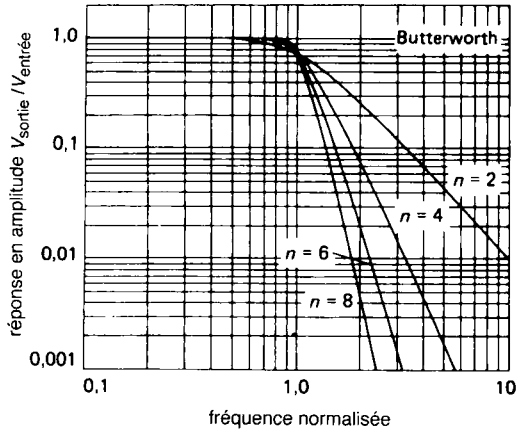
Pour utiliser le tableau 5.2, décidez d'abord du filtre dont vous avez besoin. Comme signalé antérieurement, le Butterworth est intéressant pour qui désire la bande passante la plus plate, le Tchebychev jouit de

la transition la plus rapide entre bande passante et zone de coupure (à condition de tolérer une certaine ondulation) et le Bessel est le champion de la régularité de phase, avec comme corollaire une bonne réponse aux impulsions. Les réponses en fréquence de chaque type sont représentées sur les graphes joints (figure 5.17).

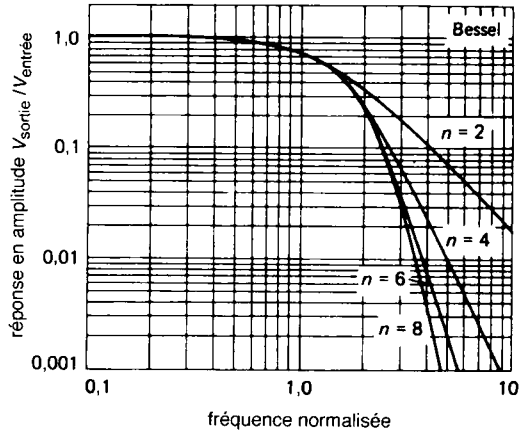
Tableau 5.2 - Filtres passe-bas VCVS

Pôles	Butterworth		Bessel		Tchebychev (0.5 dB)		Tchebychev (2.0 dB)	
	K	$f_n$	K	$f_n$	K	$f_n$	K	$f_n$
2	1,586	1,272	1,268	1,231	1,842	0,907	2,114	
4	1,152	1,432	1,084	0,597	1,582	0,471	1,924	
	2,235	1,606	1,759	1,031	2,660	0,964	2,782	
6	1,068	1,607	1,040	0,396	1,537	0,316	1,891	
	1,586	1,692	1,364	0,768	2,448	0,73	2,648	
	2,483	1,908	2,023	1,011	2,846	0,983	2,904	
8	1,038	1,781	1,024	0,297	1,522	0,238	1,879	
	1,337	1,835	1,213	0,599	2,379	0,572	2,605	
	1,889	1,956	1,593	0,861	2,711	0,842	2,821	
	2,610	2,192	2,184	1,006	2,913	0,990	2,946	

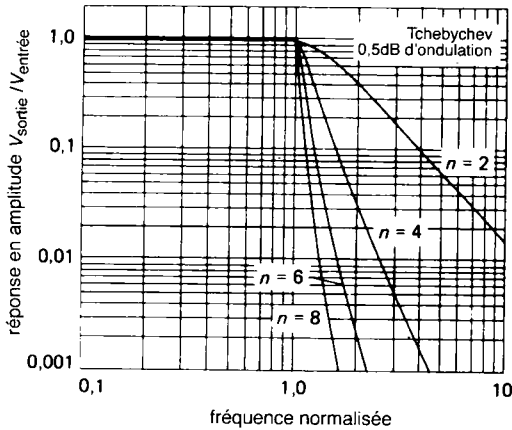
Pour la construction d'un filtre à  $n$  pôles ( $n$  étant forcément pair) il vous faudra monter, l'une derrière l'autre,  $n/2$  sections de filtres à amplificateur de tension. Nous n'avons représenté que des filtres d'ordre pair, du fait qu'un filtre dont le nombre de pôles est impair réclame autant d'amplificateurs que le montage d'ordre immédiatement supérieur. Dans chaque section,  $R_1 = R_2 = R$  et  $C_1 = C_2 = C$ . Comme à l'accoutumée dans le cas d'amplificateurs opérationnels,  $R$  est comprise entre 10 k $\Omega$  et 100 k $\Omega$ . Il est préférable, en effet, d'éviter les résistances de trop faible valeur à cause de l'augmentation, aux fréquences élevées, de l'impédance de sortie en boucle ouverte qui vient s'ajouter aux autres et fausse les calculs. Il ne vous reste plus qu'à déterminer le gain  $K$  de chaque étage en vous servant du tableau. À un filtre à  $n$  pôles correspondent  $n/2$  rangées, une par section.



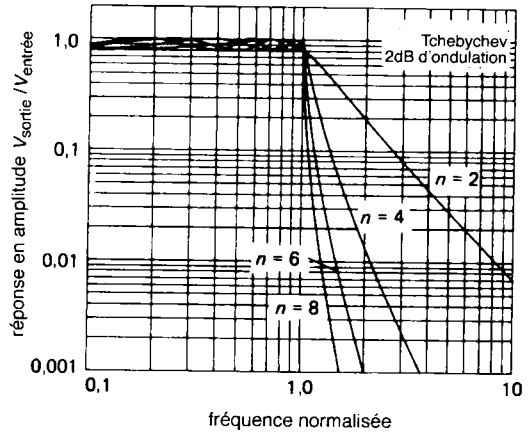
A



B



C



D

Figure 5.17 - Graphes normalisés des réponses des filtres à 2, 4, 6 et 8 pôles du tableau 5.2. Les filtres de Butterworth et Bessel sont normalisés pour une atténuation de 3 dB à la fréquence unitaire, ceux de Tchebychev, pour 0,5 dB et 2 dB d'atténuation.

**Filtre passe-bas de Butterworth**

Dans l'hypothèse d'un Butterworth, toutes les sections utilisent la même valeur de  $R$  et de  $C$ , obtenue simplement par  $RC = 1/(2\pi f_c)$  où  $f_c$  est le point  $-3$  dB choisi pour l'ensemble du filtre. Par exemple, un filtre passe-bas Butterworth du sixième ordre se compose de trois sections à la file, chacune du type passe-bas vu précédemment, dans lesquelles le gain vaut successivement 1,07, 1,59 et 2,48 (de préférence dans cet ordre pour s'affranchir des problèmes de dynamique), les résistances  $R_s$  et condensateurs  $C_s$  tous égaux et d'une valeur qui satisfait à l'équation pour

fixer le point  $-3$  dB. La commande de télescope décrite dans la section 8.31 (Vol. 2) fournit un exemple d'un tel filtre, pour lequel  $f_c = 88,4$  Hz ( $R = 180$  k $\Omega$  et  $C = 0,01$   $\mu$ F).

**Filtres passe-bas de Bessel et Tchebychev**

La réalisation des filtres de Bessel et Tchebychev est un tout petit peu plus compliquée. De la même façon, nous montons en cascade différents filtres à VCVS du second ordre et chaque section se voit attribuer un gain propre. À l'intérieur de chaque section également,  $R_1 = R_2 = R$  et  $C_1 = C_2 = C$ . Cependant, à

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

l'inverse du Butterworth, les produits  $RC$  de chaque cellule sont différents et doivent se déterminer suivant le facteur de normalisation  $f_n$  (que l'on trouve dans le tableau 5.2) pour satisfaire à la relation  $RC = 1/(2\pi f_n f_c)$ .

Ici,  $f_c$  est le même point  $-3$  dB que pour le filtre de Bessel, alors que dans le cas du Tchebychev,  $f_c$  désigne le bout de la bande passante, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle la courbe d'amplitude sort des marges accordées aux ondulations et s'engage dans la zone de coupure. À titre d'exemple, un passe-bas Tchebychev prévu pour 0,5 dB d'ondulation, pour lequel  $f_c = 100$  Hz présentera une réponse plate à  $+0$  dB et  $-0,5$  dB entre le continu et 100 Hz et une atténuation de 0,5 dB à 100 Hz. Au-dessus, la pente sera très rapide. D'autres valeurs concernent un Tchebychev dont les marges sont fixées à 0,5 dB et 2,0 dB. On constate que le dernier affiche une transition plus fine à l'approche de la bande de coupure (figure 5.17).

### Filtres passe-haut

Le filtre passe-haut présente la même configuration que celle du passe-bas que nous venons de voir, il suffit d'invertir  $R_s$  et  $C_s$ . Dans le Butterworth, tout le reste est inchangé, on utilise les mêmes valeurs pour  $R$ ,  $C$  et  $K$ . Pour le Bessel et le Tchebychev, les valeurs de  $K$  demeurent les mêmes, mais les facteurs de normalisation  $f_n$  sont remplacés par leur inverse, à savoir le nouveau facteur  $f_n'$  est égal à  $1/f_n$  du tableau 5.2.

On peut réaliser un filtre passe-bande en associant à la suite l'un de l'autre un passe-bas et un passe-haut centrés sur la même bande de fréquences. En additionnant les sorties d'un passe-bas et d'un passe-haut qui ne se recoupent pas, on obtient aussi un filtre coupe-bande. Cependant, ce genre de montage à la queue leu leu ne donne que de piètres résultats dès qu'on souhaite des filtres caractérisés par un facteur de surtension  $Q$  élevé, comme ceux qui doivent s'accorder sur une bande très étroite, en raison de leur grande sensibilité aux différences de valeur des composants dans les cellules indépendantes (celles qui ne sont pas couplées directement). Pour ces applications, la préférence va à un circuit passe-bande d'un seul étage et grand facteur  $Q$ , tel que le passe-bande

à VCVS illustré précédemment ou les filtres programmables ou encore les *biquad* que nous verrons incessamment.

Un filtre du deuxième ordre à un seul étage peut déjà procurer une réponse extrêmement pointue. Les informations sur ces filtres sont communément disponibles.

Les filtres à amplificateur de tension réduisent le nombre de composants nécessaires (deux pôles par amplificateur opérationnel) et amènent en outre l'avantage d'une sortie de même phase et à basse impédance, peu de dispersion dans les valeurs des composants, un réglage aisé du gain et la capacité de fonctionner à grand gain et haute surtension  $Q$ . En revanche, ils se montrent très sensibles aux variations de valeur des composants et du gain de l'amplificateur, ce qui les écarte des applications qui réclament un filtre réglable et des caractéristiques stables.

### Exercice 5.3

Calculez un filtre à amplificateur de tension, passe-bas de type Tchebychev ; l'ondulation admissible est de 0,5 dB et la fréquence de coupure  $f_c$  vaut 100 Hz. Quelle sera l'atténuation à 1,5 fois  $f_c$  ?

### 5.8 Filtres programmables

Le filtre du deuxième ordre représenté à la figure 5.18 est nettement plus complexe que les circuits VCVS, mais sa popularité lui vient d'une stabilité supérieure et d'une grande aisance de réglage. On l'appelle un filtre programmable et il est disponible sous forme de circuit intégré chez National (les types AF100 et AF150), chez Burr-Brown (la série UAF) et encore d'autres fabricants. Tous les composants sont intégrés, à l'exception de  $R_G$ ,  $R_Q$  et des deux  $R_F$ . Le même module offre une sortie passe-haut, une passe-bas et une passe-bande, sa fréquence peut être modifiée dans sa bande passante tout en maintenant le facteur  $Q$  constant (ou en gardant constante la largeur de bande). Tout comme pour les VCVS, on peut monter à la file plusieurs étages pour former des filtres d'ordre supérieur.

Les fabricants les diffusent largement toutes les formules nécessaires et les tables de valeurs relatives à ces circuits intégrés fort pratiques. Elles expliquent



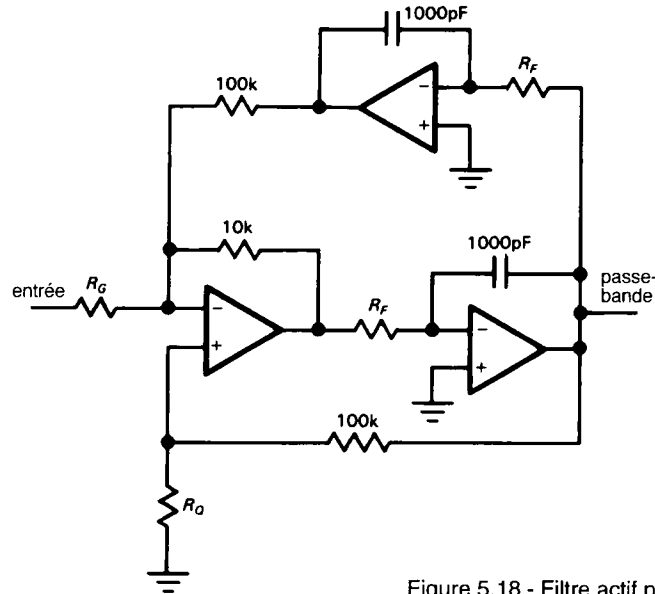


Figure 5.18 - Filtre actif programmable.

comment choisir les résistances extérieures pour constituer des filtres Butterworth, Bessel et Tchebychev dans toute la gamme des ordres, aussi bien pour les passe-bas, passe-haut, passe-bande que coupe-bande. Une caractéristique intéressante, parmi d'autres, de ces circuits est l'intégration des condensateurs sur le module hybride, si bien les seuls composants externes à ajouter sont des résisteurs.

### Filtres passe-bande

Le montage programmable, malgré le nombre considérable de ses composants, est un bon choix pour des filtres passe-bande étroits (facteur  $Q$  élevé). Il est peu sensible aux dérives des composants, ne réclame pas une large bande passante de l'amplificateur opérationnel et se règle facilement. Par exemple, dans le circuit de la figure 5.18, utilisé comme filtre passe-bande, les deux résisteurs  $R_F$  règlent la fréquence centrale alors que  $R_Q$  et  $R_G$  fixent de concert le facteur de surtension et le gain en milieu de bande :

$$R_F = 5,03 \times 10^7 / f_0 \Omega$$

$$R_Q = 10^5 / (3,48 Q + G - 1) \Omega$$

$$R_G = 3,16 \times 10^4 Q / G \Omega$$

Vous pouvez de la sorte réaliser un filtre à  $Q$  constant en utilisant un potentiomètre double pour  $R_F$ , mais

vous pouvez aussi rendre  $R_Q$  ajustable pour obtenir une fréquence fixe et une surtension variable (malheureusement, dans ce cas-ci, le gain aussi sera variable).

### Exercice 5.4

Calculez les valeurs des résistances de la figure 5.18 pour obtenir un filtre passe-bande des caractéristiques suivantes :  $f_0 = 1$  kHz,  $Q = 50$  et  $G = 10$ .

La figure 5.19 présente une variante très utile du filtre passe-bande programmable. L'inconvénient est qu'il nécessite quatre amplificateurs opérationnels. En compensation, vous pouvez ajuster la largeur de bande, (ou le facteur  $Q$ ), sans affecter le gain à la fréquence centrale. En fait, la valeur de surtension ne dépend que d'une résistance et c'est une autre résistance qui détermine le gain. De la sorte, le facteur  $Q$ , le gain et la fréquence centrale sont complètement indépendants comme le montrent les équations :

$$f_0 = 1 / 2 \pi R_F C$$

$$Q = R_1 / R_Q$$

$$G = R_1 / R_G$$

$R = 10$  k $\Omega$  (leur valeur n'est pas critique en elle-même, l'important est qu'elles soient appariées).

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

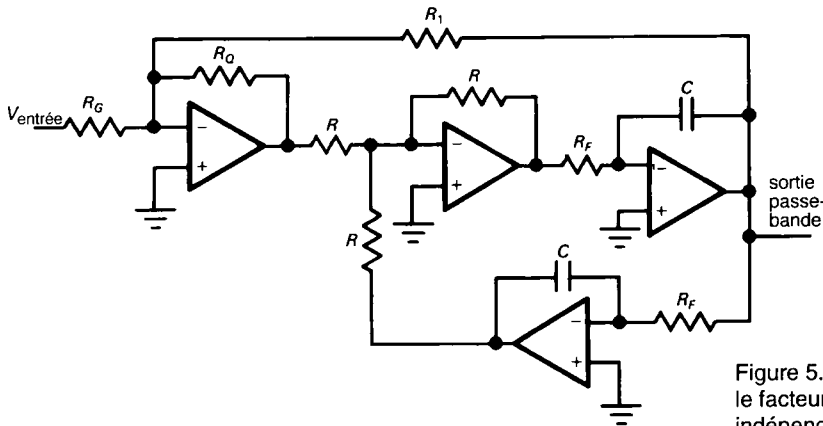


Figure 5.19 - Un filtre dont le gain et le facteur  $Q$  sont réglables indépendamment.

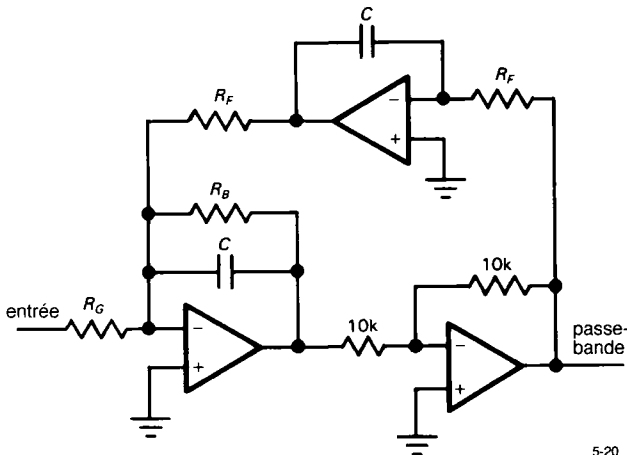


Figure 5.20 - Filtre actif *biquad*.

5-20

**Filtre *biquad*.** Un très proche parent du filtre actif programmable est le *biquad* illustré à la figure 5.20. Il utilise trois amplificateurs opérationnels et peut se construire au départ des circuits intégrés programmables dont nous venons de parler. Il offre la particularité intéressante d'autoriser le réglage (au moyen de  $R_F$ ) de sa fréquence d'accord tout en gardant constante  $LB$ , la largeur de bande (plutôt que la surtension). Voici les équations qui permettent de le calculer :

$$f_0 = 1 / 2 \pi R_F C$$

$$LB = 1 / 2 \pi R_B C$$

$$G = R_B / R_G.$$

La surtension  $Q$  s'obtient par  $f_0 / LB$  et vaut  $R_B / R_F$ . Si l'on change la fréquence centrale (grâce à  $R_F$ ) le facteur  $Q$  varie proportionnellement, mais la largeur de bande  $Q f_0$  reste constante.

Si vous concevez un filtre *biquad* à partir de rien, plutôt que d'utiliser des modules de filtres actifs quasiment terminés, la marche à suivre est *grosso modo* la suivante :

1. Choisir un amplificateur opérationnel dont la bande passante  $f_T$  est au moins dix à vingt fois plus grande que  $G f_0$ .
2. Prendre une valeur normalisée de condensateur au voisinage de  $C = 10 / f_0 \mu F$ .

3. Connaissant la fréquence centrale, calculer la résistance  $R_F$  dans la première équation.
4. La seconde équation permet de calculer  $R_G$  en fonction de  $R_F$ .
5. Le gain de milieu de bande détermine, par le truchement de la troisième équation, la valeur de  $R_C$ .

Il se peut que vous deviez adapter la valeur du condensateur si les valeurs trouvées pour certaines résistances devenaient vraiment trop grandes ou trop petites. Dans un filtre à haute surtension, par exemple, il se peut que vous deviez augmenter quelque peu  $C$  pour garder  $R_B$  dans des proportions raisonnables. Vous pourriez également faire usage du stratagème décrit à la section 4.19 à propos des réseaux en T. Remarquez toutefois que  $R_F$ ,  $R_B$  et  $R_G$  constituent les charges des amplificateurs opérationnels et qu'il y a dès lors intérêt à leur garder une valeur minimale, 5 k $\Omega$  par exemple. Tant que vous jonglez avec les valeurs des composants, vous pouvez aussi bien, pour satisfaire la première recommandation, diminuer le gain de l'intégrateur en augmentant  $R_F$  et du même coup pousser le gain inter-étage en augmentant la résistance de rétroaction de 10 k $\Omega$ .

Supposons, par exemple, que nous voulions construire un filtre qui présente les mêmes caractéristiques que dans l'exercice précédent. Nous commencerions par sélectionner pour  $C$  une valeur de 0,01  $\mu\text{F}$ . Le calcul nous indique alors que  $R_F = 15,9$  k $\Omega$ , ( $f_0 = 1$  kHz) et  $R_B = 796$  k $\Omega$  ( $Q = 50$ ;  $LB = 20$  Hz). Finalement,  $R_G = 79,6$  k $\Omega$  ( $G = 10$ ).

#### Exercice 5.5

Calculez un filtre passe-bande *biquad* dont  $f_0 = 60$  Hz,  $LB = 1$  Hz et  $G = 100$ .

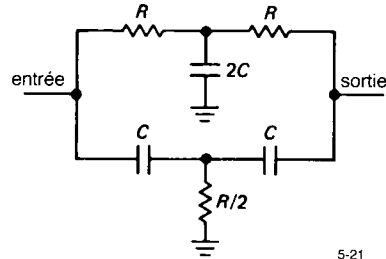
#### Filtres passe-bande d'ordre supérieur

Comme nous l'avons fait avec les filtres passe-bas et passe-haut, il y a moyen de construire des passe-bande d'ordre supérieur qui présentent approximativement la même réponse plate et une transition précise vers la bande de coupure.

On obtient ce résultat en montant en cascade un certain nombre de filtres passe-bande dont la combinaison réalise le type de filtre désiré (Butterworth, Tchebychev ou ce que vous voulez). Tout comme

précédemment, le Butterworth est ce qu'il y a de plus plat alors que le Tchebychev sacrifie la bande passante à la raideur des flancs. Aussi bien le VCVS que les filtres programmables ou les passe-bande *biquad* que nous venons de voir sont des filtres du deuxième ordre (à deux pôles). Si l'on rend le filtre plus étroit en augmentant le nombre de cellules, on dégrade souvent la réponse en transitoires et la caractéristique de phase. La bande passante d'un filtre est, par définition, la largeur entre les points à  $-3$  dB de la caractéristique, à l'exception des filtres à ondulation constante, pour qui c'est la sortie des marges qui compte.

Vous trouverez des tableaux et des procédures de calcul de filtres complexes dans les livres consacrés aux filtres actifs ou dans les fiches de caractéristiques des circuits intégrés destinés à leur réalisation. Il y a aussi de beaux programmes de calcul de filtres que vous pouvez utiliser sur les ordinateurs courants, comme le PC ou le Macintosh.



5-21

Figure 5.21 - Filtre passif de réjection en double T.

#### 5.9 ◊ Filtre de réjection en double T

Le réseau de filtre  $RC$  passif de la figure 5.21 présente une atténuation infinie à la fréquence  $f_c = 1 / 2\pi RC$ .

Une atténuation infinie est extrêmement rare dans le domaine des filtres  $RC$ . Elle s'obtient ici en ajoutant deux signaux qui ont subi une inversion de phase de  $180^\circ$  à la fréquence de coupure. Le filtre réclame un appariement précis des composants pour obtenir un vrai zéro à  $f_c$ . On l'appelle un double T et il est bien utile pour éliminer un signal d'interférence, comme l'induction du secteur à 50 Hz. Son problème, c'est qu'il manifeste la même faiblesse au niveau des flancs que les autres filtres  $RC$  passifs, sauf, bien sûr, tout

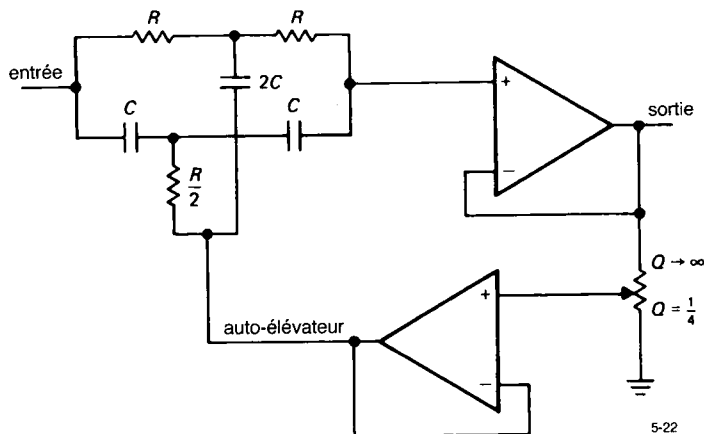


Figure 5.22 - Un double T à auto-élévateur.

près de  $f_c$ , où sa caractéristique tombe comme une pierre. Par exemple, un double T alimenté par une source de tension idéale atténuée de 10 dB à la demi fréquence centrale (et à la fréquence double) et de 3 dB au quart de (et à quatre fois) la même fréquence de réjection. Un remède pour améliorer la réjection, c'est de l'« activer » à la manière du filtre de Sallen et Key (figure 5.22). La méthode semble excellente en théorie, mais dans la pratique, elle s'avère souvent décevante, en raison de l'impossibilité de garder la stabilité du zéro. À mesure que le creux se rétrécit, le minimum devient moins profond.

On trouve des modules tout faits de filtres en double T, qui s'étalent de 1 Hz à 50 kHz, avec des atténuations d'environ 60 dB (pour autant qu'on ne s'écarte pas trop de la température normale). Ils sont faciles à construire, mais réclament des résistances et des condensateurs de bonne stabilité et de faible coefficient de température si l'on veut maintenir une réjection profonde et stable. Il est souhaitable de rendre ajustable un de ses éléments.

Le double T fonctionne très bien à fréquence fixe. Si vous voulez la rendre mobile, c'est l'horreur : il vous faut modifier simultanément trois résistances tout en maintenant leur rapport constant. En revanche, le circuit RC remarquablement simple de la figure 5.23A, qui se comporte exactement comme le double T, on peut le syntoniser sur une large gamme de fréquences, au moins deux octaves, à l'aide d'un potentiomètre simple. Comme le double T (et la plu-

part des filtres actifs), il demande un appariement des composants ; dans ce cas-ci, les trois condensateurs doivent être identiques et la résistance fixe doit valoir exactement six fois le potentiomètre du bas. La fréquence de réjection est donnée par la formule :

$$f_{\text{réjection}} = 1/2\pi C \sqrt{3R_1R_2}$$

La figure 5.23B montre une réalisation qui peut se régler entre 25 Hz et 100 Hz. Le potentiomètre de 50 kΩ s'ajuste (une fois pour toutes) pour obtenir la profondeur maximale de réjection.

De façon similaire au double T passif, ce filtre, qu'on appelle *différentiateur ponté*, présente une atténuation en pente douce de part et d'autre du creux et une réjection totale (pour autant que les composants soient parfaitement appariés) à la fréquence centrale. Lui aussi peut se voir « activer » par une auto-élévation appliquée au curseur du potentiomètre, le gain maintenu légèrement inférieur à l'unité, comme sur la figure 5.22. Si l'on pousse le gain plus près de l'unité, l'entaille dans la réponse se rétrécit, mais tend à former une pointe indésirable sur le versant supérieur, accompagnée d'une réduction de la profondeur du creux.

### 5.10 ♦ Filtres à gyrateur

Le gyrateur permet aussi de réaliser des filtres actifs dignes d'intérêt. Fondamentalement, on s'en sert pour remplacer les bobines des filtres classiques. Le circuit de gyrateur représenté à la figure 5.24 est très

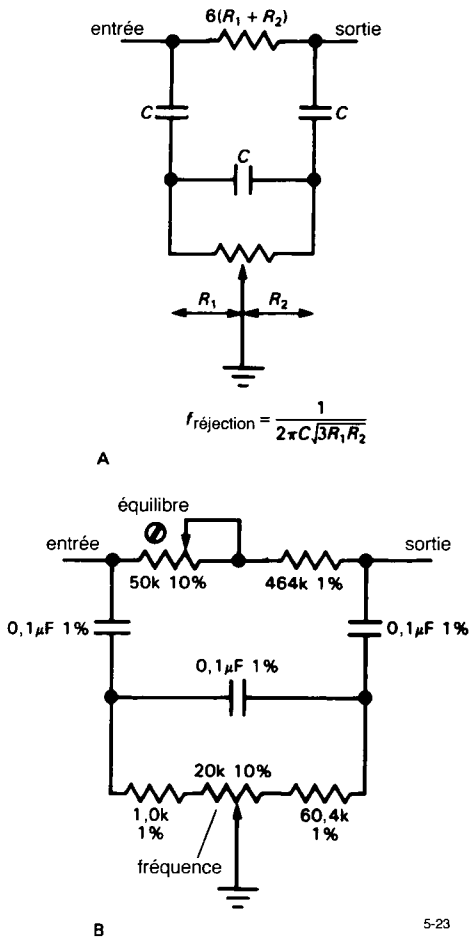


Figure 5.23 - Filtre coupe-bande à surtension réglable. La réalisation en B s'ajuste entre 25 Hz et 100 Hz.

connu. D'habitude,  $Z_4$  est un condensateur, les autres impédances sont remplacées par des résistances pour former une inductance  $L = kC$ , où  $k = R_1R_3R_5 / R_2$ . Ces filtres à gyrateurs qui simulent des inductances ont la réputation d'être les moins sensibles aux variations de valeur des composants, très exactement à l'image de leurs précurseurs *RLC* passifs.

### 5.11 Filtres à commutation de condensateur

Les filtres dont nous venons de parler, qu'ils soient programmables ou *biquad*, présentent l'inconvénient de nécessiter des condensateurs appariés avec précision. Si vous le construisez au moyen d'ampli-

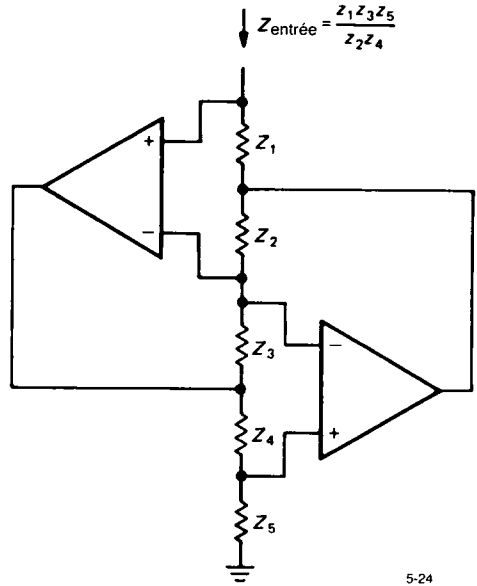


Figure 5.24 - Gyrateur.

ificateurs opérationnels, il vous faudra trouver des condensateurs stables (donc pas de céramique ou d'électrolytique), probablement appariés à 2% pour obtenir de bons résultats. Il vous faudra aussi réaliser toute une série de connexions, puisque ces circuits emploient au moins trois amplificateurs opérationnels et six résistances pour chaque cellule d'ordre 2. Une autre formule consiste à acheter un filtre à circuit intégré et laisser au fabricant le soin de trouver une astuce pour incorporer sur une puce des condensateurs appariés de 1 000 pF. Les constructeurs de circuits intégrés ont résolu le problème, mais la solution n'est pas gratuite : le Filtre Actif Universel AF100, un circuit intégré de National Semiconductor, est en technologie hybride et coûte dix dollars pièce. Il y a encore une autre voie pour réaliser les intégrateurs nécessaires aux filtres programmables ou biquad. L'idée de base consiste à utiliser des interrupteurs analogiques *MOS*, commandés par une horloge extérieure à une fréquence suffisamment élevée, disons 100 fois plus rapide que le signal analogique à traiter. La figure 5.25 illustre le procédé. Le triangle décoré d'un petit cercle est un *inverseur* numérique qui retourne le signal rectangulaire la tête en bas de manière à ce que les deux interrupteurs *MOS* soient

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

exactement commandés en alternance par le signal rectangulaire d'horloge. L'analyse du circuit est facile : lorsque  $S_1$  est fermé,  $C_1$  se charge à la tension  $V_{\text{entrée}}$ , la charge du condensateur vaut alors  $C_1 V_{\text{entrée}}$ . Durant la deuxième alternance,  $C_1$  se décharge par la masse virtuelle et transfère la charge à  $C_2$ . La différence de potentiel sur  $C_2$  varie dès lors de  $\Delta V = \Delta Q / C_2 = V_{\text{entrée}} C_1 / C_2$ . Notons que la variation de la tension de sortie durant chaque cycle d'horloge est proportionnelle à  $V_{\text{entrée}}$  (nous avons supposé que ce changement était très réduit durant un cycle) ce qui fait que nous sommes en présence d'un intégrateur ! Il est aisé de démontrer que les intégrateurs répondent aux équations reproduites sur le dessin.

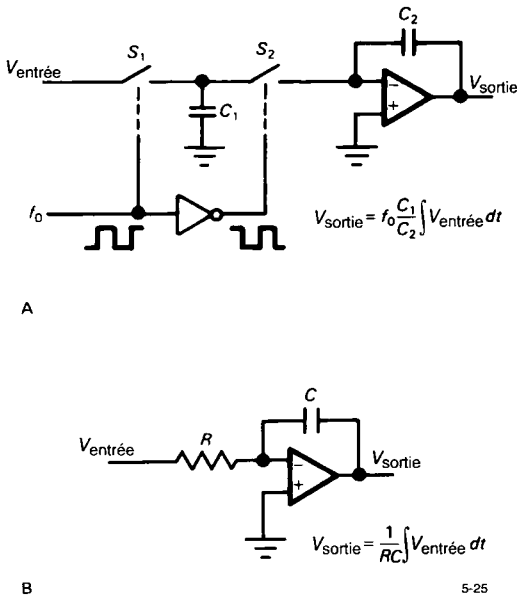


Figure 5.25 -  
A. Intégrateur à commutation de condensateur.  
B. Intégrateur conventionnel.

### Exercice 5.6

Démontrez les équations de la figure 5.25.

Il y a deux avantages notables à utiliser des condensateurs commutés plutôt que les intégrateurs conventionnels. D'abord, ils coûtent moins cher à intégrer sur la puce de silicium parce que le gain de l'intégrateur ne dépend que du rapport des deux condensa-

teurs, pas de leur valeur intrinsèque. En règle générale, il est bien plus facile de réaliser en silicium deux « machins » appariés qu'un composant similaire, condensateur ou résistance, peu importe, d'une valeur précise et d'une grande stabilité. Par conséquent, un filtre monolithique à commutation de condensateurs est très bon marché (le filtre universel à commutation MF10 de National ne coûte que deux dollars (comparé aux dix dollars du AF100) et pour le prix, vous en avez deux dans le même boîtier ! Le second avantage de ces filtres, c'est l'aisance avec laquelle on peut régler leur fréquence, la fréquence centrale d'un passe-bande ou le point  $-3$  dB d'un passe bas, par exemple. Il n'y a guère qu'à changer la fréquence d'horloge. C'est la conséquence du fait que la caractéristique de fréquence d'un filtre programmable ou d'un *biquad* est proportionnelle au gain de l'intégrateur et à lui seul.

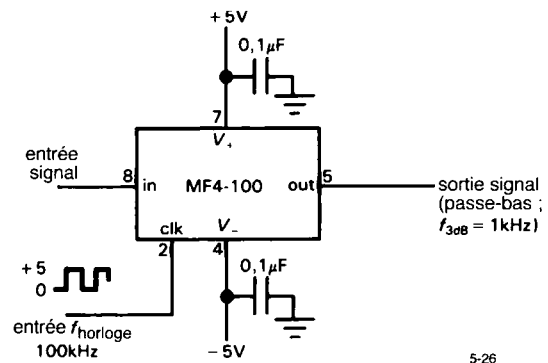


Figure 5.26

Les filtres à capacités commutées sont disponibles en versions spécifiques aussi bien que pour usage général. Les premiers sont pré-câblés pour constituer un filtre passe-bande ou un passe-bas, tandis que chez les autres, différentes entrées et sorties intermédiaires sont accessibles pour y raccorder, à votre guise, des composants externes. Le revers de la médaille de l'universalité, c'est la dimension du boîtier et la nécessité d'y raccorder des résistances extérieures. Par exemple, le filtre passe-bas de Butterworth tout fait, le MF4 de National (1,30 dollar), est livré en boîtier DIP à huit broches ; le filtre universel MF5, en revanche, est disponible en DIP à quatorze broches (1,45 dollar) et demande deux ou trois résistances

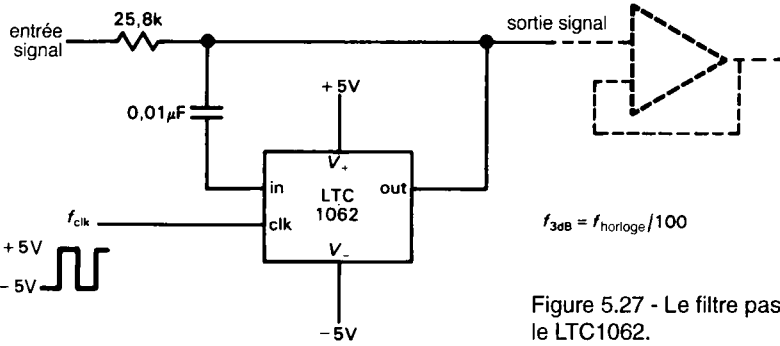


Figure 5.27 - Le filtre passe-bas « précis en continu », le LTC1062.

externes, suivant la configuration adoptée. La figure 5.26 vous démontre combien il est facile de mettre en œuvre le modèle spécifique.

Voyons à présent l'envers du décor. Les filtres à commutation de capacité sont gênants à trois points de vue, tous relatifs à la présence d'un signal de commutation périodique. D'abord, cette horloge s'introduit dans le signal utile et on en retrouve des résidus à la sortie (normalement 10 à 25 mV), à la fréquence de commutation, indépendamment du signal d'entrée. D'habitude, c'est sans gravité, parce qu'elle se situe loin du spectre qui nous intéresse. Si cette intrusion pose problème, un simple filtre RC devrait vous en débarrasser. Le second inconvénient est plus subtil. Si le signal d'entrée possède une composante de fréquence voisine de celle de l'horloge, on va assister à un repliement (aliasing) à l'intérieur de la bande passante. Clairement exprimé, toute énergie présente dans le signal d'entrée à une fréquence qui diffère de la fréquence d'horloge d'une valeur comprise dans le spectre passant du filtre va se retrouver à la sortie sans aucune atténuation. Prenons un exemple : vous utilisez un MF4 comme filtre passe-bas sur 1 kHz et la fréquence d'horloge est de 100 kHz. Si le signal d'entrée comporte une composante d'énergie dans la gamme entre 99 kHz et 101 kHz, elle va se retrouver dans la bande de sortie entre le continu et 1 kHz. Dans ce cas-ci, aucun filtre à la sortie ne pourra l'extraire ! À vous de vous assurer que le signal d'entrée est exempt de toute composante à ces fréquences, sinon un filtre RC à l'entrée peut vous en débarrasser simplement, puisque là, la fréquence de cet importun est fort éloignée de celle du signal utile. Un troisième effet

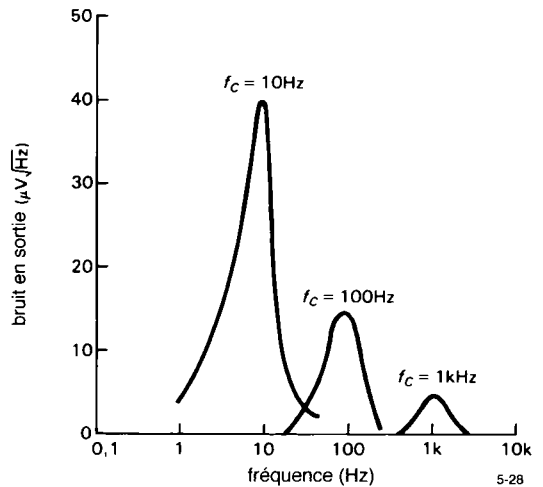


Figure 5.28

indésirable des filtres à commutation de condensateurs est une réduction générale de la dynamique du signal, une augmentation du bruit de fond, due à une suppression incomplète de l'injection de charge des interrupteurs MOS (voir section 3.12). Les filtres en circuits intégrés possèdent normalement une dynamique de 80 à 90 dB.

Comme tous les circuits linéaires, les filtres à commutation de condensateurs (et leurs homologues à amplificateurs opérationnels) sont limités par des erreurs d'amplification comme le décalage de la tension d'entrée et le bruit à basse fréquence. Elles peuvent vous importuner si, par exemple, vous désirez filtrer un signal à bas niveau sans introduire d'erreur ou de

fluctuations dans le niveau continu moyen. Une jolie parade peut être mise à l'actif des concepteurs de Linear Technology qui ont imaginé le LTC1062, un filtre passe-bas continu de précision (ou le MAX280 qui offre une dérive encore plus faible). La figure 5.27 montre comment s'en servir. Le principe consiste à placer le filtre en dehors du trajet continu du signal et à s'arranger pour que la composante à basse fréquence vienne s'additionner passivement à la sortie. Le filtre n'a accès au signal qu'à des fréquences plus élevées et il le traite simplement en le court-circuitant à la masse. Résultat : l'erreur est nulle en continu et le bruit de commutation n'est perceptible que dans le voisinage de la fréquence de coupure (figure 5.28).

Les filtres intégrés à commutation de condensateurs sont disponibles chez de nombreux fabricants tels que AMI-Gould, Exar, LTC, National ou EGG-Reticon. Vous pouvez positionner la fréquence centrale à peu près où vous voulez, entre le continu et quelques dizaines de kilohertz, par action sur la fréquence d'horloge. La fréquence caractéristique est un multiple constant de celle de l'horloge, généralement 50 ou 100 fois celle-ci. La plupart de ces filtres sont prévus pour servir de passe-bas, de passe-bande ou de réjecteur de bande: Peu d'entre eux (par exemple AMI 3529) sont conçus comme filtres passe-haut. Ne perdez pas de vue que, dans cette dernière application, les fuites du signal d'horloge et les effets similaires aux bruits de quantification sont particulièrement désagréables, parce qu'ils se situent en pleine bande passante.

### OSCILLATEURS

#### 5.12 Introduction aux oscillateurs

Pratiquement tous les appareils électroniques contiennent un oscillateur ou un générateur quelconque. Mettons à part, ce serait trop facile, les générateurs de signaux, de fonctions et d'impulsions ; une référence de chronologie est indispensable à tout instrument de mesure, à tout appareil qui déclenche ou qui contrôle un processus et dans tout ce qui a trait à des états périodiques ou des formes d'ondes répétitives. Voilà qui englobe à peu près tout ce que vous pouvez imaginer. On trouve des oscilla-

teurs et générateurs d'ondes dans les multimètres numériques, les oscilloscopes, les récepteurs de radio, les ordinateurs et chacun de leurs périphériques (dérouleur de bande, disque, imprimante, terminaux alphanumériques), quasiment tous les appareils numériques (compteurs, horloges, calculatrices, tout ce qui comporte un affichage multiplexé) ainsi qu'une horde d'appareils beaucoup trop nombreux pour pouvoir les citer. Un appareil sans oscillateur, ou bien il ne fait rien, ou bien il attend d'être commandé par un autre qui, lui, comporte vraisemblablement un oscillateur. Il n'est pas exagéré de dire qu'en électronique, un oscillateur est aussi essentiel qu'une alimentation stabilisée.

Suivant l'application, un oscillateur peut n'être rien d'autre qu'une source d'impulsions espacées régulièrement (l'horloge d'un système numérique), mais on peut aussi se montrer plus exigeant à propos de sa stabilité et de sa précision, (dans le cas par exemple de la référence temporelle d'un fréquencesmètre), ou de sa faculté de réglage, (on pense à l'oscillateur local d'un récepteur ou d'un émetteur de radio), ou de sa capacité à produire des formes d'onde précises, comme on l'exige d'un générateur de rampe de balayage horizontal pour oscilloscope.

Dans les paragraphes qui suivent, nous allons survoler les oscillateurs les plus répandus, depuis le simple relaxateur RC jusqu'à l'oscillateur à cristal de quartz dont la stabilité est exemplaire. Non que nous espérons en faire un inventaire exhaustif, mais pour vous faire découvrir ce qui existe et vous aider à choisir le modèle le plus approprié à l'application envisagée.

#### 5.13 Oscillateurs à relaxation

On peut réaliser un oscillateur très simple en chargeant un condensateur *via* une résistance (ou une source de courant). On le décharge rapidement dès que la tension atteint un certain niveau et tout recommence. Une autre méthode consiste à demander à un circuit externe de renverser la polarité de la source au moment où le niveau est atteint, ce qui engendre une onde triangulaire à la place de la dent de scie. Les dispositifs basés sur ce principe, on les appelle oscil-



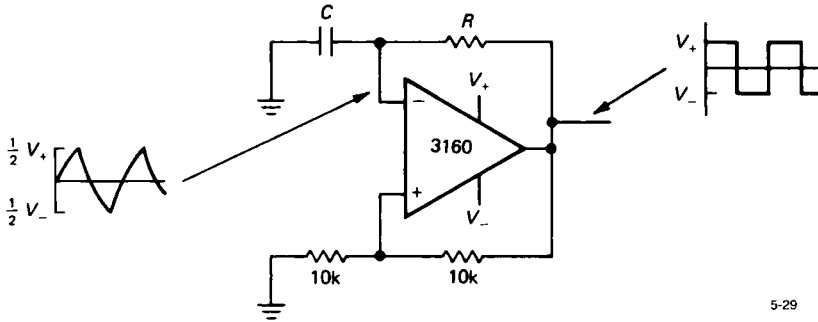


Figure 5.29 - L'oscillateur à relaxation par amplificateur opérationnel.

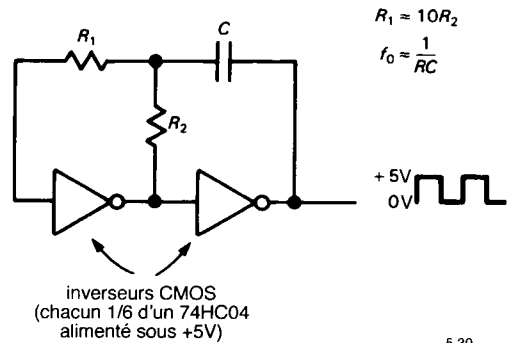
lateurs à relaxation. Ils sont bon marché et simples et, à condition d'être calculés avec soin, ils peuvent se montrer fort stables en fréquence.

Jadis, on utilisait des montages à résistance négative, comme le transistor unijonction ou l'ampoule au néon pour fabriquer des oscillateurs à relaxation, mais de nos jours, on se tourne plus volontiers vers les amplificateurs opérationnels et les circuits intégrés spéciaux de temporisation. La figure 5.29 montre un oscillateur RC à relaxation classique. Son fonctionnement est simple : supposons qu'à la mise sous tension, la sortie de l'amplificateur bascule vers l'alimentation positive. Il s'agit d'une supposition gratuite, on a une chance sur deux de se tromper, mais en fait c'est sans importance. Le condensateur commence alors à se charger positivement sous une constante de temps RC. Lorsqu'il atteint la moitié de la tension d'alimentation, l'amplificateur opérationnel commute sur la tension négative (c'est un trigger de Schmitt) et le condensateur entame une décharge puis une charge vers la tension négative sous la même constante de temps. Le cycle se répète indéfiniment ; sa période vaut  $2,2 RC$ , elle est indépendante de la tension d'alimentation. On a choisi un amplificateur opérationnel à étage de sortie en CMOS (voir sections 4.11 et 4.22), en raison la netteté de la saturation obtenue en sortie, qui atteint la tension d'alimentation. Le circuit bipolaire LM10 est aussi capable de rejoindre les tensions d'alimentation, de plus il peut travailler sous  $\pm 15 V$  ; en revanche, sa fréquence limite  $f_T$  est plus basse (0,1 MHz).

#### Exercice 5.7

Montrez que la valeur de la période est bien celle indiquée.

Si on utilise des sources de courant pour charger le condensateur, on obtient de vrais triangles comme forme d'onde. Un circuit bien pensé de ce genre a déjà fait l'objet de la section 4.29.



5-30

Figure 5.30

On a parfois besoin d'un oscillateur à faible bruit de fond, on dit aussi à faible bruit de bande. Le circuit élémentaire de la figure 5.30 en est un bel exemple. Il se compose de deux inverseurs CMOS (une technologie numérique que nous verrons en détail aux chapitres 8 à 11, Vol. 2) connectés l'un à l'autre de manière à former un oscillateur RC à relaxation qui délivre des ondes carrées en sortie. Des mesures réelles effectuées sur ce type de circuit fonctionnant à 100 kHz ont montré une densité de bruit de bande

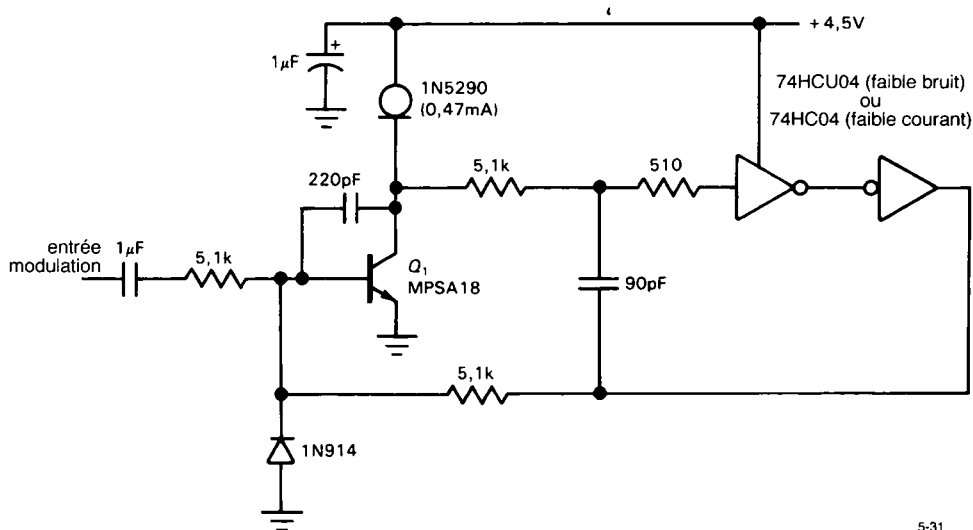


Figure 5.31 - Oscillateur à faible bruit.

proche de la fréquence centrale (il s'agit de la puissance par racine carrée de hertz et mesurée 100 Hz à côté de la fréquence centrale), au moins 85 dB en dessous du niveau de l'oscillation principale. Vous rencontrerez aussi un circuit similaire dans lequel  $R_2$  et  $C$  ont été permutés. Bien qu'il oscille parfaitement, il est comparativement beaucoup plus bruyant.

Le circuit de la figure 5.31 présente un bruit encore plus faible et, en outre, il vous permet de moduler sa fréquence de sortie grâce au courant envoyé dans la base de  $Q_1$ . Dans ce circuit,  $Q_1$  fonctionne en intégrateur. Il délivre une forme d'onde triangulaire asymétrique au collecteur. Les inverseurs travaillent comme un comparateur dont la sortie est de même phase que l'entrée. Il change la polarité du courant de commande de la base à chaque moitié de cycle. Le circuit offre une densité de bruit proche de la porteuse de  $-90 \text{ dBc} / \sqrt{\text{Hz}}$ , mesure faite 100 Hz à côté de la porteuse à 150 kHz, et de  $-100 \text{ dBc} / \sqrt{\text{Hz}}$  si l'on effectue la mesure à un écart de 300 Hz. Bien que ces circuits donnent toute satisfaction, eu égard au faible bruit de bande, leur fréquence se révèle plus sensible à la tension d'alimentation que les autres oscillateurs dont nous avons parlé ici.

#### 5.14 Circuit temporisateur classique : le 555

Le niveau supérieur de sophistication dans les oscillateurs à relaxation est occupé par les circuits intégrés temporisateurs ou générateurs de signaux. La puce la plus populaire dans ce domaine est le 555 (et ses successeurs). Il s'agit en outre d'un circuit qui n'a pas toujours été très bien compris et nous souhaitons rectifier le tir en vous proposant son circuit équivalent à la figure 5.32. Certains des symboles qui y sont représentés ressortissent au monde de la technique numérique (chapitre 8 et suivants, Vol. 2), si bien que ce n'est pas encore dans les minutes qui suivent que vous deviendrez expert ès 555. Mais son mode d'opération est suffisamment simple. Sa sortie bascule au niveau HAUT (proche de  $V_{CC}$ ) dès que son entrée TRIGGER (déclenchement) est activée et elle y reste jusqu'à ce qu'une commande atteigne l'entrée THRESHOLD (seuil). À cet instant, la sortie retombe au niveau bas (proche de la masse) et le transistor de DÉCHARGE entre en action. L'entrée de déclenchement est active pour un niveau inférieur au tiers de  $V_{CC}$  et l'entrée de seuil agit lorsque le niveau dépasse les deux tiers de  $V_{CC}$ .

Le plus simple pour comprendre le fonctionnement du 555, c'est de prendre un exemple (figure 5.33). Quand on applique la tension, le condensateur est déchargé, si bien que le 555 est enclenché et sa sortie

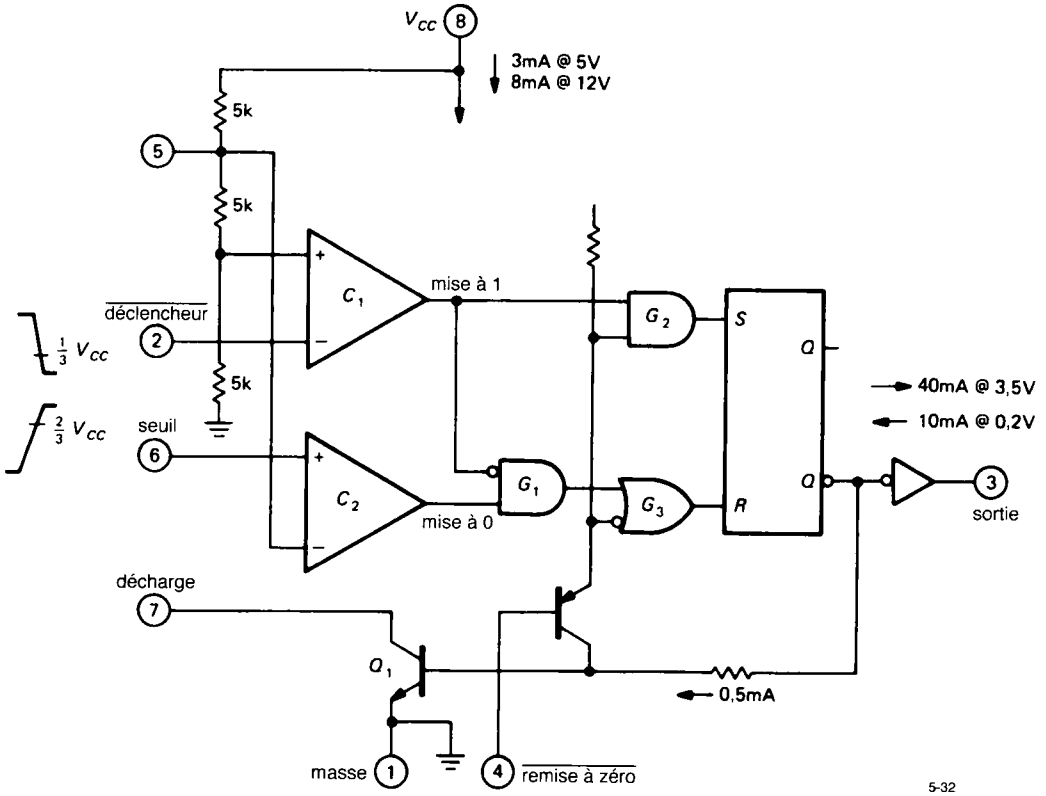


Figure 5.32 - Schéma simplifié du 555.

au niveau HAUT. Le transistor  $Q_1$  est de ce fait bloqué et le condensateur peut commencer à se charger positivement via  $R_A + R_B$ . Une fois qu'il a atteint les  $2/3$  de  $V_{CC}$ , l'entrée de seuil s'active, ce qui oblige la sortie à redescendre au niveau BAS et  $Q_1$  à conduire, déchargeant ainsi le condensateur via  $R_B$ . Le phénomène est à présent cyclique et la différence de potentiel aux bornes de  $C$  fluctue entre  $1/3$  de  $V_{CC}$  et  $2/3$  de  $V_{CC}$ , la périodicité s'exprime par  $T = 0,693 (R_A + 2R_B) C$ . Le signal qu'on utilise d'habitude est l'onde carrée présente à la sortie.

🔑 Exercice 5.8

Montrez que la période est, comme annoncé, indépendante de la tension d'alimentation.

Le 555 est un oscillateur absolument digne d'intérêt. Sa stabilité avoisine 1% ; il travaille sur une unique tension d'alimentation comprise entre 4,5 V et 16 V ;

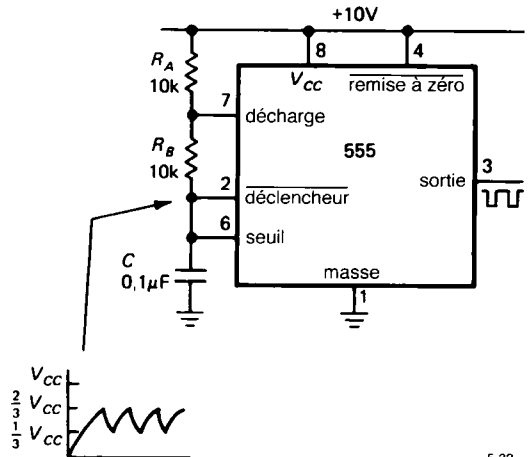


Figure 5.33 - Le 555 monté en oscillateur.

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

il conserve une bonne stabilité de fréquence malgré les variations de tension d'alimentation grâce au fait que les niveaux de déclenchement y restent proportionnels. Le 555 s'emploie aussi pour produire une unique impulsion de largeur arbitraire, mais également dans une foule d'autres applications. Il représente à lui seul une petite panoplie qui comporte des comparateurs, des portes logiques et des multi-vibrateurs bistables. Il y a un jeu, dans l'industrie électronique, qui consiste à imaginer une utilisation originale de ce 555. Et on peut dire que nombreuses ont été les réussites à cette distraction d'un genre nouveau.

Une précaution à prendre avec le 555, comme avec certains autres circuits : à chaque commutation de la sortie, il draine une énorme pointe de consommation (de l'ordre de 150 mA). Il est impératif de prévoir un découplage vigoureux par un condensateur à disposer à proximité immédiate de la puce. Et même dans ce cas, le 555 a encore tendance à produire des transitions dédoublées en sortie.

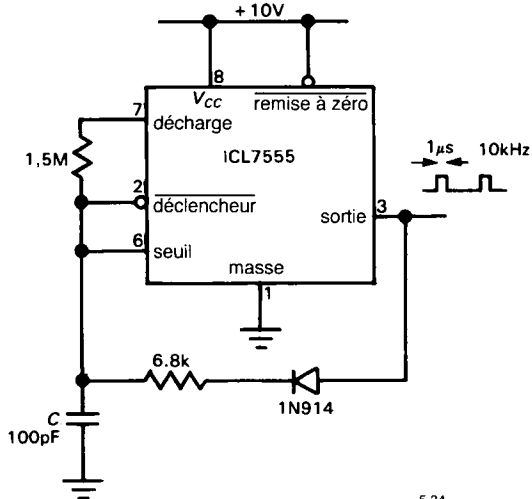


Figure 5.34 - Oscillateur à faible rapport cyclique.

### 555 en CMOS

La postérité nombreuse du 555, en technologie CMOS, a porté remède à certaines des caractéristiques les plus ennuyeuses du 555 bipolaire original, comme sa consommation importante, son courant de déclenchement élevé, les transitions dou-

bles en sortie et son incapacité à fonctionner sous une tension très basse. On retrouve leur lien de parenté grâce à l'indicatif « 555 » inclus dans leur numéro d'immatriculation. Le tableau 5.3 regroupe la plupart de ceux qui peuvent tomber entre vos mains, en face de leurs caractéristiques principales. On remarque leur capacité à opérer sous des tensions d'alimentation très basses (aussi faibles que 1 V !) et leur appétit d'oiseau. Ces nouveaux circuits montent aussi plus haut en fréquence que l'original. Les étages finaux en CMOS autorisent l'excursion de la tension de sortie jusqu'aux lignes d'alimentation, du moins pour des charges réduites. À ce propos, notez que leur sortie n'est pas aussi athlétique, côté courant disponible, que celle du modèle standard. Tous les circuits repris dans la liste sont des CMOS, à l'exception du 555 d'origine et du XR-L555. Celui-ci est conçu comme version bipolaire à puissance réduite ; c'est sa propension à délivrer un courant de sortie musclé, couplée à une très bonne tenue face aux variations de température qui dévoilent ses origines.

L'oscillateur à 555 de la figure 5.33 fournit en sortie une onde rectangulaire dont le rapport cyclique (la fraction de temps pendant lequel la sortie est au niveau HAUT) est toujours supérieur à 50%. La raison en est que le condensateur de temporisation se charge via  $R_A + R_B$ , tandis que la décharge (plus rapide) ne fait intervenir que  $R_B$ . La figure 5.34 montre par quelle astuce il y a moyen de pousser le 555 vers des rapports cycliques plus petits. La combinaison d'une diode et d'une résistance s'occupe de la charge (rapide) du condensateur par la sortie, alors que la décharge est plus lente par le transistor intégré prévu à cet effet. Le système n'est applicable qu'aux versions CMOS du 555, parce que seule l'excursion totale du signal de sortie (vers le positif) est garantie d'une charge suffisante de C.

Si l'on se sert d'une source de courant pour charger le condensateur de temporisation, on peut fabriquer une rampe de tension (un générateur de dent de scie). La figure 5.35 montre comment faire en utilisant un simple PNP comme source de courant. La rampe monte jusqu'aux deux tiers de  $V_{CC}$ , puis descend rapidement, à cause du transistor de décharge interne du 555 (broche 7), jusqu'au tiers de  $V_{CC}$ . Et le cycle

Tableau 5.3 - Oscillateurs de la famille 555

type	fabricant <sup>a</sup>	nombre par boîtier			tension d'alimentation		courant d'alim. par oscillateur (V <sub>alim</sub> = 5 V)		courant entrée seuil, trigger			fréquence max (V <sub>alim</sub> = 5 V)			coeff. de température typ		V <sub>sat</sub> , typ		à V <sub>alim</sub> D excursion		I <sub>s</sub> , max (V <sub>alim</sub> = 5 V, V <sub>s</sub> = 2,5 V) débit conso. (mA)
		1	2	4	min	max	typ	max	typ	max	min	typ	typ	typ	VoH à I <sub>sc</sub>	Vol à I <sub>snk</sub>	VoH à I <sub>sc</sub>	Vol à I <sub>snk</sub>			
		(V)	(V)	(V)	(μA)	(μA)	(nA)	(nA)	(MHz)	(MHz)	(MHz)	(ppm/°C)	(V)	(V)	(mA)	(mA)	(mA)	(mA)			
555	SN+	X	X	X	4,5	18	3000	5000	100	500	-	0,5	30	1,4	2	0,1	10	-	200	200	
ICL7555	IL	X	X	X	2	18	60	300	-	10	-	1	150	1	2	0,5	10	X	4	25	
TLC551	TI	X	X	X	1	18	170	-	0,01	-	-	2,1 <sup>c</sup>	-	1	2	0,2	10	X	-	-	
TLC555	TI	X	X	X	2	18	170	-	0,01	-	-	2,1	-	1	2	0,2	10	X	-	-	
LMC555	NS	X	-	-	1,5	15	100	250	0,01	-	-	3	75	0,3	2	0,3	10	X	-	-	
ALD555-1	AL	X	-	-	1	12	100	180	0,001	0,2	1,4	2	300	0,4	2	0,2	10	X	3	100	
ALD1504	AL	X	X	-	1	12	50	90	0,01	0,4	1,5	2,5	300	0,4	2	0,2	10	X	10	100	
ALD4503	AL	-	-	X	1	12	35	70	0,01	0,4	-	2	300	0,4	2	0,2	10	X	3	100	
XR-L555M	XR	X	X	X	2,7	15	150	300	500	-	-	-	30	1,7	10	0,3	2	-	100	-	

(a) voir les notes du tableau 4.1. (b) signifie que l'étage de sortie a une excursion sur toute la plage d'alimentation. (c) à V<sub>alim</sub> = 1,2 V.

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

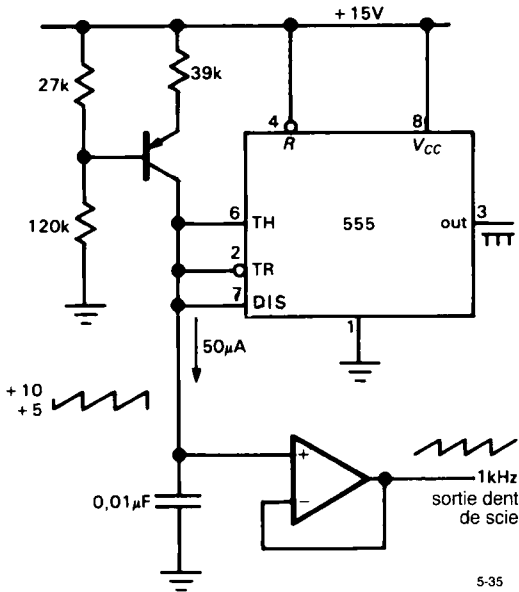


Figure 5.35 - Oscillateur en dent de scie.

recommence. Remarquez bien que cette tension en forme de rampe n'est présente qu'aux bornes du condensateur. De ce fait, elle y est disponible sous haute impédance et doit être tamponnée au moyen d'un amplificateur opérationnel avant toute utilisation. Vous pourriez vous simplifier quelque peu la vie en utilisant dans ce circuit une diode régulatrice de courant à *JFET* (section 3.6) en lieu et place de la source de courant PNP. Mais dans ce cas, la linéarité de la rampe sera un peu moins bonne, parce qu'un *JFET* travaillant à proximité de  $I_{DSS}$  n'est pas une aussi bonne source de courant constant qu'un transistor bipolaire.

La figure 5.36 montre une façon simple de produire une forme d'onde triangulaire au moyen d'un 555 en *CMOS*. Nous avons monté ici en série une paire de *JFET* comme régulateurs de courant de mode bidirectionnel. Lorsqu'il est polarisé en inverse, chaque régulateur de courant se comporte exactement, par sa conduction porte-drain, comme une diode normale. Comme la sortie rejoint les tensions d'alimentation, le courant est constant et de polarité alternée, ce qui engendre une tension *triangulaire* aux bornes du

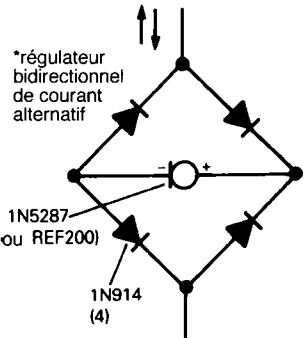
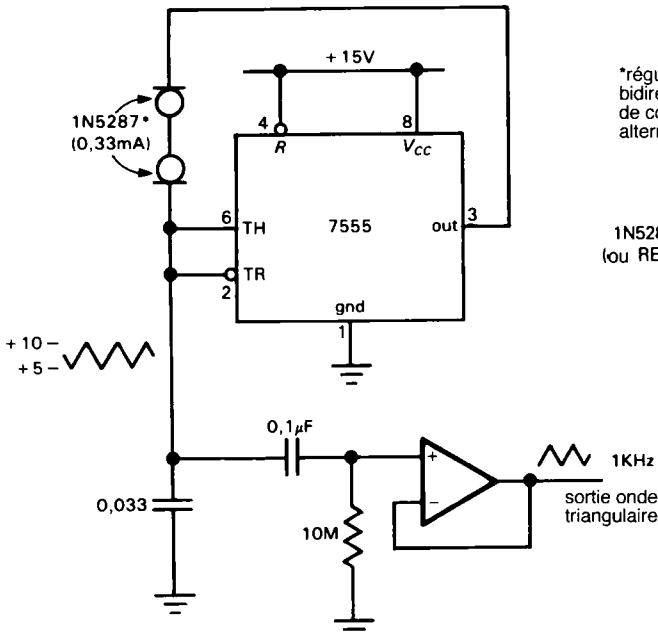


Figure 5.36 - Générateur de triangle.

condensateur. Comme d'habitude, elle s'inscrit entre  $1/3 V_{CC}$  et  $2/3 V_{CC}$ . Cette fois encore, il vous faudra la tamponner par un amplificateur opérationnel puisqu'elle y est à haute impédance. Une version *CMOS* du 555 est ici aussi indispensable, plus encore sous 5 V d'alimentation, puisque le bon fonctionnement du circuit est basé sur la pleine tension en sortie. Dans un 555 bipolaire, le niveau HAUT de sortie se situe à deux seuils de diode sous la tension positive (l'étage suiveur est un Darlington NPN) ce qui fait 3,8 V pour une alimentation en 5 V. Il ne resterait que 0,5 V de différence de potentiel sur les régulateurs de courant en série au moment de la pointe du signal, ce qui est manifestement insuffisant : le régulateur de courant a besoin de 1 V et les diodes *JFET*, de 0,6 V.

#### ✎ Exercice 5.9

Vérifiez votre compréhension des circuits 5.35 et 5.36 en calculant la fréquence d'oscillation dans chaque cas.

Il existe quelques autres puces de temporisation. Le 322 de National intègre une référence de tension de précision qui sert à déterminer le seuil de déclenchement. C'est ce qui en fait un élément de choix lorsqu'il s'agit de convertir en fréquence la grandeur d'un courant externe comme celui d'une photodiode, par exemple. Un autre groupe de temporisateurs comporte, outre le relaxateur, un compteur numérique. Ils fournissent ainsi des délais importants sans qu'il soit nécessaire de recourir à de hautes valeurs de résistances et de condensateurs. On peut citer parmi eux le 74HC4060, le 2243 d'Exar et le ICM7242 de Maxim ou Intersil. Ce dernier est un *CMOS*, il se contente d'une fraction de milliampère et délivre une impulsion après 128 cycles d'oscillation. Ces temporisateurs et leur famille sont d'une aide précieuse pour fabriquer des périodes qui peuvent s'échelonner de quelques secondes à plusieurs minutes.

### 5.15 Oscillateurs commandés en tension

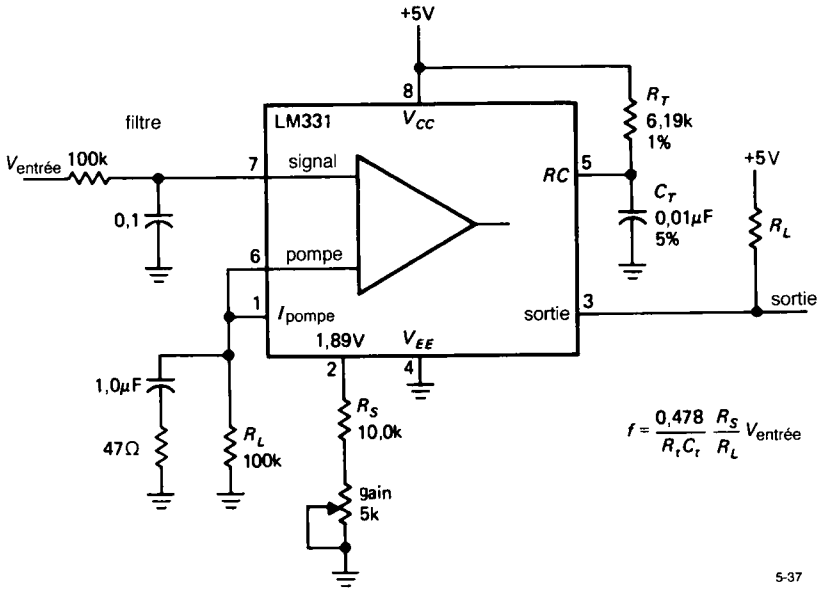
Parmi les circuits intégrés d'oscillateurs, on trouve aussi les VCO, les oscillateurs commandés en tension, dont on peut faire varier la fréquence dans une certaine gamme en modifiant une tension de commande à l'entrée. Certains couvrent une plage de

fréquences dont le rapport dépasse le millier. L'exemple type est le NE566, mais on dispose de modèles plus récents comme les LM331, 8038, 2206 et la série 74LS624 à 629.

Dans la série 74LS624, la sortie est un signal numérique qui peut atteindre 20 MHz et c'est une cellule RC externe qui détermine la fréquence centrale. Des VCO plus rapides, tels que le 1648, montent à 200 MHz et dans le chapitre 13 (Vol. 2), nous verrons comment fabriquer des oscillateurs commandés en tension pour la gamme du gigahertz. Le LM331 est en fait un convertisseur tension/fréquence (V/F) conçu pour assurer une bonne linéarité (voir sections 9.20 et 9.27, Vol. 2). Là où la linéarité est un critère important, des convertisseurs V/F comme l'AD650 s'acquittent de la tâche avec un défaut de linéarité inférieur à 0,005%. La majorité des VCO utilise une source de courant interne pour fabriquer une onde triangulaire et les modèles 8038 et 2206 contiennent même un ensemble d'écrêteurs à effet progressif pour transformer l'onde triangulaire en une sinusoïde fort approximative. Les circuits intégrés de VCO sont parfois affublés d'une référence de tension assez boiteuse, la tension d'alimentation positive, par exemple, et de systèmes compliqués de symétrisation du signal sinusoïdal. À notre avis, ils ont encore des progrès à faire avant qu'on ne découvre parmi eux le VCO idéal. Nombreux sont les circuits qui peuvent être munis d'un quartz externe, comme nous allons le voir, pour améliorer précision et stabilité. Le cristal, dans ce cas, remplace simplement le condensateur. La figure 5.37 vous montre un circuit VCO construit autour du LM331, dont la fréquence de sortie s'échelonne entre 10 Hz et 10 kHz.

Quand on veut acheter des circuits intégrés pour VCO, il ne faut pas oublier la gamme des PLL (*Phase Locked Loop*), les *boucles à verrouillage de phase*. Toutes contiennent à la fois un VCO et un détecteur de phase. On peut citer ici le populaire *CMOS* 4046 et son cousin d'une logique plus rapide, le 74HC4046. Nous étudierons les PLL dans les sections 9.27 à 9.31 (Vol. 2), mais en attendant, le tableau 5.4 vous fournit déjà la liste de la plupart des circuits VCO disponibles.

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS



5-37

Figure 5.37 - Circuit intégré convertisseur tension/fréquence (0 à 10 kHz).

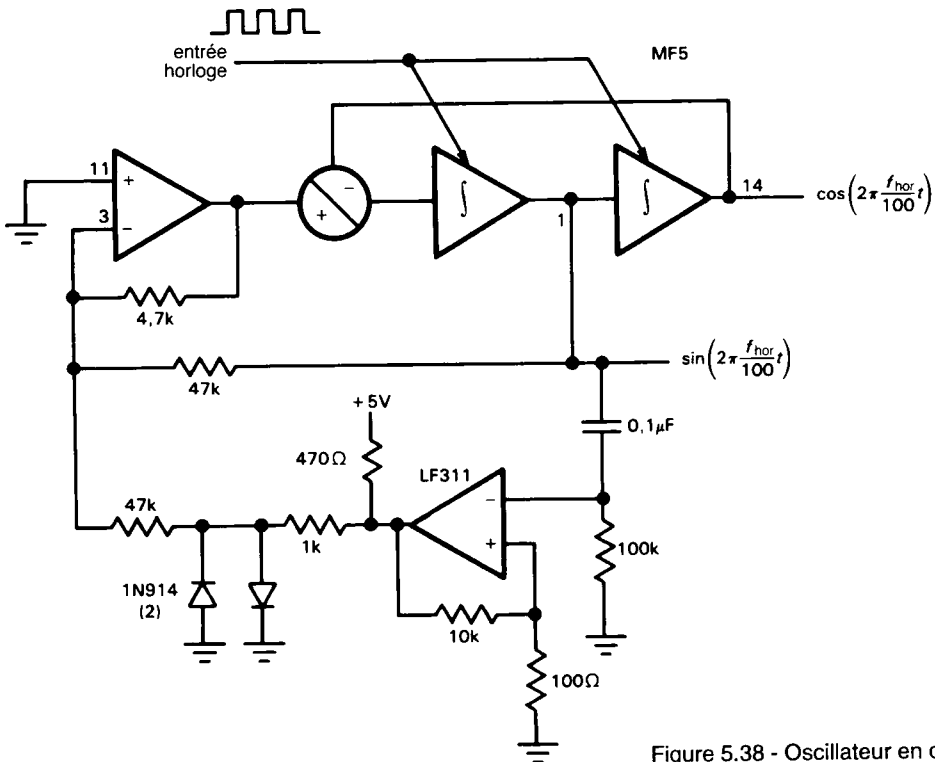
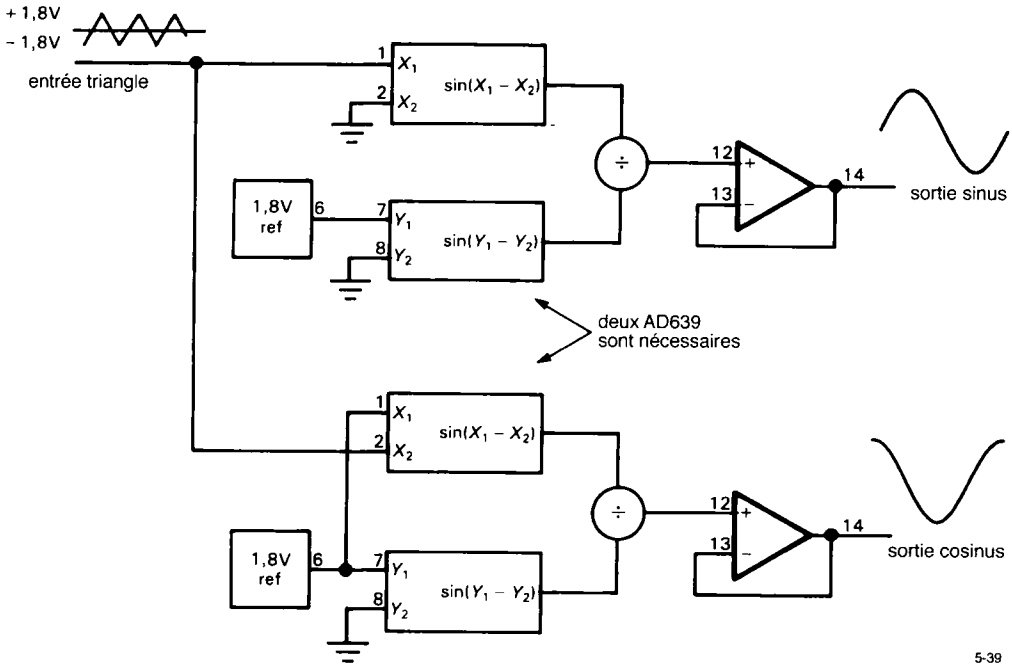


Figure 5.38 - Oscillateur en quadrature à commutation de condensateur.





5-39

Figure 5.39 - Générateur de fonctions trigonométriques.

### 5.16 Oscillateurs en quadrature

Il y a des jours où l'on a besoin d'un oscillateur qui fabrique simultanément deux ondes sinusoïdales d'égale amplitude, mais *décalées en phase de 90°*. Cela donne à penser au couple sinus et cosinus. On dit qu'ils sont en *quadrature de phase*. On trouve une de leurs applications privilégiées dans les circuits de communication radio (les mélangeurs en quadrature, l'émission en bande latérale unique). En outre, nous l'expliquerons plus loin, deux signaux en quadrature vous permettent d'obtenir le signal sous l'angle de phase de votre choix.

La première idée qui vient à l'esprit est d'envoyer un signal sinusoïdal à un intégrateur (ou un différentiateur), le résultat en sera un cosinus, puisque décalé de 90°. Le décalage de phase est bon, c'est l'amplitude qui ne l'est pas (tâchez de découvrir pourquoi). Voici pour suivre quelques méthodes qui conduisent au résultat cherché.

#### ◊ Résonateur à commutation de condensateur

La figure 5.38 montre la manière d'utiliser un MF5, un circuit intégré de filtre à commutation de condensateur, dans un montage passe-bande à auto-excitation pour produire deux signaux sinusoïdaux en quadrature. Le mieux, pour en comprendre le fonctionnement, c'est de supposer qu'il y a déjà une oscillation sinusoïdale en sortie. Un comparateur la convertit en une onde carrée de faible amplitude (un seuil de diode), qui est envoyée en rétroaction à l'entrée du filtre. Comme il présente une bande passante étroite ( $Q = 10$ ), il retransforme le signal en sinusoïde qui a son tour entretient l'oscillation. C'est une horloge (CLK) qui détermine la fréquence centrale du passe-bande, donc la fréquence d'oscillation, ici dans le rapport de  $f_{CLK} / 100$ . Ce montage est utilisable dans une gamme de fréquences de quelques hertz jusqu'à une dizaine de kilohertz et produit deux ondes sinusoïdales en quadrature d'égale amplitude. Notez cependant l'approximation en marches d'escalier de la forme d'onde, en raison du nombre limité de valeurs discrètes qui commandent le filtre.

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

Tableau 5.4 - Sélection de VCO								
type	fabricant <sup>a</sup>	famille <sup>b</sup>	fréquence max (MHz)	sorties <sup>c</sup>	tensions d'alimentation		linéarité (à 10kHz)	commentaires
					min (V)	max (V)		
VFC32	BB+	L	0,5	CO	±9	±18	0,01%	standard industriel, bonne linéarité
VFC62C	BB	L	1	CO	±13	±20	0,002%	excellente linéarité
VFC110B	BB	L	4	CO	±8	±18	0,005%	rapide, excellente linéarité, V <sub>ref</sub> interne
74S124	TI	T	60	SQ	4,75	5.2.5		
74LS624-9	TI	T	20	SQ	4,75	5.2.5		
74LS724	TI	T	16	SQ	4,75	5.2.5		mini DIP
215	XR	L	35	SQ	5	26		PLL (boucle à verrouillage de phase)
LM331	NS	L	0,1	CO	4	40		bon marché, bonne linéarité
AD537	AD	L	0,1	CO	4,5	3.6	0,07%	
566	SN	L	1	SQ,T	10	24		
AD650	AD	L	1	CO	±9	±18	0,005%	excellente linéarité
AD654	AD	L	0,5	CO	4,5	3.6	0,1% <sup>d</sup>	bon marché
1648	MO	E	200	P	-5,2			
1658	MO	E	130	P	-5,2			
XR2206	XR	L	0,5	SQ,T,SW	10	26	2%	dist harm de 0,5 % (ajustée)
XR2207	XR	L	0,5	SQ,T	8	26	1%	
XR2209	XR	L	1	SQ,T	±4	±13	1%	
XR2212	XR	L	0,3	SQ	4,5	2.0		PLL (boucle à verrouillage de phase)
XR2213	XR	L	0,3	SQ	4,5	1.5		PLL (boucle à verrouillage de phase)
4024	MO	T	25	SQ	4,75	5.2.5		
4046	RC+	C	1	SQ	3	15		PLL en CMOS
HC4046	RC+	C	15	SQ	3	6		4046 rapide
4151	RA	L	0,1	CO	8	22	0,013%	
4152	RA	L	0,1	CO	7	18	0,007%	
4153A	RA	L	0,5	CO	±12	±18	0,002%	excellente linéarité, emploi facile
8038	IL	L	0,1	SQ,T,SW	10	30	0,2%	Exar 8038 va jusqu'à 1 MHz
TSC9401	TP	L	0,1	CO	±4	±7.5	0,01%	xonv V/F, linéaire, stable

<sup>(a)</sup> Voir les notes du tableau 4.1

<sup>(b)</sup> Familles : C = CMOS ; E = ECL ; L = Linéaire ; T = TTL.

<sup>(c)</sup> Sorties : CO = collecteur ouvert ; P = impulsions ; SQ = ondes carrées ; SW = ondes sinus ; T = triangle

<sup>(d)</sup> à 250 kHz

### ◇ Générateur analogique de fonctions trigonométriques

Analog Devices produit un circuit intégré non linéaire de transformation de fonctions qui convertit un signal en une tension proportionnelle à  $\sin(A \times V_{\text{entrée}})$ , où  $A$  est le gain, d'une valeur fixe qui représente 50 degrés par volt. À vrai dire, la puce, un AD639, peut en faire bien davantage. Elle a quatre entrées qu'on nomme  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $Y_1$  et  $Y_2$  et donne à la sortie :

$$V_{\text{sortie}} = \sin(X_1 - X_2) / \sin(Y_1 - Y_2).$$

Donc si, par exemple, on donne à  $X_1$  et  $Y_1$  la valeur de  $90^\circ$ , ce qui représente  $+1,8 \text{ V}$ , qu'on fixe  $Y_2 = 0 \text{ V}$  (masse) et qu'on applique à l'entrée une tension  $X_2$ , la sortie fournira  $\cos(X_2)$ .

#### ✎ Exercice 5.10

Démontrez cette dernière proposition.

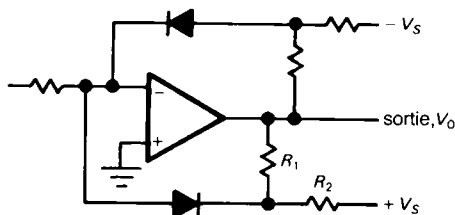
Un AD639 vous délivre même une tension précise de  $+1,8 \text{ V}$ , question de vous faciliter la vie. Si maintenant vous prenez deux AD639 et que vous leur fournissez une onde triangulaire de  $1,8 \text{ V}$  d'amplitude, vous obtiendrez sur leurs sorties deux sinusoides en quadrature de phase. C'est ce que montre la figure 5.39. L'AD639 est capable de travailler du continu jusqu'à environ  $1 \text{ MHz}$ .

### ◇ Tables d'ondes

Ceci est une méthode numérique que vous ne maîtriserez qu'après lecture du chapitre 9 (Vol. 2). L'idée de base est d'inscrire dans une mémoire numérique les différentes valeurs du sinus et du cosinus de toute une série d'angles espacés régulièrement, disons tous les degrés. Pour fabriquer des ondes sinusoïdales, on balaye rapidement et en séquence les adresses de la mémoire, on lit leur contenu (chaque angle l'un après l'autre) et on transmet ces données à deux convertisseurs numériques/analogiques (N/A).

Cette méthode présente certains inconvénients. De même que pour le résonateur à commutation de condensateur, le signal de sortie est en réalité une fonction en escaliers, puisque construite à partir d'un nombre fini de tensions, une pour chaque valeur de la table. On peut bien sûr employer un filtre passe-bas pour lisser la sortie, mais alors la plage de fonctionnement s'en trouve limitée parce que le filtre doit

laisser passer la sinusoïde tout en bloquant la fréquence des marches d'escalier. C'est le même problème qu'avec le résonateur à capacité commutée. Diminuer la hauteur des marches est une aide, mais on réduit en même temps la fréquence maximale. En utilisant des convertisseurs N/A normaux, dont le temps de conversion est inférieur à la microseconde, on peut atteindre une dizaine de kilohertz pour un pas angulaire de un degré. Les convertisseurs N/A eux aussi produisent de grandes pointes de tension à la sortie (*glitch*) en sautant d'une marche à l'autre. On observe même des transitoires de commutation qui atteignent la pleine échelle alors que la tension de sortie ne doit varier qu'entre deux échelons successifs adjacents (le plus petit intervalle) ! Au chapitre 9 (Vol. 2), nous verrons des techniques qui permettent d'éliminer ce phénomène. On trouve des convertisseurs N/A dont la résolution est de 16 bits, soit 65 536 niveaux.



$$\text{limiteur à diode pour } V_0 = \frac{R_1}{R_2}(V_S + V_{\text{diode}}) \quad 5-40$$

Figure 5.40

### ◇ Oscillateur hybride

Les méthodes décrites précédemment demandent toutes un sérieux travail de construction. Par bonheur, les gens sympathiques de chez Burr-Brown ont bien fait leur ouvrage et ont sorti le modèle 4423, un oscillateur en quadrature de précision. Il s'agit d'un filtre passe-bande classique à trois amplificateurs opérationnels (voir figure 5.18) en technologie hybride. La rétroaction traverse un limiteur à diodes pour rejoindre l'entrée, suivant le principe de la figure 5.40. Le 4423 prétend travailler de  $0,002 \text{ Hz}$  jusqu'à  $20 \text{ kHz}$  tout en gardant le contrôle de la phase, de l'amplitude et la stabilité de fréquence ( $100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  maximum). Il est disponible sous forme de module

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

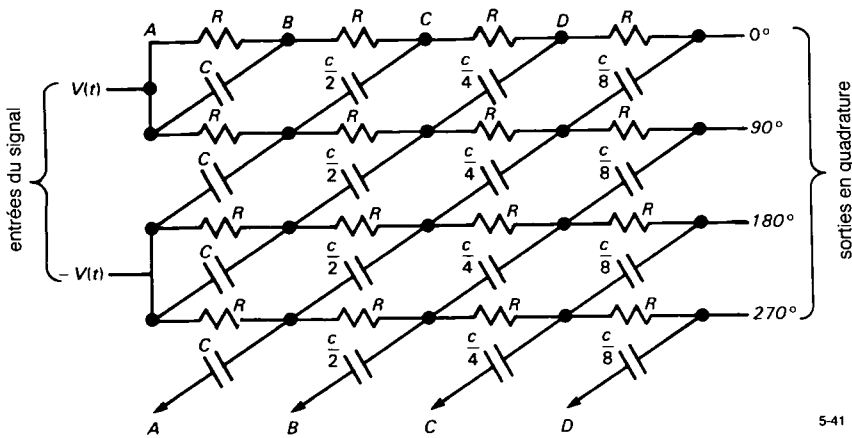


Figure 5.41 - Filtre polyphasé.

(pas de CI monolithique) présenté sous boîtier DIP moulé à 14 broches et il coûte 24 dollars au détail.

### ◇ Filtres polyphasés

Il y a d'astucieux filtres RC qui ont la propriété de transformer une onde sinusoïdale en deux ondes dont la différence de phase vaut  $90^\circ$ . Les radio-amateurs désignent la méthode sous le nom de « *phasing* » pour l'émission en bande latérale (on la doit à Weaver), le signal d'entrée est alors la conversation à transmettre.

Malheureusement cette méthode ne donne de bons résultats que dans une gamme de fréquences fort restreinte et exige l'utilisation de résisteurs et de condensateurs de précision.

Un meilleur système pour produire des signaux en quadrature à large bande, c'est le réseau polyphasé. Il consiste en une structure cyclique répétitive dans laquelle les résistances ont toutes la même valeur, tandis que les condensateurs qui se suivent ont des valeurs décroissantes suivant une progression géométrique, comme on le voit dans la figure 5.41. Pour attaquer le réseau, il vous faut le signal en question et son cousin déphasé de  $180^\circ$  (il est bien facile à produire, puisqu'un inverseur à gain unitaire suffit). La sortie est un ensemble quadruple de signaux en quadrature, obtenu par un réseau à six sections ;

l'erreur n'est que de  $\pm 0,5^\circ$  dans une plage de fréquence de 1 à 100.

### ◇ Ondes carrées en quadrature

Dans le cas particulier des ondes carrées, obtenir des signaux en quadrature est facile comme bonjour. Au départ, on produit la fréquence double de celle dont on a besoin, puis on la divise par deux grâce à des *multivibrateurs* numériques (chapitre 8, Vol. 2) et il ne reste qu'à décoder les signaux par des *portes logiques* (toujours chapitre 8). Cette technique est infallible du continu à 100 MHz au minimum.

### ◇ Quadrature en radiofréquence

Aux fréquences radio (au-dessus de quelques mégahertz), la génération de signaux sinusoïdaux déphasés de  $90^\circ$  redevient une chose simple grâce à des dispositifs appelés *jonctions hybrides* (ou encore séparateurs/mélangeurs). Aux fréquences inférieures à 1 GHz, on utilise de petits transformateurs en forme de tore, alors qu'à plus haute fréquence, les réalisations se font en lignes triplaques (*stripline*) — ce sont des rubans parallèles maintenus à distance d'une base conductrice par un diélectrique — ou encore par guides d'ondes, tubes rectangulaires creux. Nous les reverrons dans le chapitre 13 (Vol. 2). Ces techniques, on les utilise d'habitude en spectre étroit, la largeur de bande normale est l'octave (rapport 2 : 1).

### ◊ Production d'une onde sinusoïdale de phase arbitraire

Une fois que vous disposez de deux signaux en quadrature, il devient simple d'en obtenir n'importe quel déphasage. On combine simplement le signal en phase ( $I$ ) et son homologue en quadrature ( $Q$ ) dans un mélangeur résistif, qui peut se résumer à un potentiomètre au moyen duquel on peut choisir un angle arbitraire entre  $I$  et  $Q$ . En tournant le potentiomètre, on mélange les signaux  $I$  et  $Q$  en proportions différentes, ce qui permet de passer sans à-coup d'un déphasage de  $0^\circ$  à  $90^\circ$ . Si l'on analyse les choses de façon vectorielle, on s'aperçoit que, dans ce montage, la phase est totalement indépendante de la fréquence. Cependant, l'amplitude n'est pas tout à fait constante quand on modifie la phase et la chute atteint 3 dB à  $45^\circ$ . Cette méthode simple, on peut la généraliser à  $360^\circ$  en formant les signaux inversés (décalés de  $180^\circ$ )  $I'$  et  $Q'$  par des amplificateurs inverseurs de gain  $G_V = -1$ .

### 5.17 ◊ Oscillateur à pont de Wien

À qui veut une sinusoïde de faible distorsion, aucune des méthodes décrites jusqu'ici ne conviendra. Bien que les générateurs de fonctions à large bande utilisent effectivement la technique qui consiste à dénaturer une onde triangulaire par un système de nivellement à diodes, la distorsion qui en résulte peut rarement tomber en dessous de 1%. Mais les amateurs de haute fidélité, eux, veulent absolument pour leur amplificateur un taux inférieur à 0,1%. Quand il s'agit d'effectuer des mesures sur de tels équipements audio à faible distorsion, on ne peut pas se passer de générateurs de sinus dont la distorsion finale soit inférieure à 0,05%.

Aux fréquences basses et moyennes, l'oscillateur à pont de Wien (figure 5.42) est une source convenable de signaux sinusoïdaux à faible distorsion. Le principe réside dans un amplificateur à rétroaction dont le déphasage est exactement de  $180^\circ$  à la fréquence souhaitée. On ajuste le gain de boucle pour que l'oscillation s'auto-entretienne de justesse. Si l'on choisit des résistances  $R_S$  et des condensateurs  $C_S$  d'égale valeur, comme on l'a représenté, le gain en tension de l'amplificateur non-inverseur doit afficher exactement 3,00. Un gain inférieur, l'oscillation

s'arrête ; un gain supérieur et la sortie entre en saturation. La distorsion est faible tant que l'amplitude des oscillations se maintient dans la région linéaire de l'amplificateur, ce qui veut dire qu'on ne peut pas l'autoriser à des excursions de tension à pleine échelle. Or, sans un artifice quelconque pour contrôler le gain, c'est exactement ce qui va arriver. La tension de sortie de l'amplificateur va s'accroître jusqu'à ce que le gain effectif se réduise de lui-même à 3,00 par l'effet de la saturation. Les ficelles utilisées font intervenir, sous une forme quelconque, comme nous allons le voir, une rétroaction à longue constante de temps pour fixer le gain.

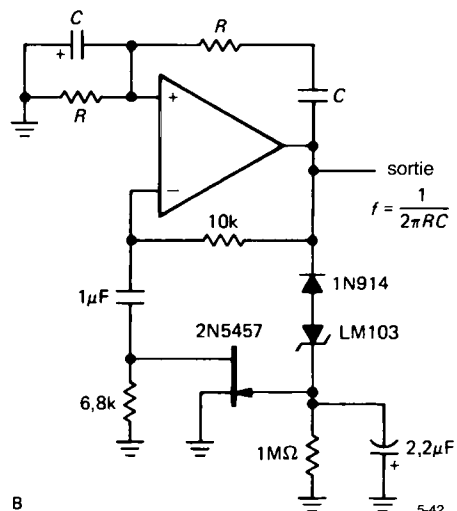
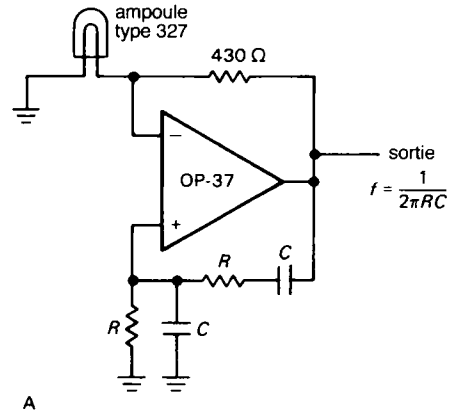


Figure 5.42 - Oscillateurs à faible distorsion à pont de Wien.

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

Dans le premier circuit, c'est une lampe à incandescence qui est utilisée comme élément de rétroaction à résistance variable. Si le niveau de sortie monte, la lampe chauffe un peu plus et le gain du montage non-inverseur se réduit. Le circuit illustré offre moins de 0,003% de distorsion harmonique pour les fréquences audio supérieures à 1 kHz. Pour de plus amples informations, vous pouvez vous reporter à la note d'application LTC n° 5 de décembre 84. Dans le second circuit, un discriminateur d'amplitude constitué de diodes et de cellules RC ajuste le gain en modifiant la résistance d'un FET (transistor à effet de champ), lequel se comporte en résistance variable commandée en tension tant qu'on reste à basse tension (voir section 3.10). Remarquez la longueur de la constante de temps utilisée (2 s). Ceci est essentiel pour éviter la distorsion, parce qu'un rétro-couplage plus rapide aurait tendance à intervenir sur l'amplitude pendant la durée du cycle, ce qui déformerait le signal.

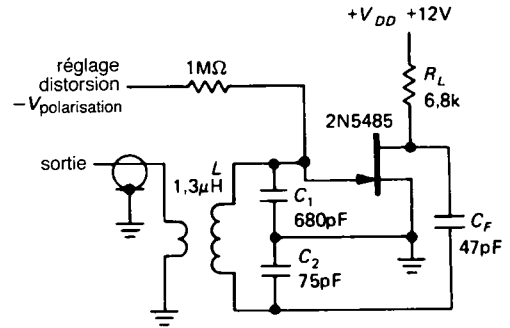
### 5.18 ◊ Oscillateurs LC

Aux hautes fréquences, la méthode favorite de production des ondes sinusoïdales, c'est l'oscillateur LC dans lequel un filtre LC accordé forme un circuit du genre amplificateur, susceptible de produire un certain gain à la fréquence de résonance. On utilise une rétroaction positive globale pour induire et entretenir l'oscillation à la fréquence de résonance de la cellule LC. Ce type de circuit démarre de lui-même.

La figure 5.43 en montre deux configurations bien connues. Le premier circuit est l'infailible oscillateur Colpitts, une cellule LC parallèle accordée à l'entrée et un couplage positif depuis la sortie. La distorsion de ce circuit a la réputation de descendre sous les -60 dB. Le second circuit est l'oscillateur de Hartley, construit ici autour d'un transistor NPN. Le condensateur ajustable constitue son réglage de fréquence. Les deux circuits se servent du *couplage mutuel* entre bobines, à peine quelques spires, pour former un transformateur abaisseur.

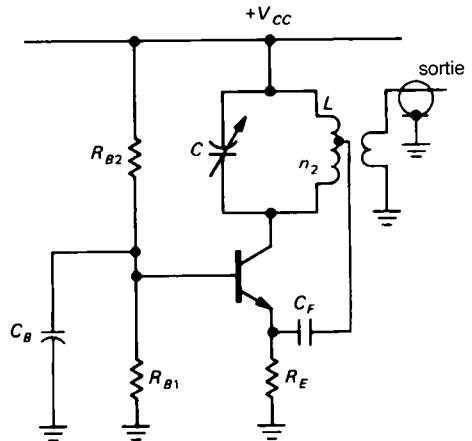
On peut fabriquer des oscillateurs LC à accord électrique sur une modeste plage de fréquence. Le système consiste à utiliser une diode à capacité variable, une *varicap*, dans le circuit LC responsable de la

fréquence. Les propriétés physiques des diodes à jonction nous apportent la solution sous la forme d'une simple diode polarisée en inverse. La capacité d'une jonction PN diminue quand sa tension inverse augmente (voir figure 13.3, Vol. 2). Bien que n'importe quelle diode fonctionne en varicap, on trouve des diodes à capacité variable spécialement conçues pour cet usage. La figure 5.44 montre quelques exemples de leurs caractéristiques. La figure 5.45 représente un oscillateur Colpitts à simple JFET (le rétro-couplage provient de la source) ajustable sur une plage de  $\pm 1\%$ . Dans ce circuit, la gamme de réglage a été volontairement réduite de manière à assurer une bonne stabilité en utilisant un condensateur fixe assez grand (100 pF) en parallèle sur un petit



oscillateur Colpitts 20MHz à faible distorsion

A



oscillateur LC Hartley

B

5-43

Figure 5.43

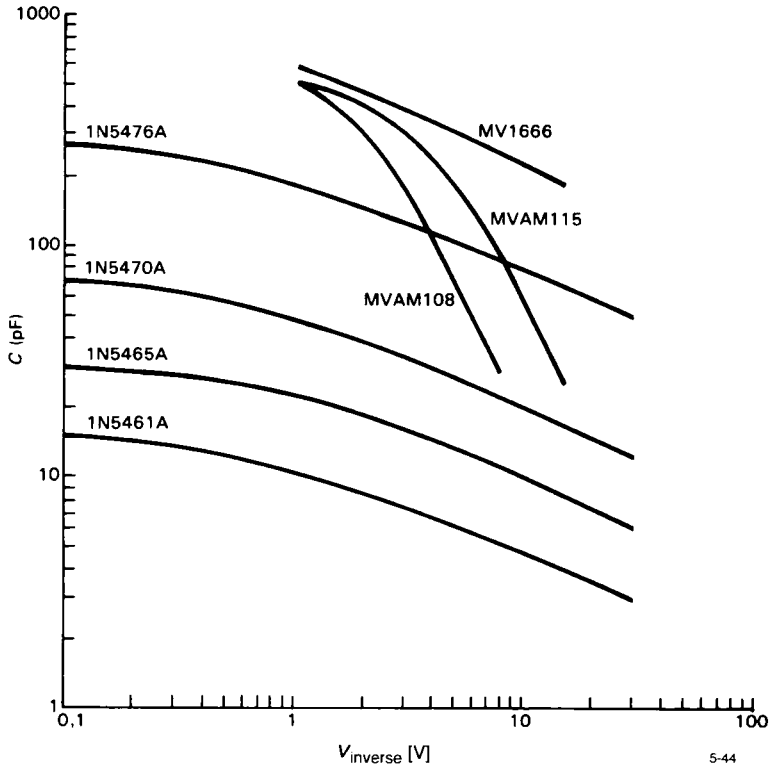


Figure 5.44 - Diodes varicap.

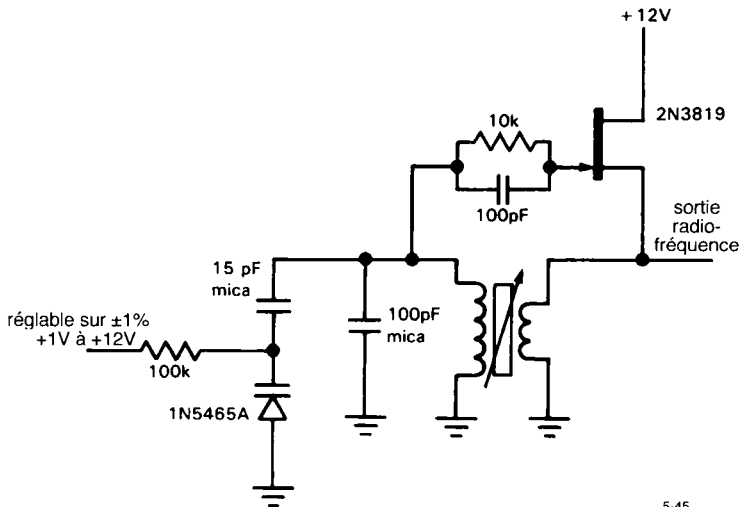


Figure 5.45 - Oscillateur LC commandé en tension.

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

condensateur variable (maximum 15 pF). Remarquez la haute valeur de la résistance de polarisation (pour éviter que le circuit de polarisation de la diode n'amortisse l'oscillation) et le condensateur de blocage de la composante continue. Voyez également la section 13.11 (Vol. 2).

Les diodes varicap habituelles ont une capacité maximale comprise entre quelques picofarads et quelques centaines de picofarads, leur plage de réglage est dans le rapport 3 : 1 environ (il y a cependant des varicaps à plage étendue, dont le rapport peut atteindre 15 : 1). Comme la fréquence de résonance d'un circuit  $LC$  est inversement proportionnelle à la racine carrée de la capacité, cela donne une gamme de syntonisation en fréquence jusqu'à 4 : 1, mais plus généralement, on se contente d'une marge de  $\pm 25\%$ .

Dans les circuits accordés par diode varicap, l'oscillation elle-même (de concert avec la tension continue d'accord, qui vient de l'extérieur) apparaît aux bornes de la varicap, ce qui entraîne une fluctuation de sa capacité à la même fréquence que le signal. Voilà qui produit des distorsions de la forme d'onde de l'oscillateur et, pire encore, fait dépendre la fréquence de l'oscillateur, dans une certaine mesure, de l'amplitude de l'oscillation. Pour réduire ces effets, il faut limiter l'amplitude (quitte à l'amplifier dans les étages suivants, si nécessaire). De même, il est préférable de maintenir la tension de polarisation de la varicap à plus d'un volt, de manière à ce que, comparativement, l'amplitude de l'oscillation soit petite.

Les oscillateurs à accord électrique sont d'usage courant pour la modulation en fréquence et dans les boucles à verrouillage de phase en radiofréquence, sujets que nous traiterons dans les chapitres 9 et 13 (Vol. 2).

Pour des raisons historiques, et tant que nous en sommes aux oscillateurs  $LC$ , il nous faut mentionner ici un de ses parents proches, l'oscillateur à diapason. Il exploitait le facteur de surtension  $Q$  élevé du diapason pour déterminer la fréquence des oscillations et a fait carrière comme référence de basse fréquence grâce à sa stabilité de quelques parts par million, (pour autant qu'il soit sous enceinte thermostatée) mais aussi comme montre-bracelet. Ces objets (de collec-

tion) ont été remplacés depuis par les oscillateurs à quartz, dont précisément nous allons parler dans la section suivante.

### ◇ Oscillations parasites

Vous venez de terminer la construction d'un magnifique amplificateur et vous le vérifiez au moyen d'un signal sinusoïdal à l'entrée. Vous commutez à présent le générateur de fonctions en ondes rectangulaires et, ô surprise ! la sortie reste sinusoïdale. Ce n'est pas un amplificateur que vous avez là, mais un problème.

Les oscillations parasites ne sont pas nécessairement aussi spectaculaires que cela. On les observe souvent comme du flou dans la forme d'onde, une consommation de courant erratique, des dérives inexplicables dans les amplificateurs opérationnels ou encore des montages dont le comportement est irréprochable aussi longtemps que la sonde de l'oscilloscope y est branchée, mais qui font les fous dès que l'oscillo a le dos tourné. Voilà toutes sortes de manifestations étranges d'oscillations parasites à haute fréquence qu'on a négligé d'appivoiser. Elles sont occasionnées par des oscillateurs Hartley ou Colpitts involontaires formés par l'inductance des fils de câblage et les capacités inter-électrodes.

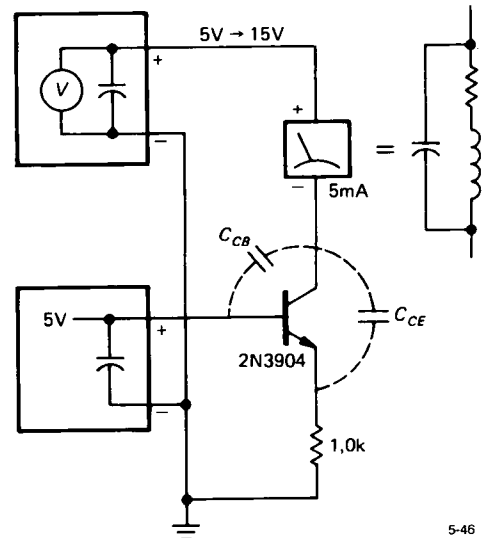


Figure 5.46 - Exemple d'oscillation parasite.



La figure 5.46 est un instantané d'une source de courant oscillant, née pendant une séance de laboratoire d'électronique. Les étudiants utilisaient un multimètre pour mesurer les variations de tension d'une source de courant constant transistorisée, tout ce qu'il y a d'ordinaire. Le courant semblait varier trop (5% à 10%) pour des modifications de la charge situées dans les limites permises, mais le symptôme « guérissait » simplement en touchant du doigt le fil du collecteur ! La capacité collecteur-base du transistor, jointe à celle du multimètre, entraînent en résonance avec la self-induction de l'appareil de mesure dans un oscillateur Hartley classique, dont le rétro-couplage provenait de la capacité collecteur-émetteur. Une petite résistance dans la base a suffi à arrêter l'oscillation par diminution du gain à haute fréquence en base commune. C'est un petit truc qui sert souvent.

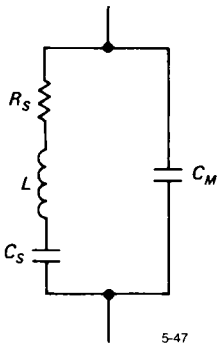


Figure 5.47

### 5.19 Oscillateurs à quartz

Les oscillateurs *RC* atteignent des stabilités voisines de 0,1% ; la prédiction, hors réglage, de leur fréquence est de 5 à 10%. C'est suffisant dans la plupart des applications, par exemple l'affichage multiplexé d'une calculette, où les chiffres sont éclairés rapidement l'un après l'autre à une récurrence d'à peu près 1000 fois par seconde. Un seul chiffre est éclairé à la fois, mais l'œil perçoit l'affichage complet. Le rythme est ici rigoureusement sans importance.

Pour ce qui est de la précision, les oscillateurs *LC* font un peu mieux, avec une stabilité de 0,01% pendant des périodes raisonnables. C'est suffisant pour les oscillateurs des récepteurs de radio et de télévision,

mais quand on cherche la haute stabilité, rien ne remplace un oscillateur à quartz. Il se sert d'un morceau de cristal de quartz ; chimiquement, c'est comme du verre, du dioxyde de silicium. On le taille et on le polit pour qu'il vibre à une fréquence bien définie. Un quartz a des propriétés *piézoélectriques*, c'est-à-dire qu'une pression engendre une tension et réciproquement, ce qui fait qu'on peut induire des ondes acoustiques dans le cristal par un champ électrique et que ces ondes produisent à leur tour une tension électrique sur les faces du quartz. En recouvrant certaines faces d'une couche conductrice, vous trouvez en face d'un honnête élément qui peut se représenter sous la forme d'un circuit *RLC* préaccordé sur une fréquence définie. En réalité, son circuit équivalent contient deux condensateurs, responsables de deux fréquences de résonance, l'une série, l'autre parallèle, très proches (à moins de 1%) l'une de l'autre comme le montre la figure 5.47. Ceci produit un changement très rapide de sa réactance en fonction de la fréquence (voir figure 5.48). Le facteur de surtension d'un cristal de quartz est très élevé (normalement autour de 10 000) et sa stabilité

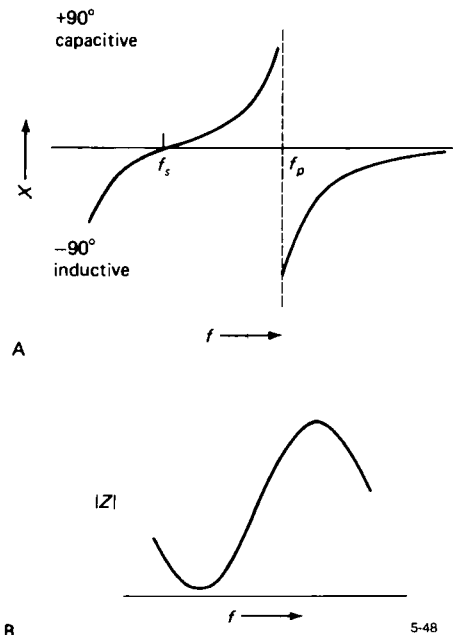


Figure 5.48

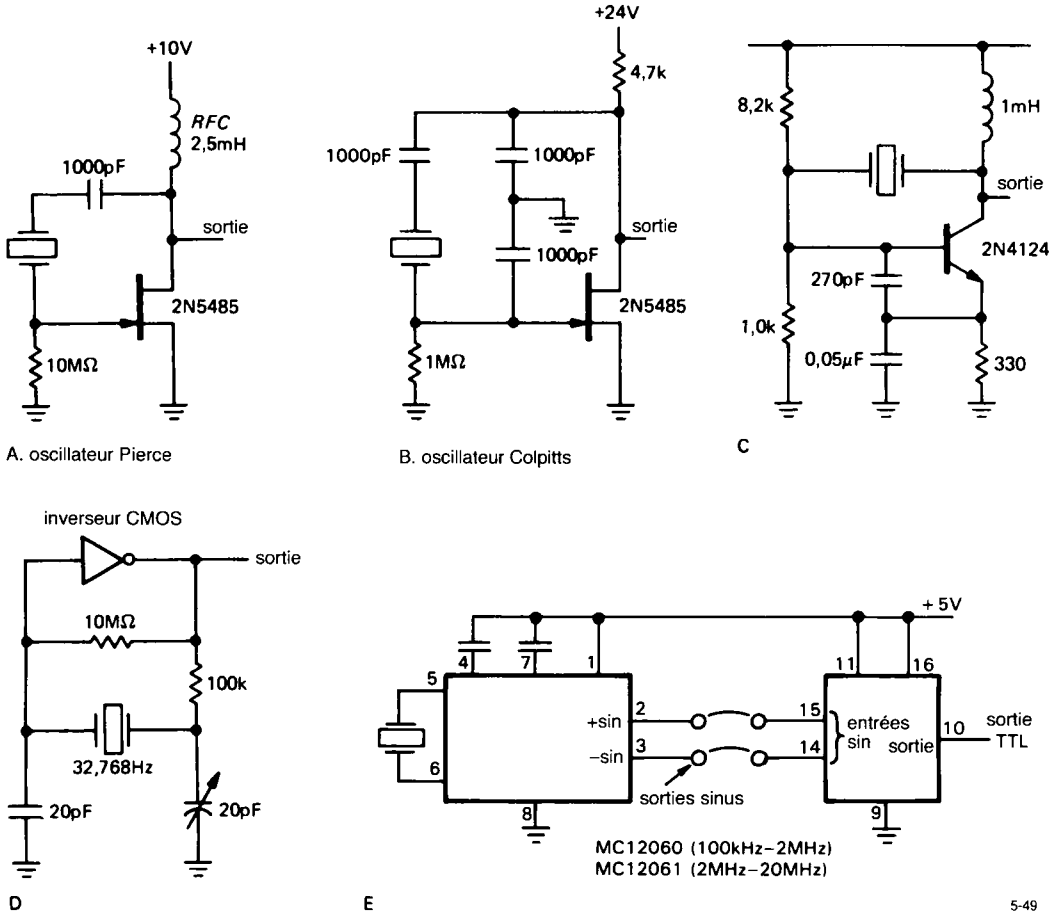


Figure 5.49 - Différents oscillateurs à quartz.

très bonne, ce qui en fait naturellement un élément rêvé pour le pilotage d'un oscillateur ou pour la réalisation de filtres de hautes performances. Voyez à ce sujet la section 13.12 (Vol. 2). Tout comme les oscillateurs *LC*, leurs équivalents à quartz donnent une réaction positive et du gain à la fréquence de résonance, ce qui entretient les oscillations.

La figure 5.49 montre différents oscillateurs à cristal. En A, un classique oscillateur de Pierce équipé d'un *FET* d'usage général (voir chapitre 3). L'oscillateur Colpitts, un quartz à la place du *LC*, en B. Un transistor bipolaire NPN dont le rétro-couplage est assuré par le quartz, en C. Les autres circuits produisent en

sortie des niveaux logiques et utilisent des fonctions logiques numériques (D et E).

Le dernier schéma utilise les oscillateurs à quartz de la série MC12060/12061 Motorola dont l'emploi est particulièrement aisé. Ces puces fonctionnent avec des cristaux compris entre 100 kHz et 20 MHz et ont une excellente stabilité en fréquence du fait qu'elles limitent soigneusement l'amplitude des oscillations par circuits discriminateurs et limiteurs. Elles fournissent une sortie sinusoïdale et une onde carrée, compatibles avec les niveaux logiques TTL et ECL.

Il existe encore une solution plus pratique si vous acceptez de vous limiter à une sortie rectangulaire et si le fin du fin en matière de stabilité n'est pas indispensable. Ce sont les modules oscillateurs à quartz complets, normalement disponibles en boîtiers métalliques aux dimensions d'un circuit intégré DIP. On les trouve pour toutes les fréquences standard (par exemple 1, 2, 4, 5, 6, 8, 10, 16 et 20 MHz) ainsi que pour ces fréquences étranges que l'on utilise couramment dans les microprocesseurs (par exemple le 14,31818 MHz des cartes vidéo). Ces modules d'horloge à quartz n'ont qu'une précision nominale de 0,01% (100 ppm) sur toute la gamme de température, de tension d'alimentation et dans le temps, mais ils ne coûtent que deux à cinq dollars et ils vous épargnent la peine de câbler tout un circuit. Qui plus est, leur oscillation est garantie, ce qui n'est pas nécessairement le cas lorsque vous avez construit vous-même l'oscillateur. En effet, ces oscillateurs dépendent de propriétés intrinsèques du cristal, comme le mode (série ou parallèle), la résistance série équivalente et la capacité du support, qui ne sont pas toujours très bien spécifiées dans la documentation. Il n'arrive que trop souvent de voir que votre montage oscille effectivement, mais à une fréquence qui n'a rien de commun avec celle inscrite sur le boîtier du quartz ! Notre expérience personnelle des oscillateurs à quartz à composants discrets nous a conduits à des sommets... et à des dépressions.

Des quartz, on en trouve de 10 kHz à 10 MHz, ceux qui oscillent en mode partiel (sur harmoniques) montent jusqu'à 250 MHz. Les quartz de fréquence particulière sont fabriqués à la demande, mais toutes les fréquences courantes sont disponibles dans le commerce. On trouve toujours facilement des fréquences comme 100 kHz, 1,0 MHz, 2,0 MHz, 4,0 MHz, 5,0 MHz ou 10,0 MHz. Un quartz de 3,579545 MHz coûte moins d'un dollar, il s'utilise dans les oscillateurs de salve couleur en télévision (NTSC) et dans les générateurs de tonalités de téléphone (DTMF). Les montres-bracelets numériques préfèrent 32,768 kHz (à diviser par  $2^{15}$  pour obtenir 1 Hz) ; d'autres puissances de deux sont aussi aisément disponibles. On peut ajuster très légèrement la fréquence d'un oscillateur à quartz en modifiant soit sa capacité série, soit la parallèle, comme l'indique la

figure 5.49D. Au prix où ils sont, cela vaut toujours la peine d'envisager leur emploi dans toutes les applications où il faudrait mettre « sous pression » des oscillateurs RC à relaxation.

Dans l'hypothèse où il vous faudrait une fréquence stable mais réglable électriquement sur une plage minuscule, vous pouvez vous servir d'une diode varicap pour « tirer » légèrement la fréquence d'un oscillateur à quartz. Vous obtenez de la sorte un « VCXO », un oscillateur à quartz commandé en tension qui combine la bonne, voire excellente stabilité des oscillateurs à cristal à un accord comparable à celui d'un LC. Le mieux est probablement d'acheter un VCXO du commerce, plutôt que d'essayer d'en fabriquer un soi-même. En général, leur plage de réglage se situe entre  $\pm 10$  ppm et  $\pm 100$  ppm de la fréquence centrale, mais il en existe des modèles plus « tolérants », jusqu'à 1 000 ppm.

D'un oscillateur à quartz, vous pouvez obtenir, sans trop de soucis, une stabilité de quelques parts par million. Il vous faudra pour cela une compensation de température et vous entrez du même coup dans la gamme des TCXO (oscillateur à quartz compensé en température) qui présentent encore de meilleures performances. Aussi bien les TCXO que les oscillateurs non compensés, on en trouve de marques différentes : CTS Knights, Motorola, Reeves Hoffman, Statek ou Vectron. Ils sont disponibles aussi en plusieurs dimensions qui peuvent être aussi petites qu'un boîtier DIP ou même que le minuscule TO-5 d'un transistor standard. Les TCXO assurent une stabilité de 1 ppm ( $10^{-6}$ ) sur toute la gamme de température allant de 0° à 50°C (les moins chers) jusqu'à 0,1 ppm ( $10^{-7}$ ) sur la même plage, mais ceux-ci coûtent plus cher.

#### *Oscillateurs stabilisés en température*

Pour le fin du fin en matière de stabilité, vous pouvez avoir recours à un oscillateur à cristal sous enceinte thermostatée. On se sert dans ce cas d'un quartz dont le coefficient de température s'annule à une température relativement élevée (80°C à 90°C), que l'on maintient grâce à un thermostat. Ces oscillateurs, ce sont de petits modules à loger dans un appareil ou des étalons complets pour monter en rack. Le 10811 de

## 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

Hewlett-Packard est un exemple d'oscillateur modulaire à hautes performances, qui délivre du 10 MHz sous une stabilité de l'ordre de  $10^{-11}$  pour quelques secondes ou plusieurs heures.

Quand on a ramené à ce niveau les instabilités thermiques, le défaut dominant devient le vieillissement du cristal (la fréquence a tendance à décroître continuellement avec le temps), les variations de tension d'alimentation et les influences de l'environnement, chocs et vibrations (cette dernière influence est le problème prépondérant des montres-bracelets à quartz). Pour se faire une idée du problème, les oscillateurs dont nous avons parlé jusqu'à présent sont caractérisés par un vieillissement spécifié d'usine de  $5 \times 10^{-10}$  par jour tout au plus. Il provient principalement du relâchement graduel des contraintes mécaniques, qui s'atténuent dans les premiers mois de fonctionnement, spécialement dans les cristaux de bonne fabrication. Notre spécimen d'oscillateur 10 811 vieillit paisiblement à la vitesse de  $10^{-11}$  par jour.

Les étalons de fréquence atomiques sont utilisés là où la stabilité d'une horloge à quartz thermostatée est insuffisante. Ils utilisent une ligne d'absorption des micro-ondes dans une ampoule contenant du gaz de rubidium, ou les transitions atomiques dans un faisceau de césium, comme référence pour stabiliser un oscillateur à quartz. On arrive ainsi à une précision et une stabilité de l'ordre de  $10^{-12}$  (ce qui équivaut à une fraction de seconde par siècle). Les horloges atomiques à faisceau de césium sont les garde-temps officiels aux USA et servent de référence aux émetteurs de signaux horaires du Bureau national des étalons et de l'Observatoire naval. On a proposé d'utiliser des masers à hydrogène atomique pour approcher le summum de la stabilité temporelle, avec une dérive de quelques unités pour  $10^{-14}$ . Les recherches récentes sur les horloges stables se sont orientées vers des techniques qui utilisent des « ions refroidis » pour assurer une stabilité meilleure encore. Plusieurs physiciens prétendent que la limite absolue qu'il serait possible d'atteindre se situe dans les  $10^{-18}$ .

## CIRCUITS QUI S'EXPLIQUENT D'EUX-MÊMES

### 5.20 Idées de circuit

La figure 5.51 présente une variété de suggestions de montages, la plupart sortent des fiches de caractéristiques des fabricants et de la littérature spécialisée.

### EXERCICES SUPPLÉMENTAIRES

1. Calculez un filtre passe-haut de Bessel à six pôles pour une fréquence de coupure de 1 kHz.
2. Calculez un filtre coupe-bande en double T centré sur 60 Hz, avec amplificateur opérationnel à l'entrée et sorties tamponnées.
3. Calculez un oscillateur en dent de scie pour 1 kHz, en remplaçant la résistance de charge du circuit oscillateur à 555 par une source de courant transistorisée. Vérifiez que l'excursion en tension de la source est suffisante. Quelle valeur attribuer à  $R_B$  (figure 5.33) ?
4. Réalisez, au moyen d'un 555, un oscillateur à onde triangulaire. Utilisez deux sources de courant,  $I_0$  pour la charge,  $2I_0$  pour la décharge. Servez-vous de la sortie du 555 pour commuter de façon appropriée la source de courant  $2I_0$ . La figure suivante vous indique une possibilité.

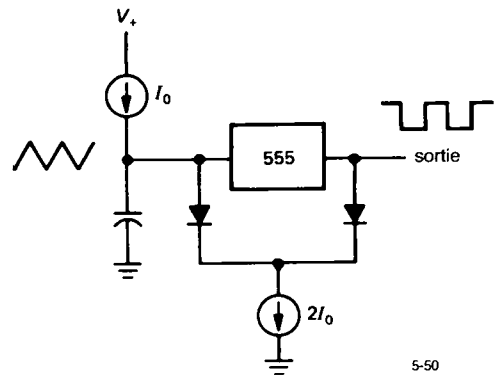
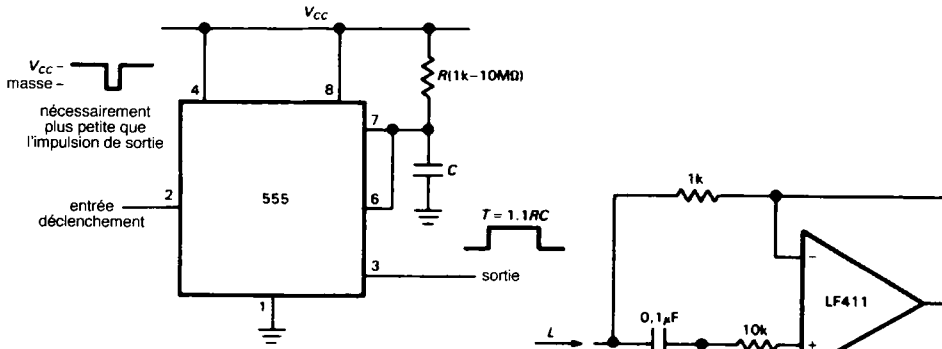


Figure 5.50

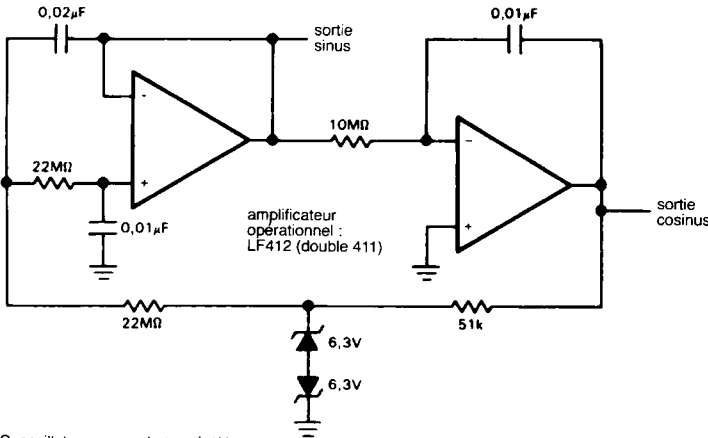
Idées de circuit

Figure 5.51

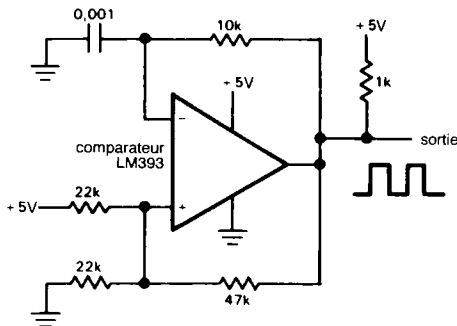


A. multivibrateur monostable

B. inductance active



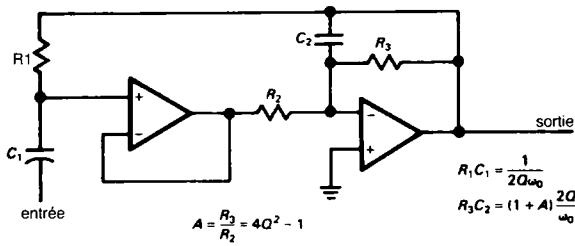
C. oscillateur en quadrature à 1Hz



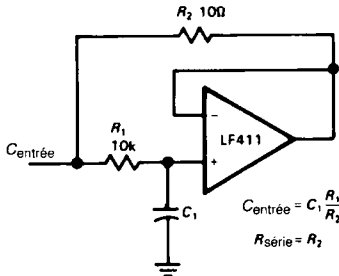
D. oscillateur à relaxation

# 5. FILTRES ACTIFS ET OSCILLATEURS

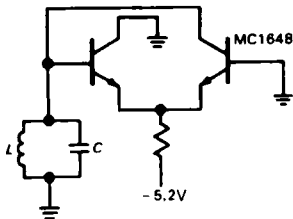
## Idées de circuit (suite)



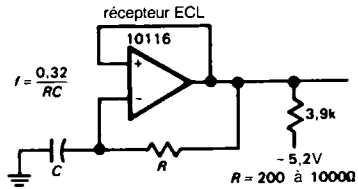
E. amplificateur accordé ; fonctionne jusqu'à  $f_0 = f_T/2Q$



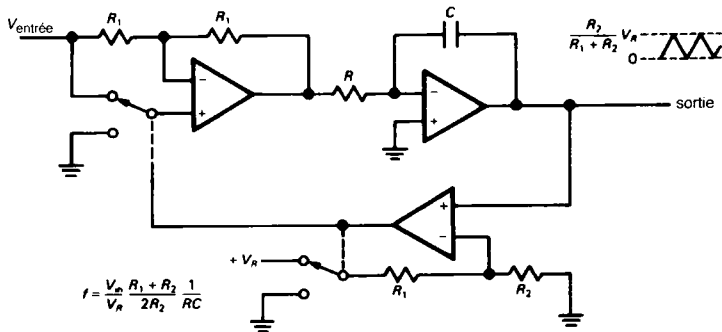
F. multiplicateur de capacité



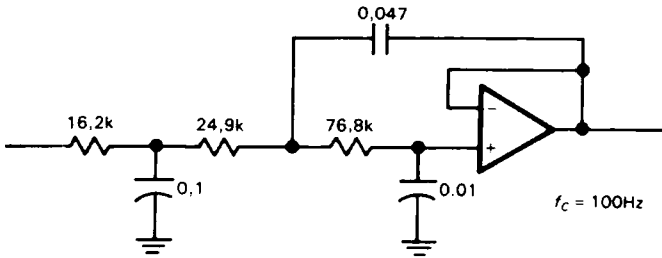
G. oscillateur LC à couplage d'émetteurs



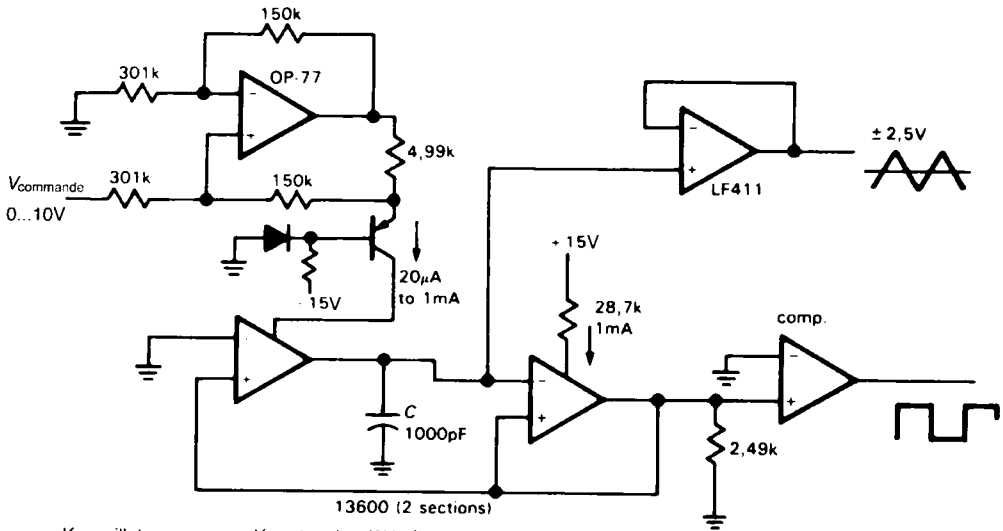
H. multivibrateur ECL à haute fréquence



I. convertisseur tension/fréquence



J. filtre passe-bas Bessel du troisième ordre  
calculer les valeurs pour d'autres fréquences



K. oscillateur commandé en tension (2Hz à 100kHz)  
avec amplificateurs à transconductance





## 6 RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

---

Presque tous les circuits électroniques, depuis les circuits simples à transistors ou amplificateurs opérationnels jusqu'aux systèmes logiques ou à microprocesseurs les plus élaborés, ont besoin d'une ou plusieurs sources de tension continue stable. Les alimentations simples sans régulation — transformateur-pont-condensateur — que nous avons vues dans le chapitre 1 ne conviennent pas, en général, parce que leur tension de sortie varie en fonction de la charge et de la tension du secteur, parce qu'elles comportent une proportion importante de ronflement à 100 Hz. Heureusement, il est facile de construire des alimentations stables en utilisant la contre-réaction (rétroaction négative) pour comparer la tension continue de sortie à une référence de tension stable. De telles alimentations sont d'usage universel, elles peuvent être construites simplement avec des circuits intégrés régulateurs de tension, qui ne demandent qu'une source de tension continue non régulée (transformateur-redresseur-condensateur, pile ou accumulateur, ou toute autre source continue) et quelques autres composants.

Dans ce chapitre, vous verrez comment construire des régulateurs de tension en utilisant des circuits intégrés spécialement conçus pour cet usage. Les mêmes techniques de construction peuvent être utilisées pour réaliser des régulateurs en composants discrets (transistors, résistances, etc.), mais du fait de la disponibilité de circuits intégrés régulateurs bon marché, avec des performances excellentes, il n'y a aucun intérêt à utiliser des composants discrets dans des études nouvelles. Comme les régulateurs de tension nous amèneront dans le domaine de la dissipation de fortes puissances, nous nous intéresserons à l'évacuation de la chaleur et aux techniques, comme le « repliement », utilisées pour limiter la température de fonctionnement des transistors et éviter les dégâts aux circuits. Ces techniques peuvent être utilisées pour toutes sortes de circuits de puissance, y compris les amplificateurs de puissance. Avec la connaissance

des régulateurs que nous aurons alors, nous serons à même de revenir en arrière et d'étudier en détail la conception des alimentations non régulées. Nous verrons aussi dans ce chapitre les références de tension, avec des références sous la forme de circuits intégrés, qui trouvent des applications en-dehors du domaine des alimentations.

### RÉGULATEURS DE BASE AVEC LE CLASSIQUE 723

#### 6.1 Le régulateur 723

Le régulateur de tension  $\mu A723$  est un classique. Conçu par Bob Widlar et apparu en 1967, il est simple, facile à utiliser et il offre d'excellentes performances. Vous ne le choisirez pas pour un projet d'aujourd'hui, mais il vaut la peine d'être examiné en détail, parce que les principes de fonctionnement des régulateurs modernes sont les mêmes. Son schéma est représenté par les figures 6.1 et 6.2. Comme vous pouvez le voir, c'est vraiment une alimentation en kit, avec une référence de tension compensée en température, un amplificateur différentiel, un transistor ballast et un circuit de protection et de limitation d'intensité. Tout nu, le 723 ne régule rien. Vous devrez lui adjoindre un circuit extérieur pour lui faire faire ce que vous voulez. Avant de continuer avec la conception des régulateurs à 723, jetons un coup d'œil à l'intérieur du circuit. Il est simple et facile à comprendre (les entrailles de beaucoup de circuits intégrés ne le sont pas).

L'organe essentiel du régulateur est la référence Zener compensée en température. La diode Zener  $D_2$  a un coefficient de température positif, sa tension est ajoutée à la tension de seuil base-émetteur de  $Q_6$  (rappelez-vous que  $V_{BE}$  a un coefficient de température négatif de  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  approximativement) pour former une référence de tension (valeur nominale 7,5 V) à coefficient de température proche de zéro

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

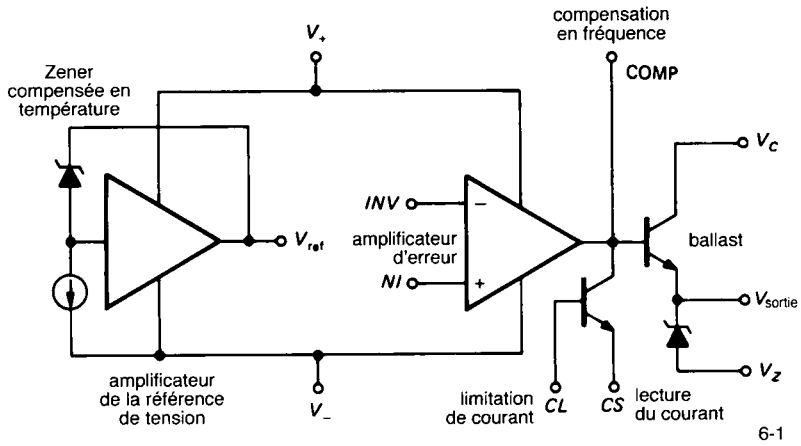


Figure 6.1 - Schéma simplifié du régulateur 723 (document Fairchild Camera and Instrument Corp.).

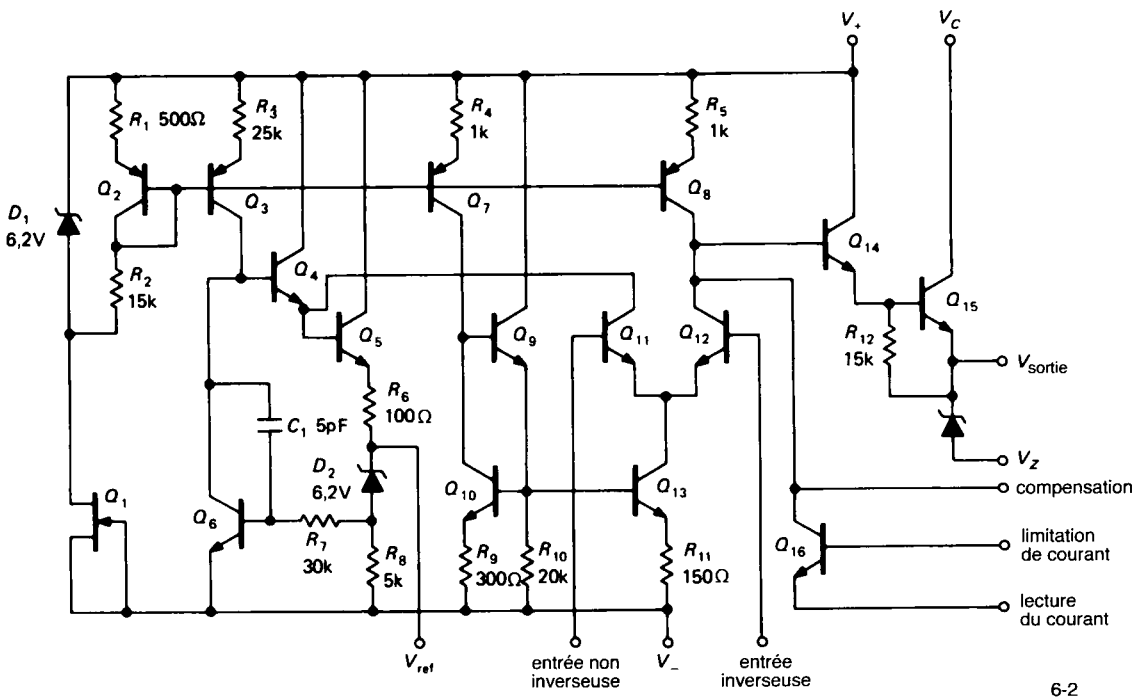
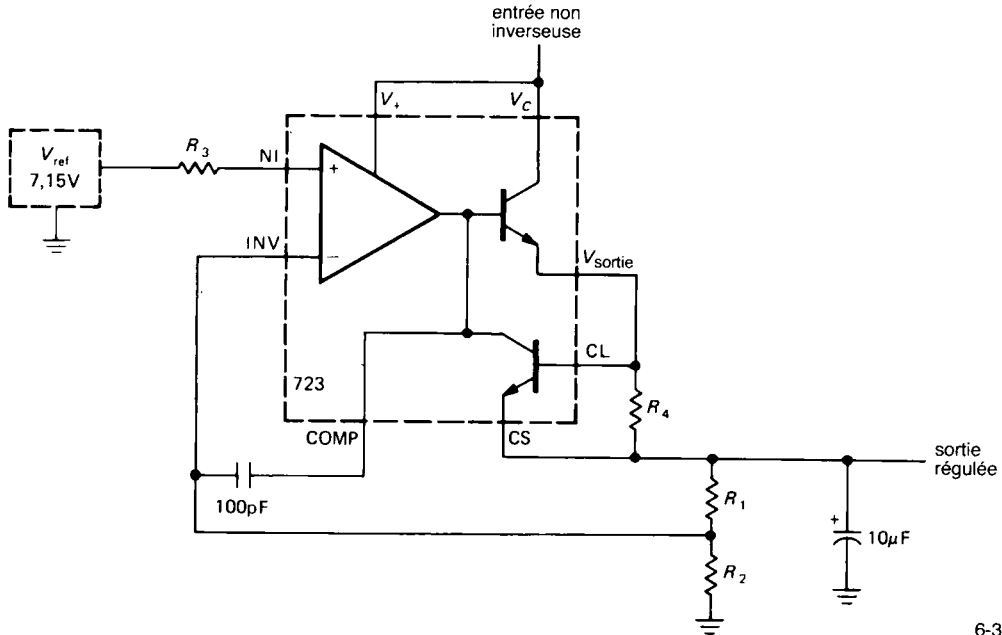


Figure 6.2 - Schéma du régulateur 723 (document Fairchild Camera and Instrument Corp.).

(0,003%/°C). Les transistors  $Q_4$  à  $Q_6$  sont organisés pour polariser  $D_2$  sous  $I = V_{BE}/R_8$  avec une rétroaction en continu, comme le montre le schéma simplifié. Les

transistors  $Q_2$  et  $Q_3$  forment un miroir de courant asymétrique qui polarise la référence ; le courant d'entrée du miroir est fixé par  $D_1$  et  $R_2$  (leur point



6-3

Figure 6.3 - Régulateur à 723.  $V_{\text{sortie}} > V_{\text{ref}}$ .

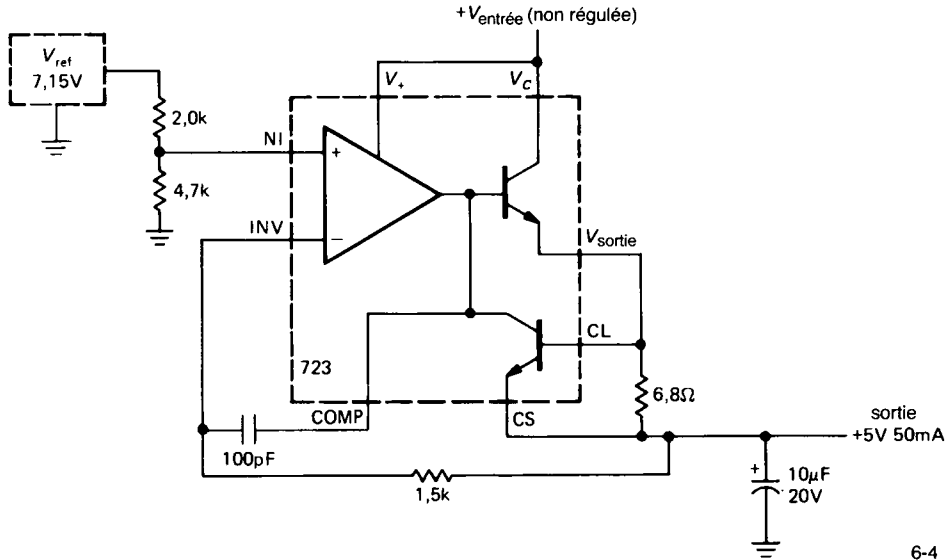
commun est placé à 6,2 V en-dessous de la tension d'alimentation) ; la Zener  $D_1$  est polarisée à son tour par  $Q_1$  (le FET se comporte en gros comme une source de courant).

La paire  $Q_{11}$ - $Q_{12}$  forme l'amplificateur différentiel (qu'on appelle souvent « amplificateur d'erreur », en considérant l'ensemble comme une application de la rétroaction), une « paire à longue queue » classique ;  $Q_{13}$  est la source de courant d'émetteur. Ce dernier transistor est la moitié d'un miroir de courant ( $Q_9$ ,  $Q_{10}$  et  $Q_{13}$ ) piloté à son tour par le miroir de courant  $Q_7$  (les transistors  $Q_3$ ,  $Q_7$  et  $Q_8$  reflètent tous le courant de la référence  $D_1$ , comme nous l'avons expliqué dans la section 2.14). Le collecteur de  $Q_{11}$  est lié à la tension positive fixe de l'émetteur de  $Q_4$ , la sortie de l'amplificateur est prise sur le collecteur de  $Q_{12}$ . Le miroir de courant  $Q_8$  constitue la charge de ce dernier. Quant à  $Q_{14}$ , il pilote le transistor ballast  $Q_{15}$ , dans une configuration qui n'est pas tout à fait un Darlington. Remarquez que le collecteur de  $Q_{15}$  est accessible séparément, ce qui permet l'utilisation de sources positives séparées. En rendant  $Q_{16}$  conducteur, vous supprimez l'attaque du transistor ballast ; cette possi-

bilité est utilisée pour limiter le courant de sortie à une valeur non destructive. Contrairement aux régulateurs plus récents, le 723 ne comporte pas de circuit interne de coupure pour protéger le circuit contre un courant de charge et une dissipation excessifs. Les types améliorés dérivés du 723, SG3532 et LAS1000, comportent une référence de tension à barrière de potentiel (section 6.15), une limitation interne de l'intensité et un circuit de protection contre les surcharges thermiques.

## 6.2 Régulateur positif

La figure 6.3 montre comment faire un régulateur de tension positive avec le 723. Tous les composants, à l'exception de quatre résistances et de deux condensateurs, sont intégrés dans le 723. Le diviseur de tension  $R_1R_2$  compare une fraction de la tension de sortie à la tension de référence, le 723 fait le reste ; ce circuit est identique à l'amplificateur non inverseur avec un émetteur-suiveur et  $V_{\text{ref}}$  comme « entrée ». La valeur de  $R_4$  est choisie de façon à produire une tension de 0,5 V environ sous le courant maximal souhaité, puisqu'une tension  $V_{BE}$  appliquée à l'entrée CL-CS acti-



6-4

Figure 6.4 - Régulateur à 723.  $V_{\text{sortie}} < V_{\text{ref}}$ .

vera le transistor de limitation de courant ( $Q_{16}$  de la figure 6.2) et supprimera l'attaque des transistors ballast. Le condensateur de 100 pF stabilise la boucle. La valeur de  $R_3$  (souvent omise) est choisie de telle façon que l'amplificateur différentiel voie des impédances égales sur ses deux entrées. Cette précaution rend la sortie insensible aux variations de polarisation (du fait de la température, par exemple), comme nous l'avons vu avec les amplificateurs opérationnels (section 4.12).

Ce circuit permet d'obtenir une tension de sortie régulée comprise entre  $V_{\text{ref}}$  et le maximum autorisé (37 V). Naturellement, la tension d'entrée doit rester en permanence supérieure de quelques volts à la tension de sortie, compte tenu des ondulations de la tension non régulée. La « tension de déchet » (la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie) spécifiée pour le 723 est de 3 V, valeur typique de la plupart des régulateurs. Habituellement,  $R_1$  et  $R_2$  sont ajustables pour permettre un réglage précis de la tension de sortie. La dispersion de fabrication de  $V_{\text{ref}}$  s'étend de 6,8 V à 7,5 V.

En général, le condensateur de quelques dizaines de microfarads en parallèle avec la sortie est une bonne idée. Il contribue à maintenir l'impédance de sortie

basse même à haute fréquence, quand la rétroaction devient moins efficace. Le mieux est d'utiliser la capacité prévue par la feuille de caractéristiques, sinon la sortie risque d'osciller. Il convient en général de découpler généreusement les fils d'alimentation à la masse d'un bout à l'autre d'un circuit, par une combinaison de condensateurs céramiques (0,01 à 0,1  $\mu\text{F}$ ) et de condensateurs électrolytiques au tantale (1 à 10  $\mu\text{F}$ ).

Pour les tensions de sortie inférieures à  $V_{\text{ref}}$ , vous placerez simplement le diviseur de tension sur la référence (figure 6.4). Maintenant la totalité de la tension de sortie est comparée à une fraction de la tension de référence. Les valeurs indiquées correspondent à +5 V et 50 mA au maximum. Cette configuration du circuit permet de produire des tensions de sortie comprises entre +2 V et  $V_{\text{ref}}$ . La sortie ne peut pas être réglée jusqu'à zéro, parce que les entrées de l'amplificateur opérationnel ne fonctionnent pas en-dessous de 2 V. Cette indication fait partie des spécifications du fabricant (voir le tableau 6.9). Avec ce circuit, la tension d'entrée ne doit pas descendre en-dessous de 9,5 V, la tension nécessaire à la polarisation de la référence.

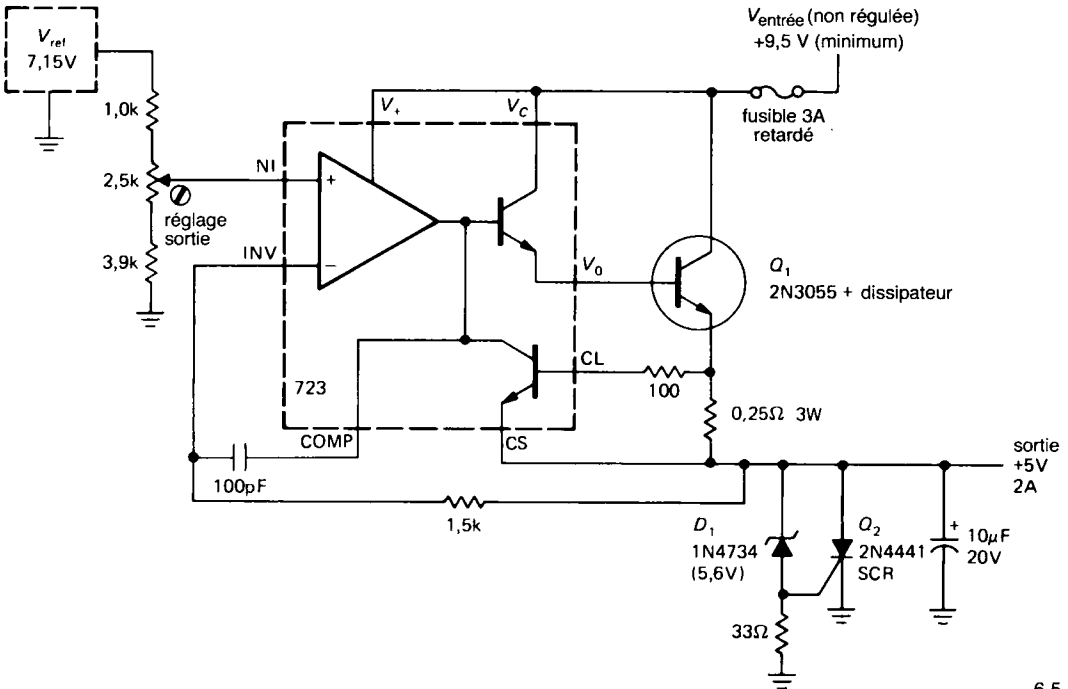


Figure 6.5 - Régulateur 5 V avec ballast extérieur et protection par thyristor.

Une troisième variante de ce circuit est nécessaire si vous voulez un régulateur réglable en continu sur une plage de tension de sortie qui englobe  $V_{ref}$ . Dans de tels cas, comparez simplement une fraction de la tension de sortie à une fraction de  $V_{ref}$  que vous aurez choisie inférieure à la tension de sortie la plus faible.

#### Exercice 6.1

Dessinez un régulateur capable de fournir un courant de 50 mA sur une plage de tension de +5 V à +10 V, en utilisant un 723. Astuce : comparez une fraction de la tension de sortie à  $0,5 V_{ref}$ .

### 6.3 Régulateur à fort courant

Le transistor ballast interne du 723 est prévu pour 150 mA au maximum ; de plus, la dissipation ne doit pas dépasser 1 W à 25°C (moins d'un watt si la température ambiante est plus élevée ; le 723 doit être détaré à 8,3 mW/°C au-dessus de 25°C pour que la température de la jonction reste dans les limites de sécurité). Ainsi, par exemple, un régulateur de 5 V alimenté sous 15 V ne peut pas fournir à la charge plus

de 80 mA. Pour construire des alimentations à plus fort courant, il faut recourir à un transistor ballast extérieur. Il est facile à rajouter en Darlington sur le transistor interne (figure 6.5). Le transistor  $Q_1$  est le ballast extérieur ; il doit être monté sur une *dissipateur* ou *radiateur*, le plus souvent une plaque métallique munie d'ailettes conçue pour évacuer la chaleur (le transistor peut aussi être monté sur une paroi métallique du coffret de l'alimentation). Nous parlerons de ces problèmes thermiques dans la prochaine section. Un potentiomètre de réglage a été utilisé pour fixer la tension de sortie exactement à +5 V ; sa plage de réglage devrait être suffisante pour compenser aussi bien la tolérance des résistances que la dispersion maximale de  $V_{ref}$  (voilà un exemple de calcul du cas le plus défavorable) ; dans notre cas, le potentiomètre permet un écart de  $\pm 1$  V autour de la tension nominale de sortie. Remarquez le résistor de puissance et de faible résistance, nécessaire pour limiter à 2 A le courant débité.

### *Tension de déchet du ballast*

Un des problèmes de ce circuit est la forte dissipation de puissance dans le transistor ballast (au moins 10 W sous le courant maximal). C'est inévitable si le circuit intégré régulateur est alimenté par l'entrée non régulée, puisqu'il a besoin d'un minimum de marge supérieure pour fonctionner (déterminée par la tension de déchet). L'utilisation d'une source d'alimentation séparée pour le 723, à faible courant, permet de prévoir pour le ballast une tension d'entrée supérieure de un ou deux volts à la tension de sortie régulée (bien que vous ayez toujours besoin de réserver quelques volts, puisque le calcul pour le cas le plus défavorable impose de prévoir le fonctionnement sous une tension du secteur inférieure de 10 à 20% à la valeur nominale).

### *Protection contre les surtensions*

Le même circuit montre aussi une protection par thyristor, composée de  $D_1$ ,  $Q_2$  et un résistor de 33 ohms. Son rôle est de court-circuiter la sortie si quelque défaut du circuit amène la tension de sortie au-dessus de 6,2 V (cela pourrait se produire si l'un des résisteurs du diviseur venait à s'ouvrir, ou si un composant du 723 était défaillant). Le composant repéré  $Q_2$  est un thyristor (ou *Silicon Controlled Rectifier*) ; normalement il n'est pas conducteur, mais il passe en saturation dès que la jonction gâchette-cathode est polarisée en direct. Une fois conducteur, il le reste jusqu'à ce que le courant d'anode soit interrompu de l'extérieur. Dans ce montage, le courant de gâchette circule dès que la tension de sortie dépasse la tension de la Zener  $D_1$  plus un seuil de diode. Quand cela se produit, le régulateur passe en limitation d'intensité, avec la sortie maintenue près de la masse par le thyristor. Si la défaillance qui produit la tension de sortie excessive met aussi hors fonction la limitation d'intensité, (par exemple un court-circuit entre collecteur et émetteur de  $Q_1$ ) le thyristor passera un courant très important. C'est pourquoi il est bienvenu d'insérer un fusible quelque part dans l'alimentation, comme sur le schéma. Nous traiterons les circuits de protection à thyristor plus en détail dans la section 6.6.

## CHALEUR ET SCHÉMAS DE PUISSANCE

### 6.4 Transistors de puissance et évacuation de la chaleur

Il est souvent nécessaire, comme dans le circuit précédent, de recourir à des transistors de puissance ou à d'autres composants à fort courant, comme des thyristors ou des diodes de puissance, qui peuvent dissiper beaucoup de watts. Le 2N3055, un transistor de puissance bon marché et très répandu, peut dissiper 115 W s'il est monté correctement. Tous les composants de puissance sont logés dans des boîtiers qui permettent le contact entre une partie métallique et un dissipateur extérieur. Dans la plupart des cas, la surface métallique du composant est reliée électriquement à une des bornes du composant (par exemple, pour les transistors de puissance, le boîtier est toujours relié au collecteur).

Tout l'art du refroidissement consiste à maintenir la jonction du transistor (ou d'un autre composant) en dessous d'une température de sécurité spécifiée. La température de jonction maximale des transistors au silicium en boîtier métallique est en général de 200°C, alors qu'elle est de 150°C pour les boîtiers en plastique. Le tableau 6.1 cite quelques transistors de puissance utiles, avec leurs caractéristiques thermiques. Le calcul de la dissipation de chaleur est simple : connaissant la quantité de chaleur maximale que le composant aura à dissiper dans un circuit donné, vous calculez la température de la jonction en tenant compte de la conduction de la chaleur dans le transistor, le dissipateur, etc. et de la température ambiante de fonctionnement la plus élevée. Vous choisissez ensuite un dissipateur suffisamment grand pour maintenir la température de jonction en-dessous du maximum spécifié par le fabricant. Il vaut mieux être pessimiste lors du calcul d'un dissipateur, parce que l'espérance de vie du transistor diminue rapidement à des températures ambiantes proches du maximum ou supérieures.

### *Résistance thermique*

Pour effectuer les calculs des dissipateurs, vous utiliserez la *résistance thermique*,  $\theta$ , définie comme le quotient de l'élévation de température (en degrés) par la puissance transférée. Pour la chaleur transférée

Tableau 6.1 - Sélection de transistors de puissance bipolaires

NPN	PNP	boîtier <sup>a</sup>	$V_{CE0}$	$I_C$	$h_{FE}$	$f_T$	$C_{cb}^b$	$P_{diss}$	$\Theta_{JC}$	$T_J$	commentaires	
			max (V)	max (A)	à typ.	à $I_C$ min (MHz)	typ. (pF)	( $T_C=25^\circ C$ ) (W)		max ( $^\circ C$ )		
Transistors simples : $V_{CE(sat)} = 0,4 V$ (typ.) ; $V_{BE(on)} = 0,8 V$ (typ.).												
2N5191	2N5194	A	60	4	100	0,2	2	80	40	3,1	150	bon marché, tous usages
2N5979	2N5976	B	80	5	50	0,5	2	60	70	1,8	150	
2N3055	MJ2955	TO-3	60	15	50	2	2,5	125	115	1,5	200	métal, standard industriel
MJE3055	MJE2955	B	60	10	50	2	2,5	125	90	1,4	150	plastique, standard industriel
2N5886	2N5884	TO-3	80	25	50	10	4	400	200	0,9	200	
2N5686	2N5684	TO-3	80	50	30	25	2	700	300	0,6	200	pour forte puissance
2N6338	2N6437	TO-3	100	25	50	8	40	200	200	0,9	200	audio de qualité
2N6275	2N6379	TO-3	120	50	50	20	30	400	250	0,7	200	audio de qualité
Transistors Darlington : $V_{CE(sat)} = 0,8 V$ (typ.) ; $V_{BE(on)} = 1,4 V$ (typ.).												
2N6038	2N6035	A	60	4	2000	2	-	30	40	3,1	150	bon marché
2N6044	2N6041	B	80	8	2500	4	4	80	75	1,7	150	
2N6059	2N6052	TO-3	100	12	3500	5	4	100	150	1,2	200	
2N6284	2N6287	TO-3	100	20	3000	10	4	150	160	1,1	200	fort courant

<sup>(a)</sup>A : petit boîtier de puissance plastique (TO-126). B : gros boîtier de puissance plastique (TO-127).

<sup>(b)</sup> $C_{cb}$  (NPN) sous  $V_{CB} = 10 V$  ;  $C_{cb}$  (PNP) =  $2C_{cb}$  (NPN)


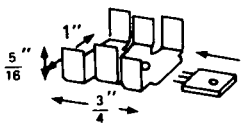
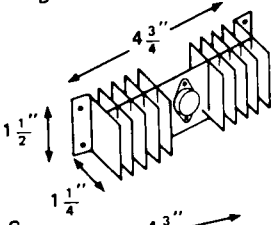
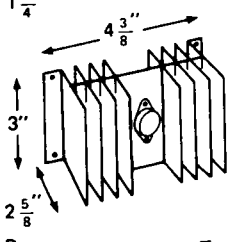
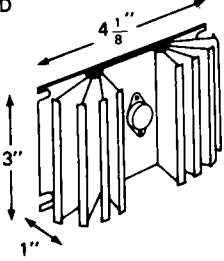
entièrement par conduction, la résistance thermique est une constante, indépendante de la température, qui dépend seulement des propriétés mécaniques de la jonction thermique. Pour une succession de jonctions thermiques « en série », la résistance thermique totale est la somme des résistances thermiques individuelles. Ainsi, pour un transistor monté sur un radiateur, la résistance thermique totale entre la jonction du transistor et le monde extérieur est la somme de la résistance thermique entre jonction et boîtier,  $\theta_{JC}$ , de la résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur,  $\theta_{CD}$ , et de la résistance thermique entre le dissipateur et l'atmosphère,  $\theta_{DA}$ . La température de la jonction est :

$$T_J = T_A + (\theta_{JC} + \theta_{CD} + \theta_{DA})P$$

où  $P$  représente la puissance dissipée.

Prenons un exemple. Le circuit d'alimentation précédent, avec un ballast extérieur, dissipe au moins 20 W dans le transistor extérieur si la tension d'entrée est de 15 V (déchet de 10 V, 2 A). Supposons que la température ambiante de fonctionnement de l'alimentation peut aller jusqu'à 50°C, ce qui n'est pas irréaliste pour un matériel électronique enfermé avec d'autres dans un coffret clos. Nous essayons de maintenir la température de jonction à 150°C, bien en-dessous du maximum autorisé de 200°C. La résistance thermique entre jonction et boîtier est de 1,5°C par watt. Un boîtier de transistor de puissance TO-3 monté avec une plaquette isolante et de la graisse conductrice de la chaleur présente une résistance thermique de quelque 0,3°C par watt entre le boîtier et le dissipateur. Finalement, un modèle Wakefield 641 (figure 6.6) présente une résistance

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

forme	référence	résistance thermique °C/W à $\Delta T (T_{\text{dissip}} - T_{\text{ambiante}})$		
		$\Delta T = 25^\circ\text{C}$	$\Delta T = 50^\circ\text{C}$	$\Delta T = 75^\circ\text{C}$
 <p>A</p>	I TXBF-032 025B	70	70	70
 <p>B</p>	I PA2 T 6107	30 22	27 18	16
 <p>C</p>	I E1000-03 T 6401 W 401	3,5	3,1	2,8
 <p>D</p>	I E2000-06 T 6421 W 421	1,3	1,1	1,0
 <p>E</p>	T 6169 W 641	2,6	2,2	1,9

6-6

Figure 6.6 - Dissipateurs de transistors de puissance. I, IERC ; T, Thermalloy ; W, Wakefield.

thermique de  $2,3^\circ\text{C}$  par watt entre le dissipateur et l'atmosphère. Pour 20 W de puissance dissipée, la jonction sera à  $84^\circ\text{C}$  au-dessus de la température ambiante, soit à  $134^\circ\text{C}$  (à la température ambiante maximale) dans notre exemple. Le dissipateur choisi conviendra ; en fait, un plus petit conviendrait s'il fallait économiser de la place.

### Commentaires sur les dissipateurs

1. Quand il s'agit de dissiper de grandes quantités de chaleur (plusieurs centaines de watts), une ventilation forcée peut être nécessaire. Il existe de grands dissipateurs, conçus pour être utilisés avec des ventilateurs, dont la résistance thermique est aussi faible que  $0,05^\circ\text{C}$  à  $0,2^\circ\text{C}$  par watt.



2. Quand le transistor doit être isolé du dissipateur, le cas le plus fréquent (surtout si plusieurs transistors partagent le même dissipateur), on intercale une plaquette isolante mince entre le transistor et le dissipateur, et des canons isolants entre le boîtier et les vis de fixation. Les plaquettes découpées au format des boîtiers de transistors existent en mica, en aluminium isolé ou en oxyde de béryllium (BeO). Utilisées avec de la graisse conductrice de la chaleur, elles ajoutent de  $0,14^{\circ}\text{C}$  (béryllium) à  $0,5^{\circ}\text{C}$  par watt.

Les isolateurs aux silicones utilisés sans graisse offrent une alternative séduisante à la solution classique mica plus graisse. Ils sont chargés d'une dispersion de corps conducteurs de la chaleur, habituellement du nitrate de bore ou de l'oxyde d'aluminium. Ils sont secs et propres, faciles à utiliser ; vous n'avez plus de corps gluant sur les mains, les composants, ni les vêtements, vous gagnez beaucoup de temps. Leur résistance thermique va de  $0,2$  à  $0,4^{\circ}\text{C}$  par watt, elle est comparable à celle des méthodes « salissantes ». Les produits s'appellent « Sil-Pad » chez Bergquist, « Cho-Therm » chez Chomerics, « Koolex » chez SPC et « Thermasil » chez Thermalloy. Nous les utilisons et nous les apprécions.

3. Il existe de petits dissipateurs qui se fixent directement sur les boîtiers de petits transistors (comme le TO-5 standard). Ils suffisent souvent dans le cas de dissipations relativement faibles (un ou deux watts), ce qui évite les complications de l'installation du transistor sur le dissipateur, avec des fils qui reviennent à la platine. La figure 6.6 en montre un exemple. Il existe aussi de petits modèles, prévus pour les boîtiers de puissance en plastique (régulateurs, transistors de puissance), qui se montent directement sur le circuit imprimé, sous le boîtier du composant. Ils sont très pratiques pour la dissipation de quelques watts ; la figure 6.6 montre un exemple typique.

4. Il peut être pratique quelquefois de monter les transistors de puissance directement sur le châssis ou le coffret d'un appareil. Il est conseillé dans ces cas de faire un calcul pessimiste, surtout parce qu'un coffret chaud soumettra les autres compo-

sants à de fortes températures et abrègera leur durée de vie.

5. Si un transistor est monté sur un dissipateur sans accessoires d'isolement, le dissipateur doit être isolé du châssis. L'utilisation de rondelles isolantes (par exemple Wakefield modèle 103) est recommandée (à moins, naturellement, que le boîtier du transistor se trouve à la masse). Quand le transistor est isolé du dissipateur, le dissipateur peut être fixé directement au châssis. Cependant, si le transistor est accessible de l'extérieur de l'appareil (par exemple si le dissipateur est monté à l'extérieur du fond du coffret), il est bienvenu de recouvrir le boîtier d'un capot isolant (p.ex. Thermalloy 8903N) pour éviter que quelqu'un vienne à le toucher accidentellement ou à le court-circuiter à la masse.
6. La résistance thermique entre le dissipateur et l'atmosphère est spécifiée habituellement pour un dissipateur monté avec les ailettes verticales et sans obstruction au déplacement de l'air. Si le montage est différent, ou si le flux d'air est obstrué, l'efficacité sera réduite (résistance thermique augmentée) ; habituellement il vaut mieux le monter verticalement à l'extérieur et à l'arrière du coffret.

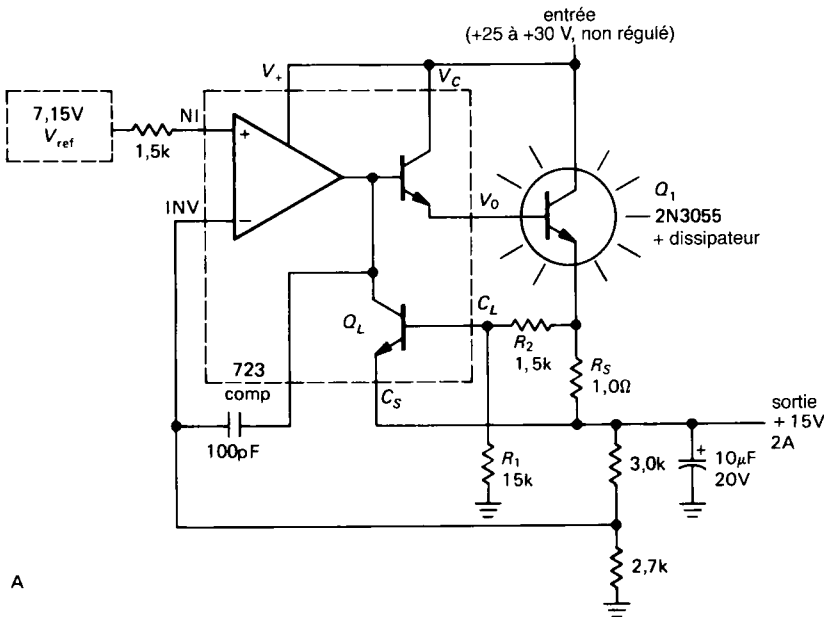
#### 🔧 Exercice 6.2

Un 2N5320, avec une résistance thermique de  $17,5^{\circ}\text{C}$  par watt entre la jonction et le boîtier, est équipé d'un dissipateur IERC TBXF enfilé sur le boîtier, comme le montre la figure 6.6. La température de jonction maximale admissible est de  $200^{\circ}\text{C}$ . Quelle puissance pouvez-vous dissiper au maximum avec ce dispositif à une température ambiante de  $25^{\circ}\text{C}$  ? De combien doit diminuer la dissipation pour chaque augmentation d'un degré de la température ambiante ?

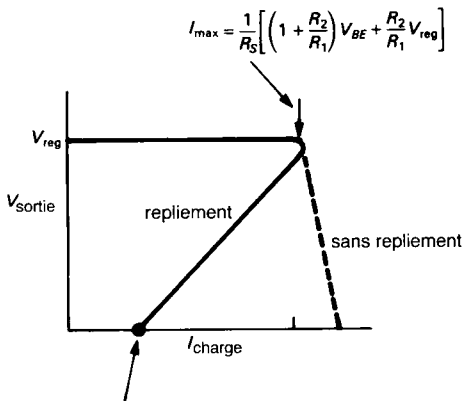
### 6.5 ◊ Limitation de courant par repliement

Pour un régulateur avec limitation de courant simple, la dissipation du transistor est maximale quand la sortie est en court-circuit à la masse (accidentellement ou par quelque défaillance du circuit) ; dans ce cas, la dissipation dépasse le plus souvent la valeur maximale en fonctionnement normal. Par exemple, le transistor ballast du régulateur précédent ( $+5\text{ V}$ ,  $2\text{ A}$ )

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE



A



$$V_{\text{sortie}} = 0: I_{\text{sc}} = \frac{1}{R_S} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{BE}$$

B

$$\text{rapport } \frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{sc}}} = 1 + \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{V_{\text{reg}}}{V_{BE}}$$

Figure 6.7 - A. Régulateur de puissance avec limitation d'intensité et repliement. B. Tension de sortie en fonction du courant de charge.

dissipera 30 W avec la sortie en court-circuit (+15 V à l'entrée, courant limité à 2 A), alors que le cas le plus défavorable avec une charge normale est de 20 W (déchet de 10 V sous 2 A). La situation est encore pire dans les circuits où la tension de déchet normale est une plus petite fraction de la tension de sortie. Par exemple, dans un régulateur de +15 V, 2 A, avec une tension d'entrée non régulée de 25 V, la dissipation dans le transistor passe de 20 W (pleine charge) à 50 W (court-circuit).

Vous êtes confrontés à un problème similaire dans les amplificateurs *push-pull*. Dans les conditions normales, vous avez le courant maximal dans la charge quand la tension aux bornes des transistors est à son minimum (près des extrémités de l'excursion de sortie), et la tension maximale aux bornes des transistors quand le courant est quasi-nul (tension de sortie nulle). Dans le cas d'un court-circuit de la charge, au contraire, vous avez le courant de charge maximal au moment le plus défavorable, c'est-à-dire avec la tota-

lité de la tension d'alimentation aux bornes des transistors. La dissipation est évidemment plus forte que la normale.

Pour ce problème, la solution de la force brutale consiste à utiliser des dissipateurs (et une zone de sécurité, voir la section 6.7) plus grands que nécessaire. Même dans ces conditions, ce n'est pas une bonne idée que de laisser circuler de forts courants dans des circuits défectueux, car les autres composants risquent d'en souffrir. La vraie solution consiste à utiliser la limitation de courant avec *repliement*, une technique qui réduit le courant de sortie en cas de court-circuit ou de surcharge. La figure 6.7 montre la configuration de base, toujours avec un 723 et un transistor ballast extérieur.

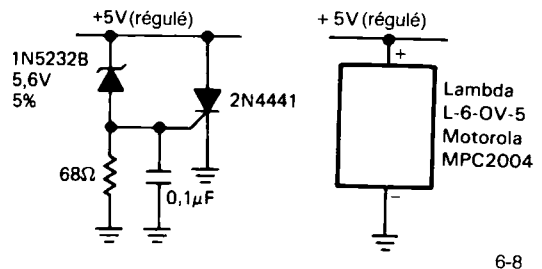
Le repliement est provoqué par le diviseur connecté à la base du transistor de limitation  $Q_L$ . Sous une tension de sortie de 15 V (valeur normale), l'intensité sera limitée à 2 A, puisque la base de  $Q_L$  est à +15,5 V et l'émetteur à +15 V (la tension de seuil  $V_{BE}$  est de 0,5 V aux températures de fonctionnement usuelles des régulateurs). En cas de court-circuit à la sortie, le courant ne sera que de 0,5 A environ ; la dissipation sera inférieure à celle de la pleine charge. C'est souhaitable, puisqu'un dissipateur excessif n'est plus nécessaire, le calcul thermique n'a plus à prendre en compte que la charge nominale. Le choix des trois résisteurs du circuit de limitation de courant détermine la valeur du courant de court-circuit en fonction d'un courant à pleine charge donné. Attention : choisissez soigneusement le courant de court-circuit, parce qu'un excès de zèle risque d'empêcher le circuit de « démarrer » avec une charge normale. Le courant de court-circuit ne doit pas être trop faible ; en gros, la limite pourrait être fixée au tiers de la valeur de pleine charge sous la tension normale.

### Exercice 6.3

Dessinez un régulateur à 723 avec ballast extérieur et limitation d'intensité par repliement. Il fournira 1 A sous une tension régulée normale de +5 V, mais seulement 0,4 A dans une charge en court-circuit.

## 6.6 Protection contre les surtensions

Comme nous l'avons remarqué dans la section 6.3, c'est souvent une bonne idée que d'inclure une protection contre les surtensions à la sortie d'une alimentation régulée. Prenez comme exemple une alimentation de +5 V utilisée pour alimenter un gros système numérique (vous verrez de nombreux exemples au début du chapitre 8, Vol. 2). L'entrée du régulateur est probablement dans la plage de +10 V à +15 V. Si le ballast vient à se mettre en court-circuit collecteur-émetteur (une défaillance courante), la totalité de la tension non régulée sera appliquée à la charge, avec des résultats dévastateurs. Bien qu'il soit probable qu'un fusible saute, ce qui se passe est une course de vitesse entre le fusible et le « fusible en silicium » que constitue le reste du circuit ; le silicium sera probablement le plus rapide ! Ce problème est le plus sérieux avec la logique TTL, qui fonctionne sous une tension de +5 V, mais ne supporte pas sans dommage une tension supérieure à +7 V. Une autre situation grosse de désastres considérables se présente quand vous alimentez quelque chose à partir d'une alimentation de laboratoire dont la tension d'entrée non régulée peut être de 40 V ou plus, quelle que soit la tension de sortie.



6-8

Figure 6.8 - Protections contre les surtensions.

### ◇ Détection par diode Zener

La figure 6.8 représente un circuit de protection répandu et un module de protection. Vous raccordez le circuit entre la sortie régulée et la masse. Si la tension de sortie dépasse la tension de Zener plus un seuil de diode (environ 6,2 V pour la Zener représentée), le thyristor est amorcé, et il reste conducteur jusqu'à ce que son courant d'anode tombe à quelques milliampères (courant de maintien). Un thyristor

banal et bon marché comme le 2N4441 peut passer 5 A en permanence et supporte des pointes de courant de 80 A ; sa tension de déchet typique est de 1,0 V sous 5 A. Le résistor de 68  $\Omega$  est prévu pour laisser passer un courant de Zener raisonnable (10 mA) à l'amorçage du thyristor ; le condensateur est ajouté pour éviter l'amorçage sur des pointes courtes inoffensives.

Le circuit précédent, comme toutes les protections par thyristor, fixe à 1 V la tension de la sortie, quand elle est déclenchée par une surtension ; la protection ne peut être remise à zéro que par la mise hors tension de l'alimentation. Puisque le thyristor maintient une faible tension à l'état conducteur, il n'y a guère à craindre de défaut de la protection par surchauffe. C'est donc une protection fiable. Il est essentiel que l'alimentation ait une limitation d'intensité, ou au moins un fusible, pour supporter le court-circuit. L'alimentation peut poser des problèmes de surchauffe après le déclenchement de la protection. En particulier, si l'alimentation possède une limitation d'intensité, le fusible ne sautera pas et l'alimentation restera en court-circuit jusqu'à ce que quelqu'un le remarque. Une limitation de courant avec repliement serait une bonne solution dans ce cas.

Ce circuit de protection simple pose plusieurs problèmes, surtout quant au choix de la tension de Zener. Les diodes Zener n'existent qu'en valeurs discrètes, souvent avec des tolérances larges, et des coudes doux dans la courbe caractéristique *V-I*. Or il est souhaitable que le circuit de protection ait une tension de déclenchement précise. Prenez une alimentation de 5 V destinée à des circuits logiques. La tolérance typique sur la tension de sortie est de 5% ou 10%, ce qui signifie que la protection ne doit pas déclencher avant 5,5 V. La tension de sécurité minimale est augmentée par le problème de la réponse transitoire de l'alimentation régulée : quand le courant de la charge augmente rapidement, la tension peut faire un saut et créer une pointe, suivie par un « rebond ». Ce problème est accentué par la mesure à distance au moyen de fils longs (et inductifs). L'oscillation résultante provoque des transitoires sur l'alimentation, lesquels risquent de déclencher la protection. Le résultat est que la tension de la protection ne devrait pas être fixée

en-dessous de 6 V, mais qu'elle ne peut pas dépasser 7 V sans risque de dommages aux circuits logiques. Quand vous accumulez la tolérance de la Zener, le nombre fini de valeurs disponibles et la tolérance de la tension de déclenchement du thyristor, vous vous trouvez en face d'un problème épineux. Dans l'exemple montré plus haut, le seuil de la protection peut se trouver entre 5,9 V et 6,6 V, même en utilisant la Zener à 5%, relativement précise, qui est indiquée.

### ◇ *Détection par circuit intégré*

Les problèmes qui se posent avec les circuits de protection simples à diode Zener et thyristor (manque de prévisibilité et d'une possibilité de réglage) trouvent une solution élégante avec les circuits intégrés spécialisés comme le MC3423-5, le TL431 ou le MC34061-2. Ces circuits bon marché ont des boîtiers pratiques (mini-DIP à huit broches ou TO-92), ils commandent les thyristors directement et sont très simples à utiliser. Par exemple, le MC3425 possède un seuil et un temps de réponse réglables, avec en plus une détection de tension basse qui signale au circuit que la tension d'alimentation est en train de disparaître (très pratique pour les circuits à microprocesseurs). Il comporte une référence interne et plusieurs comparateurs et pilotes ; il ne demande, pour former un circuit de protection complet, que deux résistors extérieurs, un condensateur facultatif, et un thyristor. Ces circuits intégrés appartiennent à la classe des « circuits de surveillance d'alimentation » ; elle comprend aussi des circuits complexes comme le MAX691, qui ne se contente pas de détecter les tensions trop basses, mais commute aussi la sauvegarde par accumulateur quand la tension du secteur disparaît, émet un signal de remise à zéro au retour de l'alimentation normale et vérifie en permanence si le microprocesseur n'est pas « planté ».

### *Protections modulaires*

Pourquoi construire ce que vous pouvez acheter tout fait ? Pour le concepteur, la protection la plus simple est un gadget à deux bornes marqué « protection ». Vous pouvez trouver de tels composants chez Lambda et Motorola, qui proposent une série de modules de protection contre les surtensions en plusieurs gammes de courant. Vous choisirez simple-

ment la tension et l'intensité dont vous avez besoin, puis vous connecterez le composant aux bornes de sortie continue régulée. Par exemple, les plus petits modèles de Lambda sont spécifiés pour 2 A au maximum, avec la série suivante de tensions prédéfinies : 5 V, 6 V, 12 V, 15 V, 18 V, 20 V et 24 V. Ils sont entièrement intégrés dans un boîtier TO-66 (petit boîtier métallique de transistor de puissance) et coûtent 2,5 dollars par petites quantités. La série 6 A de Lambda se trouve en boîtier TO-3 (gros boîtier métallique) et coûte 5 dollars. Lambda fabrique aussi des modèles hybrides de 12, 25 et 35 A. Les modèles de Motorola sont tous entièrement intégrés (5 V, 12 V et 15 V ; 7,5, 15 et 35 A). Les modèles 7,5 A et 15 A sont en boîtier TO-220 (plastique), le modèle 35 A (en 5 V seulement) est en boîtier TO-3. Le bon côté chez Motorola est le prix incroyablement bas : 1,96, 2,36 et 6,08 dollars en petites quantités pour les trois calibres d'intensité. Une des caractéristiques intéressantes de ces protections est leur bonne précision ; par exemple, le point de déclenchement des modèles 5 V de Lambda est à  $6,6 \text{ V} \pm 0,2 \text{ V}$ .

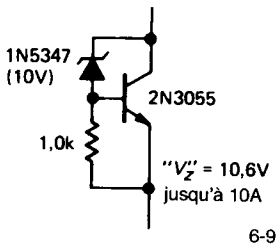


Figure 6.9 - Diode Zener active de puissance.

### ◊ Écrêteurs

Il est possible aussi de réaliser une protection contre les surtensions en connectant en parallèle sur la sortie une diode Zener de puissance, ou son équivalent. Cela évite les problèmes de déclenchement intempestif sur des pointes, puisque la Zener cesse de consommer du courant quand la surtension a disparu (contrairement au thyristor, qui a une mémoire d'éléphant). La figure 6.9 montre le circuit d'un « Zener active ». Malheureusement, une protection par Zener de puissance pose ses propres problèmes. Si le régulateur est défaillant, la protection doit supporter une forte dissipation de puissance ( $V_{zener} I_{limite}$ ) et risque de défaillir

à son tour. Nous avons été témoins d'une défaillance de la sorte sur un modèle commercial d'alimentation 15 V/4 A pour un lecteur de disque magnétique. Quand le transistor ballast a défuncté, la Zener de 16 V/50 W s'est mise à dissiper plus que sa puissance nominale et s'est sentie défaillir à son tour.

### 6.7 ◊ Considérations annexes sur la conception des alimentations à fort courant

#### ◊ Alimentation non régulée de puissance séparée

Nous l'avons dit dans la section 6.3, c'est une bonne idée que de faire appel à une alimentation séparée pour le régulateur dans les alimentations à fort courant. De cette façon, la dissipation dans le transistor ballast peut être minimisée, puisque la tension d'entrée non régulée peut être fixée à un niveau juste suffisant pour laisser une tension de déchet suffisante (les régulateurs comme le 723 ont, à cet effet, une broche  $V+$  séparée). Par exemple, un régulateur de +5 V/10 A peut avoir, d'une part une tension d'entrée non régulée de 10 V avec un ou deux volts d'ondulation, d'autre part une alimentation séparée de +15 V à faible courant pour les composants du régulateur (référence, amplificateur d'erreur, etc.). Rappelons que la tension d'entrée non régulée doit être calculée pour le cas le plus défavorable de tension du secteur (-10%) et de la tolérance du transformateur et des condensateurs.

#### ◊ Chemins de connexion

Les alimentations à fort courant, comme les alimentations à tension de sortie précise, imposent un soin particulier pour les chemins de connexion, aussi bien à l'intérieur du régulateur qu'entre le régulateur et sa charge. Si plusieurs charges fonctionnent à partir de la même alimentation, elles doivent être raccordées à la charge au point où la tension est mesurée ; sans cela, des fluctuations de courant dans une des charges affecteront la tension vue par les autres charges (figure 6.10).

En fait, c'est une bonne idée d'avoir une point de masse commun (en étoile) auquel tous les points sont raccordés : la tension non régulée, la référence, etc. Le problème des chutes de tension non régulées dans les lignes de raccordement entre l'alimentation et la

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

charge est résolu par la lecture à distance : les connexions de retour à la référence et à l'amplificateur d'erreur sont accessibles à l'arrière du coffret, pour être raccordées soit directement aux bornes de sortie (la méthode usuelle), soit aux bornes de la charge par des fils séparés (cette méthode demande quatre fils, dont deux capables de supporter le fort courant de la charge).

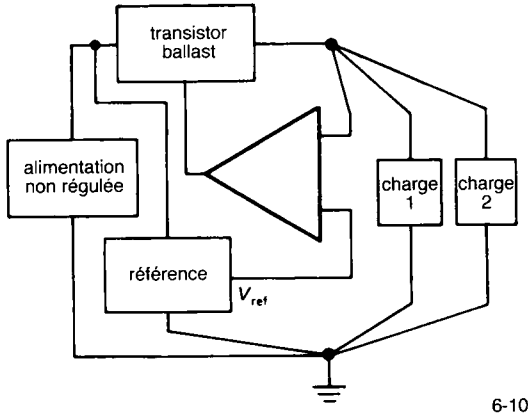


Figure 6.10 - Étoile de masse dans une alimentation.

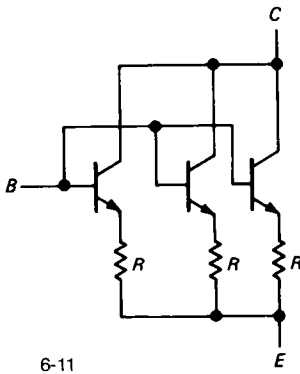


Figure 6.11 - Résistors d'émetteurs dans les ballasts à plusieurs transistors en parallèle.

### ◇ Transistors ballasts en parallèle

Quand le courant de sortie doit être de très forte intensité, il peut être nécessaire de recourir à plusieurs transistors en parallèle. Comme leurs  $V_{BE}$  seront forcément affectés d'une certaine dispersion, il est indis-

pensable d'ajouter une petite résistance en série avec chaque émetteur, comme le montre la figure 6.11. Les résistors garantissent que le courant est partagé également entre les différents transistors. La valeur de  $R$  sera choisie de telle façon que la chute de tension soit de 0,2 V environ au courant de sortie maximal. Les *FET* de puissance peuvent être connectés en parallèle sans composant extérieur, grâce au coefficient de température négatif de leur courant de drain (figure 3.13).

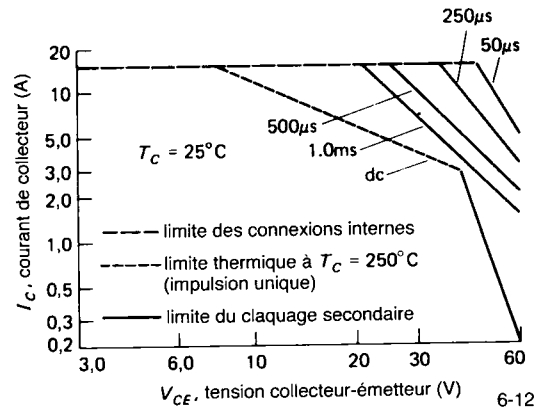


Figure 6.12 - Zone de sécurité d'un transistor de puissance bipolaire 2N3055 (Document Motorola).

### Zone de sécurité

Un dernier point sur les transistors de puissance bipolaires : un phénomène connu sous le nom de claquage secondaire, ou « second claquage », limite la tension et l'intensité que supporte simultanément un transistor quelconque. Cette limitation est donnée dans la feuille de caractéristiques par les courbes de zone de sécurité (*SOA, Safe Operating Area*). Il s'agit d'une famille de courbes tension-courant, en fonction de la durée. Le claquage secondaire résulte de la formation de « points chauds » dans la jonction du transistor, avec comme conséquence une répartition inégale de la charge. Exception faite des faibles tensions émetteur-collecteur, ce phénomène ramène les limites pratiques en-dessous de la dissipation de puissance maximale. Comme exemple, la figure 6.12 montre la zone de sécurité du 2N3055, toujours jeune. Pour les tensions  $V_{CE}$  supérieures à 40 V, le claquage secondaire limite le courant de collecteur à des

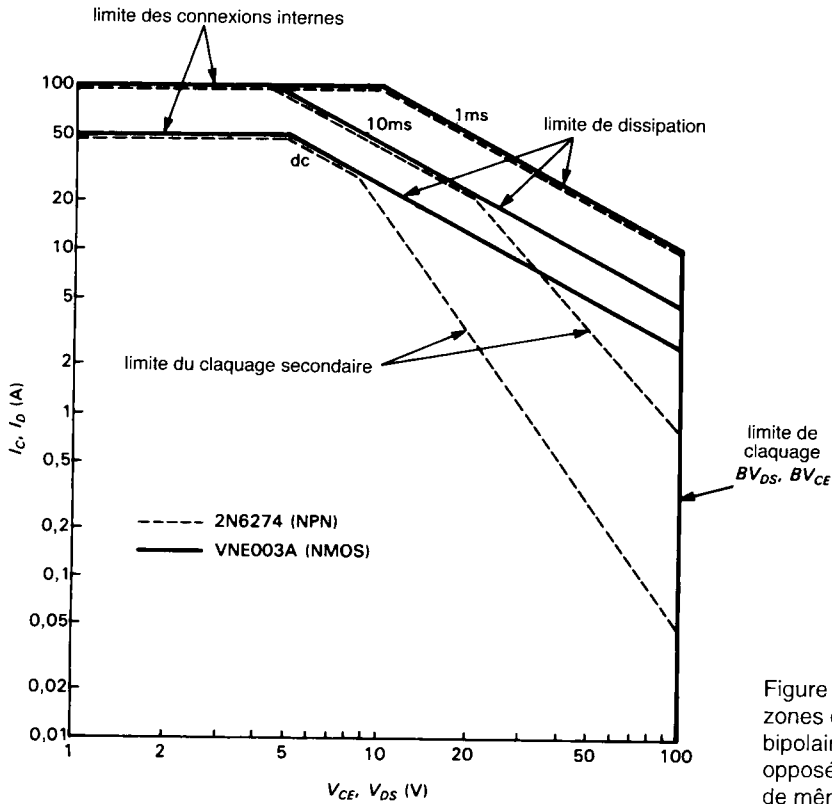
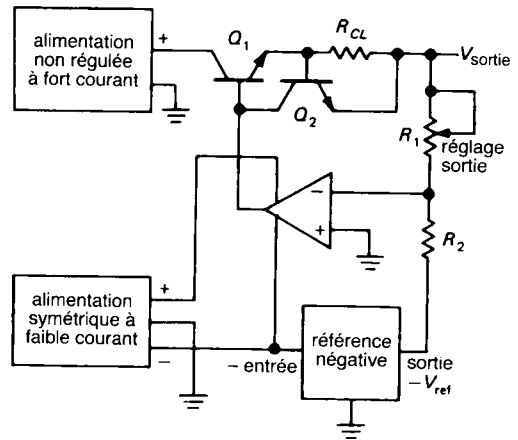


Figure 6.13 - Comparaison de zones de sécurité : transistor bipolaire de puissance NPN opposé à un MOSFET à canal N de même caractéristiques.

valeurs inférieures à la dissipation maximale de 115 W. La figure 6.13 compare les zones de sécurité de deux transistors de forte puissance similaires : le bipolaire NPN 2N6274 et le MOSFET à canal N comparable de Siliconix, VNE003A. Pour  $V_{CE} > 10$  V, le claquage secondaire limite le courant continu de collecteur à une valeur inférieure à celle de la dissipation de puissance maximale de 250 W. Le problème est moins grave pour des impulsions courtes, il disparaît effectivement pour des impulsions de moins d'une milliseconde. Remarquez que le MOSFET ne connaît pas de claquage secondaire ; sa zone de sécurité est limitée par l'intensité maximale (fixée par les connexions internes, donc plus élevée pour les impulsions courtes), la dissipation maximale et la tension drain-source maximale. Voyez le chapitre 3 pour plus de détails sur les MOSFET de puissance.



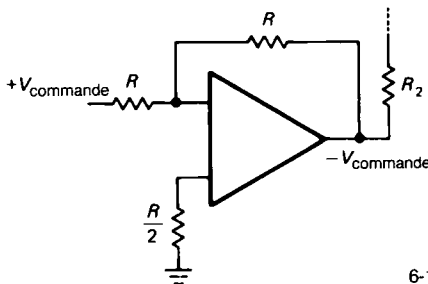
6-14

Figure 6.14 - Régulateur réglable jusqu'à zéro volt.

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

### 6.8 ◊ Alimentations programmables

Il est souvent nécessaire, surtout au laboratoire, de disposer d'alimentations réglables jusqu'à zéro volt. De plus, il est souvent souhaitable de pouvoir « programmer » la tension de sortie par une autre tension ou par une entrée numérique (au moyen de roues codeuses, par exemple). La figure 6.14 montre le schéma classique d'une alimentation réglable jusqu'à zéro volt (ce que notre 723 classique ne permet pas). Une alimentation symétrique séparée alimente le régulateur et fournit aussi une référence négative précise (plus de détails sur les références de tension dans les sections 6.14 et 6.15). Le potentiomètre  $R_1$  règle la tension de sortie (puisque l'entrée inverseuse sera au potentiel de la masse) jusqu'à zéro. Si le circuit de régulation (qui peut être intégré ou discret) fonctionne avec une alimentation symétrique, il n'y a pas de problème à basse tension de sortie.



6-15

Figure 6.15

Pour rendre l'alimentation programmable par une tension, remplacez simplement  $V_{ref}$  par une tension commandée extérieurement (figure 6.15). Le reste du circuit est inchangé. Le potentiomètre  $R_1$  sert maintenant à définir l'échelle de  $V_{consigne}$ .

La possibilité de programmation numérique peut être ajoutée, par la substitution à  $V_{ref}$  d'un composant nommé CAN (convertisseur analogique-numérique) avec une sortie capable de consommer du courant. Ces composants, que nous étudierons plus tard, convertissent un code binaire d'entrée en un courant (ou une tension) proportionnel. Le bon choix pourrait être l'AD7548, un CAN intégré à 12 bits capable de consommer du courant en sortie, au prix de 9 dollars. En remplaçant  $R_2$  par le CAN, vous obtenez une

alimentation programmable par une grandeur numérique, avec une résolution de  $1/4096$  ( $2^{-12}$ ) de la tension de pleine échelle. Comme l'entrée inverseuse est une masse virtuelle, le CAN n'a pas besoin d'une plage de tension de sortie. En pratique,  $R_1$  sera choisi pour fixer une plage de sortie pratique, comme 1 mV par point d'entrée.

### 6.9 ◊ Exemple de circuit d'alimentation

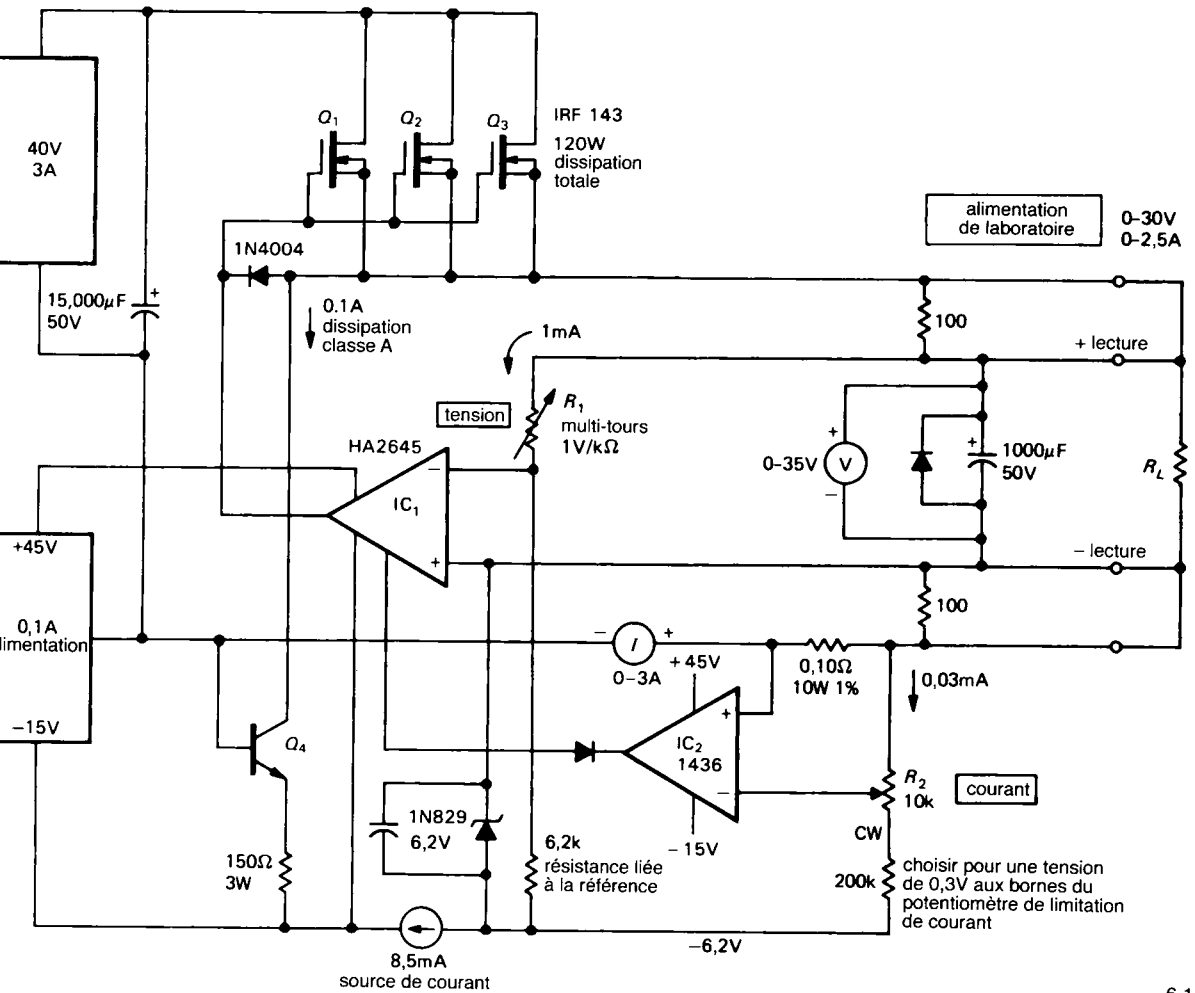
L'alimentation « de laboratoire » de la figure 6.16 devrait vous aider à rassembler toutes ces idées. Il est important de pouvoir régler la tension de sortie jusqu'à zéro dans une alimentation de laboratoire, c'est pourquoi le régulateur dispose d'une alimentation bipolaire auxiliaire. L'amplificateur opérationnel  $IC_1$  est un modèle à haute tension, qui peut fonctionner sous une tension d'alimentation totale de 80 V. Nous avons utilisé des *MOSFET* de puissance comme ballast, autant pour la simplicité de l'attaque de grille que pour l'excellente zone de sécurité (caractéristique de tous les *MOSFET* de puissance). La combinaison peut dissiper énormément de puissance (60 W par transistor, avec le boîtier à  $100^\circ\text{C}$ ), ce qui est nécessaire même pour un courant de sortie modéré quand la plage de tension de sortie est aussi grande. En effet, la tension non régulée doit être suffisamment élevée pour fournir la tension régulée maximale, ce qui provoque une forte chute de tension aux bornes du ballast quand la tension de sortie est basse. Quelques alimentations résolvent ce problème par des gammes différentes de tension de sortie, avec une commutation adéquate de la tension d'entrée non régulée. Il existe même des alimentations dont la tension non régulée est fournie par un transformateur variable couplé au réglage de la tension de sortie. Dans les deux cas, vous perdez la possibilité de programmation à distance.

#### Exercice 6.4

Quelle est la dissipation de puissance maximale dans les transistors ballasts de cette alimentation de laboratoire ?

Le potentiomètre  $R_1$  est un modèle multi-décades pour un réglage linéaire précis de la tension de sortie. La référence de la tension de sortie est une Zener de précision 1N829 (coefficient de température





6-1

Figure 6.16 - Alimentation de laboratoire.

5 ppm/°C sous 7,5 mA de courant de Zener). Le circuit de limitation d'intensité est nettement supérieur aux dispositifs simples que nous avons vus jusqu'ici, parce qu'il est parfois souhaitable, avec une alimentation de laboratoire, de pouvoir fixer une limite d'intensité précise et stable. Remarquez la méthode peu orthodoxe mais efficace qui consiste à limiter l'intensité en dérivant du courant de l'entrée de compensation d' $IC_1$  ; ce dernier présente un gain unitaire par rapport à la sortie tout en fonctionnant à faible courant. Avec la possibilité de régler précisément

la tension (sur toute la plage jusqu'à zéro volt) et l'intensité, cette alimentation est un outil de laboratoire très souple. Avec cette méthode de limitation d'intensité, elle devient en plus une source de courant constant. Le transistor  $Q_4$  constitue une charge permanente de 100 mA, qui assure un fonctionnement correct pour une tension (ou un courant) de sortie proche de zéro, en maintenant le ballast dans la région active. Cette consommation de courant permet aussi à la charge de renvoyer un certain courant dans l'alimentation sans que la tension de sortie s'élève.

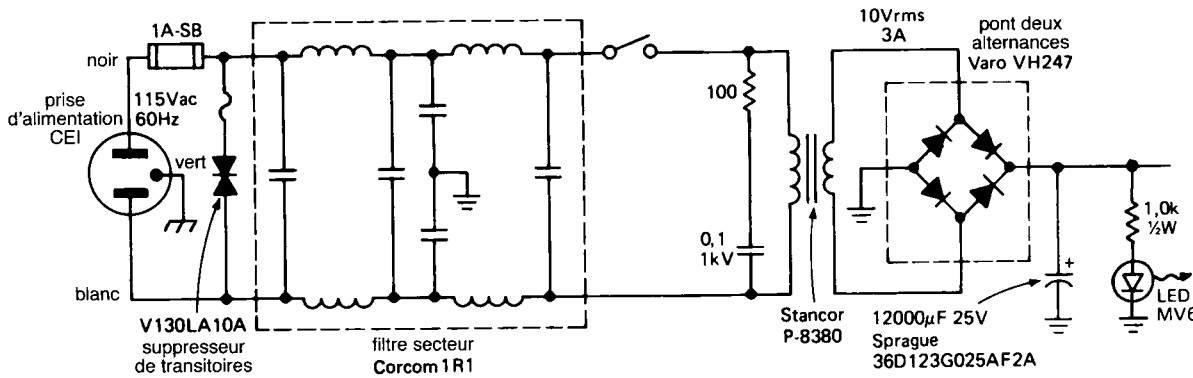


Figure 6.17 - Alimentation non régulée à partir du secteur.

Cette propriété est utile avec les charges bizarres que vous pouvez rencontrer, comme des appareils qui contiennent d'autres alimentations, capables de renvoyer du courant par les bornes d'alimentation.

Remarquez les fils de lecture extérieure, avec des connexions par défaut aux bornes de sortie. Pour une régulation précise de la tension aux bornes de la charge, vous raccorderiez les fils de lecture à la charge elle-même, pour éliminer (par la rétroaction) les chutes de tension dans les fils de puissance.

### 6.10 Autres circuits intégrés régulateurs

Le 723 est l'ancêtre des régulateurs de tension, c'est toujours un circuit utile. Cependant il existe aujourd'hui des versions améliorées qui fonctionnent de la même façon, et que vous aurez intérêt à préférer pour la conception d'une alimentation. Les LAS1000 et LAS1100 de Lambda, le SG3532 de Silicon General peuvent fonctionner à partir d'une tension de 4,5 V, parce qu'ils utilisent une référence de tension interne de 2,5 V à barrière de potentiel (*bandgap*, voir la section 6.15) au lieu de la Zener de 7,5 V du 723. Ils possèdent aussi un circuit interne qui coupe la sortie si le circuit arrive à la surchauffe ; comparez à la solution du 723 (destruction !). Bien que ces régulateurs possèdent des broches de même nom, vous ne pouvez pas simplement les enficher dans le support prévu pour un 723, parce que, entre autres choses, ils ont des tensions de référence différentes. Le MC1469 de Motorola (avec son jumeau négatif MC1463) est un autre circuit similaire au 723.

Si vous examinez des alimentations modernes, vous ne verrez guère de 723, ni de versions améliorées comme celles que nous venons de citer. Au lieu de cela, vous verrez surtout des circuits intégrés comme le 7805 ou le 317, et vous remarquerez l'absence de composants extérieurs (totale pour le 7805 !). Le plus souvent, vous pourrez obtenir, avec ces régulateurs « tripodes » hautement intégrés et faciles à utiliser, toutes les performances nécessaires, y compris de forts courants de sortie (jusqu'à 10 A) sans ballast extérieur, une tension de sortie réglable, une limitation de courant interne et une protection thermique. Nous en parlerons sous peu, mais d'abord un interlude avec (a) la conception des alimentations non régulées et (b) les références de tension.

### ALIMENTATION NON RÉGULÉE

Toutes les alimentations régulées ont besoin d'une source de tension continue « non régulée », un sujet que nous avons effleuré dans la section 1.27, en relation avec les redresseurs et la tension d'ondulation. Voyons ce sujet plus en détail, en commençant par le circuit de la figure 6.17. Il s'agit d'une alimentation non régulée de +13 V (tension nominale) à utiliser avec un régulateur +5 V/2 A. Parcourons-le de gauche à droite, en mettant l'accent sur quelques-uns des points à garder présents à l'esprit quand vous concevez ce genre de schéma.

## 6.11 Composants côté secteur

### Raccordement à trois fils

Utilisez toujours un cordon secteur à trois fils, avec le fil de terre (jaune-vert) raccordé au coffret de l'appareil. Les appareils dont le coffret n'est pas mis à la terre peuvent devenir des instruments de mort en cas de défaillance de l'isolement du transformateur ou de connexion accidentelle d'un fil du secteur au coffret. Avec un coffret à la terre, ce genre d'incident se conclut simplement par un fusible qui saute, ou un disjoncteur différentiel qui s'ouvre. Vous voyez couramment des appareils avec le cordon secteur fixé à demeure par un dispositif anti-traction. Il existe une meilleure solution : la fiche mâle à trois broches CEI22 montée sur le châssis, avec la prise femelle moulée au bout du cordon. Ainsi le cordon peut être remplacé sans intervention à l'intérieur de l'appareil. Mieux encore : vous pouvez monter un « module d'alimentation » qui comporte la fiche CEI22, le porte-fusible, le filtre secteur et un interrupteur (comme nous le verrons plus loin). Notez les couleurs conventionnelles des cordons secteurs : brun = phase, bleu = neutre, jaune-vert = terre.

### Filtre secteur et supprimeur de transitoires

Dans cette alimentation, nous utilisons un filtre secteur *LC* simple. Bien qu'ils soient souvent omis, ces filtres sont très utiles, parce qu'ils empêchent le rayonnement de parasites à fréquence radio à travers les lignes du secteur, de même qu'ils empêchent l'entrée de parasites éventuellement présents sur la ligne. Des filtres secteur avec d'excellentes performances sont disponibles chez différents fabricants,

comme Corcom, Cornell-Dubillier et Sprague. Les études ont montré que des pointes allant jusqu'à 1 kV ou 5 kV se présentent accidentellement sur les lignes presque partout, des pointes moindres se présentent très fréquemment. Les filtres secteurs montrent une efficacité appréciable dans la suppression de ces interférences.

Dans de nombreuses situations, il est souhaitable d'utiliser un « supprimeur de transitoires », comme celui qui est représenté. Ce composant devient conducteur quand la tension à ses bornes dépasse certaines limites (il se comporte comme une Zener bidirectionnelle de forte puissance). Les supprimeurs de transitoires sont bon marché, peu encombrants, ils peuvent court-circuiter des centaines d'ampères de courant dangereux sous la forme de pointes. Ils sont fabriqués par General Electric (G-MOV) et Siemens (SIOV). Les tableaux 6.2 et 6.3 citent quelques filtres et supprimeurs de transitoires.

### Fusible

Le fusible est essentiel dans tout matériel électronique. Les fusibles à fort calibre (10 A à 20 A) de l'installation électrique ne protégeront pas le matériel électronique, leur fusion n'est prévue que si l'intensité dépasse celle que peuvent supporter les fils de l'installation. Par exemple, dans une maison câblée en fil de 2,5 mm<sup>2</sup>, les fusibles seront calibrés à 16 A. Maintenant, si le condensateur de filtrage de votre alimentation se met en court-circuit (type courant de défaillance), le transformateur consommera un courant primaire de 5 A (au lieu des 0,25 A prévus).

Tableau 6.2 -

type	fabricant	diamètre (pouces)	énergie (W-s)	I <sub>crête</sub> (A)	capacité pF
V130LA1	GE	0,34	4	500	180
S07K130	Siemens	0,35	6	500	130
V130LA10A	GE	0,65	30	4000	1000
S14K130	Siemens	0,67	22	2000	1000
V130LA20B	GE	0,89	50	6000	1900
S20K130	Siemens	0,91	44	4000	2300

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

Tableau 6.3 - Filtres secteur 115 V alternatif (fiches CEI<sup>(a)</sup>)

fabricant	référence	circuit	courant (A)	atténuation <sup>b</sup> (ligne / terre, 50 Ω/50 Ω)			commentaires
				150 kHz	500 kHz	1 MHz	
				(dB)	(dB)	(dB)	
Corcom	3EF1	$\pi$	3	15	25	30	tous usages
	3EC1	$\pi$	3	20	30	37	plus forte atténuation
	3EDSC2-2	$\pi$	3	32	37	44	avec fusible
	2EDL1S	$\pi$	2	14	-	24	avec fusible et interrupteur
Curtis	F2100CA03	$\pi$	3	15	25	30	tous usages
	F2400CA03	$\pi$	3	22	35	40	plus forte atténuation
	F2600FA03	$\pi$	3	21	35	41	avec fusible
	PE810103	$\pi$	3	18	24	30	avec fusible et interrupteur
Delta	03GEEG3H	$\pi$	3	24	30	38	tous usages
	03SEEG3H	double $\pi$	3	42	65	70	plus forte atténuation
	04BEEG3H	$\pi$	4	26	35	40	avec fusible
	03CK2	$\pi$	3	35	40	40	avec fusible et interrupteur
	03CR2	double $\pi$	3	50	60	55	identique, plus forte atténuation
Schaffner	FN323-3	$\pi$	3	22	32	36	tous usages
	FN321-3	$\pi$	3	35	43	46	plus forte atténuation
	FN361-2	$\pi$	2	25	40	46	avec fusible
	FN291-2.5	$\pi$	2,5	25	40	46	avec fusible et interrupteur
	FN1393-2.5	$\pi$	2,5	40	45	42	identique, plus forte atténuation
Sprague	3JX5421A	$\pi$	3	15	25	30	tous usages
	3JX5425C	$\pi$	3	20	30	37	plus forte atténuation
	200JM6-2	$\pi$	6	12	25	-	avec fusible

<sup>(a)</sup> ces modèles présentent une grande variété, certains n'ont pas de fiche CEI.

<sup>(b)</sup> l'atténuation des fréquences radio est mesurée sur un système en 50 Ω, les résultats ne permettent pas de prévoir le comportement sur les lignes du secteur.

Le fusible de l'installation ne sautera pas, mais votre appareil devient une source potentielle d'incendie, avec son transformateur qui dissipe plus de 500 W !

**Notes sur les fusibles :** (a) il vaut mieux utiliser un type « retardé » ou « temporisé » dans le circuit du secteur, à cause du fort appel de courant inévitable à la mise sous tension du transformateur (provoqué principalement par la charge des condensateurs de filtrage, accessoirement par la magnétisation du noyau). (b) Il est probable que vous pensez savoir

comment calculer le calibre du transformateur, il est probable aussi que vous vous trompez. Une alimentation continue présente un rapport élevé entre le courant efficace et le courant moyen, à cause de l'angle de conduction réduit (fraction de la période pendant laquelle les diodes conduisent). Le problème est pire si les condensateurs sont largement surdimensionnés. Le résultat est un courant efficace notablement supérieur à votre estimation. La meilleure procédure consiste à mesurer le courant pri-

maire avec un ampèremètre « efficace vrai », puis à choisir un calibre supérieur de 50% à la valeur mesurée (pour tenir compte de l'élévation de la tension du secteur, des effets de la « fatigue » du fusible, etc.). (c) Quand vous câblez un porte-fusible « à puits » (comme on en trouve couramment à l'arrière des appareils), assurez-vous que celui qui remplacera le fusible ne peut pas venir en contact avec le secteur. Cela signifie qu'il faut connecter le fil « chaud » à l'arrière du porte-fusible (les auteurs l'ont appris d'une façon pénible !). Les modules secteur avec fusibles incorporés sont conçus de telle façon que le fusible n'est accessible qu'après le retrait du cordon secteur.

### *Risque de choc*

Au passage, il est bon d'isoler toutes les parties en contact avec le secteur à l'intérieur d'un appareil, au moyen de gaine thermorétractile, par exemple (le chatterton n'a pas droit de cité dans les appareils électroniques). Comme tous les appareils transistorisés fonctionnent sous des tensions continues relativement basses (quelque chose comme  $\pm 15$  V à  $\pm 30$  V) et inoffensives, le câblage du secteur est le seul à présenter un risque de choc électrique dans la plupart des appareils électroniques (il y a des exceptions, bien sûr). L'interrupteur marche-arrêt de la face avant est particulièrement insidieux de ce point de vue, parce qu'il est tout proche des autres câblages, à basse tension. Vos appareils de mesure, ou pire, vos doigts, peuvent facilement entrer en contact avec lui pendant une vérification.

### *Préférences*

Nous préférons les « modules secteur », qui combinent une fiche à trois broches CEI22, un filtre, un fusible et un interrupteur. Par exemple, la série FN380 Schaffner (ou la série L Corcom), présente ces caractéristiques, avec un choix d'intensités entre 2 A et 6 A et la possibilité de protéger par fusible et de couper par l'interrupteur une ou deux lignes du secteur. D'autres fabricants proposent des modules similaires, comme Curtis, Delta, Power Dynamics (tableau 6.3).

Notre schéma montre un voyant à LED alimenté (à travers un résistor de limitation de courant) par la tension continue non régulée. En général, il vaut

mieux l'alimenter à partir de la tension régulée, pour que sa luminosité ne varie pas avec les fluctuations de la charge ou de la tension du secteur.

Le résistor de 100  $\Omega$  en série avec un condensateur de 0,1  $\mu$ F, monté en parallèle sur le primaire du transformateur, supprime les transitoires que produit la forte charge inductive lors de l'ouverture du circuit. Il est souvent omis, mais toujours souhaitable, en particulier pour les appareils placés à proximité d'ordinateurs ou d'autres équipements numériques. Ce réseau « amortisseur » RC est placé quelquefois aux bornes de l'interrupteur, ce qui est équivalent.

### **6.12 Transformateur**

Venons-en au transformateur. Ne construisez jamais sans transformateur un appareil alimenté par le secteur ! Le faire, c'est jouer avec votre vie. Les alimentations secteur sans transformateur, répandues dans certains appareils grand public (radio et télé en particulier) parce qu'elles sont bon marché, portent le circuit à un potentiel élevé par rapport à la terre (tuyaux d'eau, etc.). Elles n'ont pas leur place dans un appareil destiné à être raccordé à d'autres, elles devraient être évitées. Soyez extrêmement prudent quand vous dépannez ce genre d'appareil ; le simple fait de placer la sonde de votre oscilloscope sur le châssis peut vous donner un choc.

Le choix du transformateur est plus lourd de conséquences qu'on ne pense au premier abord. Les catalogues des fabricants sont maintenant assez fournis pour permettre le bon choix. Vous n'envisagerez donc pas les transformateurs bobinés sur mesure si vous n'avez besoin que de quelques pièces.

En supposant que vous pouvez obtenir le transformateur que vous voulez, il reste à décider quelle tension et quel courant sont nécessaires. Plus la tension d'entrée du régulateur est basse, plus la dissipation dans le ballast est faible. Cependant vous devez être absolument certain que la tension d'entrée du régulateur ne tombera pas en-dessous du minimum nécessaire à la régulation, typiquement 2 à 3 V au-dessus de la tension régulée de sortie ; sinon, vous risquez de trouver des trous à 100 Hz à la sortie. C'est le taux d'ondulation dans la tension non régulée qui est en cause ici ; en effet, c'est la tension minimale d'entrée

qui doit être supérieure à une certaine valeur critique, mais c'est la tension d'entrée moyenne qui détermine la dissipation dans le ballast.

Par exemple, pour un régulateur +5 V, vous pourriez utiliser une tension non régulée de +10 V au plus bas de l'ondulation, qui peut être de 1 ou 2 V. Les caractéristiques du secondaire vous permettent de faire une assez bonne estimation de la tension continue à la sortie du pont, puisque la tension de crête (au plus haut de l'ondulation) est d'environ 1,4 fois la tension efficace du secondaire, moins deux seuils de diode. Cependant, si vous voulez travailler avec une tension de déchet proche du minimum, vous devrez effectuer des mesures pratiques, parce que la tension de sortie réelle de l'alimentation non régulée dépend de paramètres mal spécifiés du transformateur, comme la résistance des enroulements et le couplage magnétique, qui contribuent à augmenter la chute de tension en charge. Prenez soin de faire les mesures dans les conditions les plus défavorables : pleine charge et tension de secteur faible (200 V). Rappelez-vous que les gros condensateurs de filtrage ont des tolérances très larges : des écarts de -30% à +100% de la valeur nominale ne sont pas exceptionnels. Il est bon d'utiliser des transformateurs à plusieurs prises au primaire, quand c'est possible, pour un réglage final de la tension de sortie.

Encore une note sur les transformateurs : l'intensité caractéristique est souvent donnée sous la forme d'un courant efficace au secondaire, en particulier pour les transformateurs destinés à des charges résistives (transformateurs de chauffage, par exemple). Comme un redresseur ne tire du courant que pendant une petite fraction de la période (pendant que le condensateur se charge effectivement), le courant efficace, et de ce fait l'échauffement par effet Joule, risque de dépasser les caractéristiques si le courant de charge approche de l'intensité efficace nominale. La situation empire si vous augmentez la taille du condensateur pour réduire l'ondulation ; la solution consiste simplement à choisir un transformateur plus gros. Le redressement à double alternance est le meilleur de ce point de vue, puisqu'il exploite une plus grande partie de l'onde du transformateur.

6.13 Composants en continu

Condensateur de filtrage

Le condensateur de filtrage est choisi assez gros pour donner une tension d'ondulation assez faible, avec une tension d'isolement capable de supporter les conditions les plus défavorables : charge nulle et tension du secteur élevée. Pour le montage de la figure 6.17, l'ondulation est d'environ 1,5 V de crête à crête. Une bonne pratique de la conception fait appel à des condensateurs électrolytiques de type « ordinateur » (boîtier cylindrique avec bornes à vis à une extrémité), par exemple le type 36D de Sprague. Pour les capacités plus faibles, la plupart des fabricants proposent des boîtiers cylindriques avec sorties axiales (un fil à chaque bout), par exemple le type 39D de Sprague. Prenez garde aux tolérances sur la capacité !

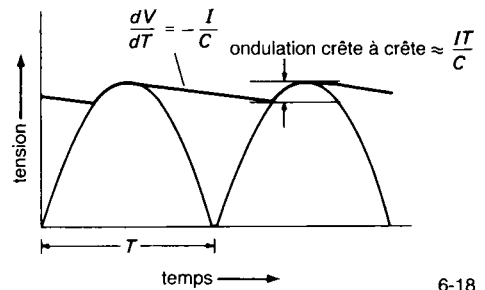


Figure 6.18

À ce point, il pourrait être utile de vous reporter à la section 1.27, où nous avons abordé pour la première fois le sujet de l'ondulation. Exception faite des alimentations à découpage (section 6.19 et suivantes), vous pouvez toujours calculer la tension d'ondulation en supposant que le régulateur tire un courant constant égal au courant de charge maximal ; en fait, l'entrée d'un régulateur série se comporte comme une charge à courant constant. Cela simplifie votre arithmétique, puisque le condensateur se décharge suivant une rampe, et que vous n'avez pas à vous soucier de constantes de temps ni d'exponentielles (figure 6.18).

Par exemple, supposez que vous avez à choisir un condensateur de filtrage pour la partie non régulée

Tableau 6.4 - Redresseurs

type	tension de claquage $V_{BR}$ (V)	déchet $V_F$ typ. (V)	à courant moyen $I_0$ (A)	boîtier	commentaires
<b>Tous usages</b>					
1N4001 à 07	50 à 1000	0,9	1	connexion par fils	ordinaire
1N5059 à 62	200 à 800	1,0	2	connexion par fils	
1N5624 à 27	200 à 800	1,0	5	connexion par fils	
1N1183A à 90A	50 à 600	0,9	40	boîtier à vis	ordinaire ; R pour polarité inverse
<b>Rétablissement rapide (<math>t_{rr} = 0,1 \mu s</math> typ.)</b>					
1N4933 à 37	50 à 600	1,0	1	connexion par fils	
1N5415 à 19	50 à 500	1,0	3	connexion par fils	
1N3879 à 83	50 à 400	1,2	6	boîtier à vis	R pour polarité inverse
1N5832 à 34	50 à 400	1,0	20	boîtier à vis	R pour polarité inverse
<b>Schottky (faible <math>V_F</math>, très rapide)</b>					
1N5817 à 19	20 à 40	0,6 <sup>m</sup>	1	connexion par fils	
1N5820 à 22	20 à 40	0,5 <sup>m</sup>	3	connexion par fils	
1N5826 à 28	20 à 40	0,5 <sup>m</sup>	15	boîtier à vis	
1N5832 à 34	20 à 40	0,6 <sup>m</sup>	40	boîtier à vis	
<b>Pont redresseur</b>					
3N246 à 52	50 à 1000	0,9	1	boîtier moulé	MDA100A
3N253 à 59	50 à 1000		2	boîtier moulé	MDA200
MDA970A1 à A5	50 à 400	0,85	8	montage sur châssis	
MDA3500 à 10	50 à 1000		35	montage sur châssis	
<b>Spéciaux</b>					
GE A570A à A640L	100 à 2000	1,0 <sup>m</sup>	1500	pastille géante	fort courant !
Semtech SCH5000 à 25000	5 kV à 25 kV	7 à 33 <sup>m</sup>	0,5	connexion par fils	haute tension, fort courant ; rapide (0,2 $\mu s$ )
Varo VF25-5 à -40	5 kV à 40 kV	12 à 50 <sup>m</sup>	0,025	connexion par fils	haute tension
Semtech SCKV100K3-200K3	100 kV à 200 kV	150 à 300	0,1	tube plastique	très haute tension

(m) maximum

d'une alimentation de 5 V/1 A ; vous avez déjà choisi un transformateur avec une tension secondaire de 10 V efficaces, pour produire une tension de sortie non régulée de 12 V (au plus haut de l'ondulation) à pleine charge. Avec une tension de déchet typique de 2 V dans le régulateur, la tension d'entrée ne doit jamais tomber en-dessous de +7 V (le 723 impose +9,5 V, les régulateurs tripodes de la section 6.16 sont

moins exigeants). Puisque vous devez vous accommoder de variations de  $\pm 10\%$  de la tension du secteur, vous maintiendrez l'ondulation inférieure à 2 V de crête à crête. De ce fait,

$$2 = T(dV/dT) = TI/C = 0,008 \times 1,0/C$$

d'où  $C = 4000 \mu F$ . Un condensateur électrolytique de  $4700 \mu F/25 V$  serait le minimum, avec une tolérance de 20% sur la capacité. Ne vous laissez pas égarer

quand vous choisissez un condensateur : non seulement un condensateur sur-dimensionné gaspille de la place, mais en plus il augmente la dissipation dans le transformateur (en réduisant l'angle de conduction, ce qui augmente le rapport  $I_{\text{eff}}/I_{\text{moyen}}$ ).

La LED représentée en parallèle avec la sortie sur la figure 6.17 sert de « purge » pour décharger le condensateur en quelques secondes en l'absence de charge. C'est une caractéristique utile, parce que les alimentations qui restent chargées après l'extinction risquent de vous faire endommager des composants si vous croyez à tort qu'il n'y a plus de tension.

### Redresseur

Le premier point à signaler est que les diodes utilisées dans les alimentations sont très différentes des diodes pour petits signaux 1N914 utilisées dans les circuits. Les diodes « signal » sont conçues pour la rapidité (quelques nanosecondes), des fuites faibles (quelques nanoampères) et une faible capacité (quelques picofarads) ; elles peuvent supporter en général une centaine de milliampères et ont une tension de claquage de 100 V au maximum. Au contraire, les diodes et les ponts de redressement utilisés dans les alimentations sont de gros objets, avec un courant nominal de 1 A à 25 A ou plus, et des tensions de claquage de 100 V à 1000 V. Leur courant de fuite est relativement important (dans la gamme des microampères aux milliampères), leur capacité forte. Elles ne sont pas conçues pour une grande rapidité. Le tableau 6.4 reprend quelques types répandus.

La série 1N4001-1N4007 est caractéristique des diodes de redressement, calibrées à 1 A, avec des tensions inverses de 50 à 1000 V. La série 1N5625 est calibrée à 3 A, ce qui est à peu près le plus fort courant possible dans des boîtiers à fils (refroidis par la conduction des fils). La série 1N1183A est typique des redresseurs à fort courant en boîtier à vis (DO5), avec des intensités de 40 A et des tensions jusqu'à 600 V. Les ponts redresseurs moulés sont très répandus aussi, en types 1 A et 2 A avec sorties par fils, jusqu'à 25 ampères ou plus à monter sur châssis. Pour les applications de redresseurs dans lesquelles la vitesse est importante (convertisseurs continu-continu, voir la section 6.19), il existe des diodes à

rétablissement rapide, comme la série 1N4933 en calibre 1 A. Pour les applications à basse tension, il peut être souhaitable d'utiliser les diodes Schottky, comme la série 1N5823, avec une tension de seuil inférieure à 0,4 V sous 5 A.

### RÉFÉRENCES DE TENSION

Des références de tension précises sont souvent nécessaires à l'intérieur des circuits. Vous pouvez, par exemple, chercher à construire une alimentation régulée de précision meilleure que celle que vous pouvez obtenir des régulateurs intégrés comme le 723 (les régulateurs intégrés dissipent normalement une forte puissance par leur ballast incorporé, leur température a donc tendance à s'élever et leur référence interne à dériver). Vous pourriez aussi chercher à construire une source de courant constant de précision. D'autres applications, comme les voltmètres, ohmmètres, ampèremètres, réclament une référence précise, mais pas d'alimentation de puissance précise.

Il existe deux sortes de références de tension : les *diodes Zener* et les références à barrière de potentiel. Chacune peut être utilisée de façon autonome ou à l'intérieur d'une référence de tension intégrée.

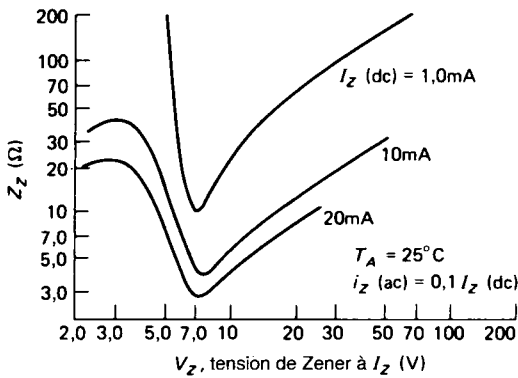
#### 6.14 $\diamond$ Diodes Zener

La forme la plus simple de la référence de tension est la diode Zener, un composant que nous avons vu dans la section 1.6. En principe, c'est une diode qui fonctionne dans la région de polarisation inverse, où le courant commence à circuler à partir d'une certaine tension et augmente de façon spectaculaire pour toute augmentation supplémentaire de la tension. Pour l'utiliser comme référence, vous aurez simplement à lui fournir un courant à peu près constant ; c'est la forme la plus élémentaire d'alimentation régulée, il suffit souvent pour cela d'un résistor raccordé à une tension d'alimentation supérieure.

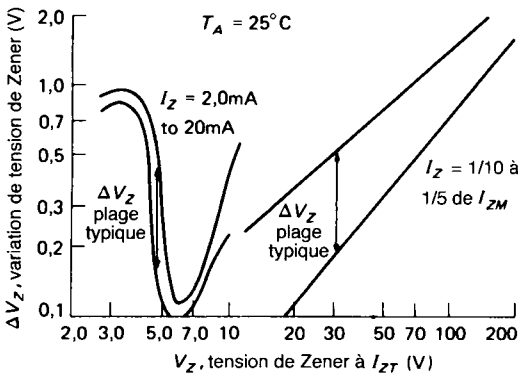
Les diodes Zener sont disponibles en tensions comprises entre 2 et 200 V (la progression des valeurs est la même que celle des résistors à 5%) ; les puissances sont comprises entre une fraction de watt et 50 W ; les tolérances vont de 1% à 20%. Aussi séduisantes qu'elles semblent comme références de



à usage général, les Zener sont en fait difficiles à utiliser, pour plusieurs raisons. Il faut stocker une gamme de valeurs, la tolérance sur la tension est large, sauf pour les modèles de précision et de prix ; elles sont bruyantes ; la tension de Zener dépend du courant et de la température. Comme exemple de ces effets, une Zener de 27 V/500 mW, dans la série répandue des 1N5221, est affectée d'un coefficient de température de +0,1%/°C et sa tension varie de 1% quand le courant varie entre 10% et 50% du maximum.



A

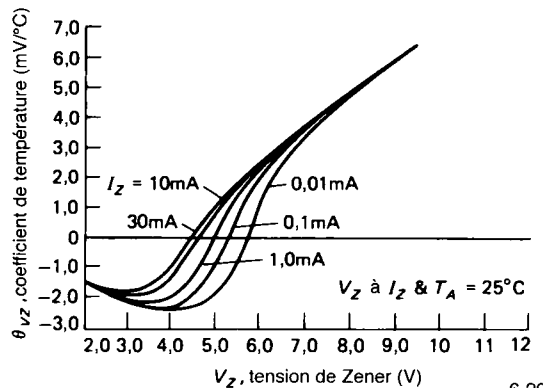


B

Figure 6.19 - Impédance et régulation de diodes Zener de tensions diverses.

Il y a une exception à ces piètres performances des Zener. Il apparaît que dans la plage de 6 V, les diodes Zener sont insensibles aux variations d'intensité et présentent un coefficient de température quasiment

nul. Les graphes de la figure 6.19, obtenus par des mesures sur des Zener de tensions différentes, illustrent ces effets. Ce comportement particulier résulte de ce que les diodes « Zener » utilisent deux mécanismes différents : le claquage Zener (basse tension) et le claquage par avalanche (haute tension). Si vous avez besoin d'une Zener comme référence de tension stable, sans vous soucier de la valeur de la tension, le mieux est d'utiliser une Zener compensée en température, montée en série avec une diode polarisée en direct. La Zener sera choisie avec un coefficient de température positif, pour compenser le coefficient de température de la diode, -2,1 mV/°C.



6-20

Figure 6.20 - Coefficient de température de la tension de claquage Zener en fonction de la tension de Zener (Document Motorola).

Comme vous pouvez le voir sur la figure 6.20, le coefficient de température dépend à la fois du courant de fonctionnement et de la tension de Zener. De ce fait, en choisissant correctement le courant de Zener, vous pouvez « adapter » dans une certaine mesure le coefficient de température. De telles Zener avec diode incorporée font de très bonnes références. Par exemple, la série de diodes bon marché 1N821 offre des coefficients de température de 100 ppm/°C (1N821) à 5 ppm/°C (1N829) pour une tension de Zener de 6,2 V ; les 1N940 et 1N946 sont des références de 9 V et 11,7 V avec un coefficient de température de 2 ppm/°C.

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

### ◇ Production du courant de fonctionnement

Ces Zener compensées peuvent être utilisées comme références de tension stables dans un circuit, à condition qu'elles soient polarisées par un courant constant. La série 1N821 est donnée pour 6,2 V  $\pm 5\%$  sous un courant de 7,5 mA, avec une résistance dynamique de 15 ohms ; ainsi une variation de courant de 1 mA modifie la tension trois fois plus qu'une variation de température de  $-55^{\circ}\text{C}$  à  $+100^{\circ}\text{C}$  pour la 1N829. La figure 6.21 montre un moyen simple de fournir un courant de polarisation constant à une diode Zener de précision. L'amplificateur opérationnel est monté en non inverseur de façon à délivrer une tension de sortie précise de 10,0 V. Cette sortie stable est utilisée elle-même pour produire un courant de polarisation de 7,5 mA. Ce circuit « démarre » automatiquement, mais il peut démarrer avec l'une ou l'autre polarité à la mise sous tension ! Dans le cas de la mauvaise polarité, la Zener se comporte comme une diode ordinaire polarisée dans le sens passant. Ce problème bizarre est résolu simplement par le recours à une alimentation simple. Il faut cependant s'assurer que l'amplificateur accepte des tensions d'entrée en mode commun égales à la tension d'alimentation négative (amplificateurs opérationnels pour alimentation simple).

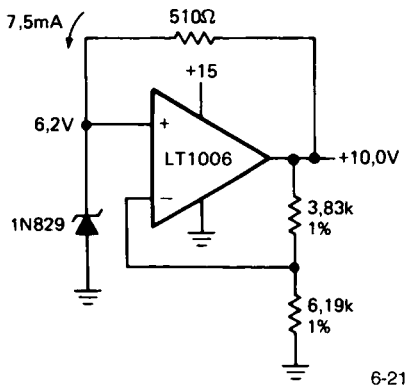


Figure 6.21

Il existe des Zener compensées garanties quant à la stabilité de la tension dans le temps, une spécification qui a tendance à être négligée. Les exemples sont les séries 1N3501 et 1N4890, disponibles avec une stabilité garantie meilleure que 5 ppm/1000 h. Elles ne

sont pas chères. Le tableau 6.5 donne les caractéristiques de quelques Zener et diodes de référence utiles ; le tableau 6.6 donne la liste de références et de valeurs de deux familles courantes de Zener à usage général.

### Circuits intégrés Zener

Le vénérable 723 utilise une référence à Zener compensée en température pour obtenir ses excellentes caractéristiques (stabilité de  $V_{\text{ref}}$  à 30 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ). Le 723, en fait, est une référence de tension très honorable en lui-même ; vous pouvez utiliser les autres composants du circuit intégré pour réaliser une référence stable de n'importe quelle tension.

Le 723 utilisé en référence de tension est un exemple de *référence tripode*, ce qui signifie qu'elle a besoin d'une source d'alimentation pour fonctionner et qu'elle intègre le circuit de polarisation et le tampon de sortie. Les Zener tripodes améliorés comprennent l'excellent LM369 de National Semiconductor (1,5 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  maximum) et le REF10KM de Burr-Brown (1 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ) ; nous avons souvent utilisé dans nos circuits le modèle bon marché MC1404 de Motorola (qui est en fait une référence à barrière de potentiel, voir ci-dessous). Nous traiterons les références tripodes de précision sous peu, après avoir étudié les types plus simples à deux bornes.

Des circuits intégrés Zener de précision, compensés en température, sont disponibles aussi sous la forme de références à deux bornes ; électriquement, ils ressemblent à des Zener, bien qu'ils comportent un certain nombre de composants actifs pour améliorer leurs caractéristiques (en particulier, la stabilité de la tension de Zener vis à vis du courant de polarisation). L'exemple est le LM329, avec une tension de Zener de 6,9 V. Sa meilleure version présente un coefficient de température de 6 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  (typique), 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  (maximum), sous un courant constant de 1 mA. Parmi les types inhabituels, il faut citer le LM399 (0,3 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ) stabilisé en température, le LM385 à micropuissance (il fonctionne à partir de 10  $\mu\text{A}$ ), et l'époustouffant LTZ1000 de Linear Technology, avec son coefficient de 0,05 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ , sa dérive de 0,3 ppm par racine carrée de mois et son bruit à basse fréquence de 1,2  $\mu\text{V}$ .

Tableau 6.5 - Diodes Zener et références de tension<sup>a</sup>

type	tension Zener	courant de test	coeff. de température max	régulation			commentaires
	$V_Z$ (V)	à $I_{ZT}$ (mA)		tolérance ( $\pm\%$ )	$\Delta V$ pour $\pm 10\% I_{ZT}$ (mV)	$P_{diss}$ max (W)	
<b>Zener de référence</b>							
1N821A	6,2	7,5	5	$\pm 100$	7,5	0,4	famille de 5 membres, par ordre de coefficient de température ; le meilleur et le moins bon sont indiqués
à 1N829A	6,2	7,5	5	$\pm 5$	7,5	0,4	
1N4890	6,35	7,5	5	$\pm 20$		0,4	dérive à long terme < 100 ppm/1000 h
à 1N4895	6,35	7,5	5	$\pm 5$		0,4	dérive à long terme < 10 ppm/1000 h
<b>Zener de régulation</b>							
1N5221A	2,4	20	10	-850	60	0,5	famille de 60 membres, valeurs de 2,4 V à 200 V, série E24 plus quelques-unes ; suffixe B = $\pm 5\%$ ; répandues <sup>b</sup>
1N5231A	5,1	20	10	$\pm 300$	34	0,5	
1N5281A	200	0,65	10	$\pm 1100$	160	0,5	
1N4728A	3,3	76	10	-750	76	1,0	famille de 60 membres, valeurs de 2,4 V à 200 V, série E24 ; suffixe B = $\pm 5\%$ ; répandues
1N4735A	6,2	41	10	$\pm 500$	8	1,0	
1N4764A	100	2,5	10	$\pm 1100$	88	1,0	

<sup>(a)</sup>voir aussi le tableau 6.7 (références de tension intégrées) <sup>(b)</sup>voir le tableau 6.6 (Zener 500 mW)

Tableau 6.6 - Diodes Zener 500 mW

série	série	$V_Z$ (V)	à	$I_{ZT}$ (mA)
1N5221	1N746			
1N5230	1N750	4,7		20
1N5231	1N751	5,1		20
1N5232	1N752	5,6		20
1N5233	-	6,0		20
1N5235	1N754	6,8		20
1N5236	1N755	7,5		20
1N5237	1N756	8,2		20
1N5240	1N758	10		20
1N5242	1N759	12		20
1N5246	1N965	15		8,5
1N5248	1N967	18		7,0
1N5250	1N968	20		6,2
1N5253	-	25		5,0
1N5266	1N972	30		4,2
1N5259	1N975	39		3,2
1N5261	1N977	47		2,7
1N5267	1N982	75		1,7
1N5271	1N985	100		1,3
1N5276	1N989	150		0,85
1N5281	1N992	200		0,65

Les diodes Zener peuvent être très bruyantes, et quelques circuits intégrés souffrent de la même maladie. Cependant, le bruit est lié à des effets de surface, et les Zener « enfouies » sont beaucoup plus silencieuses. En fait, la Zener enfouie LTZ1000 citée plus haut est la plus silencieuse de toutes les références, tous types confondus.

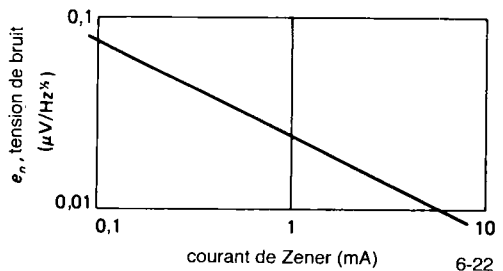


Figure 6.22 - Tension de bruit d'une référence Zener à faible bruit similaire à celle du régulateur 723.

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

Tableau 6.7 - Références de tension intégrées

type	fabricant <sup>a</sup>	barrière de potentiel/ Zener	broches	ajustage	tension	précision	coefficient de température		tension d'alimentation	courant d'alimentation	courant de sortie	tension de bruit 0,1 à 10 Hz	stabilité à long terme	régulation	
							typ	min						typ	typ
					V	%	ppm/°C	V	mA	mA	μV cc	ppm/1000h	%V	%	
<b>Régulateurs</b>															
LM10C	NS+	B	8	X	0,20	5	30	1,1	0,3	20	-	-	0,001	0,01 <sup>a</sup>	
μA723C	FS+	Z	14	X	7,15	3	20	9,5	2,3	65	-	1000	0,003	0,03	
SG3532J	SG+	B	10	X	2,50	4	50	4,5	1,6	150	-	300	0,005	0,02	
<b>Références à deux bornes (Zener)</b>															
LM129A	NS	Z	2	-	6,9	5	6	-	1	15 <sup>b</sup>	-	20	-	0,1	
VR182C	DA	B	2	-	2,455	1,4	23	-	2	120 <sup>b</sup>	10 <sup>e</sup>	10	-	0,1	
LM313	NS	B	2	-	1,22	5	100	-	1 <sup>l</sup>	20 <sup>b</sup>	5 <sup>f</sup>	-	-	0,5 <sup>l</sup>	
LM329C	NS	Z	2	-	6,9	5	30	-	1	15 <sup>b</sup>	-	20	-	0,1	
LM336-2.5	NS	B	3	X	2,50	4	10	-	1	10 <sup>b</sup>	-	20	-	0,1	
LM336B-5	NS	B	3	X	5,0	1	15	-	1 <sup>o</sup>	10 <sup>b</sup>	-	20	-	0,1 <sup>o</sup>	
LM385B	NS	B	2	-	1,23	1	20	-	0,1 <sup>d</sup>	20 <sup>b</sup>	25	-	-	0,02 <sup>a</sup>	
LM385BX-1.2	NS	B	2	-	1,235	1	30 <sup>m</sup>	-	0,1 <sup>d</sup>	20 <sup>b</sup>	60 <sup>f</sup>	20	-	0,8 <sup>n</sup>	
LM385BX-2.5	NS	B	2	-	2,50	1,5	30 <sup>m</sup>	-	0,1 <sup>p</sup>	20 <sup>b</sup>	120 <sup>f</sup>	20	-	0,4 <sup>n</sup>	
LM299A	NS	Z	4	-	6,95	2	0,2	9	17	10 <sup>b</sup>	-	20	-	0,1	
LM399	NS	Z	4	-	6,95	5	0,3	9	17	10 <sup>b</sup>	-	20	-	0,1	
LM3999	NS	Z	3	-	6,95	5	2,0	9	17	10 <sup>b</sup>	-	20	-	0,1	
TL430	TI	B	3	X	2,75	5	120	-	10	100 <sup>b</sup>	50	-	-	0,5	
TL431	TI	B	3	X	2,75	2	10	-	10	100 <sup>b</sup>	50	-	-	0,5	
AD589M	AD	B	2	-	1,235	2	10 <sup>m</sup>	-	0,1 <sup>h</sup>	5 <sup>b</sup>	5 <sup>f</sup>	-	-	0,05 <sup>a</sup>	
LZ1000	LT	Z	2	-	7,2	4	0,05	-	5		1,2	0,3 <sup>s</sup>	-	1 <sup>r</sup>	
LT1004C-1.2	LT	B	2	-	1,235	0,3	20	-	0,1 <sup>d</sup>	20 <sup>b</sup>	60 <sup>f</sup>	20	-	0,8 <sup>mn</sup>	
LT1009C	LT	B	3	X	2,50	0,2	15	-	1 <sup>o</sup>	10 <sup>b</sup>	-	20	-	0,1 <sup>o</sup>	
LT1029A	LT	B	3	X	5,0	0,2	8	-	1 <sup>o</sup>	10 <sup>b</sup>	-	20	-	0,04 <sup>o</sup>	
LT1034B	LT	B	3	-	1,225	1	10	-	0,1 <sup>p</sup>	20 <sup>b</sup>	4	-	-	0,3 <sup>p</sup>	
idem	LT	Z			7,0	4	40	-	0,1 <sup>q</sup>	20 <sup>b</sup>	-	-	-	4 <sup>q</sup>	
HS5010N	HS	B	2	-	1,22	2	3	-	0,1 <sup>h</sup>	5 <sup>b</sup>	5 <sup>f</sup>	-	-	0,05 <sup>a</sup>	
ICL8069A	IL	B	2	-	1,23	2	10	-	0,5	10 <sup>b</sup>	-	-	-	0,2 <sup>a</sup>	
TSC9491	TS	B	2	-	1,22	2	30	-	0,1 <sup>k</sup>	0,5 <sup>b</sup>	-	-	-	1,2 <sup>k</sup>	
<b>Références à trois bornes</b>															
REF-01A	PM	B	8	X	10,0	0,3	3	12	1	10	20	-	0,006	0,005	
REF-02A	PM	B	8	X	5,0	0,3	3	7	1	10	10	-	0,006	0,005	
REF-03E	PM	B	8	X	2,3	0,3	3	4,5	1	10	5	-	0,006	0,05	
REF-05	PM	B	8	X	5,0	0,3	3	7	1	10	10	100 <sup>m</sup>	0,006	0,05	
REF-08G	PM	Z	8	X	-10,0	0,2	10 <sup>m</sup>	-11,4	2 <sup>m</sup>	10	10	-	0,02 <sup>m</sup>	0,2 <sup>m</sup>	
REF-10	PM	B	8	X	10,0	0,3	3	12	1	10	20	50 <sup>m</sup>	0,006	0,05	
REF10KM	BB	Z	8	X	10,0	0,05	1 <sup>m</sup>	13,5	4,5	10	6	10	0,001	0,01	

Tableau 6.7 - Références de tension intégrées (suite)

type	fabricant <sup>a</sup>	barrière de potentiel/Zener	broches	ajustage	tension	précision	coefficient de température		tension d'alimentation	courant d'alimentation	courant de sortie	tension de bruit 0,1 à 10 Hz	stabilité à long terme	régulation	
							typ	min						entrée	charge 0-10mA
					V	%	ppm/°C	V	mA	mA	µV cc	ppm/1000h	%V	%	
<b>Références à trois bornes (suite)</b>															
REF-43E	PM	B	8	X	2,5	0,05	3 <sup>m</sup>	4,5	0,2 <sup>m</sup>	10	8 <sup>9m</sup>	-	0,0002 <sup>m</sup>	0,03 <sup>m</sup>	
LH0070-1	NS	Z	3	-	10,0	0,1	4	12,5	3	10	20	-	0,001	0,01	
REF101KM	BB	Z	8	X	10,0	0,05	1 <sup>m</sup>	13,5	4,5	10	6	25	0,0003	0,003	
LM368Y-2.5	NS	B	8	X	2,5	0,2	11	4,9	0,35	10	12	-	0,0001	0,003	
LM368-5	NS	B	4	X	5,0	0,1	15	7,5	0,25	10	16	-	0,0001	0,003	
LM368-10	NS	B	4	X	10,0	0,1	15	12,5	0,25	10	30	-	0,0001	0,003	
LM369B	NS	Z	3,8	X	10,0	0,05	1,5	13	1,4	10	4	6	0,0002	0,003	
AD580M	AD	B	3	-	2,5	1	10	4,5	1	10	60	25	0,04	0,4	
AD581L	AD+	B	3	-	10,0	0,05	5	12	0,75	10	50	25	0,005	0,002	
AD584L	AD	B	8	X	2,5	0,05	10	5	0,75	18	50	25	0,005	0,002	
idem	AD				5,0	0,06	5	7,5	0,75	15	50	25	0,005	0,002	
idem	AD				7,5	0,06	5	10	0,75	13	50	25	0,005	0,002	
idem	AD				10,0	0,1	5	12,5	0,75	10	50	25	0,005	0,002	
AD586L	AD	Z	8	X	5,0	0,05	5 <sup>m</sup>	-	5 <sup>m</sup>	10	-	15	-	-	
AD587L	AD	Z	8	X	10,0	0,05	5 <sup>m</sup>	-	5 <sup>m</sup>	10	-	15	-	-	
AD588B	AD	Z	14	X	±10,0	0,01	1,5 <sup>m</sup>	±14	±10	±10	10	25 <sup>m</sup>	0,002 <sup>m</sup>	0,01 <sup>m</sup>	
MAX671C	MA	Z	14	X	10,0	0,01	1 <sup>m</sup>	13,5	9	10	12	50	0,005 <sup>m</sup>	0,01 <sup>m</sup>	
AD689L	AD	Z	8	X	8,192	0,05	5 <sup>m</sup>	10,8	2	±10	2	15	0,002 <sup>m</sup>	0,01 <sup>m</sup>	
R675C-3	HS	Z	14	X	±10,0	0,05	5	±13	+15,-3 <sup>m</sup>	10	-	-	0,003 <sup>m</sup>	0,02 <sup>m</sup>	
LT1019A-2.5	LT	B	8	X	2,5	0,002	3	4	0,7	10	6	-	0,00005	0,008	
LT1021B-5	LT	Z	8	X	5,0	1	2	7	0,8	10	3	15	0,0004	0,01	
LT1031B	LT	Z	3	-	10,0	0,05	3	11	1,2	10	6	15	0,00005	0,01	
MC1403A	MO	B	8	-	2,5	1	10	4,5	1,2	10	-	-	0,002	0,06	
MC1404AU5	MO	B	8	X	5,0	1	10	7,5	1,2	10	12	25	0,001	0,06	
MC1404AU10	MO	B	8	X	10,0	1	10	12,5	1,2	10	12	25	0,0006	0,06	
AD2702L <sup>1</sup>	AD+	Z	14	X	±10,0	0,05	5 <sup>m</sup>	±13	+12,-2	±10	50	100	0,03 <sup>m</sup>	0,05 <sup>m</sup>	
AD2712L <sup>1</sup>	AD+	Z	14	X	±10,0	0,01	1 <sup>m</sup>	±13	+12,-2	±5	30	25	0,013	0,003 <sup>1</sup>	
LP2950ACZ	NS	B	3	-	5,0	0,5	20	5,4	0,08	100	-	-	0,002	0,004	
ICL8212	IL	B	8	X	1,15	3	200	1,8	0,035	20	-	-	0,2		
TSC9495	TS	B	8	X	5,0	1	20	7	1	8	12	-	0,01	0,06	
TSC9496	TS	B	8	X	10,0	1	20	12	1	8	25	-	0,01	0,06	

<sup>(a)</sup> 0 à 1 mA<sup>(c)</sup> spécifié pour 10 µA à 20 mA<sup>(g)</sup> 10 Hz à 1 kHz, efficace<sup>(h)</sup> 0 à 5 mA<sup>(i)</sup> spécifié pour 0,5 mA à 20 mA<sup>(j)</sup> spécifié pour 0,5 mA à 10 mA<sup>(k)</sup> spécifié pour 1 mA à 5 mA<sup>(b)</sup> courant de Zener maximal<sup>(e)</sup> 1 Hz à 10 Hz<sup>(f)</sup> spécifié pour 50 µA à 5 mA<sup>(l)</sup> spécifié pour 50 µA à 500 µA<sup>(m)</sup> minimum ou maximum<sup>(n)</sup> spécifié pour 20 µA à 20 mA<sup>(c)</sup> chauffage/thermostat intégré<sup>(d)</sup> 10 Hz à 10 kHz, efficace<sup>(p)</sup> 2700,2710 : +10 V ;  
2701 : -10 V ; 2702,2712 : ±10 V<sup>(q)</sup> 1 à 20 mA maximum<sup>(r)</sup> spécifié pour 100 µA à 20 mA

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

Le tableau 6.7 récapitule les caractéristiques de presque toutes les références intégrées, à Zener et à barrière de potentiel.

### 6.15 $\diamond$ Références à barrière de potentiel ( $V_{BE}$ )

Un circuit connu sous le nom de référence à « barrière de potentiel » s'est répandu après les diodes Zener. La dénomination « référence  $V_{BE}$  » serait plus exacte et facilement compréhensible, avec l'équation d'Ebers-Moll appliquée à la diode. En principe, elle met en œuvre la production d'une tension affectée d'un coefficient de température positif égal au coefficient de température négatif d'une jonction base-émetteur ; la somme de cette tension et d'une tension de seuil  $V_{BE}$  donne une tension de coefficient de température nul.

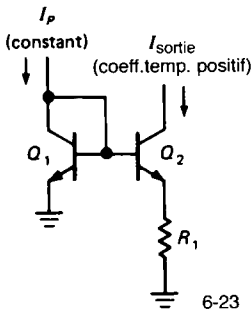
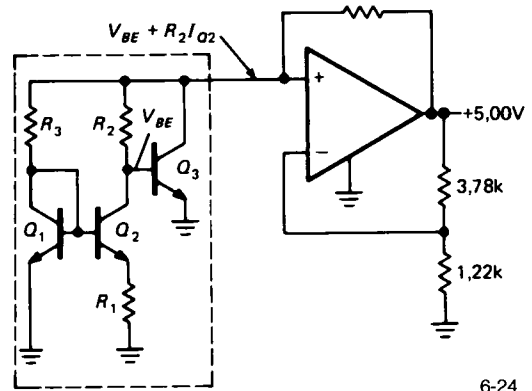


Figure 6.23

Nous commençons par un miroir de courant (figure 6.23) à deux transistors fonctionnant sous des densités de courant différentes (le rapport typique est de 10:1). L'équation d'Ebers-Moll montre facilement que  $I_{sortie}$  a un coefficient de température positif, puisque la différence entre les  $V_{BE}$  est exactement  $(kT/q)\log_e r$ ,  $r$  représente le rapport entre les densités de courant (voyez le graphe de la figure 2.53). Vous pouvez vous demander d'où nous tirons le courant constant de programmation  $I_p$ . Ne vous inquiétez pas ; vous découvrirez l'astuce de la méthode à la fin. Maintenant, tout ce qui vous reste à faire est de transformer le courant en une tension au moyen d'un résistor, et d'ajouter un  $V_{BE}$  ordinaire.

La figure 6.24 montre le circuit. La résistance de  $R_2$  fixe la tension à coefficient de température positif ajoutée à  $V_{BE}$ . En la choisissant judicieusement, vous obtenez un coefficient de température global nul. Il apparaît que ce coefficient de température nul correspond à la tension de la barrière de potentiel du silicium (extrapolée au zéro absolu), environ 1,22 V. La référence de tension est la partie encadrée du schéma. C'est sa propre sortie qui est utilisée (via  $R_3$ ) pour créer le courant constant que nous avons supposé au début. La boucle est bouclée.



6-24

Figure 6.24 - Référence de tension  $V_{BE}$  (barrière de potentiel) classique.

La figure 6.25 montre une autre référence à barrière de potentiel très répandue (elle remplace les composants de l'encadré de la figure 6.24). Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  sont appariés ; le rapport de leurs courants d'émission est fixé à 10:1 par la contre-réaction des tensions de collecteur. La différence entre les  $V_{BE}$  est  $(kT/q)\log_e 10$ , ce qui rend le courant d'émission de  $Q_2$  proportionnel à  $T$  (la tension précédente appliquée aux bornes de  $R_1$ ). Or le courant de collecteur de  $Q_1$  est dix fois plus grand ; donc il est aussi proportionnel à  $T$ . Ainsi le courant total d'émission est proportionnel à  $T$ , et le coefficient de température de la tension aux bornes de  $R_2$  est positif. Cette tension peut être utilisée comme la sortie d'un thermomètre, comme nous le verrons plus loin. La tension de  $R_2$  est ajoutée au  $V_{BE}$  de  $Q_1$  pour produire sur les bases une référence stable à coefficient de température nul. Les références à barrière de potentiel se trouvent en différentes

variantes, mais elles exploitent toutes l'addition de  $V_{BE}$  à une tension produite par une paire de transistors fonctionnant sous des densités de courant de rapport donné.

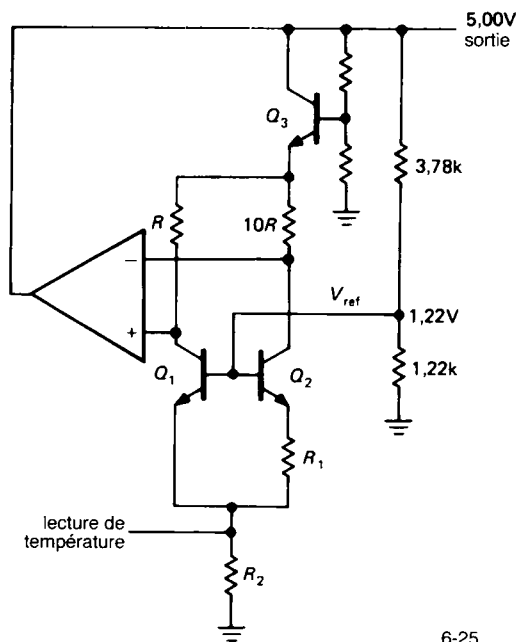


Figure 6.25

#### ◊ Références à barrière de potentiel intégrées

Le LM385-1.2 est une référence intégrée à barrière de potentiel à deux bornes, bon marché. Sa tension nominale est de  $1,235 \text{ V} \pm 1\%$  (le dérivé LM385-2.5 comporte un circuit interne pour délivrer 2,50 V), le courant minimal est de  $10 \mu\text{A}$ . C'est infiniment moins que ce que vous pouvez attendre d'une Zener, cela fait de ces références l'idéal pour les appareils à micropuissance (voir le chapitre 14, Vol. 2) La basse tension de référence ( $1,235 \text{ V}$ ) est souvent beaucoup plus pratique que la tension minimale utilisable de  $5 \text{ V}$  des Zener (vous pouvez trouver des Zener à partir de  $3,3 \text{ V}$ , mais elles sont horribles, avec des coudes très mous). La meilleure version du LM385 garantit un coefficient de température maximal de  $30 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , son impédance dynamique est de  $1 \Omega$  sous  $100 \mu\text{A}$ . Comparez ces chiffres avec les équivalents pour une diode Zener de  $2,4 \text{ V}$  : coefficient de température  $800 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  (typique), impédance dynamique  $\approx 3000 \Omega$  sous  $100 \mu\text{A}$ , intensité pour laquelle la

« tension de Zener » (donnée pour  $2,4 \text{ V}$  sous  $20 \text{ mA}$ ) est d'environ  $1,1 \text{ V}$  ! Quand vous avez besoin d'une référence de tension précise et stable, ces excellentes références intégrées à barrière de potentiel font honte aux diodes Zener.

Si vous êtes disposé à dépenser un peu plus, vous pouvez trouver des références de tension à barrière de potentiel dotées d'une excellente stabilité, par exemple le type à deux bornes LT1029, ou le type à trois bornes REF-43 ( $2,50 \text{ V}$ ,  $3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  maximum). Ce dernier type, comme les références à Zener à trois bornes, impose une alimentation continue. Le tableau 6.7 récapitule la plupart des références disponibles, Zener et barrières de potentiel, à deux bornes et à trois bornes.

Le TL431C est une autre référence de tension intéressante. Il s'agit d'un type bon marché de « Zener programmable », utilisée comme sur la figure 6.26. La « Zener » (en fait un circuit à barrière de potentiel) conduit quand la tension de l'électrode de commande atteint  $2,5 \text{ V}$  ; le composant consomme quelques micro-ampères par l'électrode de commande ; la tension de sortie présente un coefficient de température de  $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Les valeurs du schéma donnent une tension de Zener de  $10,0 \text{ V}$ . Ce composant est disponible en boîtier mini-DIP, il accepte un courant de  $100 \text{ mA}$ .

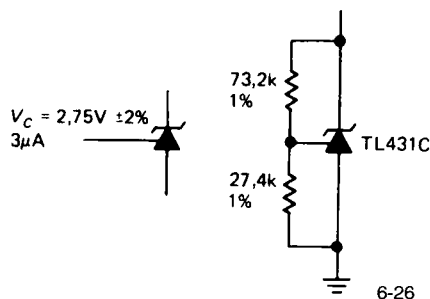
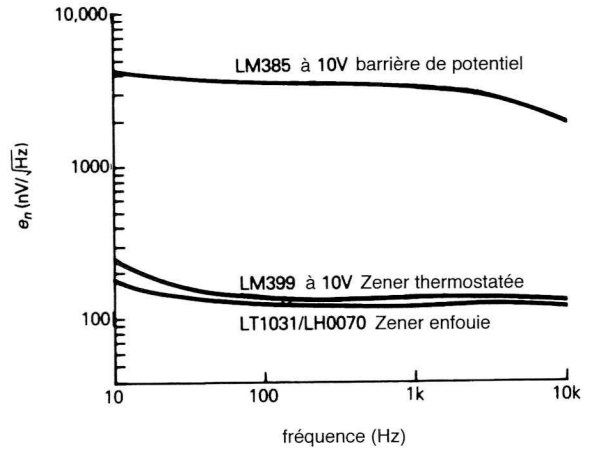
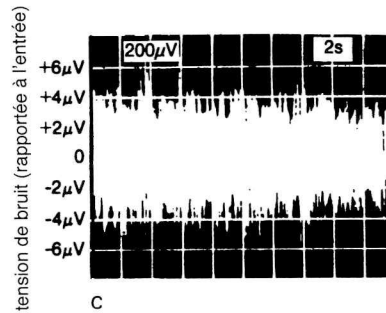
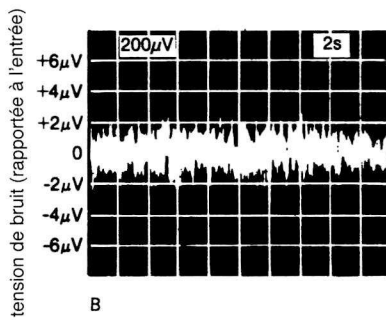
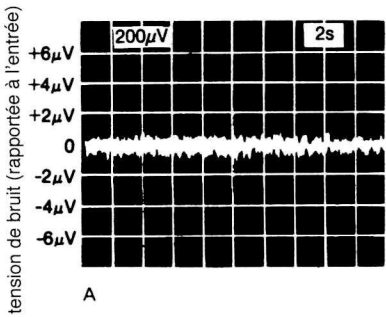


Figure 6.26

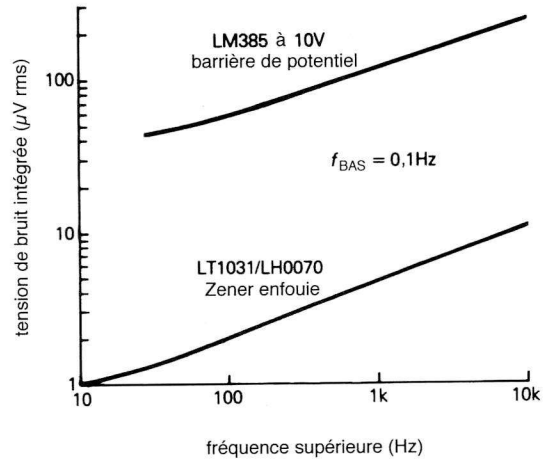
#### ◊ Capteurs de température à barrière de potentiel

La variation de  $V_{BE}$  en fonction de la température, parfaitement prévisible, peut être exploitée pour mesurer la température au moyen d'un circuit intégré. Le REF-02, par exemple, fournit une tension de sortie

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE



D



6-27

Figure 6.27 - Les références à Zener enfouie (A) sont moins bruyantes que les Zener thermostatées (B) et les références à barrière de potentiel (C) (Document Burr-Brown). (D) Comparaison des densités de bruit ( $e_n$ ). (E) Comparaison des tensions de bruit intégrées.



auxiliaire qui varie de façon linéaire en fonction de la température (voir l'exposé précédent). Un circuit externe simple vous permet de produire une tension qui indique la température du circuit intégré, avec une précision de 1% dans la plage de température « militaire » ( $-55^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$ ). L'AD590, destiné uniquement à la mesure de température, consomme une courant précis de  $1\ \mu\text{A}/\text{K}$ . Il s'agit d'un composant à deux bornes ; appliquez simplement une tension comprise entre 4 V et 30 V, et mesurez l'intensité. Le LM334 peut aussi être utilisé de cette façon. D'autres capteurs, comme les LM135 et LM335, délivrent une tension de sortie précise suivant une pente de  $+10\ \text{mV}/^{\circ}\text{C}$ . La section 15.1 (Vol. 2) contient un exposé détaillé de tous ces capteurs de température.

### Références de précision à trois bornes

Comme nous l'avons indiqué précédemment, il est possible de faire des références de tension d'une stabilité thermique remarquable ( $1\ \text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  ou moins). C'est particulièrement impressionnant si vous pensez que la vénérable pile de Weston, la référence de tension traditionnelle, est affectée d'un coefficient de température de  $40\ \text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  (voir la section 15.11, Vol. 2). La fabrication de telles références recourt à deux techniques.

#### ◆ 1. Références à température stabilisée

Une bonne méthode pour conférer une excellente stabilité thermique à une référence de tension (ou tout autre circuit) consiste à maintenir la référence, et peut-être l'électronique associée, à une température élevée constante. Vous verrez des techniques simples pour ce faire dans le chapitre 15 (Vol. 2) (une méthode évidente consiste à utiliser une référence à barrière de potentiel pour piloter un chauffage). De cette façon le circuit peut présenter des caractéristiques équivalentes malgré un coefficient de température largement moins bon, puisque les composants essentiels sont isolés des variations de la température ambiante. Il est encore plus intéressant pour l'appareillage de précision d'améliorer les caractéristiques en plaçant un circuit de référence déjà bien compensé dans un environnement à température constante.

Cette technique de stabilisation de la température des circuits a été utilisée pendant de nombreuses années, en particulier pour des oscillateurs ultra-stables. Il

existe dans le commerce des alimentations et des références de tension de précision qui utilisent la stabilisation de température. Cette méthode fonctionne bien, mais elle comporte des inconvénients comme l'encombrement, une consommation d'énergie relativement importante pour le chauffage, et une montée en température lente (souvent dix minutes ou plus). Ces problèmes sont éliminés en fait si la stabilisation de température est réalisée dans le circuit intégré par l'incorporation sur la puce elle-même de l'élément chauffant et de son capteur. Cette méthode a été explorée dans les années soixante par Fairchild, avec la paire différentielle  $\mu\text{A}726$  et le préamplificateur  $\mu\text{A}727$ , tous deux à stabilisation de température.

Plus récemment, des références de tension à température stabilisée sont apparues, comme la série LM399 de National. Elle présente un coefficient de température typique de  $0,00002\%/^{\circ}\text{C}$ , soit un tout petit  $0,2\ \text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ . Ces références sont encapsulées dans des boîtiers de transistors métalliques standard (TO-46) ; elles consomment  $0,25\ \text{W}$  pour le chauffage, la montée en température ne demande que trois secondes. L'utilisateur doit être conscient que le reste du circuit, même des résistances bobinées de précision avec leur coefficient de température de  $\pm 2,5\ \text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ , peut dégrader considérablement les performances, si un soin particulier n'est pas apporté à la conception. En particulier, des amplificateurs opérationnels de précision à faible dérive, comme l'OP-07, avec  $0,2\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  de dérive en entrée, sont essentiels. Ces aspects de la conception des circuits de précision sont étudiés dans les sections 7.1 et 7.6.

Avertissement aux utilisateurs du LM399 : le circuit intégré peut être endommagé si la tension d'alimentation du chauffage s'envole au-dessus de 7,5 V, même brièvement.

La référence à barrière de potentiel LT1019, bien qu'elle fonctionne normalement sans chauffage, comporte un élément chauffant et un capteur de température intégrés. Ainsi, vous pouvez l'utiliser comme le LM399, pour obtenir des coefficients de température inférieurs à  $2\ \text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ . Cependant, contrairement au LM399, le LT1019 impose quelques composants extérieurs pour réaliser le

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

Tableau 6.8 - Régulateurs à tension fixe

type	boîtier	V <sub>sortie</sub> (V)	précision (%)	courant de sortie (max) <sup>a</sup>					régulation (typ)		tension d'entrée	
				boîtier à 75°C		P <sub>diss</sub> (W)	charge <sup>c</sup> (mV)	entrée <sup>d</sup> (mV)	θ <sub>JC</sub> (°C/W)	min <sup>f</sup> (V)	max (V)	
				I <sub>sortie</sub> (A)	sans dissipateur <sup>b</sup> I <sub>sortie</sub> (A)							
<b>Positifs</b>												
LM2950CZ-5.0	TO-92	5	1	0,08	0,1	0,5	2	1,5	160	5,4	30	
LM2931Z-5.0	TO-92	5	5	0,1	0,1	0,5	14	3	160	5,3	26	
LM78L05ACZ	TO-92	5	4	0,1	0,1	0,6	5	50	160	7	35	
LM330T-5.0 <sup>g</sup>	TO-220	5	4	0,15	0,15	1,5	14	20	4	5,3	26	
TL750L05	TO-92	5	4	0,15	0,15	0,6	20	6	160	5,6	26	
LM2984CT	TO-220 <sup>h</sup>	5	3	0,5	0,5	2	12	4	3	5,5	26	
LM2925T	TO-220	5	5	0,75	0,5	2	10	8	3	5,6	26	
LM2935T	TO-220	5	5	0,75	0,5	2	10	8	3	5,5	26	
LM309K	TO-3	5	4	1	0,6	2,2	20	4	3	7	35	
LT1005CT	TO-220	5	2	1	0,5	2	5	5	3	7	20	
LM2940T-5.0	TO-220	5	3	1	0,5	2	35	20	3	5,5	26	
LM7805CK	TO-3	5	4	1	0,6	2,2	10	3	3,5	7	35	
LM7805CT	TO-220	5	4	1	0,45	1,7	10	3	3	7	35	
LM7815CT	TO-220	15	4	1	0,15	1,7	12	4	3	17	35	
LT1086-5CT	TO-220	5	1	1,5	0,5	2	5	0,5	3	6,3	30	
LAS16A05	TO-3	5	2	2	0,75	2,8	30 <sup>m</sup>	100 <sup>m</sup>	2,5	7,6	30	
LM323K	TO-3	5	4	3	0,6	2	25	5	2	7	20	
LT1035CK	TO-3	5	2	3	0,8	3	10	5	1,5	7,3	20	
LT1085-5CT	TO-220	5	1	3	0,5	2	5	0,5	3	6,3	30	
LAS14A05	TO-3	5	2	3	0,8	3	30 <sup>m</sup>	50 <sup>m</sup>	2,3	7,5	35	
LT1003CK	TO-3	5	2	5	0,8	3	25	5	1	7,3	20	
LT1084-5CK	TO-3	5	1	5	0,8	3	5	0,5	1,6	6,3	30	
LAS19A05	TO-3	5	2	5	0,8	3	30 <sup>m</sup>	50 <sup>m</sup>	0,9	7,6	30	
LT1083-5CK	TO-3	5	1	7,5	0,8	3	5	0,5	1,6	6,3	30	
LAS3905	TO-3	5	5	8	0,8	3	20 <sup>m</sup>	100 <sup>m</sup>	0,7	7,6	25	
<b>Négatifs</b>												
LM79L15ACZ	TO-92	-15	4	0,1	0,05	0,6	75 <sup>m</sup>	45 <sup>m</sup>	160	-17	-35	
LM7915CK	TO-3	-15	4	1	0,2	2,2	4	3	3,5	-16,5	-35	
LM7915CT	TO-220	-15	4	1	0,15	1,7	4	3	3	-16,5	-35	
LM345K-5.0	TO-3	-5	4	3	0,2	2,1	10	5	2	-7,5	-20	

<sup>(a)</sup> avec V<sub>entrée</sub> = 1,75 V<sub>sortie</sub>

<sup>(c)</sup> de 0 à I<sub>max</sub>

<sup>(e)</sup> ΔV<sub>sortie</sub> pour température de jonction de 0°C à 100°C

<sup>(g)</sup> similaire à LM2930T-5.0, LM2931T-5.0

<sup>(h)</sup> à I<sub>max</sub>

<sup>(m)</sup> minimum ou maximum

<sup>(b)</sup> température ambiante 50°C

<sup>(d)</sup> ΔV<sub>entrée</sub> = 15 V

<sup>(n)</sup> 1000 heures

<sup>(f)</sup> TO-220 large

<sup>(l)</sup> typique

Tableau 6.8 - Régulateurs à tension fixe (suite)

type	réjection ondulation 100 Hz	stabilité en température <sup>e</sup>	stabilité à long terme <sup>f</sup>	impédance de sortie		commentaires
	typ (dB)	typ (mV)	max (%)	10 Hz ( $\Omega$ )	10 kHz ( $\Omega$ )	
<b>Positifs</b>						
LM2950CZ-5.0	70	10	-	0,01	0,5	micropuissance 1%
LM2931Z-5.0	80	-	0,4 <sup>†</sup>	0,1	0,2	faible tension de déchet, faible puissance
LM78L05ACZ	50	-	0,25	0,2	0,2	petit ; LM240LAZ-5.0
LM330T-5.0 <sup>g</sup>	56	25	0,4 <sup>†</sup>	0,1	0,2	faible tension de déchet ; 2930
TL750L05	65	50	-	-	-	le TL751 a une entrée autorisation
LM2984CT	70	3	0,4 <sup>†</sup>	0,01	0,02	double sortie ( $\mu P$ ) ; RAZ, marche/arrêt
LM2925T	66	-	0,4 <sup>†</sup>	0,2	0,2	microprocesseur ; RAZ
LM2935T	66	-	0,4 <sup>†</sup>	0,02	0,02	double sortie ( $\mu P$ ) ; RAZ, marche/arrêt
LM309K	80	50	0,4	0,04	0,05	le premier régulateur +5 V
LT1005CT	70	25	-	0,003	0,01	double sortie ( $\mu P$ )
LM2940T-5.0	72	20	0,4 <sup>†</sup>	0,03	0,03	
LM7805CK	80	30	0,4	0,01	0,03	LM340K-5
LM7805CT	80	30	0,4	0,01	0,03	répandu ; LM340T-5
LM7815CT	70	100	0,4	0,02	0,05	LM340T-15
LT1086-5CT	63	25	1	-	-	faible tension de déchet
LAS16A05	75	-	-	0,002	0,02	Lambda, monolithique
LM323K	70	30	0,7	0,01	0,02	
LT1035CK	70	25	-	0,003	0,01	double +5 ; 1036 : +12/+5
LT1085-5CT	63	25	1	-	-	faible tension de déchet
LAS14A05	70	100 <sup>m</sup>	-	0,001	0,003	Lambda, monolithique
LT1003CK	66	25	0,7	0,003	0,02	
LT1084-5CK	63	25	1	-	-	faible tension de déchet
LAS19A05	70	150 <sup>m</sup>	-	0,01	0,2	Lambda, monolithique
LT1083-5CK	63	25	1	-	-	faible tension de déchet
LAS3905	60 <sup>m</sup>	100	-	0,004	0,01	Lambda, monolithique
<b>Négatifs</b>						
LM79L15ACZ	40	-	0,4 <sup>†</sup>	0,05	0,05	petit ; LM320LZ-15
LM7915CK	60	60	0,4	0,06	0,07	LM320KC-15
LM7915CT	60	60	0,4	0,06	0,07	LM320T-15
LM345K-5.0	65	25	1,0	0,02	0,04	

Tous ces régulateurs comportent une protection thermique et une limitation d'intensité incorporées.  
La plupart sont disponibles en versions :  $\pm 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18$  et  $24 V$  ; quelques-uns sont disponibles en  $-2, -3, -4, -5, 2, -9, +2, 6, +9$  et  $17 V$ .

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

thermostat (un amplificateur opérationnel et une demi-douzaine de composants).

### ♦ $\diamond$ 2. *Références de précision sans chauffage*

Le LM399 thermostaté présente un excellent coefficient de température, mais il n'affiche ni un niveau de bruit extraordinaire, ni une excellente stabilité à long terme (voir le tableau 6.7). Il demande quelques secondes de montée en température et il consomme beaucoup d'énergie (4 W pour la montée, 250 mW une fois stabilisé).

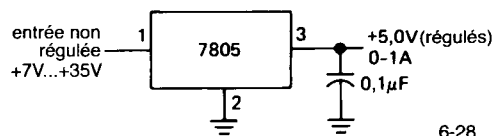
Une conception astucieuse des circuits intégrés a rendu possibles des références de tension sans chauffage d'une stabilité équivalente. Les REF10KM et REF101KM de Burr-Brown présentent des coefficients de température de 1 ppm/°C (max.) sans consommation d'énergie de chauffage ni délai de montée en température. De plus, elles affichent une dérive à long terme et un niveau de bruit inférieurs à ceux des références du type LM399. D'autres références à trois bornes ont un coefficient de température maximal de 1 ppm/°C : le MAX671 de Maxim, l'AD2710/2712 d'Analog Devices. En configuration à deux bornes, le seul prétendant est le magnifique LTZ1000 de Linear Technology, avec le coefficient affiché de 0,05 ppm/°C. Il affiche aussi des spécifications de bruit et de stabilité à long terme dix fois meilleur que celles de toute autre référence. Le LTZ1000 réclame un bon circuit de polarisation extérieur, que vous pouvez réaliser avec un amplificateur opérationnel et quelques composants. Toutes ces références à haute stabilité (y compris le LM399 thermostaté) utilisent des Zener enfouies, qui présentent l'avantage supplémentaire d'un bruit très inférieur à celui des Zener ordinaires et des références à barrière de potentiel (figure 6.27).

## RÉGULATEURS À TROIS BORNES ET À QUATRE BORNES

### 6.16 Régulateurs à trois bornes

Pour la plupart des applications non critiques, le meilleur choix en matière de régulateur de tension est le type tripode simple. Il ne comporte que trois bornes (entrée, sortie, masse) et offre une tension de sortie

fixée par la fabrication. Le type courant est la série 78xx. La tension est spécifiée par les deux derniers chiffres de la référence, qui peuvent être : 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18 ou 24. La figure 6.28 montre combien il est simple de réaliser un régulateur +5 V, par exemple, avec un de ces circuits intégrés. Le condensateur en parallèle avec la sortie améliore la réponse aux transitoires et maintient une faible impédance à haute fréquence (un condensateur de 0,33  $\mu$ F au minimum doit être ajouté en parallèle avec l'entrée si le régulateur est placé à une distance appréciable des condensateurs de filtrage). La série 7800 est disponible dans les mêmes boîtiers en métal ou en plastique que les transistors de puissance. Une version à faible puissance, 78Lxx, est disponible dans les mêmes boîtiers que les transistors pour petits signaux (voir le tableau 6.8). La série de régulateurs négatifs 7900 fonctionne de la même façon (avec une tension d'entrée négative, naturellement). La série 7800 peut débiter un courant de 1 A dans la charge, elle comporte un dispositif de protection contre les surintensités et l'échauffement excessif ; la tension de sortie s'effondre, le circuit intégré n'est pas détruit. De plus, le circuit refuse de fonctionner en dehors de la zone de sécurité (voir la section 6.7) en réduisant l'intensité du courant de sortie pour les fortes différences de tension entre l'entrée et la sortie. Ces régulateurs sont peu coûteux et faciles à utiliser ; ils facilitent la conception de systèmes avec de nombreuses platines auxquelles on distribue la tension continue non régulée, pour la réguler sur place.



6-28

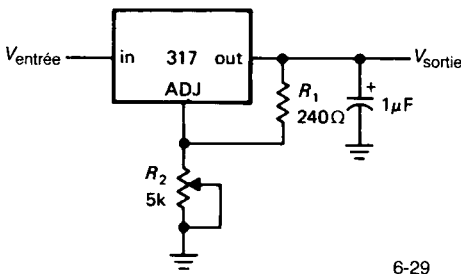
Figure 6.28

Les régulateurs tripodes à tension fixe ont des variantes utiles. Le LP2950 fonctionne exactement comme le 7805, mais il ne consomme que 75  $\mu$ A de courant de repos (à comparer aux 5 mA du 7805, ou aux 3 mA du 78L05) ; il régule avec seulement 0,4 V de différence de tension entre l'entrée et la sortie

(tension de déchet), à comparer aux 2 V de déchet du 7805 classique. Le LM2931 présente aussi une faible tension de déchet, mais on pourrait le dire à *milli-puissance* (0,4 mA de courant de repos), par comparaison à la *micropuissance* du LP2950. Les régulateurs à faible tension de déchet existent aussi en versions à fort courant, par exemple la série LT1085/4/3 de Linear Technology (3 A, 5 A et 7 A, chaque type est disponible en +5 V et +12 V). Les régulateurs comme le LM2984 sont des régulateurs tripodes fixes, mais avec des sorties supplémentaires pour signaler au microprocesseur que l'alimentation a disparu ou est revenue. Enfin, les régulateurs comme le 4195 contiennent deux régulateurs de 15 V, l'un positif, l'autre négatif. Nous parlerons plus loin de ces régulateurs spéciaux.

### 6.17 Régulateurs tripodes ajustables

Vous pouvez avoir besoin quelquefois d'une tension régulée non standard (comme +9 V pour remplacer une pile) et ne pas pouvoir utiliser un régulateur de tension fixe de la série 78xx. Vous pouvez aussi vouloir une tension standard, mais avec une précision meilleure que les  $\pm 3\%$  typiques des régulateurs fixes. Maintenant que vous avez goûté à la simplicité d'emploi des régulateurs tripodes, vous n'imaginez plus de monter un circuit à 723, avec tous ses composants extérieurs. Que faire ? Prenez un régulateur ajustable ! Le tableau 6.8 donne la liste d'une sélection représentative des régulateurs fixes, le tableau 6.9 des régulateurs ajustables.



6-29

Figure 6.29 - Régulateur tripode ajustable.

Ces composants merveilleux sont représentés par le LM317 de National Semiconductor. Ce régulateur n'a pas de broche de masse ; au lieu de cela, il adapte

la tension de sa broche de sortie de façon à maintenir une tension de 1,25 V (barrière de potentiel) entre elle et une broche de « réglage ». La figure 6.29 illustre la façon la plus simple de l'utiliser. Le régulateur applique une tension de 1,25 V aux bornes de  $R_1$ , ce qui fait circuler un courant de 5 mA. La broche de réglage consomme un courant minime (de 50 à 100  $\mu$ A), donc la tension de sortie est simplement :

$$V_{\text{sortie}} = 1,25(1 + R_2/R_1) \text{ volts}$$

Dans ce cas, la tension de sortie est réglable entre 1,25 V et 27,3 V. Pour une application à tension fixe,  $R_2$  ne sera variable que sur une petite plage, de façon à améliorer la précision du réglage (utilisez un résisteur fixe en série avec le potentiomètre). Choisissez les valeurs de votre diviseur résistif suffisamment faibles pour permettre une fluctuation du courant de réglage, avec la température, autour des 50  $\mu$ A. Comme la boucle de compensation du régulateur passe par le condensateur de sortie, la valeur de ce dernier doit être plus grande que pour les autres types de régulateurs. Un condensateur au tantale de 1  $\mu$ F est un minimum, mais nous recommandons plutôt quelque chose comme 6,8  $\mu$ F.

Le 317 existe en différents boîtiers : le boîtier de puissance, en plastique (TO-220) ou métallique (TO-3), et le boîtier de petit transistor (métal, TO-5, ou plastique, TO-92). En boîtier de puissance, il peut débiter 1,5 A, avec un refroidissement adéquat. Comme il ne « voit » pas la masse, il peut être utilisé pour des régulateurs à haute tension, tant que la différence de potentiel entre l'entrée et la sortie ne dépasse pas le maximum autorisé de 40 V (60 V pour la version à haute tension LM317HV).

#### Exercice 6.5

Dessinez un régulateur +5 V avec un 317. Prévoyez le réglage par potentiomètre sur une plage de  $\pm 20\%$ .

Les régulateurs tripodes ajustables existent en courants plus forts, par exemple le LM350 (3 A), le LM338 (5 A), et le LM396 (10 A), et aussi en tensions plus élevées, comme le LM317HV (60 V) et le TL783 (125 V). Lisez attentivement les feuilles de caractéristiques avant de les utiliser, notez les suggestions quant au condensateur de découplage et aux diodes de protection. Comme pour les régulateurs

tableau 6.9 - Régulateurs à tension variable

type	polarité	boîtier	tension de sortie		régulation (typ)		tension d'entrée		tension de déchet à I <sub>max</sub>		réjection 100 Hz		stabilité en température		stabilité à long terme		impédance de sortie		protection thermique	limitation d'intensité	commentaires
			min (V)	max (V)	I <sub>max</sub> (A)	charge <sup>a</sup> (%)	entrée <sup>b</sup> (%)	θ <sub>JC</sub> (°C/W)	min (V)	max (V)	max (V)	typ (dB)	typ (%)	typ (%)	max (%)	10 Hz (Ω)	10 kHz (Ω)				
<b>trois broches</b>																					
M317L	+	TO-92	1,2	37	0,1	0,1	0,15	160 <sup>h</sup>	-	40 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	65	0,5	1	0,07	4	X	I	miniature		
M337L	-	TO-92	1,2	37	0,1	0,1	0,15	160 <sup>h</sup>	-	-40 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	65	0,5	-	-	-	X	I	version négative du 317		
M317H	+	TO-39	1,2	37	0,5	0,1	0,2	12	-	40 <sup>e</sup>	2 <sup>i</sup>	80	0,6	0,3	0,01	0,03	X	I	317 en boîtier TO-39		
M337H	-	TO-39	-1,2	-37	0,5	0,3	0,2	12	-	-40 <sup>e</sup>	2 <sup>i</sup>	75	0,5	0,3	0,02	0,02	X	I	version négative du 317H		
L783C	+	TO-220	1,3	125	0,7	0,2 <sup>i</sup>	0,02	4	-	125 <sup>e</sup>	10	50	0,3	0,2	0,05	0,3	X	I	MOSFET haute tension		
M317T	+	TO-220	1,2	37	1,5	0,1	0,2	4	-	40 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	80	0,6	0,3	0,01	0,03	X	I	commun		
M317HVK	+	TO-3	1,2	57	1,5	0,1	0,2	2,3	-	60 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	80	0,6	0,3	0,01	0,03	X	I	317 à haute tension		
M337T	-	TO-220	-1,2	-37	1,5	0,3	0,2	4	-	-40 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	75	0,5	0,3	0,02	0,02	X	I	version nég. du 317		
M337HVK	-	TO-3	-1,2	-47	1,5	0,3	0,2	2,3	-	-50 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	75	0,5	0,3	0,02	0,02	X	I	337 à haute tension		
T1086CP	+	TO-220	1,3	30	1,5	0,1	0,02	-	-	30 <sup>e</sup>	1,5	75	0,5	1	-	-	X	I	faible déchet		
M350K	+	TO-3	1,2	32	3	0,1	0,1	2	-	35 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	80	0,6	0,3	0,005	0,02	X	I	monolithique 3 A		
3R07T	+	TO-220	1,2	37	3	0,1	0,08	2,3	-	15 <sup>e</sup>	0,8 <sup>i</sup>	65	-	-	-	-	X	I	double entrée non régulée		
M333T	-	TO-220	-1,2	-32	3	0,2	0,02	50	-	-35 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	60	0,5	0,2	-	-	X	I	version nég. du 350 ; LT1033 : amélioré		
TT1085CT	+	TO-220	1,3	30	3	0,1	0,02	3	-	30 <sup>e</sup>	1,5	75	0,5	1	-	-	X	I	faible déchet		
M338K	+	TO-3	1,2	32	5	0,1	0,1	2	-	35 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	80	0,6	0,3	-	-	X	I	monolithique 5 A		
TT1084CP	+	TO-247	1,3	30	5	0,1	0,02	2,3	-	30 <sup>e</sup>	1,5	75	0,5	1	-	-	X	I	faible déchet		
TT1083CP	+	TO-247	1,3	30	7,5	0,1	0,02	1,6	-	30 <sup>e</sup>	1,5	75	0,5	1	-	-	X	I	faible déchet		
M396K	+	TO-3	1,2	15	10	0,4 <sup>m</sup>	0,08	1	-	20 <sup>e</sup>	2,1 <sup>i</sup>	74	0,3	1	0,01	0,02	X	I	monolithique 10 A		
TT1038CK	+	TO-3	1,2	32	10	0,1	0,08	1	-	35 <sup>e</sup>	2,5 <sup>i</sup>	60	1	1	0,005	0,1	X	I	monolithique 10 A, précision 1%		

Quatre broches

A78GU1C	+ TO-220	5	30	1	1 <sup>m</sup>	7,5	7,5	40	2,5	80	3 <sup>m</sup>	-	-	X	existe en boîtier TO-39
A79GU1C	- TO-220	-2,5	-30	1	1 <sup>m</sup>	7,5	-7	-40	2 <sup>i</sup>	60	3 <sup>m</sup>	-	-	X	existe en boîtier TO-39
AS15U	+ TO-3	4	30	1,5	0,6 <sup>m</sup>	3	6,5	40	2,4	70	3 <sup>m</sup>	0,003	0,02	X	Lambda
AS18U	- TO-3	-2,6	-30	1,5	0,6 <sup>m</sup>	3	-5	-40	2,1	60	3 <sup>m</sup>	0,02	0,04	X	Lambda
AS16U	+ TO-3	4	30	2	0,6 <sup>m</sup>	2,5	6,5	35	2,6	70	2 <sup>m</sup>	0,002	0,02	X	Lambda
AS14AU	+ TO-3	4	35	3	0,6 <sup>m</sup>	1,5	6,5	40	2,3	70	2 <sup>m</sup>	0,001	0,01	X	Lambda
AS19U	+ TO-3	4	30	5	0,6 <sup>m</sup>	0,9	6,5	35	2,6	65	2 <sup>m</sup>	0,0005	0,004	X	Lambda
AS39U	+ TO-3	4	16	8	0,6 <sup>m</sup>	0,7	6,6	25	2,6	60 <sup>m</sup>	3 <sup>m</sup>	0,002	0,01	X	Lambda

Tuifibroches

M376N	+ DIP-8	5	37	0,03	0,2 <sup>m</sup>	190 <sup>h</sup>	9	40	3	60 <sup>m</sup>	1 <sup>m</sup>	-	-	-	E	premier régulateur négatif	
M304H	- TO-5	0	-40	0,03	1 mV	45	-8	-40	2	65	0,3	0,01	-	-	E	micropuissance ; comme MAX663	
L7663S	+ DIP-8	1,3	16	0,04	0,4 <sup>f</sup>	200 <sup>h</sup>	1,5	16	1 <sup>i</sup>	20	1	-	-	-	E	micropuissance, 7664 amélioré, faible déchet	
AX664	- DIP-8	-1,3	-16	0,04	0,8 <sup>f</sup>	120 <sup>h</sup>	-2	-16	0,3 <sup>i</sup>	15	1	-	-	-	E	faible déchet, faible puissance	
M305AH	+ TO-5	4,5	40	0,05	0,03	45	8,5	50	3	80	0,3	0,1	-	-	E	faible déchet, micropuissance	
M2931CT	+ TO-220	3	24	0,1	0,3	3	3,6	26	0,3 <sup>i</sup>	60 <sup>f</sup>	-	0,4	0,1 <sup>f</sup>	0,2 <sup>f</sup>	X	micropuissance	
M2951CN	+ DIP-8	1,3	29	0,1	0,1 <sup>f</sup>	105	1,7	30	0,4 <sup>i</sup>	70 <sup>f</sup>	0,5	-	0,01	0,5	X	faible déchet, micropuissance	
M1020CN	+ DIP-14	2,5	35	0,13	0,2	60 <sup>f</sup>	4,5	36	0,4 <sup>i</sup>	60	1	-	-	-	X	micropuissance	
E550N	+ DIP-14	2	40	0,15	0,03	150 <sup>h</sup>	8,5	40	3	90	0,2	0,1 <sup>f</sup>	0,1	0,1	-	E	véritable ancêtre
A723PC	+ DIP-14	2	37	0,15	0,03	150 <sup>h</sup>	9,5	40	3	75	0,3	0,1	0,05	0,1	-	E	Lambda, 723 amélioré
AS1000	+ TO-5	3	38	0,15	0,1 <sup>m</sup>	150 <sup>h</sup>	5	40	2	60 <sup>m</sup>	1,5 <sup>m</sup>	-	0,004	0,05	X	LAS1000 haute tension	
AS1100	+ TO-5	3	48	0,15	0,1 <sup>m</sup>	150 <sup>h</sup>	5	50	2	60 <sup>m</sup>	1,5 <sup>m</sup>	-	0,004	0,05	X	723 amélioré	
M33532J	+ DIP-14	2	38	0,17	0,1	125 <sup>h</sup>	4,7	40	2	66	0,5	0,3	-	-	X	précision, risque oscill.	
C1469R	+ TO-66	2,5	32	0,6	0,005	7	9	35	3	100	0,2	-	0,05	0,1	-	E	MC1469 négatif
C1463R	- TO-66	-3,8	-32	0,6	0,005	17	-9	-35	3	90	0,2	-	0,02	0,03	-	E	faible déchet
M2941CT	+ TO-220	1,3	25	1	0,2 <sup>m</sup>	3	26	1	74	0,4	0,4 <sup>f</sup>	0,4 <sup>f</sup>	0,04	0,1	-	E	hybride Lambda ; double entrée non régulée
AS2200	+ module	2,5	28	5	0,2 <sup>m</sup>	2	9,6	40	2,5	60 <sup>m</sup>	0,7 <sup>m</sup>	-	-	-	X	idem	
AS3000	+ module	2,7	29	10	0,2 <sup>m</sup>	1,3	7,9	40	2,5	60 <sup>m</sup>	1,5 <sup>m</sup>	-	-	-	X	idem	
AS5000	+ module	4,8	29	20	0,2 <sup>m</sup>	0,7	11,9	40	2,5	60 <sup>m</sup>	1,5 <sup>m</sup>	-	-	-	X	alimentation de laboratoire ; bonne limitation d'intensité	
AS7000	+ module	4,8	29	30	0,2 <sup>m</sup>	0,4	12,3	40	2,5	60 <sup>m</sup>	1,5 <sup>m</sup>	-	-	-	X		
C1466L	+ DIP-14	0	1000	-	0,02	170 <sup>h</sup>	-	-	2 <sup>i</sup>	70	0,4	-	-	-	-	E	
AS3700	+ TO-5	0	1000	-	0,003	220	-	-	-	65	0,5 <sup>m</sup>	-	-	-	-	E	

10% à 50% de I<sub>max</sub> ; (b) pour ΔV<sub>entrée</sub> = 15 V ; (c) ΔV<sub>sortie</sub> pour T<sub>J</sub> 0°C à 100°C ; (d) 1000 heures ; max V<sub>entrée</sub> - V<sub>sortie</sub> ; (f) 5 V ; (h) θ<sub>JA</sub> ; (i) E = externe, I = interne ; (m) min/max ; (i) typique

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

fixes, vous pouvez trouver des versions à faible tension de déchet (comme le LT1085, avec 1,3 V sous 3,5 A) et des versions à micropuissance (comme le LP2952, variante ajustable du LP2950 de 5V ; l'un et l'autre ont un courant de repos de 75  $\mu$ A). Vous pouvez avoir aussi des tensions négatives, mais avec une diversité moindre ; le LM337 est le cousin négatif du LM317, le LM333 est un LM350 négatif (3 A).

### ◇ Régulateurs à quatre bornes

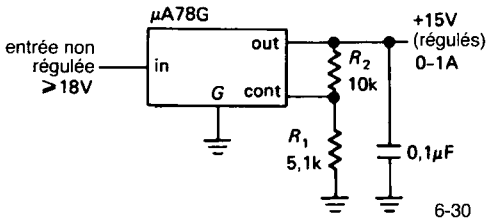


Figure 6.30

Les régulateurs ajustables à trois bornes sont les favoris quand les exigences ne sont pas critiques. Historiquement, ils ont été précédés par des régulateurs ajustables à quatre bornes, connectés comme le montre la figure 6.30. Vous pilotez l'entrée de « commande » par un échantillon de la tension de sortie ; le régulateur adapte la tension de sortie de façon à maintenir une tension fixe sur l'entrée de commande (+3,8 V pour les régulateurs Lambda du tableau 6.9, +5 V pour le  $\mu$ A79G, et -2,2 V pour les régulateurs négatifs). Les régulateurs à quatre bornes ne sont pas meilleurs que les régulateurs plus simples à trois bornes (ils ne sont pas moins bons non plus). Nous ne les mentionnons ici que dans le souci d'être complets.

### 6.18 Commentaires sur les régulateurs tripodes

#### Caractéristiques générales des régulateurs à trois et quatre bornes

Les spécifications qui suivent sont typiques des régulateurs à trois et à quatre bornes, fixes et ajustables, elles peuvent être utiles comme guide approximatif des performances que vous pouvez attendre :

Tolérance de tension de sortie	1 à 2%
Tension de déchet	0,5 à 2 V
Tension maximale en entrée	35 V (sauf le TL783, 125 V)
Réjection des ondulations	0,01 à 0,1%
Réjection des pointes	0,1 à 0,3%
Régulation en fonction de la charge	0,1 à 0,5% variation de 0 à pleine charge
Réjection des variations de tension d'entrée	0,2%
Stabilité en température	0,5% sur toute la plage

### Amélioration de la réjection des ondulations

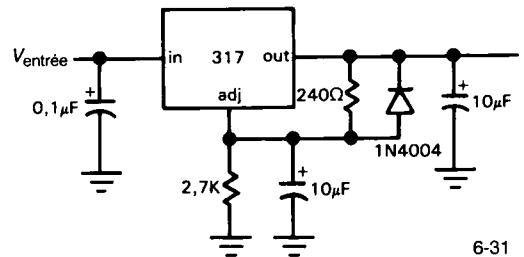


Figure 6.31 - La broche ADJ peut être découplée pour atténuer le bruit et les ondulations, mais une diode de protection est nécessaire pour décharger le condensateur.

Le circuit de la figure 6.29 représente le montage standard d'un régulateur à trois broches, qui fonctionne correctement. Cependant, l'adjonction d'un condensateur de découplage de 10  $\mu$ F entre la broche de réglage (ADJ) et la masse améliore de quelque 15 dB (facteur 5 en tension) la réjection de l'ondulation et des pointes. Par exemple, le facteur de réjection de l'ondulation du LM317 passe de 65 dB à 80 dB (soit 0,1 mV d'ondulation en sortie pour 1 V d'ondulation en entrée, valeur typique). Veillez à ajouter la diode de décharge, pour la sécurité ; reportez-vous à la feuille de caractéristiques de chaque régulateur pour plus de détails.

#### Régulateurs à faible tension de déchet

Comme nous l'avons signalé plus haut, la plupart des régulateurs série ont besoin d'une « marge » de 2 V pour fonctionner ; c'est parce que la base du transistor ballast NPN se trouve à un seuil de diode au-dessus de la sortie et qu'elle doit être pilotée par un transistor, habituellement un autre NPN dont la base est alimen-



tée par un miroir de courant. Voilà déjà deux seuils de diode ; en plus, vous devez prévoir un  $V_{BE}$  supplémentaire pour le *shunt* de la limitation d'intensité ; voyez, figure 6.32A, un schéma simplifié du 78Lxx. Les trois  $V_{BE}$  font un total de quelque 2 volts, en-dessous desquels le régulateur cesse de réguler au courant maximal.

L'utilisation d'un transistor ballast PNP (ou un *MOS-FET* à canal P) permet de réduire la tension de déchet, de trois  $V_{BE}$ , tout près de la tension de saturation. La figure 6.32B montre le schéma simplifié du LM330, régulateur fixe de +5 V/150 mA. Le ballast PNP permet à la tension de sortie d'atteindre, à une tension de saturation près, la tension d'entrée. Après avoir réussi

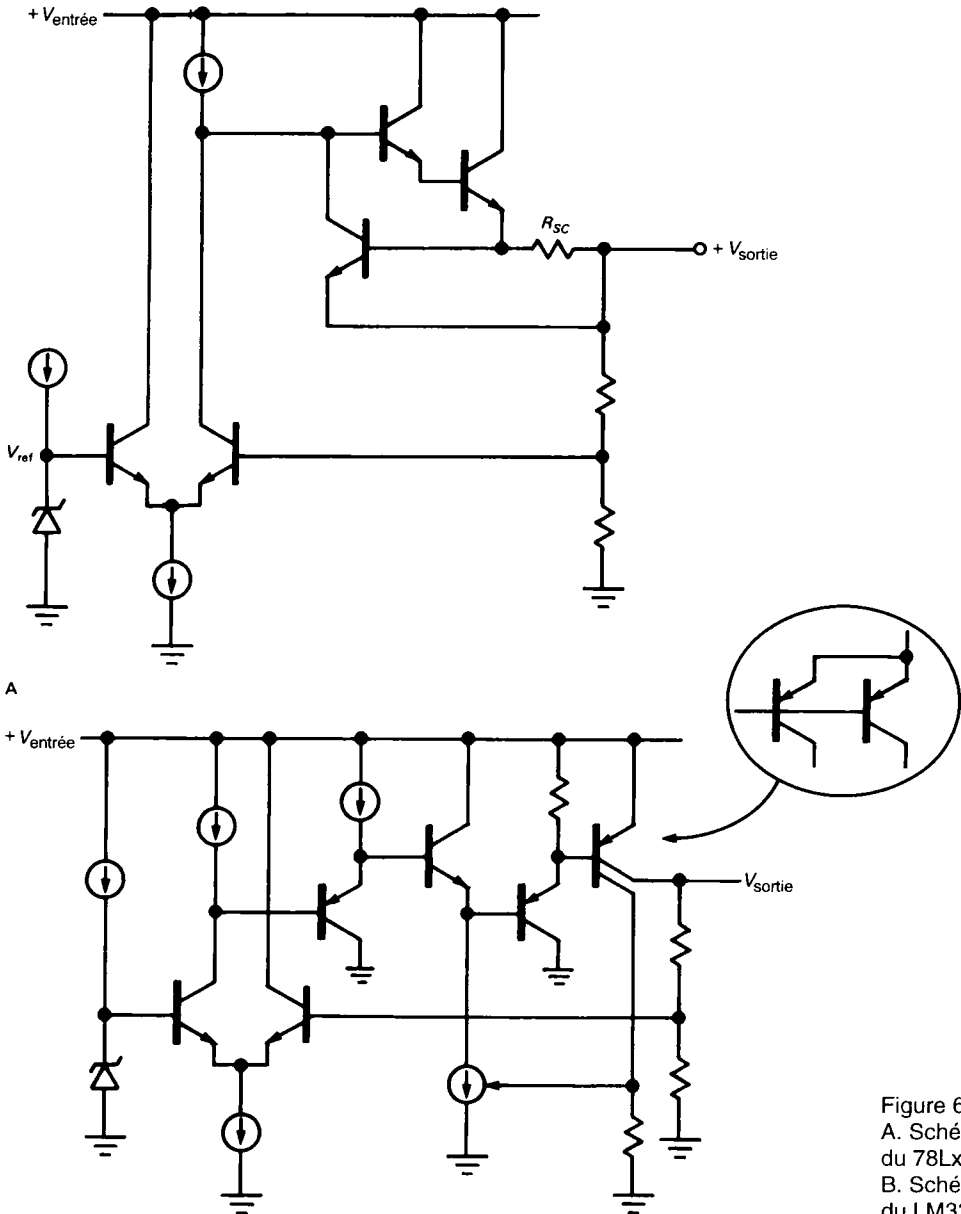


Figure 6.32 -  
 A. Schéma simplifié du 78Lxx.  
 B. Schéma simplifié du LM330 (faible tension de déchet).

à éliminer le déchet des  $V_{BE}$  du Darlington, les concepteurs n'allaient pas gaspiller un seuil de diode avec le schéma habituel de protection contre les surintensités (résisteur en série). Ils ont donc utilisé une astuce, en dérivant un échantillon du courant de sortie par un deuxième collecteur : ce courant est une fraction fixe du courant de sortie, utilisée pour supprimer l'attaque de la base comme le montre le schéma. Cette limitation de courant manque de précision (la limite est spécifiée à 150 mA au minimum, 700 mA au maximum) mais elle suffit à protéger le régulateur, qui comporte sa propre protection thermique.

Les régulateurs à faible tension de déchet existent dans la plupart des types courants, par exemple à trois broches et tension fixe [LM2931, LM330, LT1083/4/5 (5 et 12 V), TL750], à trois broches et tension réglable (LM2931), et à micropuissance (LP2950/1, MAX664, LT1020). Les tableaux 6.8 et 6.9 citent tous les régulateurs à faible tension de déchet disponibles au moment de la rédaction.

### *Régulateurs pour microprocesseurs*

Les appareils électroniques qui comportent des microprocesseurs (le sujet des chapitres 10 et 11, Vol. 2) réclament plus qu'une simple tension régulée. Pour conserver le contenu de la mémoire volatile (ou pour garder une trace du temps qui passe), il leur faut une source séparée de tension continue sous un faible courant quand la source principale est absente ; cela peut se produire parce que l'appareil est arrêté ou à cause d'une panne de courant. Ils ont besoin aussi de savoir quand l'alimentation normale est rétablie, de façon à se « réveiller » dans un état connu. De plus, un appareil organisé autour d'un microprocesseur peut avoir besoin d'un avertissement quelques secondes avant la défaillance de l'alimentation principale, de façon à pouvoir ranger les données dans une mémoire sûre.

Nous avons été longtemps obligés de concevoir des circuits particuliers pour ces usages. Maintenant la vie est belle : vous pouvez trouver des régulateurs intégrés spécialisés, avec des combinaisons variées de ces fonctions incorporées. Ces circuits intégrés s'appellent « régisseurs d'alimentation » ou « chiens de garde ». L'exemple est le LM2984, qui comporte

deux sorties +5 V à fort courant (une pour le microprocesseur, l'autre pour le reste du circuit) et une sortie +5 V à faible courant (pour la mémoire), une sortie de remise à zéro (*RESET*) retardée pour remettre le microprocesseur à zéro quand l'alimentation se rétablit, et une entrée marche-arrêt pour les sorties à fort courant. Il possède aussi une entrée qui surveille l'activité du microprocesseur, pour le relancer de zéro s'il se bloque. Le MAX691 de MAXIM est un exemple de chien de garde *sans* alimentation ; il surveille la tension du régulateur et l'activité du microprocesseur pour lui fournir les signaux de remise à zéro et d'interruption, comme le LM2984. Cependant, il comporte en plus un *avertissement* de la chute de tension et un circuit de commutation de l'alimentation de secours. Utilisé avec un régulateur +5 V ordinaire, le MAX691 fait tout ce qu'il faut pour le bonheur du microprocesseur. Nous en apprendrons beaucoup plus, sur les soins aux microprocesseurs et sur leur alimentation, dans les chapitres 10 et 11 (Vol. 2).

### ◇ *Régulateurs à micropuissance*

Comme nous l'avons laissé entendre plus haut, la plupart des régulateurs intégrés consomment quelques milliampères de courant de repos, pour alimenter la référence de tension et les amplificateurs d'erreur. Cela ne pose pas de problème pour un appareil alimenté par le secteur alternatif, mais c'est indésirable dans un appareil alimenté par une pile de 9 V/400 mAh, et même insupportable dans un appareil à très faible consommation qui doit fonctionner, par exemple, un millier d'heures avec son jeu de piles.

La solution est un régulateur à micropuissance. Le plus avare parmi eux est l'ICL7663/4, régulateur ajustable positif et négatif avec un courant de repos de 4  $\mu$ A. Sous ce courant, une pile de 9 volts durerait 100000 heures (plus de 10 ans), ce qui dépasse la durée de « stockage » (auto-décharge) de toutes les piles, sauf quelques types au lithium. La conception de circuits à micropuissance est intéressante et amusante, nous la verrons dans le chapitre 14 (Vol. 2).

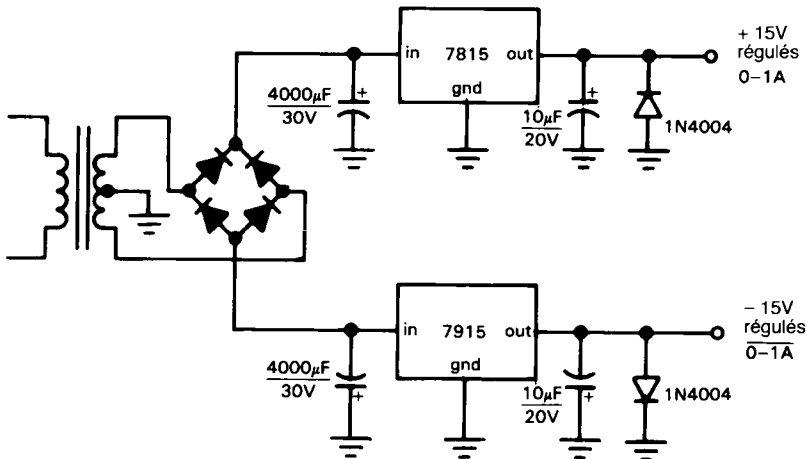
### *Alimentation régulée à double polarité*

La plupart des circuits à amplificateurs opérationnels du chapitre 4 utilisent une alimentation symétrique à

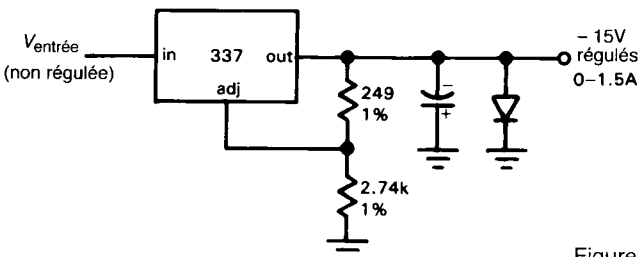
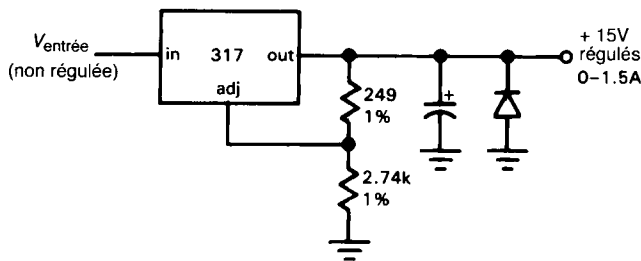
double polarité, habituellement  $\pm 15$  V. C'est une exigence courante dans les circuits analogiques, où vous traitez souvent des signaux proches de la masse. Le moyen le plus simple de produire des alimentations symétriques est d'utiliser deux régulateurs tripodes. Par exemple, pour obtenir  $\pm 15$  V, vous utiliserez un 7815 et un 7915, comme sur la figure 6.33A. Nous avons tendance à préférer les régulateurs tripodes ajustables, parce que (a) vous n'avez à stocker qu'un type par polarité et par gamme d'intensité et (b) vous pouvez adapter exactement la tension, en cas de besoin ; la figure 6.33B montre l'aspect du circuit avec un 317 et un 337.

♦ ◇ *Régulateurs-suiveurs*

Étant donnée la demande d'alimentations régulées doubles, vous pouvez vous demander pourquoi il n'existe pas de « doubles régulateurs tripodes ». Cessez de vous le demander, ils existent, ils sont connus sous le nom de « doubles régulateurs-suiveurs ». Pour comprendre pourquoi ils ont ce nom compliqué, jetez un coup d'œil à la figure 6.34, qui montre le schéma classique d'un double régulateur-suiveur. Le transistor  $Q_1$  est le ballast d'une alimentation régulée positive normale. La sortie positive est ensuite utilisée comme référence pour une alimentation négative.



A

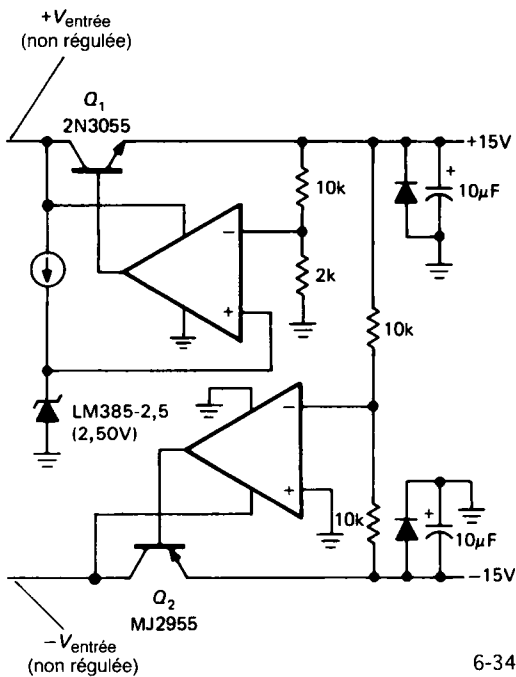


B

Figure 6.33 - Alimentations régulées à double polarité.

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

L'amplificateur d'erreur inférieur pilote la sortie négative en comparant à la masse la moyenne des deux tensions de sortie, ce qui donne deux tensions de sortie régulées égales, l'une positive, l'autre négative. L'alimentation positive peut être de n'importe lequel des types que nous avons déjà vus ; s'il s'agit d'un régulateur ajustable, la sortie négative suit toutes les variations de la sortie régulée positive. En pratique, vous serez bien avisé d'ajouter une protection contre les surintensités, omise pour simplifier dans la figure 6.34.



6-34

Figure 6.34 - Régulateur-suiveur.

Comme les régulateurs à polarité unique, les doubles régulateurs-suiveurs sont disponibles sous la forme de circuits intégrés en versions fixes et ajustables, à la diversité près. Le tableau 6.10 montre presque tous les types disponibles actuellement. Les 4194 et 4195 de Raytheon sont typiques ; leur utilisation est représentée sur la figure 6.35. Le 4195 délivre par construction les tensions fixes de  $\pm 15$  V, alors que la tension des sorties symétriques du 4194 est réglée par une résistance unique,  $R_1$ . Les deux régulateurs sont disponibles en boîtiers de puissance et en petits boî-

tiers DIP, avec une protection interne contre les surintensités et l'échauffement excessif. Pour des intensités plus fortes, vous pouvez ajouter des ballasts extérieurs (voir ci-dessous).

Beaucoup des régulateurs précédents (par exemple les régulateurs à quatre bornes) peuvent être montés en régulateurs-suiveurs. Les feuilles de caractéristiques des fabricants donnent souvent des suggestions de configurations. Il est utile de se rappeler que l'idée de prendre une alimentation comme référence pour l'autre peut être utilisée même si les deux alimentations n'ont pas des tensions égales et opposées. Par exemple, vous pouvez avoir une alimentation stable de +15 V et l'utiliser comme référence pour produire une tension régulée de +5 V, ou même de -12 V.

### Exercice 6.6

Dessinez une alimentation régulée de  $\pm 12$  V à l'aide d'un 4194.

### Protection contre les tensions inverses

Une précaution supplémentaire avec les alimentations doubles : n'importe quel circuit électronique risque de graves dégâts si la tension d'alimentation est inversée. Avec une alimentation simple, cela ne peut arriver que si vous intervertissez les fils ; vous verrez quelquefois une diode à fort courant raccordée en inverse pour protéger le circuit contre cette erreur. Dans les circuits qui utilisent plusieurs tensions d'alimentation (une alimentation symétrique par exemple), de gros dégâts peuvent se produire en cas de défaillance qui court-circuite deux alimentations ; le type de cette défaillance de composant est le court-circuit collecteur-émetteur d'un transistor monté dans une paire travaillant en *push-pull* entre les alimentations. Dans ce cas les deux alimentations se trouvent reliées ensemble, et l'un des régulateurs va gagner, forcément. L'autre alimentation verra alors une tension de polarité inversée, et le circuit partira en fumée. C'est pourquoi il est prudent de monter une diode de puissance (1N4004 par exemple) en inverse entre chaque sortie et la masse, comme sur les figures 6.33 à 6.35.

Tableau 6.10 - Régulateurs doubles, suiveurs

type	boîtier	V <sub>sortie</sub> (V)	sortie variable	équilibre	limitation d'intensité réglable	protection thermique	tension d'entrée max V <sub>+</sub> - V <sub>-</sub>	courant de sortie maximal (par voie) <sup>a</sup>			régulation (typ)	θ <sub>jc</sub> (°C/W)	réjection 100 Hz (typ) (dB)	stabilité en température (typ)	bruit <sup>f</sup> (μV eff.)
								boîtier à 75°C		P <sub>diss</sub> (W)					
								I <sub>sortie</sub> (mA)	I <sub>sortie</sub> (mA)						
		régulation (typ)		charge <sup>c</sup>		entrée <sup>d</sup>									
		(mV)		(mV)		(mV)									
<b>Motorola</b>															
MC1468L	DIP	±15	X	X	X	-	60	55	30	0,5	10 <sup>m</sup>	10 <sup>m</sup>	45	100	
MC1468R	TO-66	±15	X	X	X	-	60	100	65	1,2	10 <sup>m</sup>	10 <sup>m</sup>	45	100	
<b>National</b>															
LM325H <sup>g</sup>	TO-5	±15	-	-	X	X	60	100	50	0,5	6	2	45	150	
LM325N <sup>g</sup>	DIP	±15	-	-	X	X	60	-	50	0,5	6	2	45	150	
LM326H <sup>g</sup>	TO-5	var.	-	-	X	X	60	100	70	0,5	6	2	35	100	
LM326N <sup>g</sup>	DIP	var.	-	-	X	X	60	-	70	0,5	6	2	35	100	
<b>Raytheon</b>															
RC4194DB	DIP	var.	X	X	-	X	70	30 <sup>i</sup>	25 <sup>i</sup>	0,5	0,1%	0,2%	70	250 <sup>j</sup>	
RC4194TK	TO-66	var.	X	X	-	X	70	250 <sup>i</sup>	90 <sup>i</sup>	1,8	0,2%	0,2%	70	250 <sup>j</sup>	
RC4195NB	mini-DIP	±15	-	X	-	X	60	-	20	0,35	2	2	75	60	
RC4195TK	TO-66	±15	-	X	-	X	60	150	70	1,2	3	2	75	60	
<b>Silicon General</b>															
SG3501AN	DIP	±15	-	X	-	X	60	60	30	0,6	30	20	150	50	
SG3502N	DIP	var.	X	X	X	X	50	50 <sup>i</sup>	30	0,6	0,3%	0,2%	75	1%	

(a) V<sub>entrée</sub> = 1,6 V sortie (chaque voie); (b) pour température ambiante 50°C; (c) 10% à 50% de I<sub>max</sub>; (d) ΔV<sub>entrée</sub> = 15 V; (e) ΔV<sub>sortie</sub> pour T<sub>j</sub> 0°C à 100°C; (f) 100 Hz à 10 kHz; (g) prévu pour une paire de transistors ballast extérieurs; (h) θ<sub>JA</sub>; (i) déchet 10 V (chaque voie); (j) 10 Hz à 100 kHz; (m) max

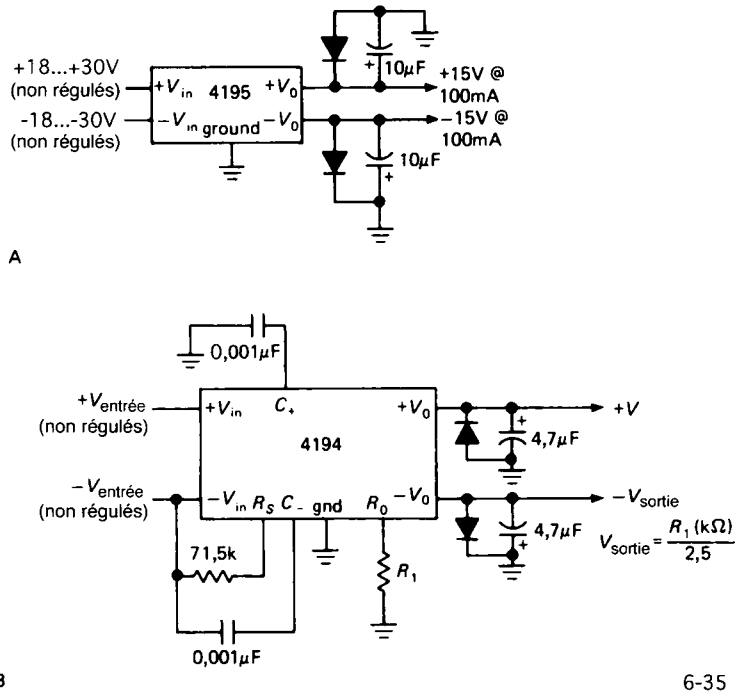


Figure 6.35

**Ballasts extérieurs**

Les régulateurs tripodes permettent des courants de 5 A ou plus, comme le LM396, ajustable de 10 A. Cependant, le fonctionnement sous des courants aussi forts comporte des inconvénients, parce que la température maximale de fonctionnement de ces régulateurs est inférieure à celle des transistors de puissance, ce qui impose un sur-dimensionnement des dissipateurs. De plus ils sont très coûteux. La solution alternative consiste à utiliser un transistor ballast extérieur, que vous pouvez adjoindre aussi bien aux régulateurs intégrés à trois ou quatre bornes (et aux suiveurs) qu'au 723 classique. La figure 6.36 montre le schéma de principe.

Le circuit intégré fonctionne normalement, seul, tant que le courant est inférieur à 100 mA. Pour des courants plus importants, la chute de tension aux bornes de  $R_1$  rend  $Q_1$  conducteur, ce qui limite à 100 mA environ le courant réel à travers le régulateur tripode. Le régulateur maintient la sortie à la tension nominale, comme d'habitude : en réduisant son

courant d'entrée, donc en réduisant l'attaque de  $Q_1$  si la tension de sortie a tendance à s'élever, et vice versa. Le régulateur ne voit jamais que la charge consomme un courant supérieur à 100 mA ! Avec le montage, la tension de déchet totale est supérieure d'un  $V_{BE}$  à la tension de déchet propre du régulateur (2 V pour les 78xx).

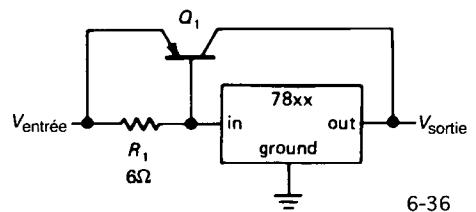
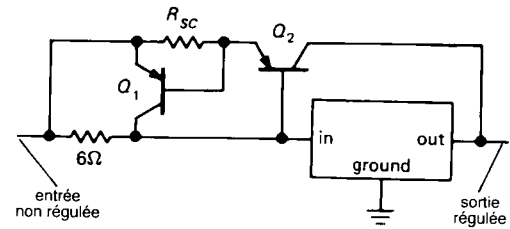
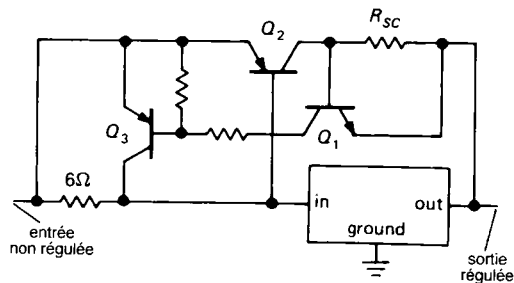


Figure 6.36 - Régulateur tripode avec ballast amplificateur de courant extérieur.

En pratique, le circuit doit être modifié pour permettre une limitation du courant à travers  $Q_1$ , sans quoi il pourrait délivrer un courant de  $h_{FE}$  fois le courant maximal du régulateur, soit 20 ampères ou plus ! C'est suffisant pour détruire  $Q_1$  et toute charge qui aurait le malheur de se trouver connectée à ce moment-là. La figure 6.37 montre deux méthodes de limitation de courant.



A



B

6-37

Figure 6.37 - Limitation d'intensité du ballast extérieur.

Dans les deux circuits,  $Q_2$  est le ballast à fort courant et la valeur du résisteur entre base et émetteur a été choisie pour le rendre conducteur sous un courant de charge de 100 mA. Dans le premier circuit,  $Q_1$  mesure le courant de la charge par la chute de tension aux bornes de  $R_{MC}$  et dérive le courant de base de  $Q_2$  quand la chute dépasse un seuil de diode. Ce circuit présente deux inconvénients : la différence de tension entre entrée et sortie doit maintenant être égale à la tension de déchet du régulateur augmentée de deux seuils de diode, pour les courants proches de la limite. De plus,  $Q_1$  doit être capable de conduire un fort courant (égal à la limite du régulateur), et il est difficile d'ajouter une limitation par repliement à

cause de la faible valeur du résisteur entre base et émetteur de  $Q_1$ .

Le deuxième circuit aide à résoudre ces deux problèmes, au prix d'un peu plus de complexité. Avec les régulateurs à fort courant, une faible tension de déchet est quelquefois essentielle pour ramener la dissipation de chaleur à un niveau acceptable. Pour ajouter une limitation par repliement au circuit précédent, reliez simplement la base de  $Q_1$  à un diviseur pris entre la masse et le collecteur de  $Q_2$ , au lieu de la relier directement au collecteur de  $Q_2$ .

Un ballast extérieur peut être ajouté exactement de la même façon à un régulateur à trois ou à quatre bornes. Voyez les notes d'applications des fabricants pour plus de détails.

### Source de courant

Un régulateur ajustable à trois bornes constitue une source pratique de courant constant. La figure 6.38 en montre une qui débite 1 A. L'adjonction d'un amplificateur opérationnel monté en suiveur est nécessaire pour les faibles courants, comme dans le deuxième circuit, parce que l'entrée « ADJ » produit une erreur de quelque 50  $\mu$ A. Comme avec les régulateurs précédents, la limitation de courant, la protection thermique et le respect de la zone de sécurité sont intégrés.

### Exercice 6.7

Dessinez une source de courant réglable capable de débiter un courant compris entre 10  $\mu$ A et 1 mA, au moyen d'un 317. Si  $V_{\text{entrée}} = +15$  V, quelle est la dynamique de sortie ? Supposez une tension de déchet de 2 V.

Remarquez que la source de courant de la figure 6.38 est un composant à deux bornes. Ainsi, la charge peut être connectée à l'une ou à l'autre borne. Le schéma montre comment *consommer* le courant d'une charge connectée à la masse (naturellement, vous pouvez aussi utiliser le LM337 dans une configuration similaire à celle de la figure 6.38A).

National Semiconductor fabrique un composant spécial à trois bornes, le LM334, optimisé pour l'utilisation comme source de courant de faible puissance. Il existe en petit boîtier de transistor en plastique (TO-92), de même qu'en boîtier de circuit intégré

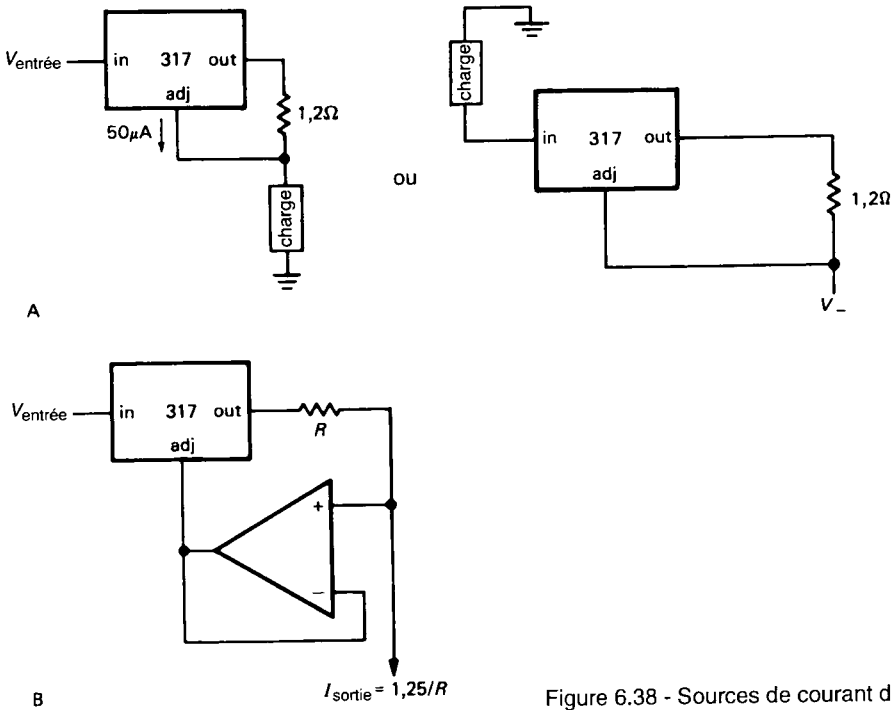


Figure 6.38 - Sources de courant de un ampère.

DIP. Vous pouvez l'utiliser à partir de  $1\ \mu\text{A}$ , parce que le courant de « réglage » est une petite fraction du courant total. Il présente cependant une particularité : le courant de sortie n'est pas indépendant de la température ; en fait, il est même exactement proportionnel à la température absolue. Ainsi, s'il n'est pas un modèle de stabilité comme source de courant, vous pouvez l'utiliser (voir la section 15.1, Vol. 2) comme capteur de température !

### 6.19 Régulateurs à découpage et convertisseurs continu-continu

Tous les montages régulateurs que nous avons étudiés jusqu'ici fonctionnent de la même façon : un élément de commande linéaire (le ballast), en série avec la tension non régulée, est utilisé pour maintenir constante la tension de sortie (ou le courant de sortie) par une rétroaction. La tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée, et une certaine quantité d'énergie est dissipée en chaleur dans le ballast [soyons précis : la valeur moyenne de  $I_{\text{sortie}}(V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}})$ ].

Une variation mineure sur ce thème est le *régulateur shunt* ou parallèle, dans lequel l'élément de commande est connecté entre la sortie et la masse, la dissipation se produit dans un résistor en série ; l'exemple typique est le régulateur simple à résistor et diode Zener.

Il existe un autre moyen de produire une tension continue régulée, essentiellement différent de ce que nous avons vu jusqu'ici ; voyez la figue 6.39. Dans un tel *régulateur à découpage*, un transistor actionné comme un interrupteur (saturé) applique périodiquement à une inductance, pendant de courts instants, la totalité de la tension non régulée. Le courant dans l'inductance s'établit pendant chaque impulsion ; l'inductance stocke dans son champ magnétique une quantité d'énergie égale à  $\frac{1}{2}LI^2$  ; l'énergie stockée est transférée à un condensateur de filtrage à la sortie. Ce condensateur lisse aussi la tension de sortie en fournissant de l'énergie à la charge entre les impulsions. Comme dans les régulateurs linéaires, la rétroaction compare la tension de sortie à une référence ; le régulateur à découpage agit sur la tension de sortie en



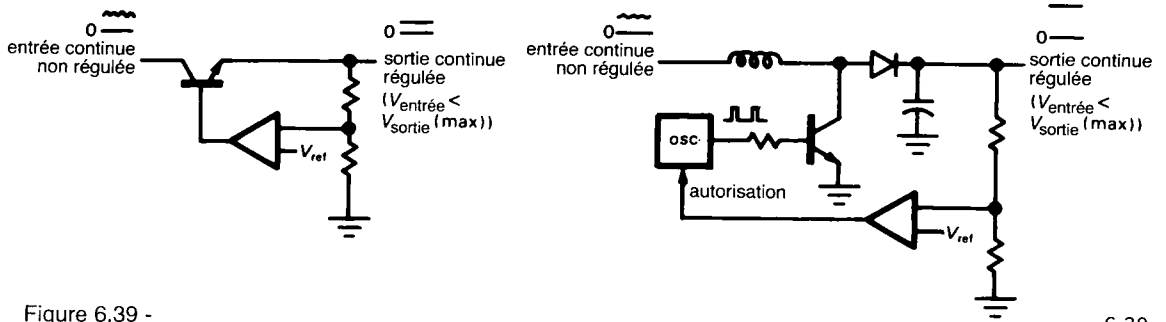


Figure 6.39 -  
Deux sortes de régulateurs.  
A. Linéaire ou série.  
B. Élévateur à découpage.

6-39

modifiant soit la fréquence soit la durée des impulsions de l'oscillateur de découpage, au lieu d'agir de façon linéaire sur l'attaque de base ou de grille.

Les régulateurs à découpage se sont répandus grâce à des propriétés inhabituelles : comme l'organe de commande est saturé ou bloqué, il y a peu de dissipation de puissance ; les alimentations à découpage ont donc un rendement élevé, même si la différence de tension est grande entre l'entrée et la sortie. Les régulateurs à découpage peuvent produire des tensions de sorties plus hautes que la tension non régulée, comme sur la figure 6.39B ; il peuvent tout aussi facilement fournir des tensions de polarité opposée à celle de la tension d'entrée ! Enfin, les régulateurs à découpage peuvent être construits sans liaison continue entre l'entrée et la sortie ; cela signifie qu'ils peuvent fonctionner directement à partir de la tension du secteur redressée, sans transformateur de puissance ! Le résultat est une alimentation très petite et légère, avec un bon rendement. Pour ces raisons, les alimentations à découpage sont utilisées presque universellement dans les ordinateurs.

Les alimentations à découpage ont leurs problèmes aussi. La sortie continue présente un certain « bruit de commutation » et l'entrée peut renvoyer des parasites sur les lignes du secteur. Elles ont eu une réputation de piètre fiabilité, avec des spectacles pyrotechniques grandioses, à l'occasion de défaillances catastrophiques. Maintenant, la plupart de ces problèmes ont été résolus et l'alimentation à découpage est bien

installée dans les appareils électroniques et les ordinateurs.

Dans cette section nous vous dirons tout sur les alimentations à découpage, en deux temps : nous décrirons d'abord le régulateur à découpage de base, qui fonctionne à partir d'une source continue non régulée. Les types de circuits sont au nombre de trois : (a) abaisseur (tension de sortie inférieure à la tension d'entrée), (b) élévateur (tension de sortie supérieure à la tension d'entrée), (c) inverseur (polarité de la sortie opposée à celle de l'entrée). Ensuite nous franchirons un grand pas, nous décrirons les montages hérétiques (et d'usage universel !) qui fonctionnent directement à partir de la tension du secteur redressée, sans transformateur d'isolement. Les deux types d'alimentation sont utilisés couramment, notre distinction est d'ordre pratique (ce n'est pas un artifice pédagogique). Enfin, nous vous abreuverons de conseils sur le sujet : quand utiliser des alimentations à découpage, quand les éviter ; quand les dessiner vous-mêmes, quand les acheter toutes faites. Avec l'exagération qui nous caractérise, nous ne vous laisserons aucun doute !

#### ◇ Régulateur abaisseur

La figure 6.40 montre le principe du circuit à découpage abaisseur (*buck*) ; la rétroaction est omise pour simplifier. Quand l'interrupteur MOS est fermé, la tension  $V_{\text{sortie}} - V_{\text{entrée}}$  est appliquée à l'inductance, ce qui donne naissance à un courant à croissance linéaire (rappelez-vous que  $dI/dt = V/L$ ). (Ce courant passe

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

par la charge et le condensateur, naturellement.) Quand l'interrupteur s'ouvre, le courant de l'inductance continue à circuler dans le même sens (rappelez-vous que les inductances s'opposent aux variations brutales de l'intensité, conformément à l'équation précédente), la « diode de roue libre » devenue conductrice ferme le circuit. Le condensateur de sortie agit comme un réservoir d'énergie, pour lisser l'ondulation en dent de scie inévitable (plus sa capacité est importante, moins il y a d'ondulation). L'inductance voit maintenant une tension constante égale à  $V_{\text{sortie}} + 0,6 \text{ V}$ , son courant décroît de façon linéaire. La figure 6.41 montre les tensions et la forme d'onde des courants correspondants. Naturellement, pour faire de ce circuit un régulateur, vous devrez ajouter une rétroaction qui commandera soit la largeur des impulsions (à fréquence de récurrence constante) soit la fréquence (à largeur d'impulsions constante), à partir d'un amplificateur d'erreur qui comparera la tension de sortie à une tension de référence.

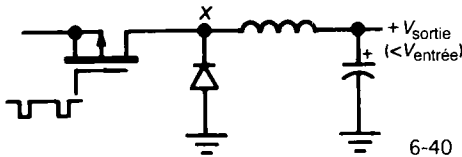


Figure 6.40 - Régulateur à découpage abaisseur.

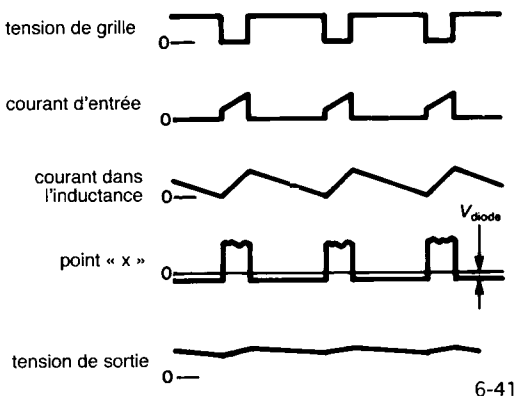


Figure 6.41

La figure 6.42 montre un régulateur +5 V à faible courant utilisant le MAX638 de Maxim. Ce circuit pratique vous donne le choix entre une sortie à tension fixe de +5 V (sans diviseur extérieur) et une tension positive réglable, avec un diviseur résistif extérieur. Il contient presque tous les composants dans un boîtier mini-DIP. Dans le MAX238 l'oscillateur fonctionne à la fréquence constante de 65 kHz, l'amplificateur d'erreur autorise ou interdit l'attaque de grille en fonction de la tension de sortie. Le circuit représenté a un rendement de quelque 85%, quasiment indépendant de la tension d'entrée. Comparez ce rendement à celui d'un régulateur linéaire dans les deux exercices suivants :

### 🔧 Exercice 6.8

Quel est le rendement théorique maximal d'un régulateur linéaire (ballast en série) utilisé pour fournir une tension réglée de +5 V à partir d'une tension non réglée de +12 V ?

### 🔧 Exercice 6.9

Quelle est l'implication d'un fort rendement au sujet du rapport entre l'intensité de sortie et l'intensité d'entrée d'un régulateur à découpage ? Quel est le rapport correspondant pour un régulateur linéaire ?

### ◇ Régulateur élévateur ; régulateur inverseur

Mis à part son rendement, le régulateur abaisseur à découpage ne présente pas d'avantage significatif sur le régulateur linéaire (mais quelques inconvénients, comme le bruit et le nombre de composants). En revanche, s'il faut une tension de sortie plus élevée que la tension non réglée, ou une polarité de sortie opposée à celle de l'entrée, l'alimentation à découpage est irremplaçable. La figure 6.43 montre le principe de l'élévateur (*boost*) et de l'inverseur (*flyback*).

Nous avons montré la configuration de l'élévateur précédemment, par comparaison avec le régulateur linéaire. Le courant de l'inductance croît suivant une rampe pendant la conduction de l'interrupteur (point X près de la masse) ; quand l'interrupteur s'ouvre, la tension au point X s'élève rapidement puisque l'inductance tend à maintenir le courant constant. La diode devient conductrice et l'inductance injecte son courant dans le condensateur. La tension de sortie

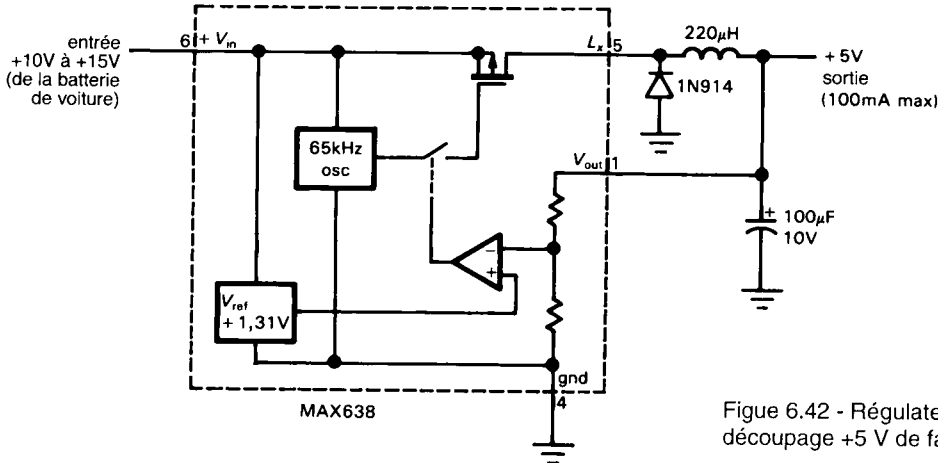


Figure 6.42 - Régulateur à découpage +5 V de faible puissance.

peut être beaucoup plus élevée que la tension d'entrée.

🔧 Exercice 6.10

Dessinez les formes d'onde d'un régulateur élévateur à découpage : la tension au point X, le courant dans l'inductance et la tension de sortie.

🔧 Exercice 6.11

Pourquoi le régulateur élévateur ne peut-il pas être utilisé en abaisseur ?

Le circuit inverseur est celui de la figure 6.43B. Pendant la conduction de l'interrupteur, un courant à croissance linéaire circule du point X vers la masse. Pour maintenir le courant quand l'interrupteur est ouvert, l'inductance rend le point X négatif, autant qu'il est nécessaire pour maintenir la circulation du courant. Maintenant, le courant qui circule vers l'inductance provient du condensateur de filtrage. La tension de sortie est donc négative, sa valeur absolue peut être plus grande ou plus petite que la tension d'entrée (en fonction de la rétroaction) ; en d'autres termes, le régulateur inverseur peut être élévateur ou abaisseur.

🔧 Exercice 6.12

Dessinez les formes d'ondes de l'inverseur à découpage : la tension au point X, le courant dans l'inductance et la tension de sortie.

La figure 6.44 montre comment utiliser des régulateurs à découpage à faible puissance pour produire

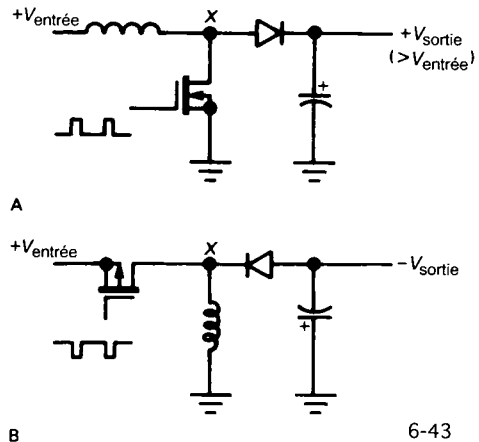


Figure 6.43 - Deux configurations de régulateur à découpage.

- A. Élévateur (boost)
- B. Inverseur (flyback).

les tensions d'alimentation  $\pm 15$  V d'amplificateurs opérationnels à partir d'une simple batterie de voiture de 12 V ; c'est impossible avec les régulateurs linéaires: Nous avons utilisé ici aussi des régulateurs fixes à faible puissance de Maxim, l'élévateur MAX633 et l'inverseur MAX637. Les composants extérieurs ont été choisis en fonction de la feuille de caractéristiques du fabricant. Ils ne sont pas critiques, mais, comme toujours en électronique, il y a des compromis. Par exemple, une inductance plus grande

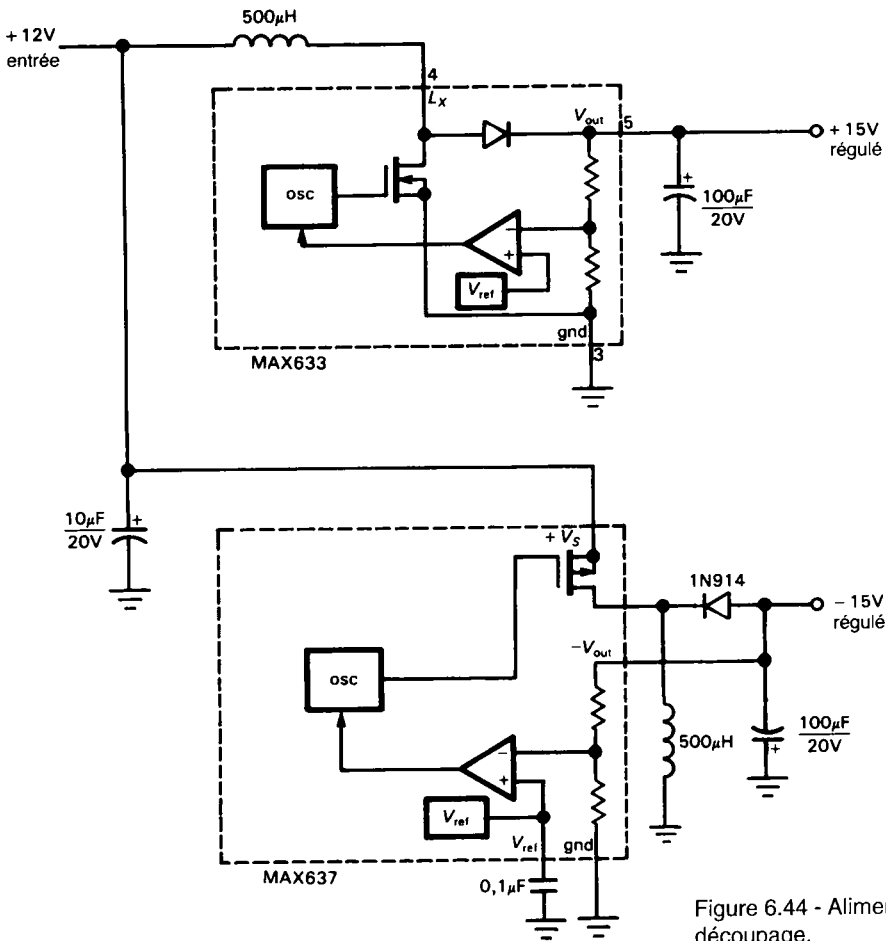


Figure 6.44 - Alimentation symétrique à découpage.

réduit les pointes de courant et augmente le rendement, au détriment du courant maximal. Ce circuit est plutôt insensible à la tension d'entrée, tant qu'elle ne dépasse pas la tension de sortie ; il fonctionne à partir d'une tension d'entrée de +2 V, avec un courant de sortie fortement réduit.

Avant de quitter le sujet des régulateurs inverseurs et élévateurs, il faut mentionner l'autre façon d'atteindre les mêmes buts : les « condensateurs flottants ». L'idée de base est d'utiliser des interrupteurs MOS pour (a) charger un condensateur à partir de l'entrée continue, puis (b) changer les interrupteurs pour connecter le condensateur chargé en série avec un autre (élévateur), ou le raccorder à la sortie avec la polarité inverse (inverseur). Les régulateurs à

condensateurs flottants (comme le 7662 très répandu) présentent des avantages (pas d'inductance) et des inconvénients (faible puissance, piètre régulation, tension limitée). Nous les étudierons plus loin dans ce chapitre.

### Commentaires généraux sur les régulateurs à découpage

Comme nous l'avons vu, l'aptitude des régulateurs à découpage à produire des tensions supérieures ou opposées à la tension d'entrée les rend très pratiques pour fabriquer, par exemple, une alimentation de  $\pm 12$  V à faible courant sur une platine numérique alimentée seulement en +5 V. Vous aurez souvent

besoin de telles alimentations bipolaires pour des ports sériels (voir chapitres 10 et 11, Vol. 2) ou des circuits linéaires à amplificateurs opérationnels ou à convertisseurs analogique-numérique (CAN) et numérique-analogique (CNA). Les régulateurs élévateurs se prêtent bien aussi à l'alimentation sous une tension relativement élevée d'afficheurs qui utilisent les technologies de la fluorescence ou du plasma. Dans ces applications, où la tension d'alimentation est déjà régulée (habituellement +5 V), vous utiliserez les termes « convertisseur continu-continu » plutôt que « régulateur élévateur », bien qu'il s'agisse en fait du même circuit. Enfin, dans les appareils alimentés par des piles, vous aurez souvent besoin d'un bon rendement sur une grande plage de tension de la pile ; par exemple, une pile alcaline de 9 V commence sa vie avec une tension de 9,5 V qui descend régulièrement jusqu'à 6 V à la fin de sa vie utile. Un régulateur abaisseur +5 V de faible puissance conserve son rendement, avec un courant croissant, tout au long de la vie de la pile.

Remarquez que l'inductance et le condensateur d'un régulateur à découpage ne fonctionnent pas comme un filtre *LC*. Dans le régulateur abaisseur simple, cela pourrait paraître vrai, mais un circuit qui *inverse* la polarité aurait du mal à se faire passer pour un filtre ! L'inductance est un organe de stockage d'énergie sans perte (énergie stockée =  $\frac{1}{2}LI^2$ ), capable de transformer l'impédance pour conserver l'énergie. Cette affirmation est exacte du point de vue du physicien, pour qui le champ magnétique contient l'énergie stockée. Nous sommes plus habitués à envisager les condensateurs comme organes de stockage de l'énergie (énergie stockée =  $\frac{1}{2}CV^2$ ), ce qui est leur rôle dans les régulateurs à découpage comme dans les régulateurs linéaires.

Un peu de terminologie : vous verrez couramment les termes « régulateur à modulation de largeur d'impulsion » (*PWM*) et « régulateur en mode courant ». Ils caractérisent le mode de rétroaction du signal d'erreur sur la forme d'onde de l'interrupteur. En particulier, en modulation de largeur d'impulsion, le signal d'erreur est utilisé pour commander la durée de la conduction (à fréquence fixe), alors qu'en « mode courant » le signal d'erreur est utilisé pour

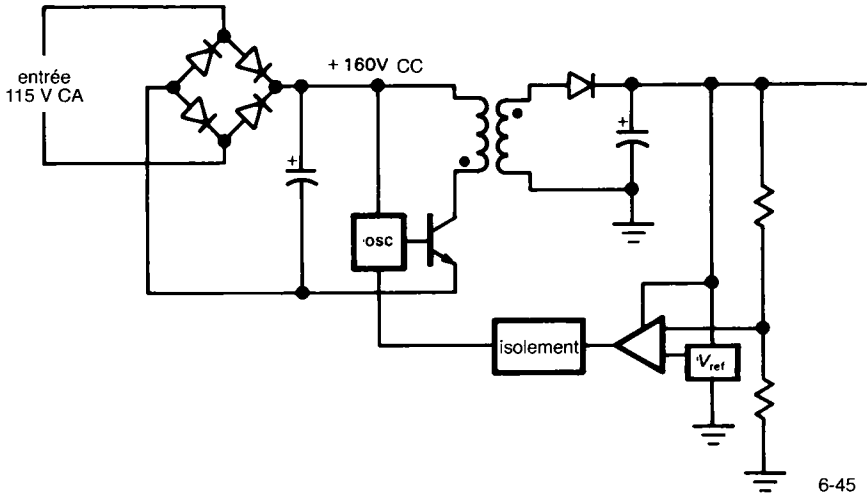
commander le courant de crête dans l'inductance (capté par un résistor), au moyen de la durée de chaque impulsion. Les régulateurs en mode courant ont certains avantages décisifs et se répandent de plus en plus, maintenant que de bons régulateurs intégrés en mode courant sont disponibles.

Gardez en mémoire, quand vous envisagez un régulateur à découpage quelconque, le bruit produit par le découpage. Il prend trois formes : (a) l'ondulation de sortie, à la fréquence du découpage, de 10 mV à 100 mV de crête à crête ; (b) l'ondulation, toujours à la fréquence du découpage, renvoyée sur la ligne d'entrée ; (c) le bruit rayonné, à la fréquence du découpage et de ses harmoniques, par le courant haché dans l'inductance et les fils. Vous pouvez vous créer beaucoup d'ennuis avec des alimentations à découpage dans un circuit où circulent des signaux à bas niveau (100  $\mu$ V ou moins). Même si un gros travail de blindage et de filtrage peut en venir à bout, vous vous en tirerez mieux en choisissant un régulateur linéaire dès le début.

### *Alimentations à découpage de la tension du secteur*

Nous avons vu que les alimentations à découpage ont un fort rendement même quand la tension de sortie est très différente de la tension d'entrée. Pour nous aider à comprendre, considérons l'inductance comme un « convertisseur d'impédance », puisque le courant continu moyen de sortie peut être supérieur (abaisseur) ou inférieur (élévateur) au courant continu moyen d'entrée. Cela contraste fortement avec les régulateurs linéaires, dont le courant moyen d'entrée est toujours égal au courant moyen de sortie (en négligeant le courant de repos du régulateur, naturellement).

Voilà qui conduit à l'idée d'une solution radicale : nous pourrions supprimer le lourd transformateur qui abaisse la tension du secteur, en alimentant le régulateur directement à partir de la tension du secteur (non régulée) redressée et filtrée. Deux commentaires immédiats : (a) la tension continue d'entrée sera de 310 V ou 320 V (pour un secteur 220 V), bricoler sur le circuit peut être dangereux ! (b) L'absence de transformateur signifie que l'entrée continue n'est pas



6-45

Figure 6.45 - Alimentation à découpage direct de la tension du secteur.

isolée du secteur. Donc, le circuit régulateur lui-même devra être modifié pour assurer l'isolement.

La façon habituelle d'isoler le régulateur à découpage consiste à bobiner un secondaire sur l'inductance de stockage d'énergie et à insérer un composant d'isolement (transformateur ou opto-coupleur) dans la boucle de rétroaction ; voyez le schéma simplifié de la figure 6.45. Remarquez que l'oscillateur est alimenté par la haute tension continue non régulée, alors que le circuit de rétroaction (référence, amplificateur d'erreur) est alimenté par la tension régulée de sortie. Quelquefois une alimentation auxiliaire de faible puissance non régulée (avec son propre transformateur 50 Hz) est utilisée pour les organes de régulation. Le cadre repéré « isolement » est souvent un petit transformateur d'impulsions, bien qu'un isolement optique puisse être utilisé aussi (nous en parlerons plus loin). Vous pourriez considérer que l'avantage de l'absence de transformateur abaisseur est contrebalancé par la nécessité de deux autres transformateurs, au moins ! Il n'en est rien. La taille d'un transformateur est déterminée par celle de son noyau magnétique, laquelle diminue de façon spectaculaire quand la fréquence augmente. Le résultat est que les alimentations à découpage du secteur sont beaucoup plus petites et moins lourdes que leurs équivalents linéaires ; elles dégagent moins de chaleur, ce qui

autorise un meilleur rendement. Par exemple, Power One fabrique les deux types d'alimentation. En comparant leur modèle linéaire F5-625 (5 V, 25 A) à leur modèle à découpage SPL130-1005 (5 V, 26 A), de prix comparable, nous constatons que le modèle à découpage pèse deux livres et demie, contre dix-neuf livres pour le modèle linéaire, et n'occupe qu'un quart du volume. De plus, le modèle à découpage reste froid en fonctionnement, alors que le modèle linéaire dissipe jusqu'à 75 W à pleine charge.

◇ *Exemple réel d'alimentation à découpage*

Pour vous donner une idée de la complexité réelle des alimentations à découpage du secteur, nous avons reproduit sur la figure 6.46 le schéma complet d'un modèle du commerce, en fait l'alimentation utilisée par Radio-Shack pour l'ordinateur individuel Tandy 2000. (Nous avons essayé d'obtenir des schémas d'alimentations, aussi bien d'IBM que d'Apple, mais nous avons été ignorés ou raboués avec dédain. Tandy, au contraire, publie une excellente documentation, avec des schémas complets et une description détaillée des circuits.) Cette alimentation possède des sorties régulées de +5 V sous 13 A, +12 V sous 2,5 A et -12 V sous 0,2 A (95 W au total), utilisées par les circuits logiques et les lecteurs de disques dans l'ordinateur.

Promenons-nous à travers la figure 6.46 pour voir comment une alimentation à découpage direct du secteur résout les problèmes du monde réel. La configuration retenue par les concepteurs de Tandy est exactement celle de la figure 6.45, même s'il y a un peu plus de composants ! Commençons la comparaison des figures : le pont redresseur alimenté par le secteur ( $BR_1$ ) charge les condensateurs de filtrage  $C_{30}$ ,  $C_{31}$ ,  $C_{32}$  et  $C_{40}$  ( $T_2$  n'est pas un transformateur — remarquez les connexions — mais un filtre anti-parasites). Les condensateurs chargés sont connectés aux bornes du primaire du transformateur (broches 1 et 3) par le transistor de puissance  $Q_{15}$ , dont la tension de commande (une onde rectangulaire à fréquence fixe et largeur d'impulsion variable) est fournie par le circuit intégré  $U_3$  (un régulateur à découpage *PWM*, *Pulse Width Modulation*). La tension de l'enroulement secondaire (en fait, il y en a trois, un pour chaque tension) subit un redressement à une alternance pour produire la tension de sortie : le +12 V est fourni par  $CR_2$  à partir de l'enroulement de 7 spires entre les broches 11 et 18 ; le -12 V par  $CR_4$ , 5 spires, broches 13 et 20 ; la tension principale de +5 V, enfin, est fournie par les diodes  $CR_{13}$  et  $CR_{14}$  en parallèle, chacune est alimentée par son propre enroulement secondaire (2 spires !).

Dans les alimentations à découpage à sorties multiples, une seule des sorties peut être utilisée pour la rétroaction de régulation de la tension. L'usage est de choisir la tension de +5 V, comme Tandy le fait ici : le potentiomètre  $R_{10}$  prélève une fraction (50% en théorie) de la tension de sortie pour la comparer à la référence interne (2,5 V) de  $U_4$  ; un courant traverse la diode électroluminescente de l'opto-coupleur  $U_{2a}$  si la tension de sortie est trop élevée. Cette diode électroluminescente attaque le phototransistor  $U_{2b}$  ; à son tour, le transistor fait varier la largeur d'impulsion de  $U_3$ , de façon à maintenir la tension de sortie égale à +5 V. Le rectangle repéré « isolement » sur la figure 6.45 est donc un opto-coupleur (voir la section 9.10, Vol. 2).

Arrivés à ce point, nous avons examiné environ un quart des composants de la figure 6.46. Le reste est nécessaire pour résoudre des problèmes comme (a) la protection contre les courts-circuits, (b) la pro-

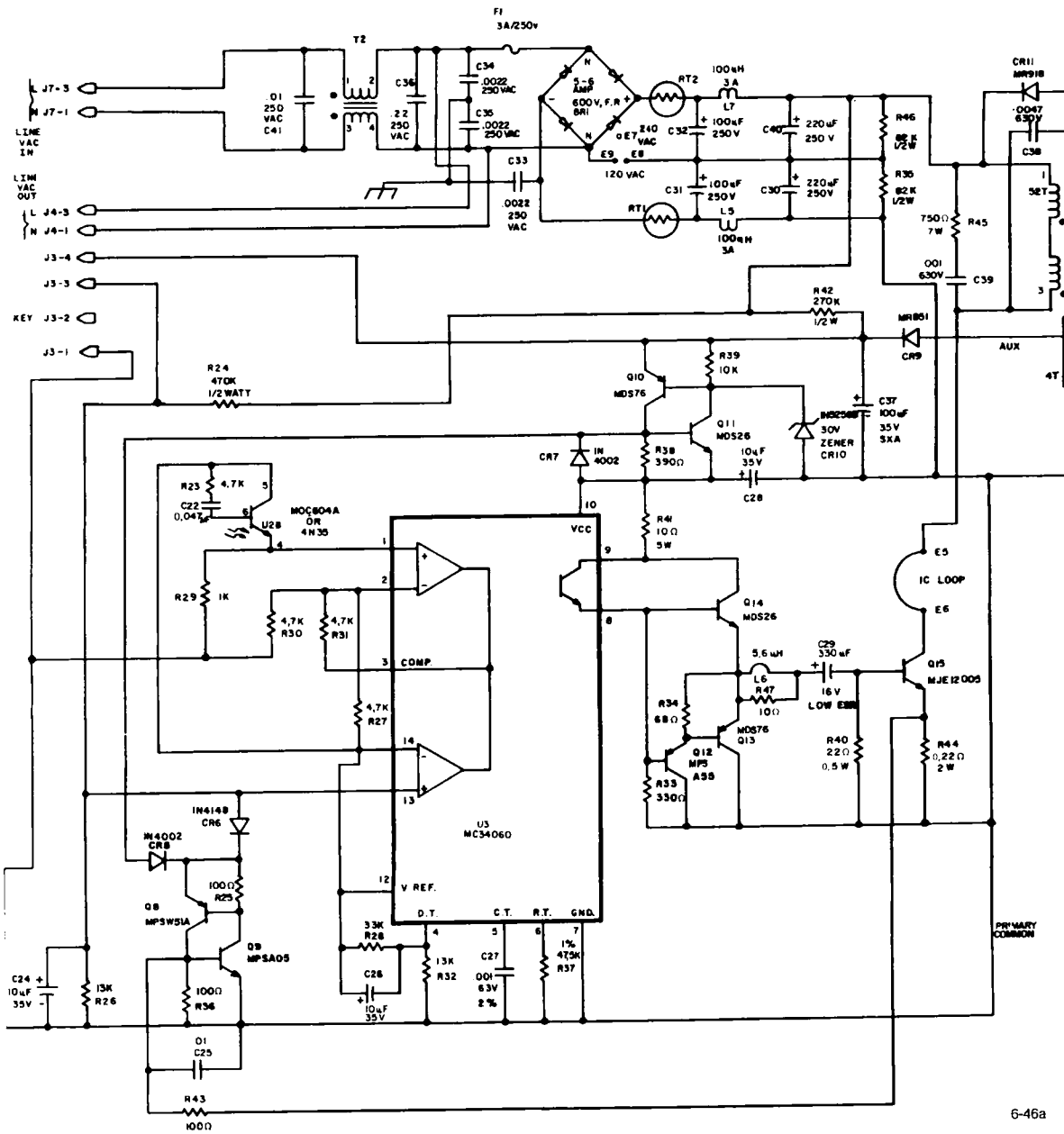
tection contre les surtensions et sous-tensions, (c) l'alimentation auxiliaire pour les circuits de régulation, (d) le filtrage de la tension du secteur et (e) la post-régulation linéaire des alimentations (suiveuses)  $\pm 12$  V. Voyons le circuit en détail.

L'entrée du secteur, d'abord : nous trouvons quatre condensateurs et une paire d'inductances en série, l'ensemble forme un filtre contre les parasites radio. Il est toujours bon de « nettoyer » la tension d'alimentation d'un appareil électronique (voir la section 6.11) ; ici, cependant, un filtrage soigneux est indispensable en plus pour empêcher le bruit à fréquence radio produit à l'intérieur de l'appareil (principalement à cause du découpage) de rayonner vers l'extérieur par les lignes du secteur. Remarquez le cavalier  $E_8$ - $E_9$  qui transforme le redresseur à double alternance (cavalier ouvert) en doubleur à deux alternances (cavalier fermé) ; les fabricants nord-américains qui veulent exporter leur production doivent prévoir une compatibilité 110/220 volts, ce qui est particulièrement simple avec les alimentations à découpage.

Les thermistances  $RT_1$  et  $RT_2$  sont utilisées pour limiter le fort appel de courant à la mise sous tension, au moment où le secteur voit des condensateurs de quelques centaines de microfarads déchargés. Sans les thermistances (ou quelque autre artifice), l'appel de courant peut dépasser facilement les 100 A ! Les thermistances présentent une résistance de quelques ohms, qui tombe à zéro quand elles sont chaudes. Même avec les thermistances, l'appel de courant est impressionnant : les spécifications prévoient un courant de crête de 70 A, au maximum.

Les inductances de 100  $\mu$ H  $L_5$  et  $L_7$  en série dans le circuit de l'alimentation non régulée complètent le nettoyage du bruit de commutation, les résisteurs de 82 k $\Omega$  ( $R_{35}$  et  $R_{46}$ ) sont des « purgeurs » qui garantissent que les condensateurs de filtrage se déchargent complètement quand l'alimentation est débranchée du secteur. Quelques composants passifs supplémentaires « amortissent » les fortes pointes de tension qui risqueraient de détruire le transistor commutateur  $Q_{15}$ . La fonction de la diode  $CR_{11}$  est plus subtile : elle démagnétise le noyau du transformateur en renvoyant

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

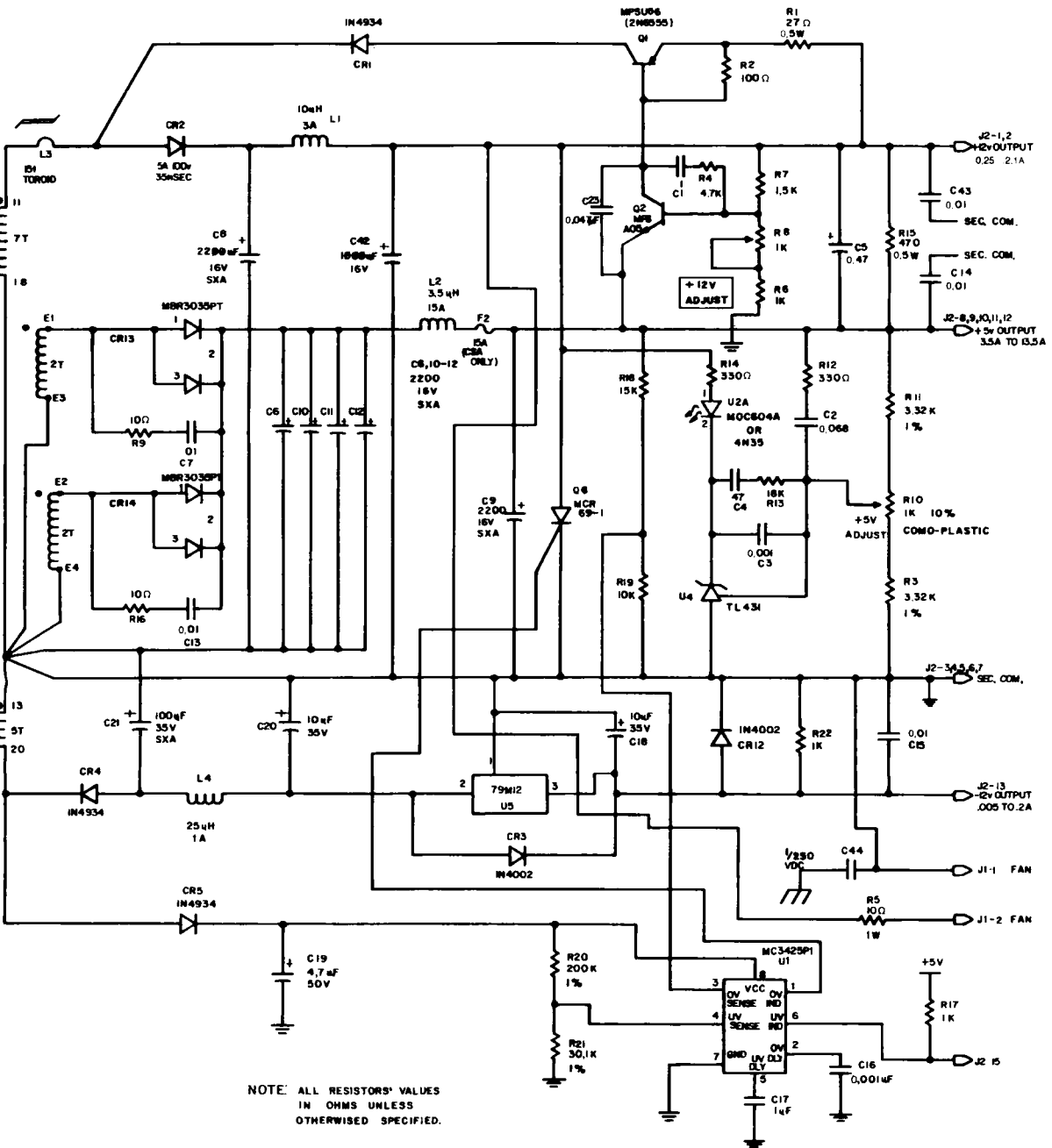


6-46a

Figure 6.46 - Alimentation à découpage utilisée dans l'ordinateur individuel Tandy 2000. La rétroaction de la sortie +5 V transite par l'opto-coupleur  $U_{2A-U_{2B}}$  (Document Tandy. Copyright 1984).



## 6.19 Régulateurs à découpage et convertisseurs continu-continu



## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

aux condensateurs de filtrage  $C_{30}$  et  $C_{40}$  l'énergie inutilisée.

En descendant dans la page, nous trouvons de véritables ruses avec « l'alimentation auxiliaire ». Le circuit régulateur à modulation de largeur d'impulsion et ses accessoires ont besoin d'une basse tension continue sous une faible intensité. Il serait possible d'utiliser une alimentation linéaire séparée avec son propre transformateur alimenté par le secteur. En pratique, la tentation est grande d'ajouter un petit enroulement sur  $T_1$  pour économiser un transformateur séparé. Le concepteur a succombé à cette tentation, comme le montre l'enroulement de 4 spires (broches 9 et 10), dont la tension est redressée et filtrée par  $CR_9$  et  $C_{37}$ . Cette alimentation simple fournit une tension nominale de 15 V.

Les lecteurs à l'œil exercé auront remarqué la faille dans ce schéma : le circuit ne peut pas démarrer seul, puisque l'alimentation auxiliaire n'est présente que si l'alimentation est déjà en marche ! Ce problème n'est pas nouveau : les concepteurs de téléviseurs aiment user de la même astuce ; ils dérivent toutes leurs alimentations à basse tension d'enroulements auxiliaires sur le transformateur à haute fréquence de balayage horizontal. La solution est un circuit de démarrage qui utilise la tension d'entrée non régulée. Dans ce montage, elle provient du résistor  $R_{42}$  qui commence à charger  $C_{37}$  dès la mise sous tension. Rien ne se passe jusqu'à ce que la tension du condensateur dépasse d'un seuil de diode la tension de la Zener  $CR_{10}$  ; à ce point, le thyristor formé par la combinaison de  $Q_{10}$  et  $Q_{11}$  entre en conduction (imaginez comment), ce qui transfère dans  $C_{28}$  la charge de  $C_{37}$  ; c'est suffisant pour alimenter momentanément le circuit de régulation ( $U_3$  et les composants à sa gauche). Une fois les oscillations démarrées,  $CR_9$  fournit une tension de 15 V sous un courant suffisant pour alimenter en permanence le circuit de régulation (ce que  $R_{42}$  ne peut pas faire).

La plupart des composants qui entourent  $U_3$  lui sont nécessaires ( $C_{27}$  et  $R_{37}$ , par exemple, fixent à 25 kHz la fréquence de récurrence des impulsions). Du côté de l'entrée,  $U_{2b}$  applique la rétroaction générale pour maintenir la sortie principale à +5 V, comme nous l'avons décrit plus haut. Les transistors  $Q_8$  et  $Q_9$

forment un deuxième pseudo-thyristor, déclenché cette fois pour bloquer l'oscillateur (et le premier « interrupteur à mémoire »  $Q_{10}Q_{11}$ ) si le courant d'émetteur de  $Q_{15}$  (mesuré par  $R_{44}$ ) est excessif, par exemple si l'alimentation voit une charge en court-circuit. La combinaison de  $R_{43}$  et  $C_{25}$  en série introduit une constante de temps de 1  $\mu$ s pour éviter que le circuit soit déclenché par des pointes de commutation. Le circuit de protection dérive son entrée du diviseur  $R_{26}R_{24}$ , il bloque les oscillations si la tension alternative d'entrée tombe en-dessous de 90 V. Du côté de la sortie du régulateur  $U_3$ ,  $Q_{12}$  à  $Q_{14}$  fournissent, à partir de du pilote NPN dissymétrique interne, l'attaque à fort courant en *push-pull* de la base du transistor de puissance  $Q_{15}$  (imaginez comment). Remarquez la « boucle  $I_C$  », une petite longueur de fil accessible dans le circuit de collecteur de  $Q_{15}$ , qui vous permet d'observer à l'oscilloscope la forme d'onde du courant, au moyen d'une sonde de courant (voyez par exemple le catalogue Tektronix).

Les choses sont beaucoup plus simples du côté des secondaires de  $T_1$ . La sortie +5 V utilise des diodes Schottky de puissance ( $CR_{13}$  et  $CR_{14}$ ) pour leur rétablissement rapide et leur faible chute de tension (les MBR3035PT sont données pour un courant moyen de 30 A à 20 kHz, une tension inverse de 35 V, une chute de tension typique de 0,5 V sous 10 A), avec un « réseau d'amortissement » (10  $\Omega$ /0,01  $\mu$ F) pour protéger les diodes des pointes de tension. Le filtre en  $\pi$  est constitué d'un condensateur d'entrée de 8800  $\mu$ F, une inductance de 3,5  $\mu$ H en série et un condensateur de sortie de 2200  $\mu$ F. (Les sorties à moins fort courant de  $\pm 12$  V utilisent aussi un redressement à simple alternance avec des diodes Schottky et des filtres en  $\pi$  avec des composants de plus faible valeur.) Ce filtrage pourrait paraître excessivement soigneux avec des régulateurs linéaires standard, mais rappelez-vous qu'il n'y a pas de post-régulation — ce qui sort du filtre est la « tension continue régulée » — tout ce filtrage est nécessaire pour limiter l'ondulation, surtout à la fréquence du découpage, aux quelque 50 mV en usage sur ce genre d'alimentation.

La sortie +5 V est mesurée par le diviseur  $R_3R_{10}R_{11}$ , pour commander la « Zener à trois bornes » TL431

( $U_4$ ) ; l'opto-coupleur  $U_2$ , avec quelques résistances et condensateurs de compensation, isole la boucle de rétroaction. La tension de la sortie +5 V est mesurée aussi, par  $R_{18}$  et  $R_{19}$ , pour déclencher le circuit de protection contre les surtensions  $U_1$  (seuil = 2,5 V) ; ce dernier attaque la gâchette du thyristor  $Q_6$ , lequel court-circuite l'alimentation +12 V et provoque l'arrêt total par la limitation de courant au primaire (voir plus haut). Le circuit de protection  $U_1$  détecte aussi une tension insuffisante, par son alimentation propre  $CR_5$  et  $C_{19}$  ; le signal de manque de tension (un transistor NPN saturé raccordé à la masse) est envoyé au microprocesseur pour avertir le système d'une coupure imminente de l'alimentation, et lui permettre de s'arrêter proprement pendant les quelques millisecondes qui restent, sans perdre de données.

ture, mais qui sont essentiels dans le monde réel. La dépense en composants supplémentaires se paie largement par la garantie d'une alimentation solide dans les conditions normales d'utilisation. Bien que cette conception très soignée puisse apparaître comme un excès de zèle, elle résulte d'un calcul rigoureux de rendement : chaque panne chez l'utilisateur coûte des centaines de dollars de réparation et de transport, sans parler de l'image de marque, ternie par des pannes à répétition.

### *Commentaires généraux sur les alimentations à découpage direct du secteur*

1. Les alimentations à découpage direct du secteur (*off-line*) sont d'excellentes alimentations de forte puissance. Leur bon rendement les garde froides, l'absence de transformateur à basse fréquence les rend beaucoup plus petites et légères que leurs équivalents linéaires. Par conséquent, elles sont presque les seules à être utilisées dans les ordinateurs, y compris les ordinateurs individuels. Elles s'insinuent aussi dans les appareils portables, même dans des appareils aussi sensibles au bruit que des oscilloscopes.
2. Les alimentations à découpage sont bruyantes ! Leurs sorties présentent des ondulations de plusieurs dizaines de millivolts, elles polluent les lignes du secteur, elles peuvent même siffler de façon audible. Si le problème est l'ondulation en sortie, la solution peut consister à ajouter un filtre *LC* passe-bas à fort courant ; ou bien vous pouvez ajouter un post-régulateur linéaire à faible tension de déchet. Quelques convertisseurs continu-continu en possèdent, de même qu'un blindage complet et un filtrage soigné de l'entrée.
3. Les alimentations à découpage à sorties multiples existent et sont répandues dans les systèmes informatiques. Cependant, les différentes sorties sont alimentées par des enroulements supplémentaires d'un transformateur commun. Habituellement, la rétroaction est commandée par la sortie à plus fort courant (+5 V en général), ce qui signifie que les autres sorties ne sont pas très bien régulées. On trouve en général une spécification d'« inter-régulation » pour indiquer, par exemple, de combien varie la sortie +12 V quand le courant de la

Les concepteurs de l'alimentation ont eu recours à quelques astuces pour améliorer la régulation des alimentations  $\pm 12$  V, faute de quoi elles fonctionneraient en boucle ouverte en plus de ce qui est essentiellement une alimentation +5 V. Pour la section +12 V, ils ont utilisé la partie +5 V comme référence de l'amplificateur d'erreur  $Q_2$ , qui commande un « amplificateur magnétique ». L'élément essentiel de l'amplificateur magnétique est l'inductance saturable  $L_3$ , alimentée par un « courant de remise à zéro » au moyen de  $Q_1$ . Le courant de remise à zéro détermine le nombre de volts-secondes bloqués par l'inductance avant qu'elle arrive à la saturation magnétique. Portée à la saturation magnétique, l'inductance se comporte comme un conducteur. L'amplificateur magnétique mérite son nom parce qu'un faible courant de commande modifie un fort courant de sortie. Les régulateurs pour amplificateurs magnétiques existent sous la forme de circuits intégrés, comme l'UC3838 d'Unitrode.

Pour la section -12 V, les concepteurs ont opté pour une solution plus simple : une post-régulation linéaire avec un 7912 et des diodes de protection contre l'inversion de polarité. D'un bout à l'autre les concepteurs ont utilisé des condensateurs de découplage et des résistances de décharge (« purge ») sur les sorties continues.

Ce circuit d'alimentation à découpage illustre la plupart des détails qu'on trouve rarement dans la littérature,

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

- sortie principale (+5 V) passe de 75% à 50% ou à 100% de la pleine charge ; la valeur usuelle est de 5%. Quelques alimentations réalisent une excellente régulation des sorties auxiliaires au moyen de post-régulateurs linéaires, mais c'est l'exception. Vérifiez les spécifications !
4. Les alimentations à découpage direct du secteur peuvent réclamer un courant de charge minimal. Si le courant de votre charge risque de tomber en-dessous du minimum, vous devrez ajouter une charge résistive ; sinon la tension de sortie peut s'élever ou osciller. L'alimentation de l'exemple précédent, prévue pour 26 A sous 5 V, doit débiter au moins 1,3 A.
  5. Quand vous travaillez sur une alimentation à découpage alimentée par le secteur, *méfiez-vous* ! Beaucoup de composants sont reliés au secteur et représentent un risque mortel. Vous ne pouvez pas brancher au circuit le fil de masse de votre oscilloscope sans conséquences catastrophiques.
  6. Quand vous mettez une alimentation à découpage sous tension, le secteur voit un gros condensateur électrolytique déchargé (à travers le pont de diodes). Le courant d'« appel » qui en résulte peut être énorme ; pour notre alimentation Power One, la spécification est de 17 A, pour un courant de 1,6 A à pleine charge. Les appareils du commerce ont recours à différentes astuces de « démarrage en douceur » pour garder le courant initial dans des limites civilisées. Nous avons vu une des méthodes : insérer des thermistances à coefficient de température négatif en série dans l'entrée ; une autre consiste à mettre hors circuit un résistor de faible valeur (10  $\Omega$ ) une fraction de seconde après la mise sous tension de l'alimentation.
  7. Les alimentations à découpage comportent habituellement des protections contre les surtensions, comme notre circuit à thyristor, pour le cas où quelque chose se passe mal. Cependant, ce circuit n'est souvent qu'une simple détection par Zener qui coupe l'oscillateur si la tension de sortie dépasse le seuil. On peut imaginer des types de défaillances dans lesquels ces protections ne protégeront rien du tout. Vous pouvez ajouter, pour plus de sécurité, une protection extérieure supplémentaire du type thyristor.
  8. Les alimentations à découpage avaient une réputation de mauvaise fiabilité, mais les conceptions récentes se sont améliorées. Cependant, quand elles décident de partir en fumée, elles le font avec beaucoup de panache ! Nous en avons vu une répandre ses tripes dans une « dé-construction » catastrophique, en vomissant une saleté noire sur ses entrailles, comme sur les composants innocents qui se trouvaient là.
  9. Les alimentations à découpage fiables sont inévitablement complexes et difficiles à concevoir. Vous aurez besoin de transformateurs et d'inductances spéciaux (et nombreux ; figure 6.46). Notre avis est qu'il faut éviter complètement la phase de conception, en *achetant* ce dont vous avez besoin ! Après tout, pourquoi construire ce que vous pouvez acheter ?
  10. Une alimentation à découpage représente une charge peu ordinaire pour le secteur qui l'alimente. En particulier, une augmentation de la tension du secteur provoque une *diminution* de l'intensité consommée, parce que le rendement est à peu près constant : c'est une charge à résistance négative (sur la moyenne de l'onde à 50 Hz), qui peut produire des effets fous. Si la ligne du secteur présente une forte inductance, le système peut osciller.

### Conseils

Heureusement pour vous, nous n'hésitons pas à donner des conseils ! En voici :

1. Pour les systèmes *numériques*, vous avez besoin normalement de +5 V, souvent sous une forte intensité (10 A ou plus). *Conseil* : (a) utilisez une alimentation à découpage du secteur. (b) Achetez-la (quitte à ajouter un filtrage en cas de besoin).
2. Circuits analogiques avec des signaux à bas niveau (amplificateur de signaux faibles, signaux de moins de 100  $\mu$ V, etc.). *Conseil* : utilisez des régulateurs linéaires ; les régulateurs à découpage sont trop bruyants, ils vous pourriront la vie. *Exception* : pour certains appareils à piles, il peut être préférable d'utiliser un convertisseur continu-continu à découpage.

3. N'importe quoi à forte puissance. *Conseil* : utilisez une alimentation à découpage du secteur, elle est plus légère, plus petite, moins chaude.

4. Applications à haute tension, faible puissance (tubes photo-multiplieurs, tubes de flash, amplificateurs d'images, affichages à plasma). *Conseil* : utilisez un élévateur à découpage de faible puissance.

En général, les convertisseurs continu-continu de faible puissance sont faciles à dessiner et réclament peu de composants, grâce à des circuits pratiques comme ceux de Maxim que nous avons vus plus haut. N'hésitez pas à construire les vôtres. Au contraire, les alimentations à découpage de forte puissance (en général, sur le secteur) sont complexes et posent beaucoup de problèmes. Si vous devez concevoir la vôtre, soyez prudent et testez votre schéma complètement. Mieux encore : ravalez votre fierté et achetez la meilleure alimentation que vous puissiez trouver.

## ALIMENTATIONS À USAGE SPÉCIAL

### 6.20 ◇ Régulateurs à haute tension

Quelques problèmes particuliers se posent quand vous dessinez un régulateur linéaire pour produire de fortes tensions. Comme les transistors ordinaires ont une tension de claquage inférieure à 100 V, les alimentations destinées à délivrer des tensions supérieures imposent quelques astuces de conception. Cette section présente un recueil de quelques-unes de ces techniques.

#### ◇ Force brutale : composants à haute tension

Il existe des transistors de puissance, aussi bien des *FET* que des bipolaires, dont la tension de claquage est de 1000 V ou plus ; ils ne sont même pas très chers. Le MJ2005 de Motorola, par exemple, est un NPN de puissance qui présente une tension de claquage collecteur-émetteur de 750 V avec la base à la masse ( $V_{CEO}$ ), et de 1500 V avec la base polarisée en inverse ( $V_{CEX}$ ) ; il coûte moins de 5 dollars par petites quantités. Le MTP1N100 (similaire au type européen BUZ-50) est un *MOSFET* de puissance à canal N qui supporte 1 A, présente une tension de claquage de

1000 V, et ne coûte que quelques dollars. Les *MOS-FET* de puissance, en particulier, sont souvent un excellent choix dans les régulateurs à haute tension, grâce à leur grande zone de sécurité (absence de claquage secondaire dû à l'échauffement).

En faisant fonctionner l'amplificateur d'erreur à un niveau proche de la masse (le diviseur de lecture de tension donne un échantillon à basse tension de la tension de sortie), vous pouvez construire un régulateur à haute tension en ne soumettant à la haute tension que le ballast et son pilote. La figure 6.47 montre le principe, dans ce cas une alimentation régulée de +100 V à +500 V dont le ballast et le pilote sont des *NMOS*. Le ballast  $Q_2$  est piloté par l'amplificateur inverseur  $Q_1$ . L'amplificateur opérationnel sert d'amplificateur d'erreur, il compare une fraction réglable de la tension de sortie à une référence précise de 5 V. Le transistor bipolaire  $Q_3$  limite l'intensité en dérivant l'attaque de grille de  $Q_2$  quand la chute de tension aux bornes du résistor de 33  $\Omega$  est égale à un seuil de diode. Les autres composants ont des fonctions plus subtiles, mais nécessaires : la diode protège  $Q_2$  contre le claquage inverse si  $Q_1$  décide d'abaisser brutalement le potentiel de son drain (alors que le condensateur de sortie maintient le potentiel de la source de  $Q_2$ ). Les divers petits condensateurs assurent une compensation, nécessaire parce que  $Q_1$  est utilisé en amplificateur avec un gain en tension, ce qui rend instable la boucle de l'amplificateur opérationnel (surtout avec la charge capacitive de la sortie). (Avons-nous dit qu'en règle générale les circuits d'alimentations n'utilisent que des suiveurs, avec un gain en courant et non un gain en tension, dans le souci d'assurer automatiquement la stabilité ?) Ce circuit est une exception à l'idée générale selon laquelle les circuits à transistors ne présentent pas de risque de choc électrique !

Nous ne pouvons pas résister à l'envie d'un petit aparté ici : sous une forme légèrement modifiée (remplacement de la référence par un signal d'entrée), ce circuit fait un bel amplificateur à haute tension, utile pour attaquer des charges tordues comme des transducteurs piézo-électriques. Pour cette application particulière, le circuit doit être capable aussi de consommer du courant de la charge capacitive. Assez

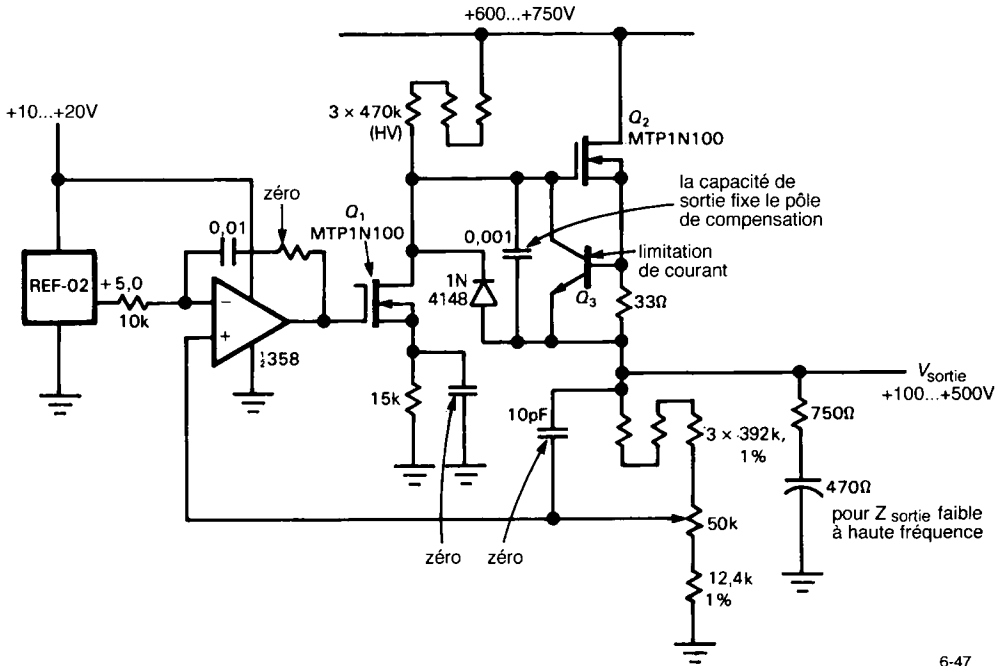


Figure 6.47 - Alimentation régulée à haute tension.

curieusement, le circuit agit comme un pseudo-*push-pull*, avec  $Q_2$  qui débite du courant et  $Q_1$  qui en consomme (à travers la diode) suivant les besoins ; voyez la section 3.14.

Si un régulateur à haute tension est conçu pour fournir seulement une tension fixe, le ballast peut avoir une tension de claquage inférieure à la tension de sortie. Dans le circuit précédent, le remplacement des résisteurs de réglage du courant par une résistance fixe de 1,24 k $\Omega$  fait un régulateur fixe de +500 V. Un ballast de 300 V conviendra, à condition que le circuit garantisse que la tension collecteur-émetteur ne dépassera jamais 300 V, même pendant la mise sous tension, la mise hors tension, ou en cas de court-circuit en sortie. La dernière condition est un défi, mais une Zener de 300 V en parallèle sur  $Q_2$  peut résoudre le problème. Si la Zener est capable de supporter un fort courant, elle peut aussi protéger le ballast contre les charges en court-circuit, si un fusible adéquat est prévu en amont du régulateur. La Zener active citée dans la section 6.6 peut être un bon choix ici.

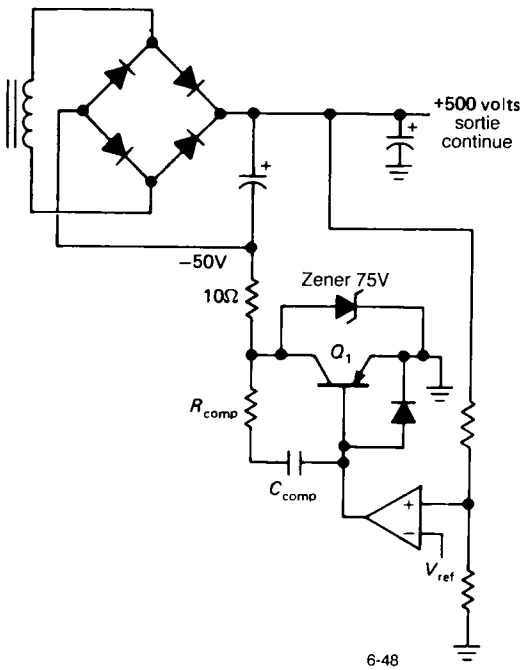
### ◇ Régulation par le retour à la masse

La figure 6.48 montre un autre moyen de réguler de hautes tensions avec des composants à basse tension. Le ballast  $Q_1$  est connecté du côté « inférieur » de l'alimentation, c'est-à-dire avec sa « sortie » à la masse. Il ne voit qu'une fraction de la tension de sortie et se trouve près de la masse, ce qui simplifie les circuits de commande. Comme précédemment, il faut prévoir une protection, pour les phases de mise sous tension et d'arrêt, et contre les surcharges. La protection simple par Zener convient telle qu'elle est représentée, mais rappelez-vous que la Zener doit être capable de supporter la totalité du courant de court-circuit.

### ◇ Décalage du régulateur par rapport à la masse

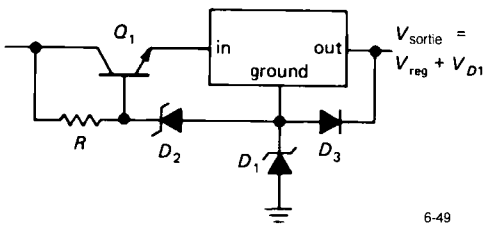
Vous pouvez utiliser une autre méthode pour étendre la plage de tension des régulateurs, y compris les régulateurs tripodes simples : élever la borne commune au-dessus du potentiel de la masse par une Zener (figure 6.49). Dans ce circuit,  $D_1$  ajoute sa tension à la tension de sortie normale du régulateur. La deuxième Zener  $D_2$  limite la tension aux bornes

du régulateur par l'intermédiaire du suiveur  $Q_1$  et assure la protection contre les courts-circuits grâce à la diode  $D_3$ .



6-48

Figure 6.48 - Régulation par le retour à la masse.



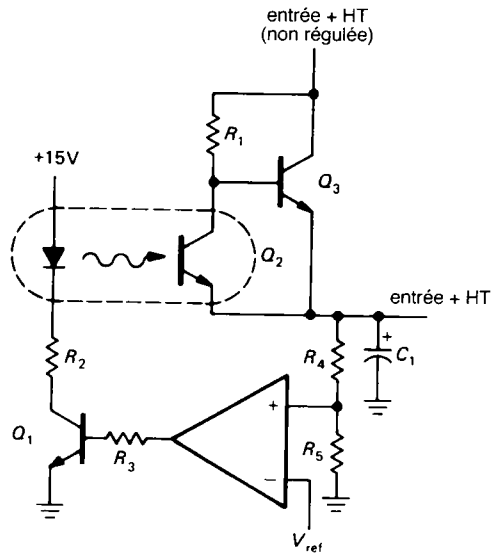
6-49

Figure 6.49

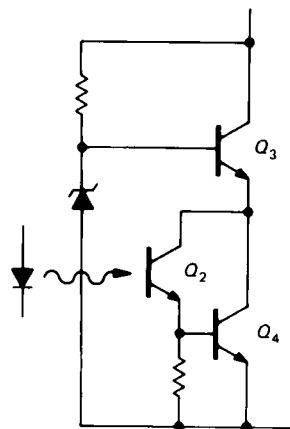
◊ Couplage optique du transistor

Il existe d'autres moyens de résoudre le problème de la tension de claquage du transistor, surtout si le transistor peut avoir une tension de claquage modeste, compte-tenu d'une tension de sortie fixe (et connue). Dans de tels cas, seul le transistor pilote aura à supporter la haute tension, et même cela pourra être évité, grâce à un couplage optique. Les opto-

coupleurs, que nous étudierons en détail dans le chapitre 9 (Vol. 2), en relation avec les techniques d'interface, sont constitués de deux parties isolées électriquement l'une de l'autre : une diode électroluminescente (LED), qui s'illumine sous l'effet d'un courant direct, et un photo-transistor (ou photo-Darlington) installé à proximité dans un boîtier opaque. Le passage d'un courant dans la LED provoque la conduction du transistor, exactement comme le ferait un courant de base. Comme avec un transistor ordinaire, vous appliquerez une tension de collecteur



A



B

6-50

Figure 6.50 - Régulateurs à haute tension opto-isolés.

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

propre à placer le photo-transistor dans sa zone active. Dans de nombreux cas, la connexion de base n'est même pas ressortie du boîtier. La tension d'isolement des composants opto-couplés est habituellement de quelques milliers de volts entre l'entrée et la sortie.

La figure 6.50 montre deux des moyens d'utiliser un photo-coupleur dans une alimentation à haute tension. Dans le premier circuit,  $Q_2$  bloque le ballast  $Q_3$  quand la tension de sortie est trop élevée. Dans la deuxième version, qui ne montre que le circuit du ballast, le photo-transistor augmente la tension de sortie quand il est excité, donc les connexions de l'amplificateur d'erreur seront inversées. Comme les deux circuits produisent un courant à travers le circuit de polarisation du ballast, une charge minimale est nécessaire pour empêcher la tension de sortie de monter en l'absence de charge. Le diviseur de lecture de la tension peut s'acquitter de cette tâche, ou bien un résistor de « purge » peut être connecté à la sortie ; c'est toujours une bonne idée dans une alimentation à haute tension.

### ◇ Régulateur flottant

Un autre moyen d'éviter d'appliquer une haute tension aux organes de commande d'une alimentation à haute tension consiste à faire « flotter » le circuit de régulation au potentiel du ballast, en comparant la tension de sa référence propre à la tension de la masse. L'excellent circuit intégré régulateur MC1466 est prévu pour ce genre d'application, qui impose normalement, pour le circuit intégré lui-même, une alimentation auxiliaire flottante à faible courant. La tension de sortie n'est limitée que par les ballasts et l'isolement de l'alimentation auxiliaire (tension de claquage du transformateur). Le MC1466 est caractérisé par une très bonne régulation et une limitation d'intensité précise ; il convient pour des alimentations « de laboratoire » précises. Un avertissement, cependant, contrairement aux circuits intégrés plus récents, il ne comporte pas de protection thermique.

Le circuit intégré LM10, combinaison d'amplificateur opérationnel et de référence de tension, est un moyen élégant de construire un régulateur flottant. Cette autre trouvaille du légendaire Widlar (voir la section 4.13) fonctionne à partir d'une alimentation

de 1,2 V ; rien n'empêche de l'alimenter à partir de la chute de tension base-émetteur d'un Darlington ! La figure 6.51 montre un exemple. Si vous aimez les analogies, pensez à une girafe qui mesure sa hauteur en regardant la distance qui la sépare du sol, puis la stabilise en développant son cou en fonction de la distance. Le TL783 de Texas Instruments est un régulateur de 125 V qui fonctionne de cette façon ; pour les applications à faible courant il remplace le circuit discret de la figure 6.51.

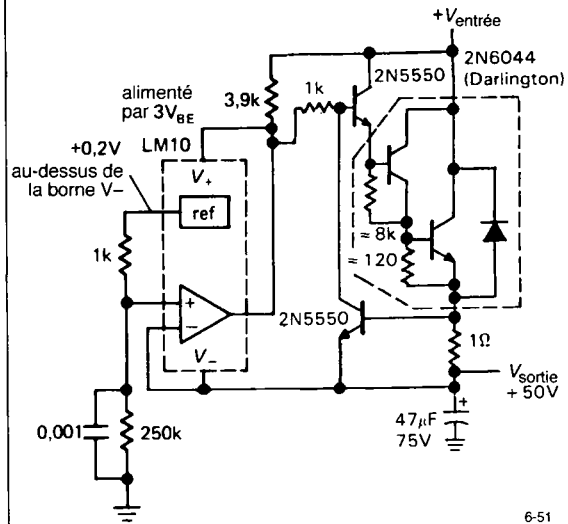


Figure 6.51 - Régulateur flottant à haute tension.

### ◇ Transistors en série

La figure 6.52 illustre une astuce pour connecter les transistors en série et augmenter la tension de claquage. Le pilote  $Q_1$  attaque les ballasts  $Q_2$  à  $Q_4$ , connectés en série, qui se partagent la forte tension du collecteur de  $Q_2$ . Les résisteurs de bases sont choisis de valeur égale et suffisamment faible pour produire le courant de sortie. Le même montage fonctionne aussi bien avec des MOSFET, à condition qu'ils soient munis de diodes de protection des grilles contre le claquage inverse (ne vous souciez pas du claquage direct des grilles, car les MOSFET conduiront vigoureusement avant la tension de claquage directe). Remarquez que les résisteurs de polarisation donnent naissance à un courant de sortie même quand les



transistors sont bloqués ; ici aussi une charge minimale est nécessaire pour empêcher la tension de sortie de monter au-dessus de la tension régulée. Il est souvent bienvenu de placer de petits condensateurs en parallèle sur les résisteurs de division pour assurer l'effet de division à haute fréquence ; choisissez une valeur de condensateur suffisamment forte pour noyer les différences de capacité de grille des transistors, sinon la division inégale risque de diminuer la tension de claquage totale.

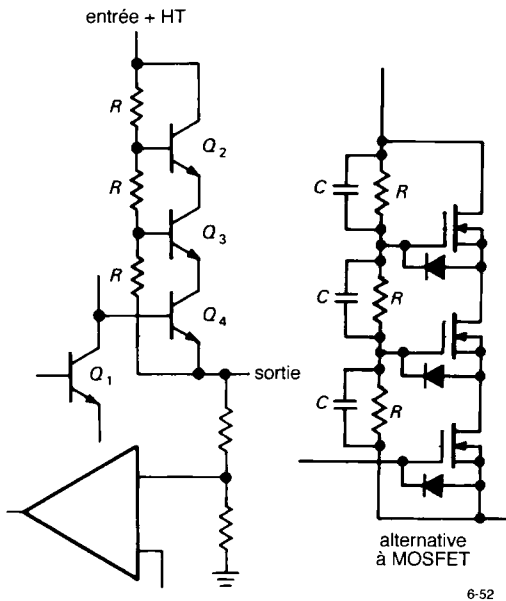


Figure 6.52 - Élévation de la tension de claquage par le montage de transistors en série.

Les transistors connectés en série peuvent, naturellement, être utilisés dans des circuits autres que les alimentations. Vous en verrez quelquefois dans des amplificateurs à haute tension, bien que les *MOSFET* à haute tension rendent inutile ce genre d'artifice.

Dans les circuits à haute tension comme celui-ci, il est facile de négliger le fait que vous pouvez avoir besoin de résisteurs de 1 W ou plus, au lieu des modèles standard de 1/4 W. Un piège plus subtil guette les étourdis, à savoir la limite de tension de 250 V pour les résisteurs quart de watt standard (« carbone »), quelle que soit la puissance dissipée. Les résisteurs au carbone soumis à des tensions supé-

rieures montrent des coefficients de tension ahurissants, sans parler des changements définitifs de résistance. Par exemple, dans une mesure réelle (figure 6.53) un diviseur de 1000:1 (10 M $\Omega$ /10 k $\Omega$ ) donne un rapport de division de 775:1 (une erreur de 29% !) quand il est soumis à une tension de 1 kV ; remarquez que la *puissance* reste dans les limites permises. Cet effet non ohmique est particulièrement important dans le diviseur de mesure de la tension de sortie des alimentations et amplificateurs à haute tension — méfiez-vous ! Des fabricants comme Victoreen proposent des résisteurs de différentes sortes conçues pour les applications à haute tension de ce genre.

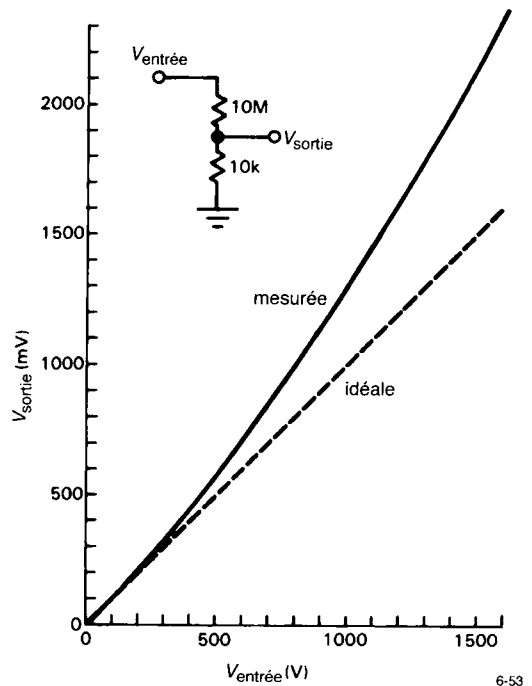


Figure 6.53 - Les résisteurs au carbone aggloméré accusent une réduction de résistance au-delà de 250 V.

#### ◊ Régulation de l'entrée

Une autre technique utilisée quelquefois dans les alimentations à haute tension, spécialement à faible courant, consiste à réguler l'entrée plutôt que la sortie. Cela se pratique habituellement avec des convertisseurs continu-continu à haute fréquence, car une

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

tentative avec les 50 Hz du secteur donnera une piètre régulation et une forte ondulation résiduelle. La figure 6.54 montre le principe général. Le transformateur  $T_1$ , avec le circuit associé, fournit une tension continue non régulée de valeur utilisable, par exemple 24 V ; la tension d'entrée pourrait aussi être fournie par un accumulateur. Elle alimente un générateur d'ondes carrées de puissance, dont la sortie est redressée en double alternance et filtrée. Cette tension continue filtrée est la tension de sortie, dont un échantillon est utilisé pour commander le rapport cyclique ou l'amplitude du générateur d'ondes carrées. Comme l'oscillateur travaille à haute fréquence, la réponse est rapide ; le filtrage est facile, puisque les deux alternances de l'onde carrée sont redressées. Le transformateur  $T_2$  doit être conçu pour les hautes fréquences, les noyaux feuilletés ordinaires occasionneront trop de pertes. Les transformateurs adéquats ont des noyaux en poudre de fer, ferrite, ou des noyaux toriques en tôle enroulée ; ils sont plus petits et plus légers que les transformateurs ordinaires de même puissance nominale. Aucun composant à haute tension n'est nécessaire, hormis le pont redresseur et le condensateur de sortie, naturellement.

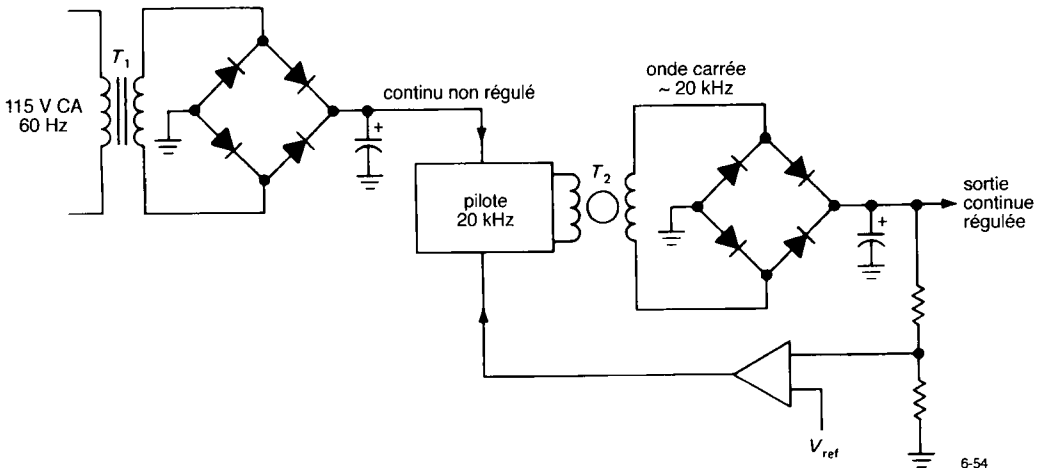
Le lecteur attentif peut éprouver un sentiment de *déjà vu* [en français dans le texte. NdT] en lisant le dernier paragraphe. En fait, il décrit presque exactement les

régulateurs à découpage. La différence la plus significative est que les régulateurs à découpage utilisent les inductances pour stocker l'énergie, alors qu'ici  $T_2$  est un transformateur (même à haute fréquence). Cette alimentation à haute tension, comme les régulateurs à découpage, produit une ondulation et du bruit à haute fréquence.

### Alimentations indirectes vidéo

Le régulateur indirect (*flyback*) de la figure 6.43 est utilisé couramment pour produire la THT (Très Haute Tension) des tubes cathodiques de télévision ou d'affichage vidéo. Comme nous le verrons, ce circuit est particulièrement astucieux, parce qu'il produit aussi la rampe qui attaque les bobines de déviation pour le balayage horizontal.

L'idée de base est d'utiliser un transformateur dont le rapport des nombres de spires est élevé. Le primaire est commandé par un transistor saturé, comme dans un régulateur indirect classique. La tension de sortie est prélevée sur le secondaire et redressée pour produire la haute tension continue ; voir la figure 6.55. Le transistor  $Q_1$  est commandé par des impulsions longues qui ramènent le primaire à la masse. Il peut osciller de lui-même ou être commandé par un oscillateur extérieur. La diode  $D_1$  a un rôle « d'amortisseur » qui empêche le potentiel du collecteur de  $Q_1$



6-54

Figure 6.54 - Alimentation à découpage à haute tension.

de s'élever trop haut pendant la coupure. La diode  $D_2$ , connectée à l'enroulement secondaire à haute tension, redresse la tension de sortie, typiquement 10 kV à 20 kV sous quelques milliampères. La fréquence de fonctionnement est de 15 kHz ou plus, ce qui signifie que le condensateur de filtrage  $C_1$  peut être de quelques centaines de picofarads seulement (vérifiez vous-même en calculant l'ondulation).

Remarquez que le courant de collecteur est une rampe à croissance linéaire, qui est utilisée le plus souvent pour piloter les bobines de déviation magnétique et produire le balayage horizontal du tube. Dans de tels cas, la fréquence de l'oscillateur fixe la fréquence de balayage. Le circuit de commande est l'« oscillateur bloqué », un oscillateur à relaxation qui produit des propres impulsions d'excitation.

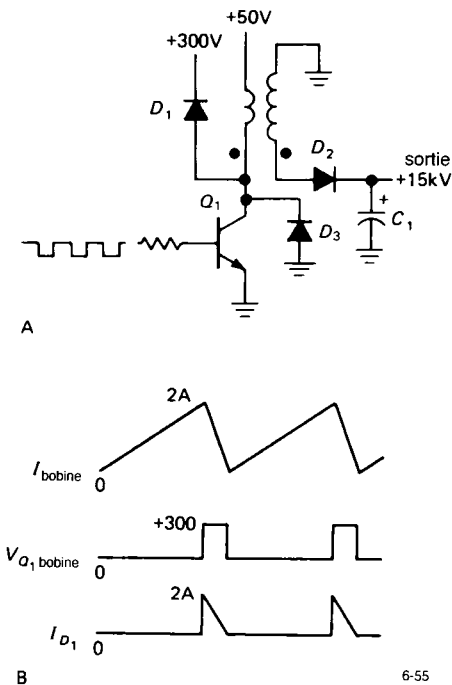


Figure 6.55 - Alimentation indirecte à haute tension.

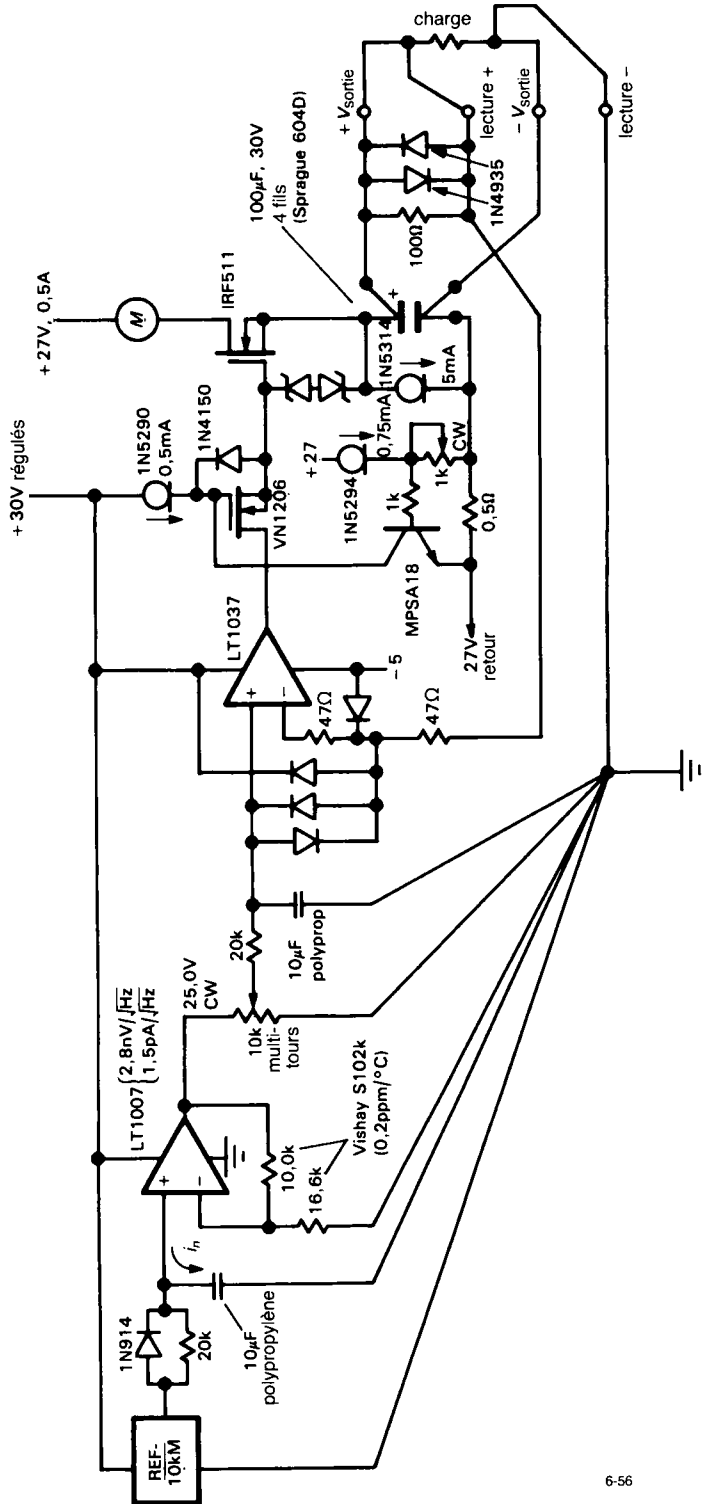
### 6.21 ◊ Alimentations à faible bruit et à faible dérive

Les alimentations que nous avons décrites jusqu'ici sont plutôt bonnes : elles présentent une tension d'ondulation et de bruit inférieure à un millivolt, et

une dérive en température de quelque 100 ppm/°C. C'est mieux que ce qui est nécessaire pour tout ce que vous aurez à alimenter. Cependant, il y a des cas où vous aurez besoin de meilleures caractéristiques, et vous ne pourrez pas les obtenir avec un régulateur intégré. La solution consiste à dessiner votre propre régulateur, en utilisant la meilleure référence intégrée disponible (pour la stabilité et le niveau de bruit ; voyez par exemple le REF101KM dans le tableau 6.7). Une stabilité de cet ordre (<1 ppm/°C) est nettement supérieure à celle des résisteurs à couche métallique courants (50 ppm/°C), par exemple ; vous sélectionnez donc soigneusement les amplificateurs opérationnels et les composants passifs, pour que leurs erreurs et leurs dérives ne dégradent pas les caractéristiques générales.

La figure 6.56 montre le schéma complet d'une alimentation continue régulée dont le bruit et la dérive sont exceptionnellement faibles. Cela commence par l'excellente référence REF101KM de Burr-Brown, qui garantit un coefficient de température inférieur à 1 ppm/°C, en même temps qu'un très faible bruit (6  $\mu\text{V cc}$ , 0,1 à 10 Hz). De plus, il réalise cela sans système thermostatique, ce qui contribue à réduire le bruit de surface de Zener. La référence est suivie par un filtre passe-bas qui réduit encore le bruit. La forte capacité du condensateur est nécessaire pour supprimer le courant de bruit de l'amplificateur opérationnel : la valeur indiquée convertit le courant de bruit (1,5 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$  à 10 Hz) en une tension de bruit de 2,4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , comparable à la valeur  $e_b$  de l'amplificateur opérationnel. Le condensateur est au polypropylène parce que ses fuites (ou plus précisément les variations de ces fuites en fonction du temps et de la température) doivent être inférieures à 0,1 nA pour éviter des dérives de quelques microvolts de la tension de sortie. La tension de la référence est portée à 25 V par l'amplificateur opérationnel dont les résistances de rétroaction ont un coefficient de température ultra-faible (0,2 ppm/°C) ; remarquez la tension d'alimentation de +30 V. La référence de tension de 25 V obtient un diviseur pour fournir la tension de sortie désirée, qui passe par un deuxième filtre passe-bas, toujours avec un condensateur à faibles fuites. Comme la division est effectuée par un potentiomètre, le coefficient de

Figure 6.56 - Alimentation ultra-stable à faible bruit.



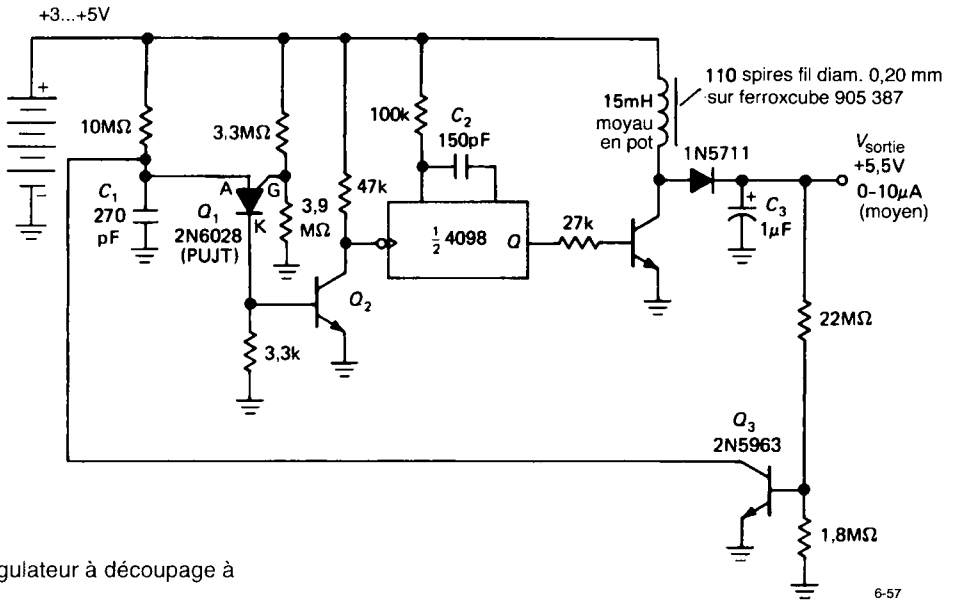


Figure 6.57 - Régulateur à découpage à micropuissance.

6-57

température n'est pas critique, la mesure est celle d'un rapport.

Le reste du circuit est simplement un suiveur, avec un amplificateur de précision à faible bruit pour comparer la tension de sortie d'un ballast à *MOSFET* de puissance. L'amplificateur utilisé est sans compensation, puisque le gros condensateur de sortie fournit le pôle dominant de la compensation. Remarquez le circuit inhabituel de limitation d'intensité et l'usage généreux des « diodes » à courant constant (en réalité de *JFET*) pour fournir les courants de polarisation. Remarquez aussi l'utilisation de fils séparés pour lire la tension aux bornes de la charge. Dans un circuit de précision comme celui-ci, il est important de veiller aux circuits de masse car un courant de 100 mA, par exemple, qui parcourt une longueur de 25 mm de fil de 0,5 mm<sup>2</sup> de section y produit une chute de tension de 100 μV, soit une erreur de 100 ppm pour une tension de sortie de 1 V. Le circuit représenté a d'excellentes caractéristiques, il dépasse d'un facteur 100 les valeurs de bruit et de dérive données précédemment. Selon EVI, Inc (Columbia), qui a fourni aimablement ce schéma, il produit un bruit et un ronflement inférieurs à 1 μV, le coefficient de température est inférieur à 1 ppm/°C, l'impédance de sortie

est inférieure à 1 μΩ, la dérive est inférieure à 1 ppm par jour de fonctionnement.

Nous parlerons plus dans le prochain chapitre de la conception d'appareils de précision et à faible bruit.

## 6.22 ◊ Régulateurs à micropuissance

Comme nous l'avons indiqué plus haut, il est possible de concevoir des circuits, alimentés par des piles, qui consomment un courant de repos très faible, souvent quelques dizaines de microampères seulement. C'est ce qui est nécessaire, naturellement, pour faire fonctionner le circuit, une montre ou une calculatrice, des mois ou des années avec une petite pile. Par exemple, une pile alcaline de 9 V est épuisée après avoir débité environ 400 mAh ; ainsi vous pouvez alimenter avec elle une charge de 50 μA pendant à peu près un an (8800 heures). Si des circuits à *micropuissance* comme ceux-là ont besoin de tensions régulées, vous ne pouvez pas vous permettre de gaspiller les 3 mA de courant de repos d'un 78L05 ; vous ramèneriez la durée de vie de la pile à moins d'une semaine !

La solution consiste soit à dessiner un régulateur à micropuissance en composants discrets, soit à utiliser

un régulateur conçu pour les micropuissances. Heureusement, quelques bons circuits intégrés sont apparus ces dernières années. L'un des meilleurs est le LP2950 de National Semiconductor, disponible en boîtier TO-92 (petit transistor) en version tripode à tension fixe de 5 V (LP2950ACZ-5.0) et en version multibroche ajustable de 1,2 V à 30 V (LP2951). Les deux versions ont un courant de repos de 75  $\mu\text{A}$ . Pour des courants de repos encore plus faibles, vous trouvez les régulateurs ajustables en deux polarités ICL7663/4 (ou MAX663/4) avec un courant de repos de 4  $\mu\text{A}$ . Nous étudierons les régulateurs à micropuissance, avec tous les aspects de la conception d'appareils alimentés par piles, dans le chapitre 14 (Vol. 2).

Comme exemple de ce que vous pouvez faire avec des composants discrets, nous montrons sur la figure 6.57 un circuit à micropuissance conçu pour l'utilisation d'une pile au lithium dans un stimulateur cardiaque ; il convertit une tension d'entrée comprise entre +5 V et +3 V (quand la pile vieillit) en une alimentation régulée de +5,5 V. L'alimentation a un courant de repos de 1  $\mu\text{A}$  et présente une régulation de 5% environ avec un rendement de conversion de 85% à pleine charge pour toutes les tensions d'entrée. Comme nous l'avons remarqué en étudiant les alimentations à découpage, un régulateur linéaire utilisant un oscillateur, un doubleur et un ballast aurait un rendement nettement moins bon, à cause des pertes dues à la forte tension non régulée. La technique indirecte est effectivement un multiplicateur de tension à rapport variable, avec un excellent rendement qui le rend séduisant pour les applications à micropuissance.

Le transistor unijonction programmable (PUJT) 2N6028 est un composant d'oscillateur à relaxation. Son électrode de mesure (l'anode) ne consomme pas de courant jusqu'à ce que sa tension dépasse d'un seuil de diode la tension de programmation de la gâchette ; à ce point la conduction s'établit fortement entre anode et cathode, ce qui décharge le condensateur. L'impulsion positive qui en résulte sur la base de  $Q_2$  tire le collecteur à la masse, ce qui déclenche le monostable 4098 (voir la section 8.20, Vol. 2), lequel

à son tour délivre une impulsion positive de durée constante sur sa sortie  $Q$ .

Dans ce circuit,  $Q_3$  mesure la tension de sortie et détourne le courant de charge de  $C_1$ , ce qui réduit la fréquence des impulsions de transfert d'énergie à l'inductance, pour maintenir la tension de sortie souhaitée. Remarquez les fortes valeurs de résistances dans tout le circuit. La compensation en température n'est pas un problème ici puisque le circuit fonctionne dans une enceinte thermostatée mobile à 98,6°F. (Avertissement : relisez la « notice légale » de la préface.)

### 6.23 Convertisseurs de tension à condensateurs flottants (pompes de charge)

Nous avons étudié dans la section 6.19 les alimentations à découpage, avec leur faculté bizarre de produire une tension continue de sortie supérieure à celle d'entrée, voire de polarité opposée. Nous avons indiqué que les convertisseurs à condensateurs flottants vous permettent de faire à peu près la même chose. Que sont ces mystérieux condensateurs flottants ?

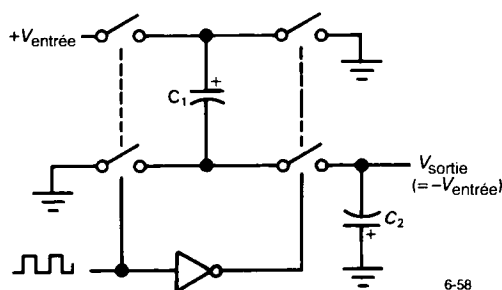


Figure 6.58 - Inverseur à condensateurs flottants. Les condensateurs extérieurs  $C_1$  et  $C_2$  sont des modèles au tantale de 10  $\mu\text{F}$ .

La figure 6.58 montre le schéma simplifié du circuit intégré CMOS 7662 proposé par Intersil et beaucoup d'autres. Il comporte un oscillateur interne, quelques interrupteurs CMOS, et ne demande qu'une paire de condensateurs extérieurs pour faire son travail. Quand la paire d'interrupteurs d'entrée est fermée (conductrice),  $C_1$  se charge à la tension  $V_{\text{entrée}}$  ; pendant la deuxième moitié du cycle,  $C_1$  est déconnecté de l'entrée et connecté à l'envers aux bornes de sortie.

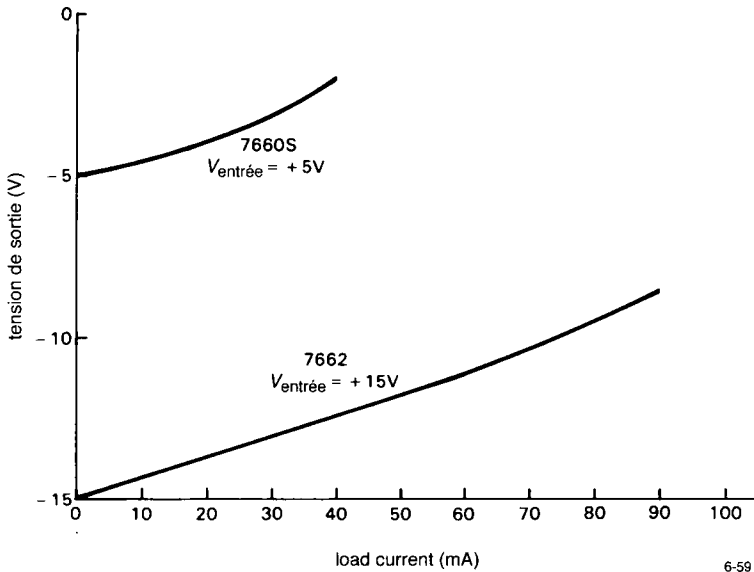


Figure 6.59 - La tension de sortie d'un inverseur à condensateurs flottants diminue fortement sous la charge.

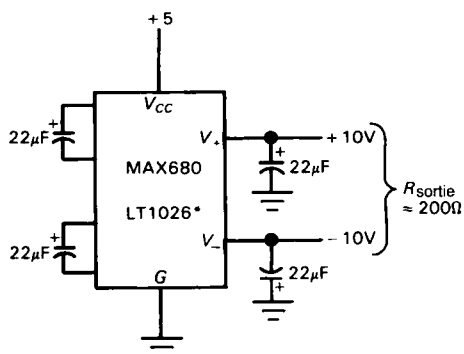
Il transfère donc sa charge à  $C_2$  (et à la charge), ce qui produit une tension de sortie d'environ  $-V_{\text{entrée}}$ . Vous pouvez aussi utiliser le 7662 pour produire une tension de sortie de  $2V_{\text{entrée}}$  en établissant les connexions de telle façon que  $C_1$  se charge comme précédemment, mais se trouve ensuite connecté en série avec la tension d'entrée.

Cette technique des condensateurs flottants est simple et efficace, elle demande peu de composants et pas d'inductance. Cependant la tension n'est pas régulée, elle s'effondre rapidement si la charge dépasse quelques milliampères (figure 6.59). Comme tous les composants *CMOS*, les convertisseurs ont une plage de tension limitée ; la plage de tension  $V_{\text{entrée}}$  du 7662 va de 4,5 V à 20 V (1,5 V à 10 V pour son prédécesseur, le 7660). Enfin, contrairement aux circuits élévateurs et inverseurs inductifs, qui peuvent produire n'importe quelle tension, les convertisseurs de tension à condensateurs ne peuvent produire que des multiples entiers de la tension d'entrée. Malgré ces inconvénients, ils peuvent être très utiles dans certaines circonstances, par exemple pour alimenter des amplificateurs opérationnels bipolaires ou un port

sériel (voir les chapitres 10 et 11, Vol. 2) sur une platine où la seule tension disponible est le +5 V.

Il existe d'autres circuits intégrés intéressants qui utilisent les condensateurs flottants. Le MAX680 de Maxim fournit  $\pm 10$  V (jusqu'à 10 mA) à partir de +5 V (figure 6.60). La tension de sortie du LT1026 de Linear Technology peut aller jusqu'à  $\pm 20$  V (20 mA), il utilise des condensateurs plus petits (1  $\mu\text{F}$  au lieu de 20  $\mu\text{F}$ ). Le LT1054 combine un convertisseur à condensateurs flottants et un régulateur linéaire pour offrir une sortie stable jusqu'à 100 mA (avec un rendement inférieur, naturellement). La série des MAX232 et le LT1080 combinent une alimentation  $\pm 10$  V à condensateurs et un port sériel RS232C (voir le chapitre 11, Vol. 2), ce qui élimine les alimentations bipolaires de beaucoup de platines d'ordinateur ; quelques circuits intégrés de la série MAX232 intègrent même les condensateurs. Le LTC1043 est un composant sans affectation spéciale, qui vous permet tous les tours de magie. Par exemple, vous pouvez utiliser un condensateur flottant pour transférer près de la masse, où vous pourrez l'exploiter, une chute de tension mesurée à un endroit malcommode (comme celle d'un *shunt* de mesure d'intensité situé près de

l'alimentation positive). La feuille de caractéristiques du LT1043 comporte huit pages d'applications astucieuses comme celle-là.



\*condensateurs 1µF ;  $R_{\text{sortie}} \approx 100\Omega$

6-60

Figure 6.60 - Alimentation double à condensateurs flottants. Le LT1026 est similaire, mais sa résistance de sortie est de 100 Ω environ et les condensateurs sont de 1 µF seulement.

### 6.24 Alimentations à courant constant

Nous avons décrit dans les sections 2.6 et 2.14 quelques méthodes propres à produire un courant constant dans un circuit, y compris des courants programmables par une tension avec une charge flottante ou raccordée à la masse et différentes formes de miroirs de courant. La section 3.6 nous a montré comment construire quelques sources de courant simples, y compris les « diodes régulatrices de courant » (un *JFET* avec la grille reliée à la source) comme la série 1N5283. Nous avons vu dans la section 4.7 comment améliorer les caractéristiques des sources de courant (au moins à basse fréquence) par l'utilisation d'amplificateurs opérationnels. Enfin, dans la section 6.15 nous avons mentionné un circuit intégré pratique : la source de courant à trois bornes LM334. Cependant, on a souvent besoin d'un appareil autonome capable de fournir un courant et une tension substantiels. Nous verrons dans cette section quelques-unes des techniques les plus en vogue.

#### ◇ Régulateur tripode

Nous avons montré dans la section 6.18 comment faire d'un régulateur tripode ajustable une source de

courant délicieusement simple. Le régulateur de type 317, par exemple, maintient une tension constante de 1,25 V (barrière de potentiel) entre sa sortie et sa broche de réglage (« ADJ ») ; en connectant un résistor entre ces deux broches, vous obtenez un composant à courant constant à deux bornes, capable de consommer et de débiter du courant. Les performances se dégradent sous une tension inférieure à 3 V aux bornes du circuit, puisque le régulateur lui-même a une tension de déchet de 2 V.

Ce type de source de courant convient pour des intensités modérément élevées : le LM317 supporte un courant maximal de 1,5 A et une chute de tension maximale de 37 V. Son cousin à haute tension, le LM317HVK, peut supporter une chute de tension de 57 V. Il existe des versions à plus fort courant, comme les LM338 (5 A) et LM396 (10 A), mais sous des tensions plus faibles. Les régulateurs tripodes ne fonctionnent pas comme sources de courant en-dessous de 10 mA, le courant de repos maximal. Remarquez, cependant, que ce courant n'est pas un erreur de la source, puisqu'il circule de l'entrée à la sortie ; le courant de la broche *ADJ* (normalement de 50 µA) varie d'environ 20% dans la plage de température, il est négligeable par comparaison.

Dans les temps anciens, avant que soient disponibles des régulateurs tripodes ajustables, on utilisait quelquefois des régulateurs fixes 5 V (par exemple le 7805) comme sources de courant dans une configuration similaire (en substituant *GND* à *ADJ*). Ce montage est moins bon, parce qu'à faible courant de sortie le courant de repos du régulateur (8 mA) provoque une erreur importante, et parce qu'à fort courant la chute de tension de 5 V aux bornes du résistor de réglage du courant provoque une dissipation de chaleur inutile.

#### ◇ Mesure par la ligne d'alimentation

Une technique simple qui donne de bons résultats consiste à construire un régulateur série classique, avec la lecture du courant à l'entrée du transistor ballast (figure 6.61). Le résistor de mesure du courant (*shunt*)  $R_2$  sera de préférence d'un type à faible coefficient de température. Pour les applications de précision ou à très fort courant, vous aurez intérêt



à utiliser un type à quatre fils, conçu spécialement pour les applications de mesure de courant, avec les fils de mesure connectés à l'intérieur. La tension mesurée ne dépend pas de la résistance de la connexion des fils qui véhiculent le courant ; pour la clarté, ces derniers sont dessinés en gras sur le schéma.

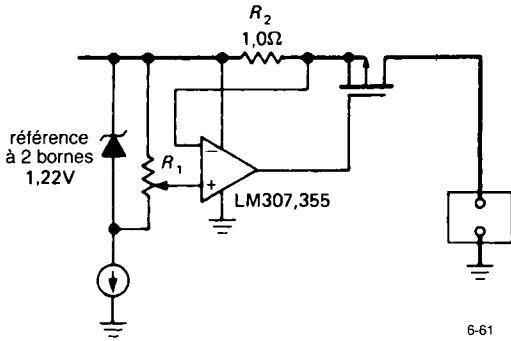
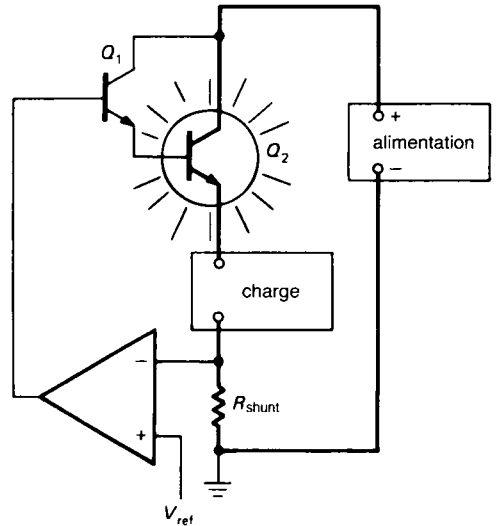


Figure 6.61 - Mesure par la ligne d'alimentation.

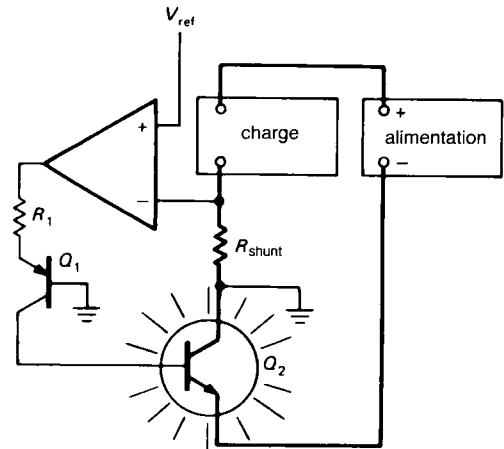
Pour ce circuit, vous devrez utiliser un amplificateur opérationnel dont la plage de tension d'entrée en mode commun s'étend jusqu'à la tension d'alimentation positive (le 307, le 355 et le 441 présentent cette propriété), à moins, bien sûr, que vous l'alimentiez par une source auxiliaire plus positive. Le *MOSFET* de ce montage peut être remplacé par un ballast PNP ; cependant, comme le courant de sortie inclurait le courant de base, vous aurez intérêt à utiliser un Darlington pour minimiser l'erreur. Remarquez que le transistor de sortie peut être à canal N (monté en suiveur) si les entrées de l'amplificateur opérationnel sont interverties. Cependant la source de courant présentera une impédance trop basse aux fréquences qui approcheront la fréquence de coupure de l'amplificateur opérationnel, puisque la sortie est en fait une source-suiveuse. C'est une erreur courante dans les montages en source-suiveuse, parce que l'analyse en courant continu montre un fonctionnement correct.

#### ◇ Mesure du courant dans la ligne de retour

Un bon moyen de construire une source de courant précise consiste à mesurer la tension aux bornes d'un résistor de précision en série avec la charge, puisque cela rend plus facile l'élimination des erreurs dues aux courants d'attaque de base ; le courant d'attaque de base doit traverser à la fois la charge et le résistor de mesure, ou bien n'en traverser aucun des deux. Or, pour satisfaire cette condition, il faut faire « flotter » soit la charge soit l'alimentation, d'au moins la chute



A



B

6-62

Figure 6.62 - Mesure du courant dans le retour à la masse.

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

de tension aux bornes du résisteur de mesure. La figure 6.62 montre deux circuits qui utilisent des charges flottantes.

Le premier circuit est un ballast en série ordinaire, le signal d'erreur résulte de la chute de tension aux bornes d'une petite résistance insérée dans le chemin de retour à la masse. Le chemin des courants forts est dessiné en traits gras. Le montage Darlington n'est pas utilisé ici pour éviter l'erreur de courant de base, puisque la mesure prend en compte tout le courant qui traverse la charge, mais afin de maintenir le courant d'attaque assez faible pour que l'amplificateur d'erreur soit un amplificateur opérationnel ordinaire. Le résisteur de mesure sera un modèle de précision de puissance, de préférence à quatre fils. Dans le deuxième circuit le transistor de régulation  $Q_2$  est dans le chemin de retour à la masse du courant fort. L'avantage ici est que son collecteur est à la masse, vous n'avez donc pas à vous soucier d'isoler le dissipateur.

Dans les deux circuits,  $R_{\text{mesure}}$  sera choisie pour provoquer une chute de 1 V environ sous le courant nominal ; sa valeur est un compromis entre les erreurs dues au décalage en entrée de l'amplificateur opérationnel, d'un côté, et la dissipation et la réduction de la dynamique de sortie, de l'autre côté. Si le montage devait fonctionner sur une large plage de courants de sortie,  $R_{\text{mesure}}$  devrait être un jeu de résisteurs de précision, et la valeur adéquate serait sélectionnée par un commutateur.

### ◇ Charge à la masse

S'il est important que la charge revienne à la masse, on peut utiliser un circuit à alimentation flottante. La figure 6.63 montre deux exemples. Dans le premier circuit, l'amplificateur opérationnel bizarre représente un amplificateur d'erreur avec un tampon de sortie à fort courant, alimenté par des tensions symétriques ; il pourrait s'agir d'un 723 (pour un courant de 150 mA) ou l'un des amplificateurs à fort courant du tableau 4.4. L'alimentation à fort courant a une borne commune qui flotte par rapport à la masse du circuit, il est donc important que l'amplificateur d'erreur (ou au moins le tampon de sortie) soit alimenté par la source flottante, de telle façon que le

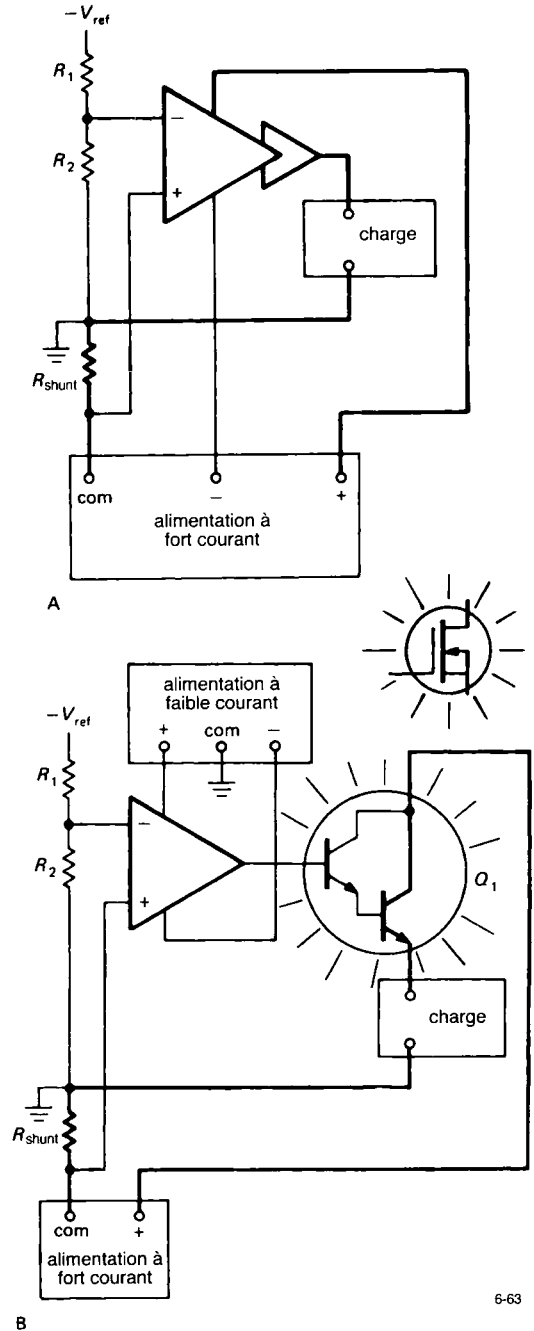


Figure 6.63 - Sources de courant pour charges raccordées à la masse avec une alimentation à fort courant flottante.

courant de base revient à travers  $R_{\text{mesure}}$ . Une alimentation auxiliaire de faible puissance avec un point commun à la masse serait nécessaire si l'appareil contenait d'autres amplificateurs opérationnels. Une référence négative (par rapport à la masse du montage) programme le courant de sortie. Remarquez la polarité des entrées de l'amplificateur d'erreur.

Le deuxième circuit illustre l'utilisation d'une deuxième alimentation à faible puissance quand l'amplificateur d'erreur est un modèle ordinaire à faible courant. Le ballast  $Q_2$  est situé hors de la platine, il faut que ce soit un Darlington (ou un MOSFET) puisque le courant de base traverse la charge mais pas le *shunt* de mesure. Cette fois, l'amplificateur est alimenté par la même alimentation symétrique, avec la masse commune, que le reste de l'appareil. Ce montage convient comme appareil de laboratoire simple, avec la petite alimentation symétrique incorporée et l'alimentation de puissance connectée à l'extérieur. La tension et l'intensité de cette dernière pourront être choisies en fonction de chaque application.

### 6.25 Modules d'alimentation du commerce

Tout au long de ce chapitre, nous avons décrit la façon de construire votre propre alimentation, en supposant implicitement que c'était la meilleure chose à faire. Nous n'avons suggéré qu'une fois, dans l'étude des alimentations à découpage du secteur, que la meilleure chose à faire était de ravalier votre fierté et d'acheter une alimentation du commerce.

Les réalités de la vie économique étant ce qu'elles sont, la meilleure décision est souvent d'utiliser une des nombreuses alimentations commerciales proposées par ACDC, Acopian, Computer Products, Lambda, Power One et, littéralement, des centaines d'autres. Tous proposent aussi bien des modèles linéaires qu'à découpage, en quatre sortes de présentation :

1. Alimentations modulaires moulées : ce sont des alimentations de petite puissance, souvent doubles ( $\pm 15$  V) ou triples (+5 V,  $\pm 15$  V), enfermées dans des modules moulés d'environ 2,5"x3,5" et 1" d'épaisseur. Le boîtier le plus courant a des broches rigides à la base, ce qui permet de le monter

directement sur une platine ; vous pouvez aussi le visser sur un panneau, ou l'enficher dans un support. Ils existent aussi avec des borniers à vis sur un côté, pour le montage sur un châssis. Une alimentation linéaire triple typique fournit +5 V sous 0,5 A et  $\pm 15$  V sous 0,1 A ; elle coûte environ 100 dollars en petite quantité. Les alimentations modulaires linéaires se classent dans la catégorie de 1 à 10 W, les modules à découpage dans la gamme de 15 à 25 W.

2. Alimentations à « châssis ouvert » : le châssis est une feuille de métal qui porte la platine électronique, le transformateur et les transistors de puissance, montés au grand air. Ces alimentations sont destinées à prendre place dans un appareil plus grand. Elles existent dans une grande variété de tensions et d'intensités, avec une sortie unique ou des sorties multiples. Par exemple, un modèle à châssis ouvert répandu délivre +5V/3A et  $\pm 15$  V/0,8 A et coûte 75 dollars en petite quantité. Les alimentations à châssis ouvert sont plus grandes que les modules moulés, et vous pouvez toujours les visser sur un châssis. Leur gamme de puissance est de 10 à 200 W pour les modèles linéaires, de 20 à 400 W pour les modèles à découpage. Dans le bas de la gamme de puissance, il peut s'agir de composants montés directement sur une platine à circuit imprimé, sans châssis métallique. Comme avec les alimentations moulées, il vous reste à prévoir les interrupteurs, les filtres et les fusibles du côté secteur.
3. Alimentations en coffret : ces alimentations ont un coffret métallique fermé, habituellement perforé pour le refroidissement, sans les transistors apparents que vous trouvez sur les châssis ouverts. Elles peuvent être montées à l'extérieur de l'appareil à alimenter, puisque leur coffret fermé fait obstacle aux doigts ; vous pouvez aussi les installer dans un appareil, si vous voulez. Elles existent en sorties simple ou multiples, linéaires ou à découpage. Les alimentations en coffret se situent dans la gamme de 5 à 750 W pour les modèles linéaires, dans la gamme de 25 à 1500 W pour les modèles à découpage.
4. Blocs secteur enfichables : ce sont les petites boîtes en plastique qu'on trouve avec les gadgets élec-



Figure 6.64 - Les alimentations du commerce existent en forme et taille variées : modules moulés, châssis ouverts et coffrets fermés (Document Computer products, Inc.).

troniques grand public et qui s'enfichent directement dans la prise du secteur. Il en existe trois variantes : (a) simples transformateurs abaisseurs de la tension alternative, (b) alimentation continue non régulée et (c) alimentation régulée complète ; ces dernières peuvent être de type linéaire ou à découpage. Par exemple, Ault a une belle série de blocs secteur à régulation linéaire doubles ( $\pm 12$  V ou  $\pm 15$  V) et triples (+5 V et  $\pm 12$  V ou  $\pm 15$  V). Ces blocs vous évitent le souci d'amener la tension du secteur dans votre appareil, qui restera petit et léger.

Certains d'entre nous trouvent qu'ils se répandent un peu *trop*, quand ils voient les grappes de blocs pendues aux prises dans leur maison ! Quelques modèles « de table » ont deux cordons, l'un pour le secteur, l'autre pour la sortie continue. Quelques modèles à découpage fonctionnent avec une tension alternative de 95 à 252 V, ce qui est utile pour les appareils nomades. Nous aurons plus à dire sur les blocs secteur dans la section 14.3 (Vol. 2), quand nous parlerons de la conception des circuits à faible puissance.

## CIRCUITS QUI S'EXPLIQUENT-D'EUX-MÊMES

### 6.26 Idées de circuits

La figure 6.65 présente un variété d'idées courantes, la plupart extraites de feuilles de caractéristiques des fabricants.

### 6.27 Mauvaises idées

La figure 6.66 présente quelques circuits qui ne peuvent pas fonctionner. Examinez-les pour éviter les pièges.

## EXERCICES SUPPLÉMENTAIRES

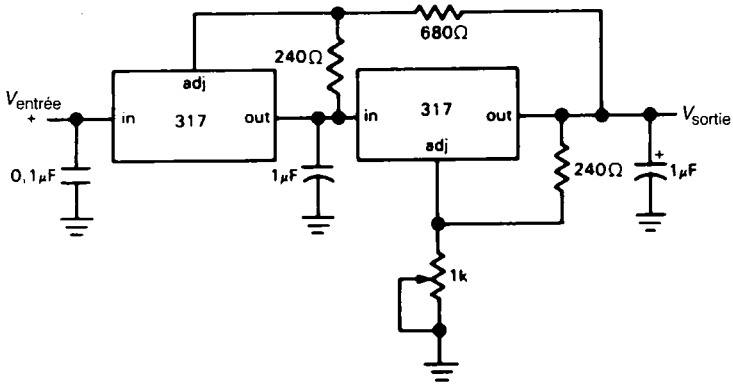
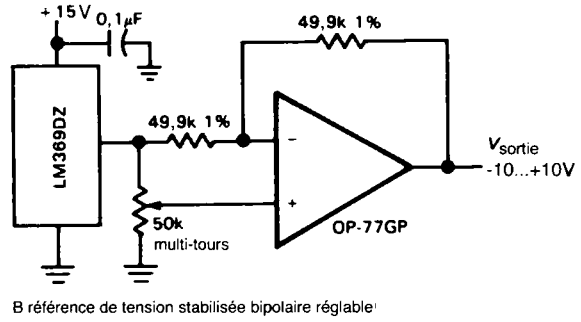
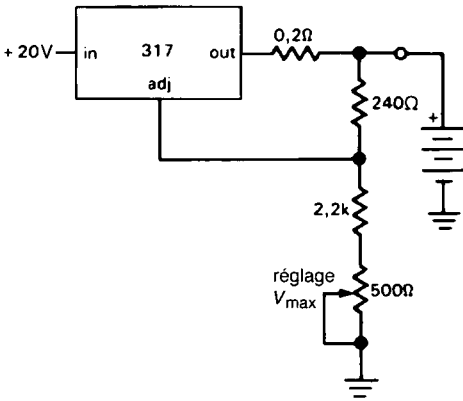
- Dessinez une alimentation régulée qui fournira exactement 10,0 V sous un courant maximal de 10 mA, au moyen d'un 723. Vous disposez d'un transformateur de 15 V efficaces sous 100 mA, de diodes par poignées, de condensateurs divers et variés, d'un 723, de résisteurs et d'un potentiomètre ajustable de 1 k $\Omega$ . Choisissez les valeurs de résisteurs dans la série à 5% de telle façon que la plage de réglage du potentiomètre couvre la dispersion de la référence interne du 723 (6,80 V à 7,50 V).
- Dessinez des régulateurs +5 V/50 mA, en supposant que l'alimentation non régulée est de +10 V, en utilisant tour à tour : (a) une diode Zener et un suiveur ; (b) un régulateur tripode 7805 ; (c) un régulateur 723 ; (d) un 723 plus un ballast NPN extérieur ; prévoyez une protection à repliement avec le déclenchement à 100 mA (limite à pleine tension) et un courant de court-circuit de 25 mA ; (e) un régulateur positif tripode ajustable 317 ; (f) des composants discrets, avec référence Zener et rétroaction. Veillez à indiquer les valeurs des composants ; prévoyez une limitation d'intensité à 100 mA pour (a), (c) et (f).
- Dessinez une alimentation complète +5 V/500 mA, à utiliser avec des circuits numériques. Commencez par le commencement (la prise secteur 220 V), en spécifiant les détails comme la tension et le courant du transformateur, la valeur des condensateurs, etc. Pour vous faciliter

le travail, utilisez un régulateur tripode 7805. Ne gaspillez pas une capacité excessive, mais faites un calcul prudent en prévoyant une tolérance de 10% de tous les paramètres (tension du secteur, tolérances du transformateur et des condensateurs, etc.). Le dessin terminé, calculez la dissipation de chaleur dans le régulateur dans le cas le plus défavorable.

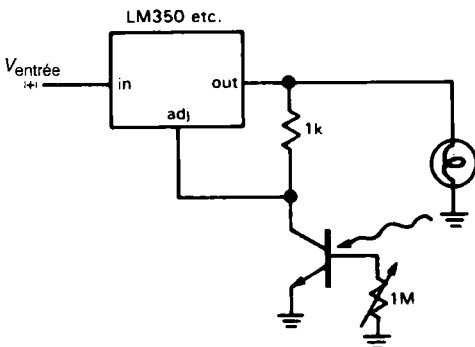
Ensuite, modifiez le circuit pour une charge de 2 A en ajoutant un ballast extérieur. Ajoutez une limitation d'intensité à 3 A.

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

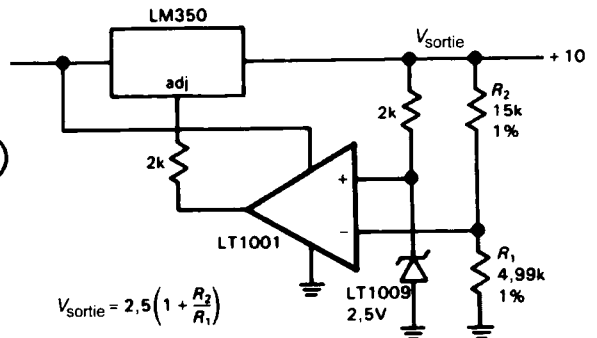
### Idées de circuit



C pré-régulateur asservi

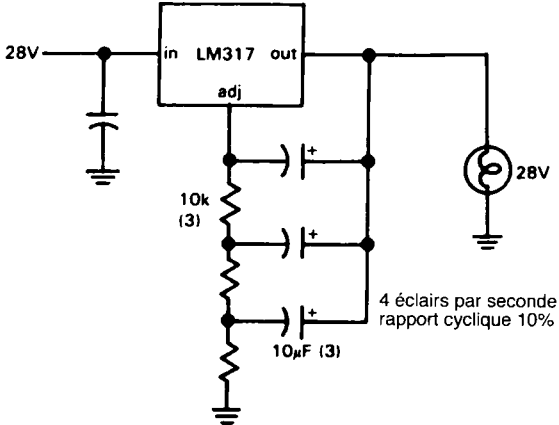


D régulateur automatique de lampe à incandescence

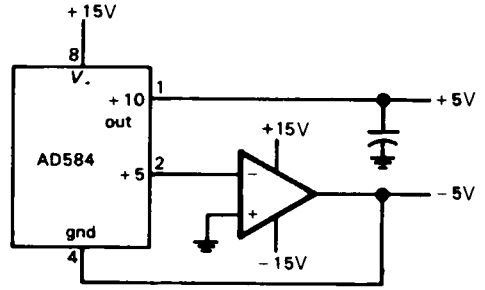


E source de tension de précision de puissance

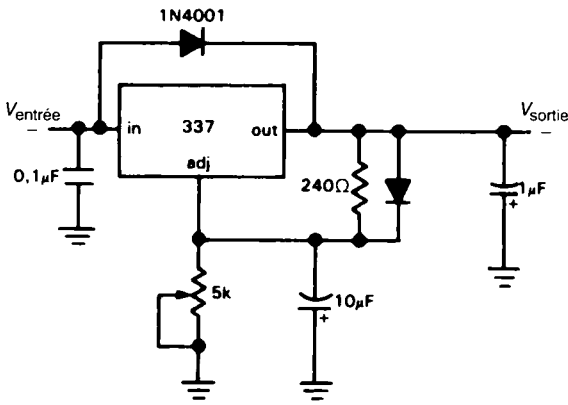
6-65A



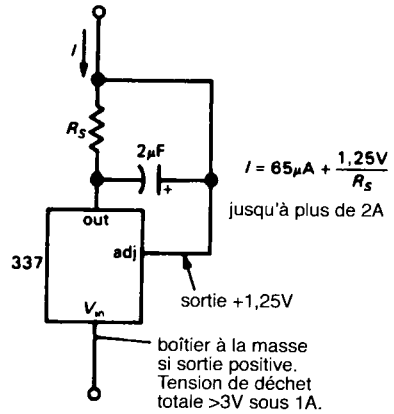
F clignotant (d'après la note NSC317)



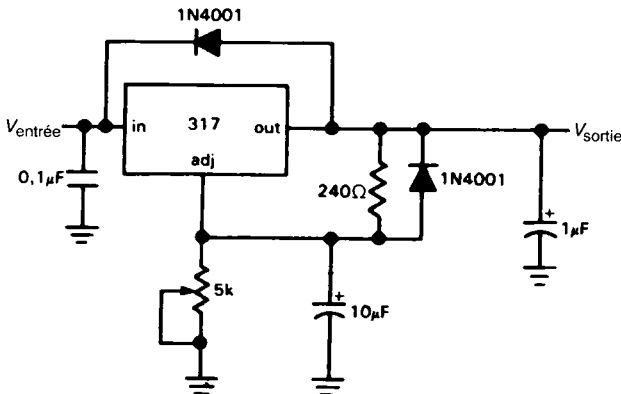
G référence -5V à partir d'une référence à deux bornes



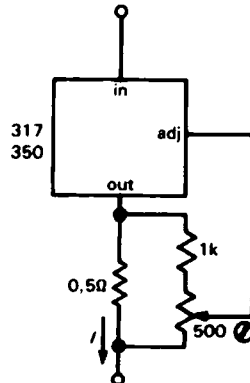
négative



boîtier à la masse si sortie positive. Tension de déchet totale >3V sous 1A.



positive

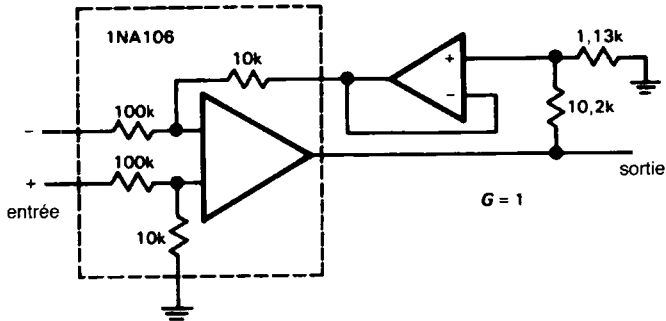


I sources de courant de puissance

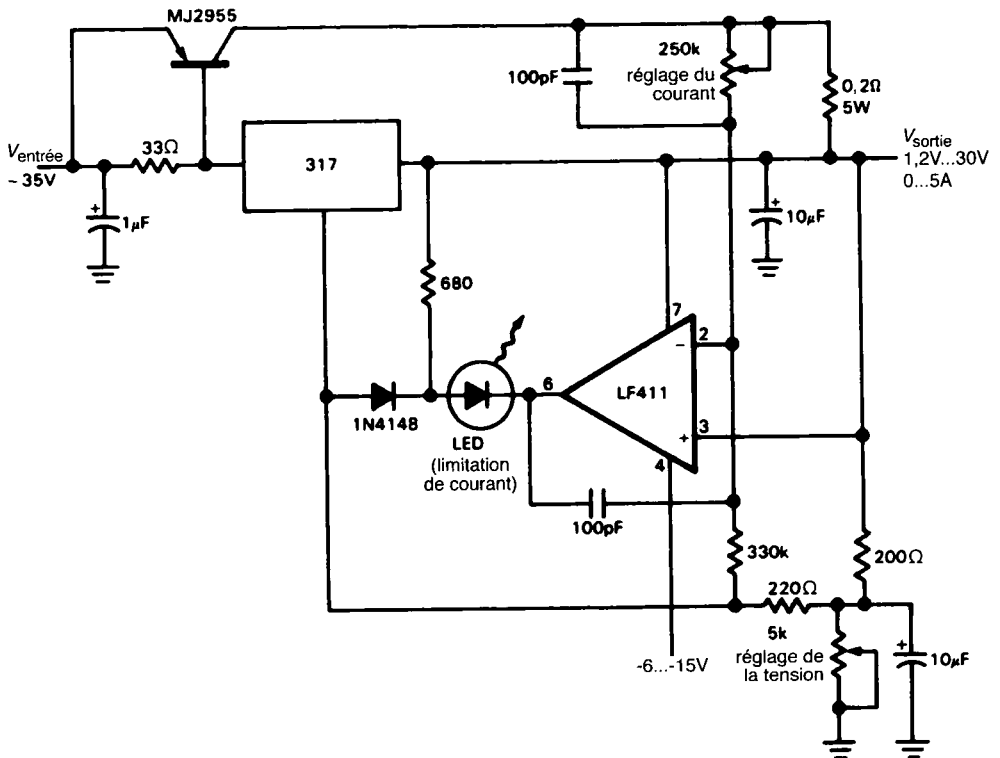
H régulateurs tripodes avec réjection améliorée des ondulations (diodes de protection contre les courts-circuits en entrée et en sortie)

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

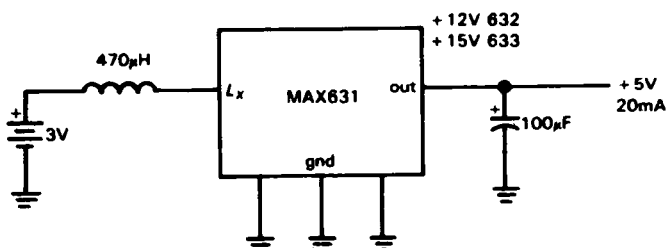
### Idées de circuit (suite)



J suiveur différentiel à plage d'entrée de mode commun de  $\pm 100\text{V}$

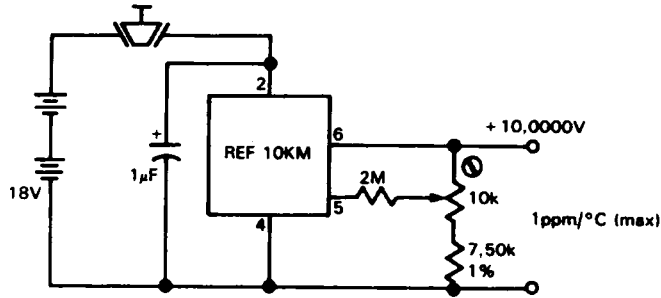


K alimentation à courant constant ou tension constante

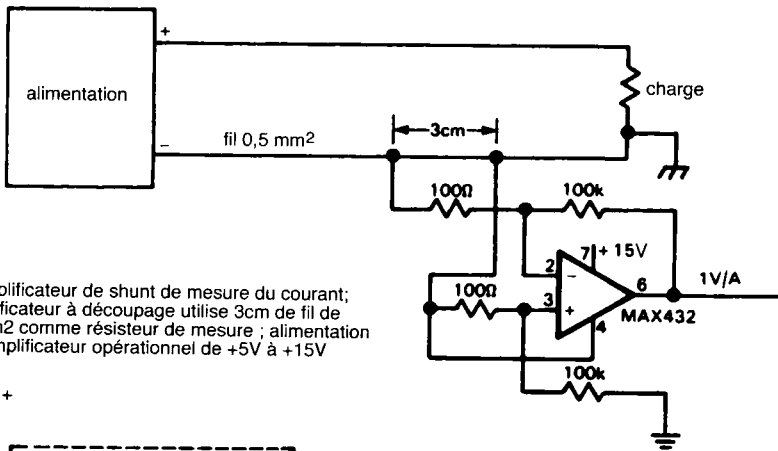


L le convertisseur continu-continu le plus simple du monde

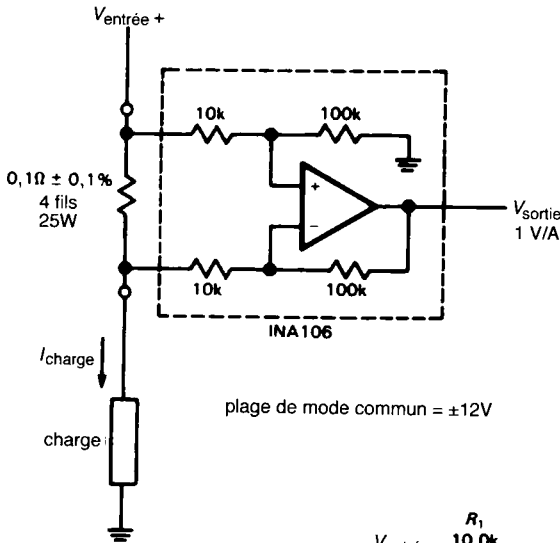




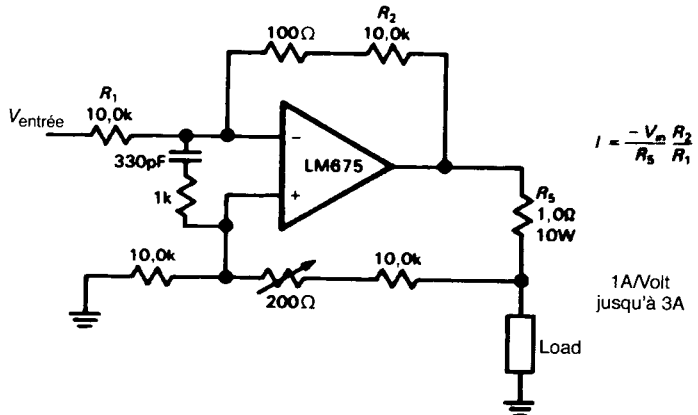
M référence de tension portable 10 ppm



N amplificateur de shunt de mesure du courant; l'amplificateur à découpage utilise 3cm de fil de 0,5mm2 comme résisteur de mesure ; alimentation de l'amplificateur opérationnel de +5V à +15V



O mesure du courant sur le fil chaud

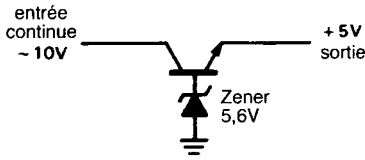


$$I = \frac{-V_m R_2}{R_5 R_1}$$

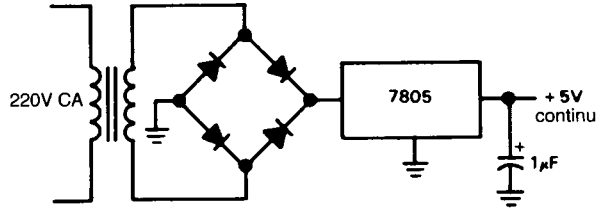
1A/Volt jusqu'à 3A

## 6. RÉGULATEURS DE TENSION ET CIRCUITS DE PUISSANCE

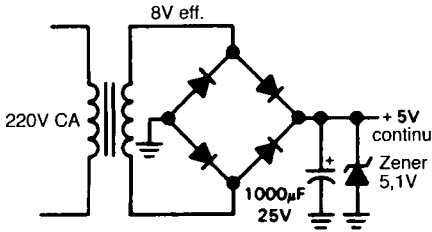
### Mauvais circuits



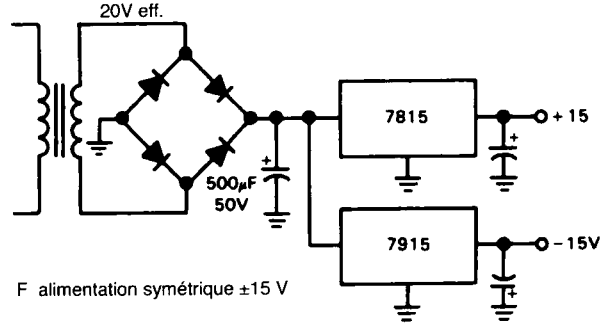
A alimentation régulée simple



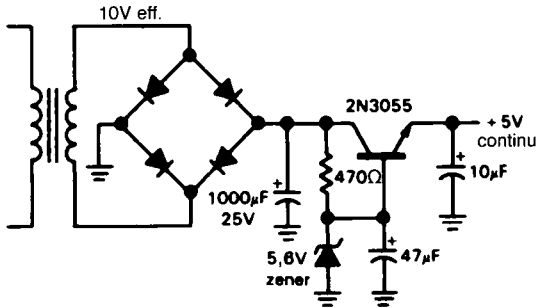
E alimentation +5V



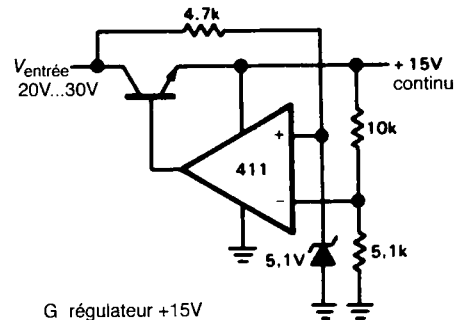
B alimentation +5V



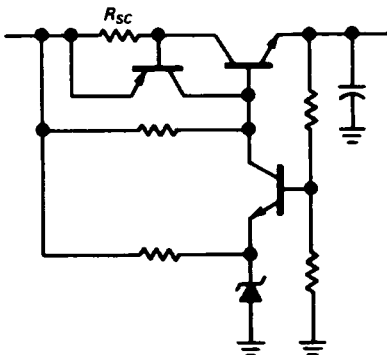
F alimentation symétrique ±15 V



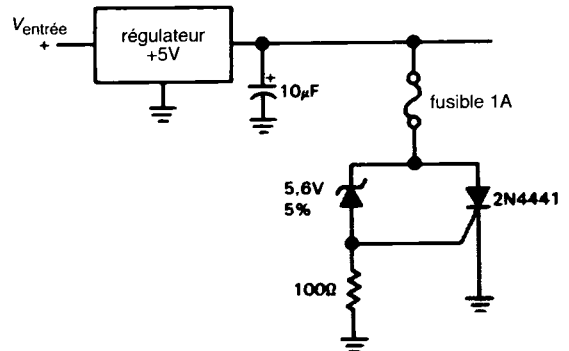
C alimentation +5V



G régulateur +15V



D régulateur avec limitation de courant en amont



H protection par thyristor

# 7 CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

Dans les chapitres précédents, nous avons abordé différents aspects de la conception des circuits analogiques, y compris les propriétés des composants passifs, des transistors, des *FET*, des amplificateurs opérationnels, la rétroaction, de nombreuses applications de ces composants et des méthodes de conception. Dans tous nos exposés, cependant, nous n'avons pas encore abordé la question du mieux qui puisse se faire, par exemple dans la minimisation des erreurs des amplificateurs (défauts de linéarité, dérives, etc.) ou dans l'amplification de faibles signaux avec un minimum de dégradation par le bruit de l'amplificateur. Ce sont des problèmes essentiels dans de nombreuses applications, ils forment une partie importante de l'art de l'électronique. C'est pourquoi nous verrons dans ce chapitre les méthodes de conception des circuits de précision et le problème du bruit dans les amplificateurs. Hormis l'introduction au bruit de la section 7.11, ce chapitre peut être sauté lors d'une première lecture. Cette matière n'est pas essentielle à la compréhension des chapitres qui suivent.

## TECHNIQUES DE CONCEPTION DE CIRCUITS DE PRÉCISION À AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Le recours à des circuits de grande précision est fréquent dans le domaine de la mesure et de la régulation. Les circuits de régulation doivent être précis, stables dans le temps et avec la température, et prévisibles. De même, l'utilité des appareils de mesure dépend de leur précision et de leur stabilité. Dans presque toutes les spécialités de l'électronique, nous cherchons toujours à faire les choses plus précisément — vous pouvez appeler cela le goût de la perfection. Même si vous n'avez pas vraiment *besoin* de la plus grande précision, vous pouvez toujours vous délecter du plaisir de comprendre parfaitement comment tout se passe.

### 7.1 Précision et plage dynamique

Il est facile de confondre les notions de précision et de plage dynamique, surtout parce que certaines des techniques sont utilisées pour obtenir les deux. La différence sera peut-être éclairée au mieux par quelques exemples : un multimètre à cinq chiffres a une grande précision ; la mesure des tensions est exacte à 0,01% près ou mieux. Un appareil comme celui-là a aussi une grande plage dynamique ; il peut mesurer des volts et des millivolts sur la même échelle. Un amplificateur de précision à décades (avec un gain commutable de 1, 10 et 100, par exemple) et une référence de tension de précision peuvent avoir une grande précision, mais pas nécessairement une grande plage dynamique. Un exemple d'appareil à grande plage dynamique, mais de précision modérée pourrait être un amplificateur logarithmique qui couvre six décades, construit avec des amplificateurs opérationnels soigneusement compensés, mais avec des composants à 5% de précision ; même avec des composants précis, un amplificateur logarithmique peut avoir une précision limitée, à cause du défaut de conformité à la courbe logarithmique que présente la jonction de transistor utilisée pour la conversion (aux extrémités de la plage de courant). Autre exemple d'appareil à grande plage dynamique (rapport des courants d'entrée supérieur à 10 000 : 1) mais à précision modérée (1%) : le « coulomb-mètre » décrit dans la section 9.26 (Vol. 2). Cet appareil a été conçu à l'origine pour garder une trace de la charge totale dans un accumulateur électro-chimique. Cette quantité doit être connue à 5% près, mais elle est le résultat du cumul de courants qui peuvent varier sur une grande plage. Les montages à grande plage dynamique ont une caractéristique commune : la nécessité d'une compensation rigoureuse des décalages d'entrée afin de maintenir une bonne proportionnalité pour les signaux proches de zéro ; c'est nécessaire aussi pour les montages de grande précision, mais en plus il faut utiliser des composants précis et des références sta-

bles ; enfin il faut tenir un compte soigneux de toutes les erreurs possibles pour garder leur somme dans la limite du « budget d'erreur ».

### 7.2 Budget d'erreur

Quelques mots sur la *budget d'erreur*. Le débutant a tendance à tomber dans un piège classique : croire que quelques composants de précision disposés à des endroits stratégiques suffisent à faire un appareil de précision. Ce ne sera vrai qu'en de rares occasions. En général, même un circuit saupoudré de résisteurs à 0,01 % et d'amplificateurs opérationnels coûteux ne fonctionnera pas comme prévu s'il y a quelque part dans le circuit une tension de décalage d'entrée multipliée par une résistance de source qui donne une erreur de 10 mV, par exemple. Dans la plupart des circuits, il y aura des erreurs partout ; il est essentiel de les recenser, au moins pour localiser les zones à problèmes, dans lesquelles un meilleur composant ou une modification du schéma seront nécessaires. Un tel budget d'erreur permet une conception rationnelle, qui révèle souvent où un composant ordinaire peut suffire et permet finalement une estimation prudente du fonctionnement.

### 7.3 Exemple de circuit : amplificateur de précision avec compensation automatique du décalage

Pour concrétiser l'exposé sur les circuits de précision, nous avons dessiné un amplificateur à décades extrêmement précis avec compensation automatique du décalage. Ce gadget vous permet de « geler » la valeur du signal d'entrée et d'amplifier toute variation ultérieure avec un gain exact de 10, 100 ou 1000. Cela peut se révéler extrêmement pratique pour une expérience dans laquelle vous souhaitez mesurer un petit changement d'une grandeur (par exemple la transmission de la lumière ou l'absorption des fréquences radio) en fonction des variations de l'une des conditions de l'expérience. Habituellement il est difficile de mesurer avec précision les petites variations d'un fort signal continu, à cause des dérives et des instabilités de l'amplificateur. Dans une telle situation, il faut un amplificateur de précision et de stabilité extrêmes. Nous décrirons les options et les erreurs de conception de ce circuit particulier dans le cadre général de

la conception des circuits de précision, pour rendre indolore ce qui aurait pu être un exercice fastidieux. Une remarque pour commencer : les techniques numériques offrent une alternative séduisante au circuit purement analogique utilisé ici. Attendez-vous à des révélations passionnantes dans les chapitres à venir ! La figure 7.1 montre le schéma.

#### Description du schéma

Le circuit de base est un suiveur ( $U_1$ ) qui pilote un amplificateur inverseur à gain commutable ( $U_2$ ) ; ce dernier peut être décalé par un signal appliqué à son entrée non inverseuse. Les *FET*  $Q_1$  et  $Q_2$  sont utilisés comme simples commutateurs analogiques ; les transistors  $Q_3$  à  $Q_5$  produisent, à partir d'un signal logique, les signaux de commande des commutateurs. Ces cinq transistors et le circuit qui les entoure pourraient être remplacés par un relais, ou même un interrupteur. Pour l'instant, considérez l'ensemble comme un simple interrupteur unipolaire.

Quand l'entrée logique est HAUTE (« zéro automatique »), l'interrupteur est fermé,  $U_3$  charge la « mémoire » analogique (le condensateur  $C_1$ ) à la valeur nécessaire pour maintenir la sortie à zéro. Aucune tentative n'est faite pour essayer de suivre des signaux à variation rapide, puisque, dans le genre d'application auxquelles le montage est destiné, les signaux sont essentiellement continus ; un certain moyennage est même une caractéristique souhaitable. Quand l'interrupteur est ouvert, la tension du condensateur reste stable ; le résultat est un signal de sortie proportionnel aux déviations ultérieures du signal d'entrée.

Un certain nombre de particularités doivent être décrites avant que nous passions au détail des règles de conception des circuits de précision : a) l'amplificateur  $U_4$  fait partie d'un circuit de maintien du premier ordre ; la tendance de  $C_1$  à se décharger lentement par son propre courant de fuite (100 000 M $\Omega$  minimum, constante de temps de deux semaines !) est compensée par un faible courant de charge, à travers  $R_{15}$ , proportionnel à la tension aux bornes de  $C_1$ . b) Au lieu d'un unique interrupteur à *FET*, deux sont utilisés en série dans un dispositif de « blindage anti-fuites ». Le faible courant de fuite de

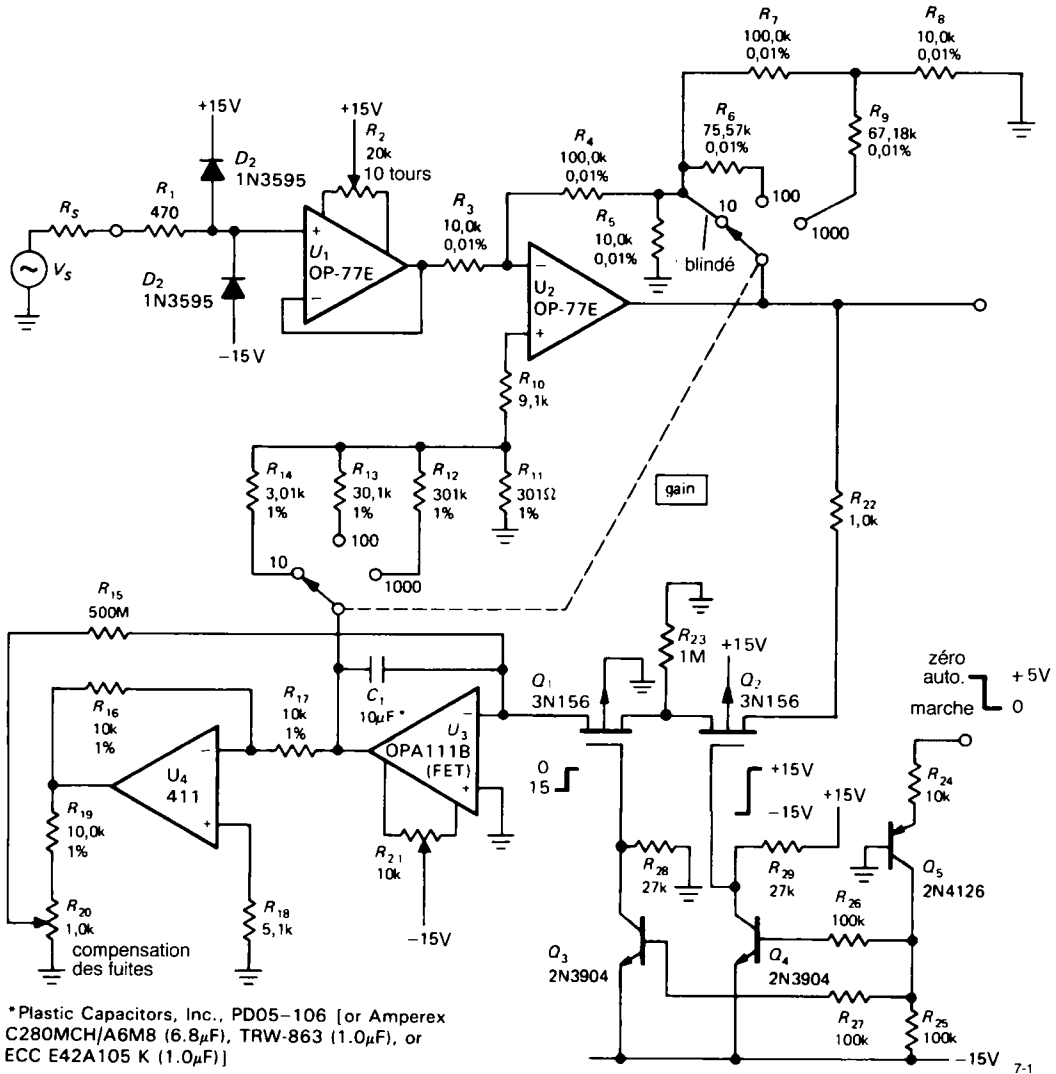


Figure 7.1 - Amplificateur continu de laboratoire à zéro automatique.

$Q_2$ , à l'état bloqué, s'écoule à la masse à travers  $R_{23}$ , ce qui maintient toutes les électrodes de  $Q_1$  à quelques millivolts de la masse. Sans tension appréciable,  $Q_1$  n'a pas de fuite appréciable ! (voir la section 4.15 et la figure 4.50 pour des astuces similaires.) c) La tension de décalage produite à la sortie de  $U_3$  est atténuée par  $R_{11}$  à  $R_{14}$ , en fonction du réglage de gain. Ce système évite les problèmes de plage dynamique et de précision dans  $U_3$ , puisque les dérives et les

erreurs dans le circuit de maintien de décalage ne sont pas amplifiées par  $U_2$  (nous y reviendrons).

### 7.4 Budget d'erreur d'un circuit de précision

Pour chaque type d'erreur du circuit et chaque stratégie de conception, nous consacrerons quelques paragraphes à un exposé général illustré par le circuit précédent. Les erreurs du circuit peuvent se classer en trois catégories : a) erreurs dans les réseaux de composants extérieurs, b) erreurs de l'amplificateur

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

associé aux circuits d'entrée et c) erreurs de l'amplificateur associé aux circuits de sortie. Exemples des trois catégories : tolérances des résisteurs, tension de décalage d'entrée, erreurs dues à la vitesse de montée linéaire, respectivement.

Commençons par définir notre budget d'erreur. Le but est de ramener les erreurs d'entrée au niveau de  $10\ \mu\text{V}$ , la dérive de sortie (du fait de la décharge du condensateur) en-dessous de  $1\ \text{mV}$  en 10 minutes, et la précision du gain au voisinage de  $0,01\%$ . Comme dans tout budget, les objectifs sont atteints par une série de compromis, en fonction de la technologie disponible. Le budget représente en quelque sorte le résultat final de l'étude, plutôt que le point de départ. Cependant, l'avoir maintenant facilitera notre exposé.

### Budget d'erreur (cas le plus défavorable)

#### 1. Amplificateur tampon ( $U_1$ )

Tensions d'erreurs rapportées à l'entrée	
Température	$1,2\ \mu\text{V}/4^\circ\text{C}$
Temps	$1,0\ \mu\text{V}/\text{mois}$
Alimentation	$0,3\ \mu\text{V}/100\ \text{mV}$ de variation
Courant de polarisation $\times R_S$	$2,0\ \mu\text{V}/1\ \text{k}\Omega$ de $R_S$
Échauffement par le courant de la charge	$0,3\ \mu\text{V}$ pleine échelle ( $10\ \text{V}$ )

#### 2. Amplificateur de gain ( $U_2$ )

Tensions d'erreurs rapportées à l'entrée	
Température	$1,2\ \mu\text{V}/4^\circ\text{C}$
Temps	$1,0\ \mu\text{V}/\text{mois}$
Alimentation	$0,3\ \mu\text{V}/100\ \text{mV}$ de variation
Dérive du courant de polarisation	$1,6\ \mu\text{V}/4^\circ\text{C}/1\ \text{k}\Omega$
Échauffement par le courant de la charge	$0,3\ \mu\text{V}$ pleine échelle ( $R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$ )

#### 3. Amplificateur de maintien ( $U_3$ )

Tensions d'erreurs rapportées à l'entrée	
Coefficient de température du décalage de $U_3$	$60\ \mu\text{V}/4^\circ\text{C}$
Alimentation	$10\ \mu\text{V}/100\ \text{mV}$ de variation
Fuite du condensateur (Voir le budget d'erreur de courant)	$100\ \mu\text{V}/\text{minute}$
Transfert de charge	$10\ \mu\text{V}$

### Erreurs de courant appliquées à $C_1$ (nécessaire pour le budget d'erreur de tension précédent)

Fuite du condensateur	
Maximale (non compensée)	$100\ \text{pA}$
Typique (compensée)	$10\ \text{pA}$
Courant d'entrée de $U_3$	$0,2\ \text{pA}$
Tension de décalage de $U_3$ et $U_4$ aux bornes de $R_{15}$	$1,0\ \text{pA}$
Fuite du FET bloqué	$0,5\ \text{pA}$
Fuites du circuit imprimé	$5,0\ \text{pA}$

Les différents postes du budget seront compréhensibles quand nous envisagerons les choix qu'impose la conception de ce circuit particulier. Nous nous conformerons à la classification des erreurs citées plus haut : composants des réseaux, erreurs d'entrée des amplificateurs, erreurs de sortie des amplificateurs.

### 7.5 Erreurs des composants

Le degré de précision des références de tension, des sources de courant, des amplificateurs, etc. dépend de l'exactitude et de la stabilité des résisteurs utilisés dans les réseaux extérieurs. Même quand la précision n'intervient pas directement, l'exactitude du composant peut avoir des effets significatifs, par exemple dans la réjection en mode commun d'un amplificateur différentiel construit avec un amplificateur opérationnel (voir la section 4.9), où les rapports de deux paires de résistances doivent être exactement égaux. L'exactitude et la linéarité des intégrateurs et générateurs de rampe dépendent des propriétés des condensateurs utilisés, de même que les caractéristiques des filtres, des circuits accordés, etc. Comme vous le verrez bientôt, il est des endroits où l'exactitude des composants est cruciale, il en est d'autres où la valeur du composant est presque indifférente.

Les composants sont caractérisés en général par une exactitude initiale et par les changements de la valeur avec le temps (stabilité) et la température. De plus, il existe des spécifications du coefficient de tension (défaut de linéarité) et de certains effets bizarres, comme la « mémoire » et l'absorption diélectrique (pour les condensateurs). Les spécifications complètes comprennent aussi les effets des cycles thermiques et du soudage, des chocs et des vibrations, des surcharges momentanées et de l'humidité, dans des conditions de mesure bien définies. En général,

les composants de plus grande exactitude initiale seront également meilleurs quant aux autres critères, de façon à offrir une stabilité globale comparable à l'exactitude initiale. Cependant, l'erreur globale due à la combinaison de tous les autres effets peut dépasser l'exactitude initiale annoncée. Méfiez-vous !

Comme exemple, les résisteurs à couche métallique RN55C, à tolérance de 1%, ont les caractéristiques suivantes : coefficient de température 50 ppm/°C sur toute la plage de température de -55°C à +175°C ; soudage, température et cycle thermique 0,25% ; chocs et vibrations 0,1% ; humidité 0,5%. À titre de comparaison, les résisteurs ordinaires au carbone aggloméré (Allen-Bradley type CB) présentent ces caractéristiques : coefficient de température 3,3% sur la plage de température de 25°C à 85°C ; soudage et cycle de charge +4%, -6% ; chocs et vibrations ±2% ; humidité +6%. Ces caractéristiques montrent à l'évidence que vous ne pouvez pas vous contenter de choisir (avec un bon ohmmètre numérique) des résistances au carbone qui se trouveraient dans la plage de 1% de leur valeur nominale. Pour construire un circuit de précision, il faut faire appel à des résisteurs à 1% (ou mieux) conçus pour la stabilité à long terme, autant que pour l'exactitude initiale. Pour la précision extrême, il est nécessaire d'utiliser des résisteurs ultra-précis à couche métallique, comme les Mepco 5023Z (5 ppm/°C et 0,025%), ou des résisteurs bobinés, disponibles en tolérances de 0,01%. Voyez l'appendice D pour plus d'informations sur les résisteurs de précision.

#### **Amplificateur d'annulation : erreurs des composants**

Dans le montage de la figure 7.1, les réseaux de réglage du gain comportent des résisteurs à 0,01%,  $R_3$  à  $R_9$ , qui rendent le gain hautement prévisible. Comme nous le verrons bientôt, la valeur de  $R_3$  résulte d'un compromis, parce que les valeurs faibles réduisent le courant de décalage dans  $U_2$ , mais elles augmentent les décalages thermiques dans  $U_1$ . La valeur de  $R_3$  une fois fixée, le réseau de rétroaction doit prendre sa forme compliquée pour maintenir la valeur des résisteurs en-dessous de 301 kΩ, la plus forte valeur usuelle en modèle de précision à 1%. Cette astuce est exposée dans la section 4.19. Remarquez

que des résisteurs à 1% sont utilisés dans le réseau de compensation de décalage,  $R_{11}$  à  $R_{14}$  ; l'exactitude n'est pas nécessaire ici, les résisteurs à couche métallique ne sont utilisés que pour leur bonne stabilité.

Le terme d'erreur le plus important de ce circuit, comme le montre le budget d'erreur, est la fuite du condensateur bloqueur,  $C_1$ . Les condensateurs destinés aux applications à faibles fuites ont une spécification de fuite, quelquefois sous la forme d'une résistance de fuite, quelquefois sous la forme d'une constante de temps (mégohm-microfarad). Dans ce circuit,  $C_1$  doit avoir une capacité de quelques microfarads au moins, pour maintenir faible le taux de charge des autres courants d'erreur (voir le budget). Le composant choisi a une fuite spécifiée de 1 000 000 de mégohm-microfarad au maximum, c'est-à-dire une résistance de fuite parallèle de 100 000 MΩ. Même dans ces conditions, c'est équivalent à un courant de fuite de 100 pA sous la tension de sortie maximale (10 V), la vitesse de décharge est de 1 mV/min à la sortie. C'est de loin le terme d'erreur le plus important, c'est pourquoi nous avons ajouté le circuit de compensation de la décharge décrit plus haut. Il est raisonnable de supposer que la fuite réelle peut être ramenée à un dixième de la fuite maximale du condensateur (en pratique, nous pouvons sûrement faire beaucoup mieux). Nous ne demandons pas une grande stabilité au circuit d'annulation, compte tenu des exigences modestes qui pèsent sur lui. Comme vous le verrez plus loin quand nous étudierons les décalages de tension,  $R_{15}$  est maintenue volontairement grande pour que les décalages de tension de  $U_3$  ne soient pas convertis en courants d'erreur significatifs.

Pendant que nous en sommes aux erreurs produites par les composants extérieurs aux amplificateurs eux-mêmes, il faut remarquer que la fuite des interrupteurs à FET est normalement dans la gamme des nanoampères, une valeur inacceptable dans ce circuit. L'astuce de la connexion de deux FET en série, avec la fuite de  $Q_1$  ramenée à une tension de 1 mV sur  $Q_2$  (et une fuite négligeable dans le point de sommation de  $U_3$ ), est élégante et puissante ; on l'utilise quelquefois dans les circuits intégrateurs, comme dans la section 4.19. Nous avons utilisé aussi un circuit détecteur de crête original dans la section 4.15.

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

Comme vous le verrez bientôt,  $U_3$  est choisi soigneusement pour maintenir les courants qui traversent  $C_1$  dans la gamme des picoampères. La philosophie est la même partout : choisissez des configurations du schéma et des types de composants en fonction des exigences du budget d'erreur. Il arrive que cela implique un gros travail et des astuces de conception, mais il arrive aussi que cela concorde avec les pratiques standard.

Le transfert de charge entre la grille de commande et le canal de transit du signal est une source subtile d'erreur dans tous les circuits qui utilisent des *FET* : les transitions de forte amplitude sur la grille sont couplées par la capacité à la source et au drain. Comme nous l'avons remarqué dans le chapitre 3, le total de la charge transférée est indépendant du temps de transition ; il ne dépend que de l'amplitude de la variation de la tension de grille et de la capacité :  $\Delta Q = C_{GC}\Delta V_G$ . Dans ce circuit, le transfert de charge ajoute une tension d'erreur à la tension de zéro automatique, puisque la charge est convertie en une tension par le condensateur de blocage  $C_1$ . L'erreur est facile à estimer. Le 3N156 présente une capacité grille-drain  $C_{rx}$  de 1,3 pF au maximum, et une capacité grille canal (essentiellement avec la source) de 5 pF au maximum. Ainsi, l'excursion de 15 V de la tension de grille provoque un transfert de charge de 75 pC, lequel produit un échelon de tension de  $\Delta V_C = \Delta Q/C_1 = 7,5 \mu\text{V}$  aux bornes du condensateur  $C_1$  de 10  $\mu\text{F}$ . Cette valeur entre dans notre budget ; en fait, nous avons peut-être surestimé l'effet, puisque nous avons inclus la capacité avec la source et le drain, alors que pendant l'échelon de tension de la grille, le canal est coupé, ce qui déconnecte la source du drain.

### 7.6 Erreurs d'entrée de l'amplificateur

Les écarts entre les caractéristiques d'entrée de l'amplificateur et l'idéal, tels que nous les avons étudiés dans le chapitre 4 (valeur finie de l'impédance et du courant d'entrée, tension de décalage, taux de réjection du mode commun, et leurs dérives avec le temps et la température) constituent généralement de sérieux obstacles à la conception des circuits de précision et imposent des compromis dans la configuration du circuit, la sélection des composants et le choix d'un amplificateur opérationnel particulier. Rien ne

vaut un exemple pour faire le point, ce que nous allons faire sous peu. Remarquez que ces erreurs, ou des erreurs analogues, existent aussi dans les amplificateurs discrets.

### *Impédance d'entrée*

Examinons brièvement les termes d'erreurs cités ci-dessus. L'impédance d'entrée finie forme des diviseurs de tension avec l'impédance de la source qui attaque l'amplificateur, ce qui ramène le gain en-dessous de la valeur calculée. Le plus souvent, ce n'est pas un problème, puisque l'impédance d'entrée est englobée dans la boucle de rétroaction, qui augmente énormément sa valeur. Par exemple, l'amplificateur opérationnel de précision OP-77E (avec un étage d'entrée bipolaire et non à *FET*) à une « impédance d'entrée différentielle » caractéristique de 45 M $\Omega$ . Dans un circuit à fort gain en boucle, la rétroaction porte l'impédance d'entrée à la valeur d'« impédance d'entrée en mode commun » de 200 000 M $\Omega$ . Dans tous les cas, si un problème subsiste, il existe des amplificateurs opérationnels à entrée par *FET* avec des valeurs astronomiques de  $R_{\text{entrée}}$ .

### *Courant de polarisation d'entrée*

Le courant de polarisation d'entrée est plus sérieux. Ici nous parlons de courants mesurés en nanoampères, qui produisent déjà des tensions d'erreur de l'ordre du microvolt pour des impédances de source aussi basse que 1 k $\Omega$ . Les amplificateurs à *FET* viennent encore une fois à la rescousse, mais généralement avec la contrepartie de tensions de décalage plus élevées. Les amplificateurs opérationnels bipolaires à super-gain comme les LT1012, 312 et LM11 peuvent aussi avoir des courants d'entrée étonnamment faibles. Par exemple, comparez le modèle de précision bipolaire OP-77 au LT1012 (bipolaire, optimisé pour de faibles courants de polarisation), l'OPA111 (*JFET*, précision, faible courant de polarisation), l'AD549 (*JFET*, courant de polarisation ultra-faible) et l'ICH8500 (*MOSFET*, le plus faible courant de polarisation) ; ce sont les meilleurs que vous puissiez trouver au moment de la rédaction, et nous avons choisi la meilleure version de chacun :



	Courant de polarisation à 25°C $I_B$ max	Tension de décalage à 25°C $V_{os}$ max	Coeff. de température de $V_{os}$ $\Delta V_{os}$ max
OP-77E (bipolaire)	2 000 pA	25 $\mu$ V	0,3 $\mu$ V/°C
LT1012C (superbêta)	150 pA	50 $\mu$ V	1,5 $\mu$ V/°C
OPA111B (JFET)	1 pA	250 $\mu$ V	1 $\mu$ V/°C
AD549L (JFET)	0,06 pA	500 $\mu$ V	10 $\mu$ V/°C
ICH8500A (MOSFET)	0,01 pA	50 000 $\mu$ V	2 000 $\mu$ V/°C

Les amplificateurs à *FET* bien conçus ont des courants de polarisation extrêmement faibles, comparés au type de précision OP-77. Comme la tension de décalage peut toujours être annulée, sa dérive avec la température est beaucoup plus importante. Dans ce cas, les amplificateurs à *FET* sont de trois fois à trois mille fois moins bons. L'amplificateur avec le plus faible courant d'entrée utilise des *MOSFET* dans l'étage d'entrée. Les amplificateurs opérationnels à *MOSFET* se répandent à cause de la disponibilité de types bon marché comme les 3440, 3160, les séries TLC270 et ICL7610, ou les types à courant de polarisation ultra-faible comme le 8500A cité plus haut. Cependant, contrairement aux *JFET* et aux transistors bipolaires, les *MOSFET* peuvent présenter dans le temps de fortes dérives de la tension de décalage, un effet que nous étudierons bientôt. Ainsi l'amélioration sur les erreurs de courant obtenue en achetant un amplificateur à *FET* peut être gommée par les termes plus importants d'erreur de tension. Dans tout circuit où le courant de polarisation est susceptible de provoquer une erreur appréciable, il est bon de s'assurer que les deux entrées de l'amplificateur opérationnel voient la même résistance de source continue, comme nous l'avons vu dans la section 4.12 ; à ce moment, c'est le *courant* de décalage qui devient la caractéristique significative. Une remarque sur la compensation des courants de polarisation : un certain nombre d'amplificateurs opérationnels de précision utilisent un système de « compensation de polarisation » pour annuler (approximativement) le courant d'entrée et minimiser ce terme d'erreur ; revoyez l'exercice 8 à la fin du chapitre 2 pour voir comment cette annulation est réalisée. Avec les amplificateurs opérationnels de ce

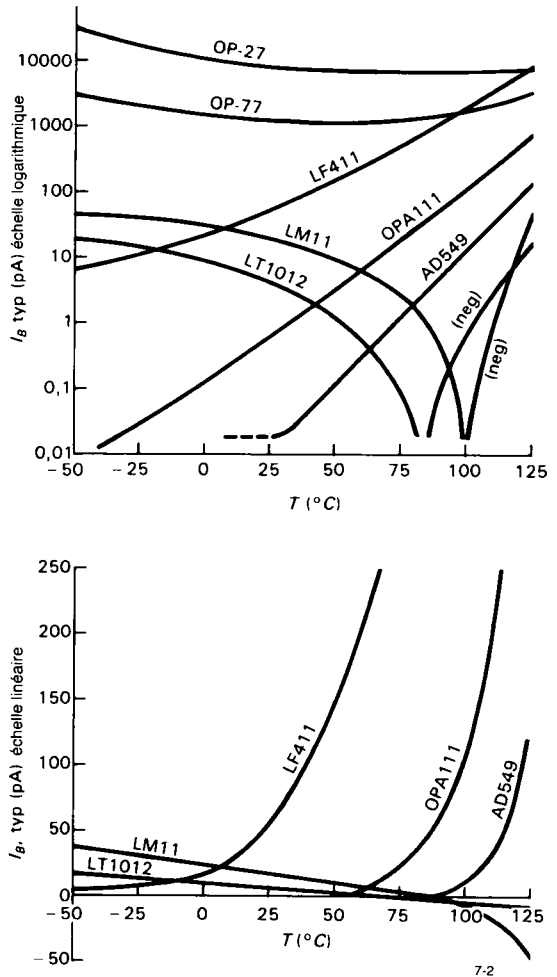


Figure 7.2 - Courant d'entrée d'amplificateurs opérationnels en fonction de la température.

- A. Échelle logarithmique.  
B. Échelle linéaire.

type, vous ne gagnerez rien, en général, à appairer les résistances continues vues par les deux entrées, puisque le courant de polarisation résiduel, après compensation, est comparable au courant de décalage.

Encore un point à garder présent à l'esprit quand vous utilisez des amplificateurs opérationnels à entrées par *FET* : le courant de « polarisation » est en fait un courant de fuite de grille, et il augmente fortement avec la température (en gros, il double pour une élévation de 10°C de la température de la puce ; voir la figure 3.30). Comme les amplificateurs opéra-

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

tionnels à *FET* fonctionnent souvent à température élevée (le 356 banal dissipe 150 mW au repos), le courant d'entrée réel peut être nettement supérieur à la valeur à 25°C donnée par la feuille de caractéristiques. Le courant d'entrée d'un amplificateur à transistors bipolaires en entrée, au contraire, est un vrai courant de base, qui *diminue* quand la température s'élève (figure 7.2). Ainsi un amplificateur à *FET* avec des caractéristiques d'entrée impressionnantes sur le papier peut ne pas représenter une grande amélioration par rapport à un bon amplificateur à super-gain. Par exemple, l'OPA111 avec 1 pA de courant d'entrée (à 25°C) aura un courant de quelque 10 pA avec une puce à 65°C, ce qui est supérieur au courant d'entrée du LT1012 à super-gain, à la même température. La série répandue des amplificateurs à *FET* 355 a un courant d'entrée comparable à celui des LT1012 et LM11 à 25°C, mais nettement supérieur à température élevée. Enfin, quand vous comparez des courants d'entrée, sachez que pour certains *FET* il dépend de la tension d'entrée. Les caractéristiques indiquent  $I_B$  seulement à 0 volt (milieu de la plage de tension d'alimentation), mais une bonne feuille de caractéristiques doit montrer aussi des courbes. Voyez sur la figure 7.3 quelques courbes typiques du comportement de  $I_B$  en fonction de  $V_{\text{entrée}}$ . Remarquez la caractéristique excellente de l'OPA111, due en partie à son étage d'entrée cascode.

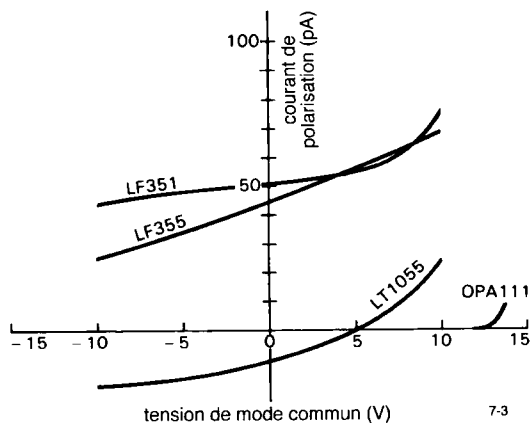


Figure 7.3 - Courant d'entrée d'amplificateurs opérationnels à *FET* en fonction de la tension de mode commun.

### Tension de décalage

Les tensions de décalage d'entrée de l'amplificateur sont la source d'erreur la plus évidente. Les amplificateurs opérationnels sont très différents pour ce paramètre, depuis les amplificateurs de précision, dont la tension de décalage  $V_{OS}$  est d'une dizaine de microvolts dans le cas le plus défavorable jusqu'à l'amplificateur ordinaire comme le LF411 avec des valeurs de  $V_{OS}$  de 2 à 5 mV. Au moment de la rédaction, le champion du monde (découpage exclu, voir ci-dessous) des faibles décalages et le MAX400M ( $V_{OS} = 10 \mu\text{V}$ , maximum). Nous nous attendons à voir encore des améliorations marginales dans ce domaine.

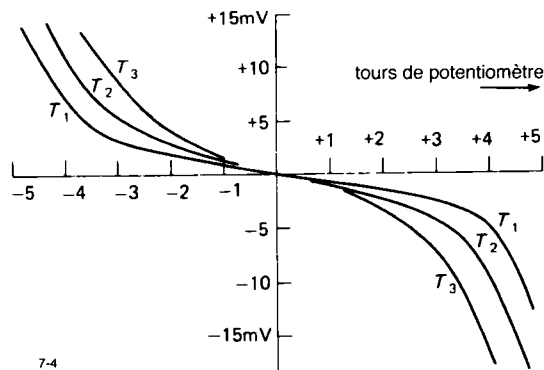


Figure 7.4 - Courbes typiques de décalage en fonction de la position du potentiomètre de compensation pour différentes températures.

Bien que la plupart des bons amplificateurs opérationnels simples (ni doubles ni quadruples) comportent des broches de réglage du décalage, il est toujours conseillé de choisir un amplificateur dont le décalage initial intrinsèque est faible, pour plusieurs raisons. Primo, les amplificateurs opérationnels conçus pour présenter une faible tension de décalage ont tendance à afficher aussi une faible dérive, avec le temps et la température, de la tension de décalage. Secundo, un amplificateur opérationnel suffisamment précis supprime la nécessité de composants externes pour la compensation (un potentiomètre prend de la place, demande un réglage initial et peut varier dans le temps). Tertio, la dérive de la tension

de décalage et la réjection du mode commun sont détériorés par le déséquilibre apporté par le potentiomètre. La figure 7.4 montre comment une tension de décalage compensée dérive en fonction de la température. Nous avons montré aussi comment la compensation est répartie sur la course du potentiomètre, avec une meilleure résolution près du centre, surtout avec les fortes valeurs de résistance. Finalement, vous constaterez généralement que la valeur conseillée pour le potentiomètre de compensation donne une plage beaucoup trop large, ce qui rend impossible le réglage de  $V_{OS}$  à quelques microvolts près ; même si vous y arrivez, le réglage est si critique qu'il ne sera pas fait pour longtemps. Une autre façon de l'envisager consiste à se rendre compte que le fabricant d'un amplificateur opérationnel de précision a déjà corrigé la tension de décalage, par l'ajustage au laser pendant les tests ; il est probable que vous ne pourrez rien faire de mieux vous-même. Notre conseil est a) d'utiliser des amplificateurs de précision dans les circuits de précision et b) de recourir à un montage à plage étroite si vous devez affiner la compensation (le circuit de la figure 7.5 offre une plage de réglage linéaire de  $\pm 50 \mu\text{V}$ ).

Comme les tensions de décalage peuvent être annulées, ce qui compte en définitive c'est leur dérive avec le temps, la température, la tension d'alimentation. Les concepteurs des amplificateurs opérationnels de précision travaillent dur pour minimiser ces erreurs. Suivant ce critère, vous tirerez les meilleurs résultats des amplificateurs bipolaires (par opposition aux *FET*), mais les effets des courants d'entrée peuvent dominer le budget d'erreur. Les meilleurs amplificateurs opérationnels gardent la dérive en-dessous de  $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  ; au moment de la rédaction, l'AD707 affiche la plus petite dérive (pour un amplificateur qui n'est pas à découpage) :  $-\Delta V_{OS} = 0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

Autre facteur à prendre en compte : la dérive provoquée par l'auto-échauffement de l'amplificateur opérationnel quand il pilote une charge à basse impédance. Il est souvent nécessaire de maintenir l'impédance de la charge au-dessus de  $10 \text{ k}\Omega$  pour éviter des erreurs importantes dues à cet effet. Comme d'habitude, cela pourrait compromettre le budget d'erreur de l'étage suivant, à cause du courant de

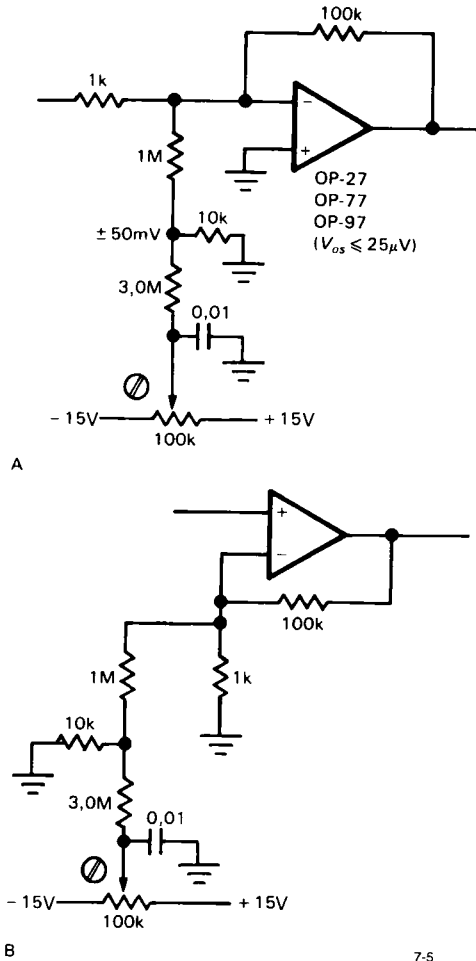


Figure 7.5 - Réseaux de compensation extérieure pour des amplificateurs opérationnels de précision A. Inverseur. B. Non-inverseur.

polarisation. Vous verrez un problème de ce genre dans cet exemple. Pour les applications où des dérives de quelques microvolts sont gênantes, les effets des gradients thermiques (des composants proches qui s'échauffent) et des thermocouples (jonctions de métaux différents) deviennent importants. Nous en reparlerons dans la section 7.8, quand nous décrirons l'amplificateur ultra-précis stabilisé par découpage.

Le tableau 7.1 compare les caractéristiques importantes de sept de nos amplificateurs de précision préférés. Consacrez-lui un peu de temps, il vous donnera une idée claire des compromis auxquels vous êtes confrontés dans la conception des circuits à

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

**Tableau 7.1 - Sept amplificateurs opérationnels de précision**

paramètre	OP-77E bipolaire		OP-27E faible bruit		LT1012C faible polarisation		OP-90E micropuissance		LT1055A JFET rapide		OPA111B JFET faible polarisation		MAX430C découpage	
	typ	min/max	typ	min/max	typ	min/max	typ	min/max	typ	min/max	typ	min/max	typ	min/max
$V_{os}$	10	25	10	25	10	50	50	150	50	150	50	250	1	5
tension de décalage	0,2	-	0,2	1	0,3	-	0,3	2	-	-	-	-	0,1	-
dérive de la tension de décalage	1,2	2	10	40	0,03	0,15	4	15	0,01	0,05	0,0005	0,001	0,02	0,2
courant de polarisation	0,1	1,5	7	35	0,02	0,15	0,4	3	0,002	0,01	0,0003	0,0008	0,01	0,1
courant de décalage	45	25	6	1,3	-	-	30	-	10 <sup>6</sup>	-	10 <sup>7</sup>	-	10 <sup>6</sup>	-
résistance différentielle d'entrée	200	-	3	-	-	-	20	-	10 <sup>3</sup>	-	10 <sup>5</sup>	-	10 <sup>3</sup>	-
résistance d'entrée en mode commun	0,4	0,6	0,1	0,2	0,5	-	3	-	1,8	-	1,2	2,5	1,1	-
tension de bruit d'entrée (0,1 à 10 Hz)	10	18	3,5	5,5	17	30	60	-	28	50	30	60	-	-
densité de la tension de bruit d'entrée (10 Hz)	10	11	3	4	14	22	60	-	14	20	7	12	-	-
densité de la tension de bruit d'entrée (1 kHz)	0,3	0,8	1,7	4	0,02	-	1,5	-	0,002	0,004	0,0004	-	0,01	-
densité du courant de bruit d'entrée (10 Hz)	0,1	0,2	0,4	0,6	0,006	-	0,7	-	0,002	0,004	0,0004	-	-	-
densité du courant de bruit d'entrée (1 kHz)	12	5	1,8	1	0,2	2	1,2	0,7	0,4	0,015	2	1	30	1
gain en tension forts signaux	140	120	126	114	132	110	130	100	100	86	110	100	140	120
taux de réjection du mode commun	120	110	120	100	132	110	120	105	106	90	110	100	140	120
taux de réjection de l'alimentation	0,3	0,1	2,8	1,7	0,2	0,1	0,01	0,005	13	10	2	1	0,5	-
vitesse de montée	0,6	0,2	8	5	1	-	0,02	-	5	-	2	-	0,5	-
produit gain - bande passante	1,7	2	3	4,7	0,4	0,6	0,014	0,02	2,8	4	2,5	3,5	1,3	2
courant d'alimentation	-25 à +85	-25 à +85	0 à +70	0 à +70	-25 à +85	0 à +70	-25 à +85	0 à +70	0 à +70	-25 à +85	0 à +70	0 à +70	0 à +70	0 à +70
plage de température	10	45	20	50	20	120	70	270	100	330	100	500	-	-
tension de décalage	0,1	0,3	0,2	0,6	0,2	1,5	0,3	2	1,2	4	0,5	1	0,02	0,05
coeff. de température de la tension de décalage	2,4	4	14	60	0,035	0,23	4	15	0,03	0,15	0,03	0,13	0,05	-
courant de polarisation	0,1	2,2	10	50	0,02	0,23	0,8	3	0,01	0,05	0,02	0,1	0,04	-
courant de décalage														

$V_{aim} = \pm 15V ; T_A = 25^\circ C$

amplificateurs opérationnels à hautes performances. Remarquez en particulier les compromis sur la tension de décalage (et la dérive) en fonction du courant d'entrée pour les meilleurs amplificateurs bipolaires et à *JFET*. Vous trouvez le bruit le plus faible dans les amplificateurs bipolaires, il décroît quand le courant de polarisation augmente ; nous verrons pourquoi plus loin dans ce chapitre, quand nous parlerons du bruit. La distinction pour le plus faible bruit de courant, cependant, va toujours aux *FET*, encore une fois pour des raisons qui s'éclairciront plus loin. En général, choisissez des amplificateurs à *FET* pour les faibles courants d'entrée et de bruit ; choisissez des bipolaires pour les faibles tensions de décalage d'entrée, les faibles dérives et les faibles tensions de bruit.

Parmi les amplificateurs opérationnels à entrées par *FET*, les *JFET* dominent la scène, en particulier quand la précision est nécessaire. Les *MOSFET* souffrent d'un handicap qui n'affecte ni les *JFET* ni les transistors bipolaires. Il apparaît que les impuretés composées d'ions de sodium de la couche d'isolement de la grille migrent lentement sous l'effet du champ électrique de la grille  $V_{GS(ON)}$ . Il en résulte une dérive de la tension de décalage en boucle fermée qui peut atteindre 0,5 mV en quelques années. Cet effet est aggravé par les températures élevées et les fortes tensions différentielles d'entrée. Par exemple, la feuille de caractéristiques de l'amplificateur opérationnel à entrées par *MOSFET* CA3420 annonce une dérive de 5 mV de  $V_{OS}$  en 3 000 heures de fonctionnement à 125°C sous une tension d'entrée de 2 V. La maladie de l'ion de sodium peut être soignée par l'introduction de phosphore dans la région de la grille. Texas Instruments, par exemple, utilise une grille en polysilicium dopée au phosphore dans sa série LinCMOS d'amplificateurs opérationnels (TLC270) et de comparateurs (TLC339 et TLC370). Ces composants bon marché et répandus existent en différentes versions de boîtier, de rapidité et de puissance ; ils gardent dans le temps une tension de décalage honorable (dérive finale de la tension de décalage : 50  $\mu$ V par volt de tension différentielle).

Les amplificateurs opérationnels à *FET*, et particulièrement à *MOSFET*, sont affectés de tensions de déca-

lages plus élevées, qui dérivent plus fortement avec le temps et la température, que celles des amplificateurs bipolaires. Cette affirmation générale souffre une exception : les amplificateurs opérationnels à zéro automatique (ou « stabilisés par découpage »), qui utilisent des commutateurs analogiques à *MOSFET* et des amplificateurs pour mesurer et corriger le décalage résiduel d'un amplificateur ordinaire (souvent fabriqué avec des *MOSFET* sur la même puce). Les amplificateurs opérationnels stabilisés par découpage présentent des tensions de décalage et des dérives inférieures à celles des meilleurs amplificateurs bipolaires — 5  $\mu$ V (max.), 0,05  $\mu$ V/°C (max.) — mais pas sans coût supplémentaire. Ils ont certaines caractéristiques désagréables qui les rendent impropres à de nombreux usages. Nous les étudierons en détail dans la section 7.8.

#### Réjection du mode commun

Une réjection insuffisante du mode commun dégrade la précision du circuit en introduisant une tension de décalage en fonction du niveau continu de l'entrée. Habituellement, cet effet est négligeable, parce qu'il est équivalent à une petite modification du gain et qu'il peut être contourné dans tous les cas par le choix de la configuration : un amplificateur inverseur est insensible au taux de réjection en mode commun, contrairement à l'amplificateur non inverseur. Cependant, dans les amplificateurs de mesure, qu'« d'instrumentation », vous observez un faible signal différentiel superposé à un fort décalage continu ; donc une bonne réjection du mode commun est nécessaire. Dans de tels cas, vous devrez être prudent dans la configuration du montage et choisir un amplificateur opérationnel à fort taux de réjection du mode commun. Encore une fois, un amplificateur opérationnel de classe comme l'OP-77 peut résoudre vos problèmes, avec son taux de réjection du mode commun (CMRR) de 120 dB (minimum), comparé à la pauvre caractéristique du 411 (70 dB). Nous nous intéresserons bientôt aux amplificateurs à fort gain et aux amplificateurs de mesure.

#### Réjection de la tension d'alimentation

Les variations de la tension d'alimentation peuvent provoquer de petites erreurs dans les amplificateurs

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

opérationnels. Comme la plupart des caractéristiques des amplificateurs opérationnels, le taux de réjection de la tension d'alimentation (PSRR) est ramené à un signal d'entrée. Par exemple, l'OP-77 a un taux caractéristique de 110 dB en continu, ce qui signifie qu'une variation de 0,3 V de la tension d'alimentation provoque une variation de la tension de sortie équivalente à un signal d'entrée différentiel de 1  $\mu\text{V}$ .

Le taux de réjection de l'alimentation tombe fortement quand la fréquence augmente ; un graphe de la feuille de caractéristiques illustre souvent ce comportement lourdaut. Par exemple, le taux de notre OP-77 favori commence à tomber à 0,3 Hz, se retrouve à 83 dB pour 60 Hz, et 42 dB pour 10 kHz. Cela ne pose pas un gros problème, puisque le bruit des alimentations décroît à haute fréquence si vous utilisez de bons condensateurs de découplage. L'ondulation à 100 Hz, au contraire, peut être gênante si l'alimentation n'est pas régulée.

Il est utile de noter que le taux de réjection de la tension d'alimentation n'est pas le même, en général, pour les alimentations positive et négative. Ainsi l'utilisation d'alimentations doubles suiveuses (section 6.19) n'apporte pas nécessairement un bénéfice.

### **Amplificateur d'annulation : erreurs d'entrée**

Le circuit amplificateur de la figure 7.1 commence avec un suiveur, pour maintenir une impédance d'entrée élevée. Il est tentant d'envisager un type à FET, mais la piètre caractéristique de  $V_{OS}$  contre-balance largement l'avantage du faible courant d'entrée, sauf avec les sources à très haute impédance. Les 2 nA de courant de polarisation de l'OP-77 introduisent une erreur de 2  $\mu\text{V}$  par kiloohm d'impédance de la source ; un LT1055A à JFET, malgré son courant d'erreur négligeable, donnerait des dérives de tension de décalage de 16  $\mu\text{V}/4^\circ\text{C}$  (une variation de  $4^\circ\text{C}$  est considérée comme typique des conditions d'un laboratoire). Le suiveur d'entrée est muni d'une compensation de décalage, parce que la caractéristique initiale de 25  $\mu\text{V}$  est trop grande. Comme nous l'avons indiqué plus haut, la rétroaction élève l'impédance d'entrée à 200 000 M $\Omega$  et élimine les erreurs dues à l'impédance finie de la source, jusqu'à 20 M $\Omega$  (pour une erreur de gain de 0,1%). Les diodes

de protection contre les surtensions,  $D_1$  et  $D_2$ , sont d'un type à faibles fuites (moins de 1 nA).

Le suiveur  $U_1$  attaque un amplificateur inverseur ( $U_2$ ). La valeur de  $R_3$  est un compromis entre les décalages thermiques dans  $U_1$  et les décalages dus au courant de polarisation dans  $U_2$ . Elle est choisie pour limiter l'échauffement à 5,6 mW (pour une tension de sortie de 7,5 V, cas le plus défavorable), ce qui se traduit par une élévation de température de  $0,8^\circ\text{C}$  (la résistance thermique de l'amplificateur opérationnel est d'environ  $0,14^\circ\text{C}/\text{W}$ , voir la section 6.4) et une tension de décalage de 0,3  $\mu\text{V}$ . L'impédance de source de 10 k $\Omega$  qui en résulte, vue par  $U_2$ , produit une erreur due au courant de polarisation, mais comme  $U_2$  fait partie d'une boucle de rétroaction, avec  $U_3$  qui ramène à zéro le décalage total, seule compte la dérive du terme d'erreur de courant. La dérive en température du décalage par polarisation de l'OP-77, donnée par la feuille de caractéristiques (elle ne l'est pas par tous les fabricants, soit dit en passant), donne une erreur de 1,6  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  dans le budget calculé. Une réduction de la valeur de  $R_3$  réduirait ce terme, mais au prix d'une augmentation de l'échauffement dans  $U_1$ .

Comme nous l'avons expliqué dans la description générale du montage, la valeur de  $R_3$  impose le curieux réseau de contre-réaction en T, pour maintenir les valeurs de la boucle dans la gamme des résisteurs bobinés de précision. En utilisant la configuration classique de l'amplificateur inverseur, par exemple, vous auriez besoin de résisteurs de 100,0 k $\Omega$ , 1,0 M $\Omega$  et 10,0 M $\Omega$ , respectivement, pour les gains de 10, 100 et 1000.

On peut s'attendre à ce que l'impédance d'entrée de  $U_2$  pose plus de problèmes. Avec un gain de 1000, l'impédance différentielle d'entrée de 25 M $\Omega$  est portée à 25 000 M $\Omega$  par le facteur  $A_{vol}/1000$ . Heureusement, cela dépasse les 9,4 k $\Omega$  d'impédance du réseau de réglage du gain, par un facteur de plus d'un million, en introduisant une erreur inférieure à 0,01%. Ce montage est l'un des exemples les plus difficiles auxquels nous pensons, et même ainsi l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel ne pose pas de problème, ce qui démontre que, en général, vous

pouvez ignorer les effets de l'impédance d'entrée des amplificateurs opérationnels.

Les dérives de la tension de décalage de  $U_1$  et de  $U_2$ , avec le temps, la température et les fluctuations de la tension d'alimentation, affectent l'erreur finale de la même façon et sont prises en compte dans le budget. Il est bon de signaler qu'elles sont toutes compensées automatiquement à chaque cycle de « remise à zéro », et que seules comptent, de toute façon, les dérives à court terme. Ces erreurs sont toutes de l'ordre du microvolt, grâce à un bon amplificateur opérationnel. La dérive de  $U_3$  est plus importante, mais il faut que ce soit un type à *FET* pour que le courant du condensateur reste faible, comme nous l'avons déjà expliqué. Comme la tension de sortie de  $U_3$  est atténuée en fonction du gain, l'erreur rapportée à l'entrée est réduite pour les gains élevés. C'est un point important, puisque les gains élevés sont utilisés avec les faibles signaux d'entrée, pour lesquels la plus grande précision est recherchée. Les erreurs de  $U_3$  sont toujours les mêmes à la sortie, donc elles sont comptées comme des erreurs d'entrée dans le budget d'erreur.

Remarquez la philosophie générale de conception qui ressort de cet exemple : vous travaillez à l'endroit du problème, en choisissant les composants et la configuration de façon à ramener les erreurs à des valeurs acceptables. Il en résulte des compromis, avec certains choix déterminés par des facteurs extérieurs (par exemple, un suiveur d'entrée à *FET* serait préférable à la place de  $U_1$  pour des sources de signaux d'impédance supérieure à 50 k $\Omega$ ).

Le tableau 7.2 compare les spécifications des amplificateurs opérationnels que vous pouvez utiliser pour des circuits de précision.

### 7.7 Erreurs de sortie de l'amplificateur

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 4, les amplificateurs opérationnels souffrent de certaines limitations liées à l'étage de sortie. La vitesse de montée limitée, la distorsion de croisement en sortie (voir la section 2.15), l'impédance de sortie finie en boucle ouverte, peuvent poser des problèmes et provoquer des erreurs étonnantes dans les circuits de précision, si elles ne sont pas prises en compte.

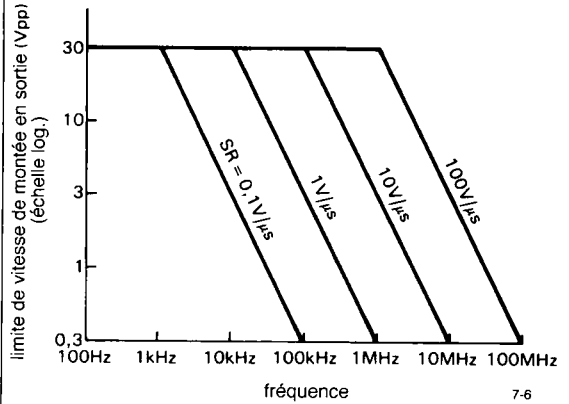


Figure 7.6 - Excursion maximale de sortie en fonction de la fréquence.

#### Vitesse de montée : considérations générales

Comme nous l'avons vu dans la section 4.11, la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel ne peut évoluer qu'à une certaine vitesse maximale. Cet effet est produit par le circuit de compensation en fréquence de l'amplificateur opérationnel, comme nous le verrons un peu plus en détail bientôt. Du fait de la limitation de la vitesse de montée, l'excursion de sortie est limitée à haute fréquence, comme nous l'avons montré dans la section 4.12 et la figure 7.6 :

$$V_{cc} = S/\pi f$$

La limitation de la vitesse de montée a une deuxième conséquence, illustrée par un graphique de la vitesse

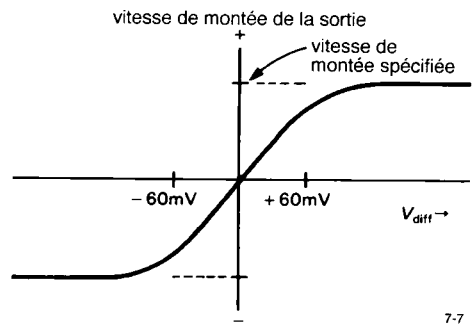


Figure 7.7 - Une différence de tension appréciable entre les entrées est nécessaire pour obtenir la vitesse de montée maximale d'un amplificateur opérationnel.

Tableau 7.2 - Amplificateurs opérationnels de précision

type	tension			courant			bruit			vitesse de montée (typ)			temps d'établissement (typ)						
	décalage		dérive	polarisation		décalage	$e_n$ , typ	$i_n$ , typ	PSRR	gain	tr	0,1% 0,01%		commentaires					
	typ max (μV)	typ (μV/°C)	typ max (μV/mo)	typ max (nA)	typ max (nA)	typ max à 10 Hz à 1 kHz (nA)	max à 10 Hz à 1 kHz à 10 Hz à 1 kHz (nV/√Hz)	(fA/√Hz)	(dB) (x1000)	min (V/μs)	typ (MHz)	typ (μs)	typ (μs)						
<b>BIPOLAIRES</b>																			
OP-07A	10	25	0,2	0,6	0,2	0,7	2	0,3	2	10,3	9,6	320	120	100	300	0,17	0,6	- amp. op précision standard	
OP-08E	70	150	0,5	2,5	-	0,8	2	0,05	0,2	22	20	150	130	104	80	0,12	0,8	- 308 amélioré	
LM111	100	300	1	3	1	0,025	0,05	0,5 pA	0,01	180	150	15	4	100	100	0,3	0,5	- la plus faible polarisation des bipolaires	
OP-12E	70	150	0,5	2,5	-	0,8	2	0,05	0,2	22	20	150	130	104	80	0,12	0,8	- 312 amélioré	
OP-20B	60	250	0,75	1,5	-	12	25	0,15	1,5	58	58	140	90	100	500	0,05	0,1	- micropuissance	
OP-21A	40	100	0,5	1	-	50	100	0,6	4	21	21	380	210	104	1000	0,25	0,6	- faible puissance	
OP-27E	10	25	0,2	0,6	0,5	10	40	7	35	3,5	3,0	1700	400	100	1000	2,8	8	- faible bruit	
OP-37E	10	25	0,2	0,6	0,5	10	40	7	35	3,5	3,0	1700	400	100	1000	17	63	- faible bruit, OP-27 décompensé (G>5)	
OP-50E	10	25	0,15	0,3	-	1	5	0,1	1	5,5	4,5	300	230	126	10 M	3	25 <sup>b</sup>	- fort courant, faible bruit, décompensé (G>5)	
OP-62E	-	200	-	-	-	-	300	-	100	-	2,5	-	-	105	350	15	50	-	
OP-77E	10	25	0,1	0,3	0,3	1,2	2	0,1	1,5	10,3	9,6	320	120	110	5000	0,3	0,6	- OP-07 amélioré	
OP-90E	50	150	0,3	2	-	4	15	0,3	3	60	60	1600	700	104	700	0,01	0,02	- micropuissance	
OP-97E	10	25	0,2	0,6	0,3	0,03	0,1	0,03	0,1	17	14	20	6	114	300	0,2	0,9	- OP-77 faible puissance	
MAX400M	4	10	0,2	0,3	0,2	0,7	2	0,3	2	10,3	9,6	320	120	100	500	0,3	0,6	- la plus faible $V_{os}$	
LM607A	15	25	0,2	0,3	0,2	1	2	0,5	2	9	6,5	320	120	100	5000	0,7	1,8	-	
AD707C	5	15	0,03	0,1	0,2	0,5	1	0,1	1	10,3	9,6	320	120	120	8000	0,3	0,9	- OP-07 amélioré, double=708	
LT1001A	10	25	0,2	0,6	0,2	1	4	0,8	4	10,3	9,6	320	120	110	450	0,25	0,8	-	
LT1006A	20	50	0,2	1,3	0,4	9	15	0,12	0,5	23	22	70	30	106	1000	0,4	-	- alim. simple ; option $I_s=90 \mu A$	
LT1007A	10	25	0,2	0,6	0,2	10	35	7	30	2,8	2,5	1500	400	110	7000	2,5	8	- faible bruit, OP-27	
LT1012C	10	50	0,2	1,5	0,3	0,03	0,15	0,02	0,15	17	14	20	6	110	200	0,2	0,8	- faible polarisation, 312 amélioré, PM1012	
LT1013A	40	150	0,4	2	0,4	15	35	0,2	1,3	24	22	70	15	103	1500	0,4	0,8	- 358/324 amélioré ; alim. simple <sup>g</sup>	
LT1028A	10	40	0,2	0,8	0,3	25	90	12	50	1	0,9	4700	1000	117	7000	15	75	- ultra-faible bruit	
LT1037A	10	25	0,2	0,6	0,2	10	35	7	30	2,8	2,5	1500	400	110	7000	15	60	- 1007 décompensé (G>5), OP-37	
RC4077A	4	10	0,1	0,8	0,2	0,3	2	0,1	1,5	10,3	9,6	320	120	110	2500	0,25	0,8	- faible Vos sans découpage	
HA5134	25	250	-	5	-	-	-	-	25	-	7	-	2000	-	250	4	-	- quadruple, faible bruit	
HA5135	10	80	0,4	1,3	-	1	4	-	4	13	9	400	140	94	1000	0,8	2,5	11	
HA5147A	10	25	0,2	0,6	-	10	40	7	35	3,5	3,0	1700	400	80	1000	35	140	0,4	- faible bruit, rapide, non compensé (G>10)



OPA101B	BB	50	250	3	5	-	6 pA	0,01	1,5 pA	4 pA	25	8	1,4	86	60	7	20	2,5	10	faible bruit, décompensé = OPA102	
OPA111B	BB	50	250	0,5	1	-	0,5 pA	1 pA	0,3 pA	0,7 pA	30	7	0,4	100	1000	2	2	6	10	faible bruit, faible polarisation le plus faible bruit des - JFET, pas de popcom	
LF441	NS	1000	-	-	-	-	0,05	0,01	0,01	0,05	14	3,5	10	80	100	20	10	-	-	4 456, 457 : plus rapides	
LF455A	NS	75	180	3	4	-	7 pA	0,05	3 pA	0,02	100	12	10	86	200	5	3	-	3,5	4,5 double = AD642, 647	
AD547L	AD	-	250	-	1	-	0,01	0,025	2 pA	-	70	30	-	80	250	3	1	3,5	6	LF441 amélioré, double = AD648	
AD548C	AD	100	250	-	2	15	3 pA	0,01	2 pA	5 pA	80	30	-	86	300	1,8	1	6	7	LF411/2 amélioré	
AD711C	AD	100	250	2	3	15	0,015	0,025	5 pA	0,01	45	18	-	86	200	20	4	0,9	1	1,8 le LT1056 est 20% + rapide	
LT1055A	LT	50	150	1,2	4	5	0,01	0,05	2 pA	0,01	28	14	2	90	150	13	5	1,2	1,1	faible bruit	
HA5170	HA	100	300	2	5	-	0,02	0,1	3 pA	0,06	20	10	50	74	300	8	8	1	-	-	
<b>JFET, RAPIDES</b>																					
OP-44E	PM	30	750	4	10	5	0,08	0,2	4 pA	0,04	38	13	-	7	90	500	120 <sup>h</sup>	0,2	-	décompensé (G>3)	
LF401A	NS	-	200	-	-	-	-	0,2	0,1	-	60	23	-	10	80	100	30	16	0,2	0,3 établissement rapide	
OPA404B	BB	260	750	3	-	-	1 pA	4 pA	0,5 pA	4 pA	32	15	0,6	86	40	35	6,4	0,6	1,5	quadropole	
OPA602C	BB	100	250	1	2	-	0,5 pA	1 pA	0,5 pA	1 pA	23	13	0,6	86	40	35	6,5	0,7	1	faible polarisation, établissement rapide	
OPA605K	BB	250	500	-	5	-	0,01	0,035	2 pA	-	80	20	-	74	-	94	20	0,3	0,4	non compensé (G>50)	
OPA606L	BB	100	500	3	5	-	5 pA	0,01	0,4 pA	5 pA	30	13	1,3	90	100	35	13	1	2,1	LF356 amélioré	
AD744C	AD	100	250	2	3	15	0,03	0,05	0,01	0,02	45	18	-	10	92	250	75	13	0,4	faible distorsion (3 ppm), décomp., (G>2)	
AD845K	AD	100	250	1,5	3	-	0,25	0,4	0,015	0,05	80	25	-	100	98	200	100	16	0,3	établissement rapide	
LT1022A	LT	80	250	1,3	5	-	0,01	0,05	2 pA	0,01	28	14	2	88	150	26	8,5	0,8	1,8	-	
<b>STABILISÉS PAR DÉCOUPAGE<sup>e</sup></b>																					
MAX420E	MA	1	5	0,02	0,05	0,1	0,01	0,03	0,015	0,06	1,1 <sup>c</sup>	-	10	-	120	1000	0,5	0,5	-	-	
MAX422E	MA	1	5	0,02	0,05	0,1	0,01	0,03	0,015	0,06	1,1 <sup>c</sup>	-	10	-	120	1000	0,13	0,13	-	-	
LMC668A	NS	1	5	0,05	-	0,1	0,02	0,06	-	-	2 <sup>c</sup>	-	10	-	120	1000	2,5	1	-	-	
TSC900A	TS	-	5	0,02	0,05	-	-	0,05	0,5 pA	-	4 <sup>c</sup>	-	-	-	120	1000	0,2	0,7	-	-	
TSC901	TS	7	15	0,05	0,15	-	0,03	0,05	0,05	0,1	5 <sup>c</sup>	-	-	-	120	1000	2	0,8	-	-	
TSC911A	TS	5	15	0,05	0,15	-	-	0,07	5 pA	0,02	11 <sup>c</sup>	-	-	-	112	600	2,5	1,5	-	-	
TSC915	TS	10	0,01	0,1	-	-	0,03	0,1	0,05	0,1	0,8 <sup>c</sup>	-	-	-	120	1000	0,5	0,5	-	-	
TSC918	TS	-	50	0,4	0,8	-	-	0,1	0,5 pA	-	4 <sup>c</sup>	-	-	-	105	100	0,2	0,7	-	-	
LTC1050	LT	0,5	5	0,01	0,05	0,05 <sup>d</sup>	0,01	0,03	0,02	0,06	1,6 <sup>c</sup>	-	2,2	-	125	300	4	2,5	-	-	
LTC1052	LT	0,5	5	0,01	0,05	0,1 <sup>d</sup>	1 pA	0,03	5 pA	0,03	1,5 <sup>c</sup>	-	0,6	-	120	1000	4	1,2	-	-	
ICL7650S	IL+	0,7	5	0,02	0,1	0,1	4 pA	0,01	8 pA	0,02	2 <sup>c</sup>	-	10	-	120	6000	2,5	2	-	-	
ICL7652S	IL+	0,7	5	0,01	0,06	0,2	3 pA	0,03	0,015	0,04	0,7 <sup>c</sup>	-	10	-	120	6000	1	0,5	-	-	
TSC76HV52	TS	-	10	-	0,3	-	0,03	0,1	0,05	0,1	0,8 <sup>c</sup>	-	-	-	120	1000	0,5	0,5	-	-	
(a) voir les notes du tableau 4.1, (b) à G = 50; (c) µV cc, 0,1 à 10 Hz; (d) µV par racine carrée de mois; (e) alimentation totale 18 V sauf mention contraire; (f) double = 1024; (g) quadropole = 1014																					

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

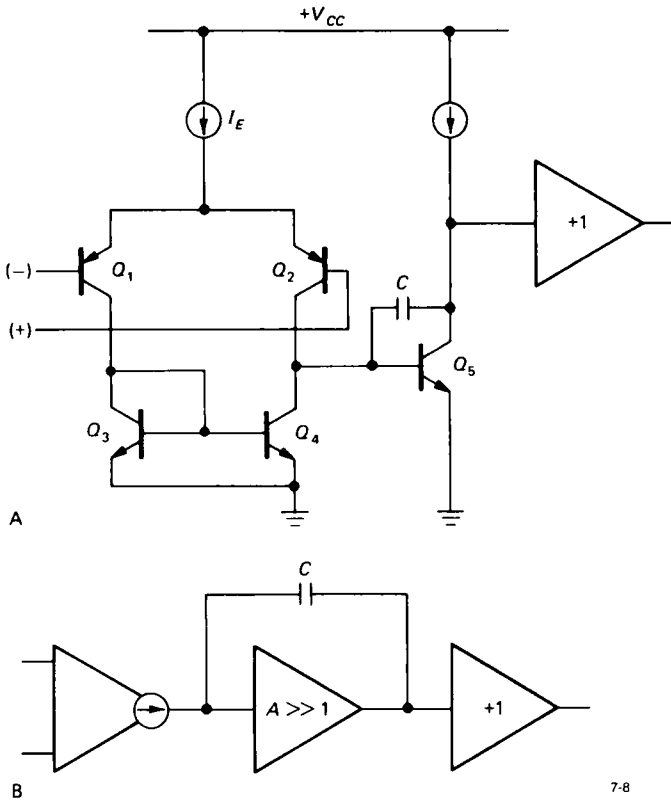


Figure 7.8 - Principe de la compensation d'un amplificateur opérationnel typique.

7-8

de montée en fonction du signal différentiel d'entrée (figure 7.7). La constatation à faire ici est qu'un circuit qui réclame une grande vitesse de montée fonctionne avec une tension d'erreur non négligeable entre les entrées de l'amplificateur opérationnel. Cela peut être désastreux pour un circuit qui prétend être extrêmement précis.

Examinons les entrailles d'un amplificateur opérationnel pour avoir une certaine idée de l'origine de la limitation de la vitesse de montée. La grande majorité des amplificateurs opérationnels peut être résumée par le circuit de la figure 7.8. Un étage d'entrée différentiel, chargé par un miroir de courant, attaque un étage à grand gain en tension avec un condensateur de compensation entre la sortie et l'entrée. L'étage de sortie est un suiveur *push-pull* à gain unitaire. Le condensateur de compensation  $C$  est choisi pour ramener le gain en boucle ouverte à l'unité avant que le déphasage provoqué par les autres étages ne devienne significatif.  $C$  est-à-dire que  $C$  est choisi de façon à placer  $f_T$ , la largeur de bande à gain unitaire,

près de la fréquence de coupure du prochain pôle de l'amplificateur, comme le décrit la section 4.34. L'étage d'entrée présente une très haute impédance de sortie, il apparaît comme une source de courant à l'étage suivant.

L'amplificateur opérationnel a une vitesse de montée limitée quand le signal d'entrée attaque un des transistors de l'étage différentiel près du blocage et que le deuxième étage est attaqué par la quasi-totalité du courant d'émetteur  $I_E$  de la paire différentielle. Cela se produit pour une tension différentielle d'entrée de 60 mV environ ; dans ce cas, le rapport des courants dans l'étage différentiel est de 10:1. À ce point,  $Q_5$  élève sa tension de collecteur aussi vite que possible, tout le courant  $I_E$  charge  $C$ . Le transistor  $Q_5$  et  $C$  forment un intégrateur dont la sortie est une rampe de pente limitée. Lisez l'encadré *Vitesse de montée, examen détaillé* pour voir comment déduire une expression de la vitesse de montée en connaissant le fonctionnement des transistors bipolaires.

### ◇ VITESSE DE MONTÉE, EXAMEN DÉTAILLÉ

D'abord, écrivons l'expression du gain en tension en boucle ouverte pour les petits signaux alternatifs, en ignorant les déphasages :

$$A_V = g_m X_C = g_m / 2\pi f C$$

Nous en déduisons la bande passante au gain unitaire (la fréquence pour laquelle le gain  $A_V = 1$ ) :

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C}$$

Maintenant la vitesse de montée est déterminée par un courant  $I_E$  qui charge un condensateur  $C$  :

$$S = \frac{dV}{dt} = \frac{I_E}{C}$$

Dans le cas ordinaire d'un amplificateur différentiel sans résistor d'émetteur,  $g_m$  est lié à  $I_E$  par

$$g_m = \frac{1}{r_c} = \frac{I_E}{2V_T} = \frac{I_E}{50 \text{ mV}}$$

En remplaçant dans la formule de la vitesse de montée, nous trouvons :

$$S = 2V_T \frac{g_m}{C}$$

c'est-à-dire que la vitesse de montée est proportionnelle à  $g_m/C$ , exactement comme la bande passante au gain unitaire ! En fait,

$$S = 4\pi V_T f_T = 0,3 f_T$$

avec  $f_T$  en MHz et  $S$  en V/ $\mu$ s. Cette expression est indépendante des valeurs particulières de  $C$ ,  $g_m$ ,  $I_E$ , etc. et elle donne une bonne estimation de la vitesse de montée (par exemple, le 741 classique, avec  $f_T \approx 1,5$  MHz, a une vitesse de montée de 0,5 V/ $\mu$ s). Cela montre qu'un amplificateur opérationnel doté d'un grand produit gain-bande passante aura une grande vitesse de montée. Vous ne pouvez pas améliorer la situation avec un amplificateur lent en augmentant simplement le courant  $I_E$  de l'étage d'entrée, puisque l'augmentation du gain (par l'augmentation de  $g_m$ ) impose une augmentation correspondante de  $C$  pour la compensation. Augmenter le gain à n'importe quel autre endroit n'aurait pas plus d'effet.

Le résultat précédent montre que l'augmentation de  $f_T$  (par l'augmentation des courants de collecteur, l'utilisation de transistors plus rapides, etc.) augmentera la vitesse de montée. Naturellement, une fréquence de coupure  $f_T$  élevée est toujours souhaitable ; le concepteur du circuit intégré en est conscient, et il a déjà fait tout ce qui est possible avec ce qui se trouve

sur la puce. Cependant, il existe un moyen de contourner la restriction  $S = 0,3 f_T$ . Ce résultat provenait du lien entre la transconductance et  $I_E$  (par  $g_m = I_E/2V_T$ ). Vous pouvez utiliser des astuces simples pour augmenter  $I_E$  (donc la vitesse de montée) tout en gardant  $f_T$  (donc la compensation) fixe. Le moyen le plus facile est d'ajouter une résistance d'émetteur à l'amplificateur différentiel d'entrée. Imaginons que nous faisons quelque chose de ce genre, en augmentant  $I_E$  d'un facteur  $m$  en gardant  $g_m$  constant. Nous trouverons alors, en recommençant le raisonnement précédent :

$$S = 0,3 m f_T$$

#### ✎ Exercice 7.1

Prouvez qu'une telle astuce réalise ce que nous prétendons.

### ◇ Augmentation de la vitesse de montée

Voici donc quelques moyens d'obtenir une grande vitesse de montée : a) utiliser un amplificateur à grande bande passante  $f_T$ . b) Augmenter  $f_T$  en utilisant un condensateur de compensation plus petit ; naturellement ce n'est possible que si le gain en boucle fermée est supérieur à l'unité. c) Réduire la transconductance de l'étage d'entrée  $g_m$  en ajoutant des résistors d'émetteur ; ensuite réduire  $C$  ou augmenter  $I_E$  proportionnellement. d) Utiliser une configuration différente pour l'étage d'entrée.

La troisième technique (réduction de  $g_m$ ) est utilisée dans de nombreux amplificateurs opérationnels. Par exemple, les amplificateurs HA2605 et HA2505 sont presque identiques, exception faite de l'insertion de résistors d'émetteur dans l'étage d'entrée du HA2505. Les résistors d'émetteur augmentent la vitesse de montée, aux dépens du gain en boucle ouverte. Les données suivantes montrent ce compromis. C'est pour la même raison que les amplificateurs opérationnels à FET, avec leurs valeurs plus faibles de la transconductance ( $g_m$ ) de l'étage d'entrée, ont tendance à présenter une plus grande vitesse de montée.

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

	HA2605	HA2505
$f_T$	12 MHz	12 MHz
Vitesse de montée	7 V/ms	30 V/ms
Gain en boucle ouverte	150 000	25 000

La quatrième technique utilise généralement la méthode de « réduction de la transconductance par couplage croisé », qui suppose la présence d'un deuxième jeu de transistors dans l'étage d'entrée ; ils sont inactifs pour les petits signaux, mais prêts à fournir un courant supplémentaire en cas de besoin. Cela présente l'avantage d'améliorer les caractéristiques de bruit et de décalage, au prix d'une certaine complexité par rapport à la solution des résisteurs d'émetteur. Cette technique est utilisée dans les Harris HA5141 et HA5151, Raytheon 4531, et Signetics 535 et 538 pour augmenter la vitesse de montée en réponse aux forts signaux différentiels d'entrée. Le graphe de la vitesse de montée en fonction du signal d'erreur en entrée est représenté par la figure 7.9.

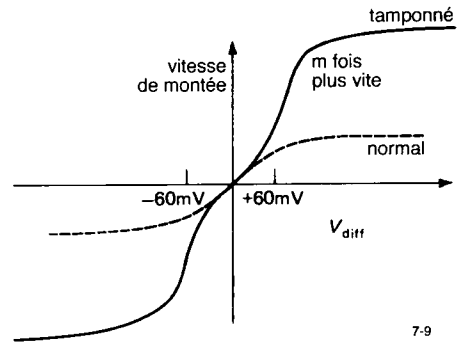


Figure 7.9

### Bande passante et temps de stabilisation

La vitesse de montée est celle que peuvent prendre les changements de tension de la sortie. La vitesse de montée caractéristique des amplificateurs opérationnels suppose une tension différentielle d'entrée importante (60 mV ou plus), ce qui est réaliste ; en effet, on peut supposer qu'un amplificateur dont la sortie n'est pas ce qu'elle devrait être reçoit un ordre vigoureux sur ses entrées, si le gain en boucle fermée a une valeur raisonnable. Dans les applications de précision à grande vitesse, une autre caractéristique peut être aussi importante que la vitesse de montée : le temps nécessaire à l'entrée pour prendre la valeur qui lui est assignée par un changement des entrées. Ce *temps de stabilisation* (le temps nécessaire à la sortie pour prendre la valeur finale et la garder, avec la précision spécifiée, figure 7.10) est toujours donné pour les composants comme les convertisseurs numérique-analogique, dont la raison d'être est la précision, mais n'est pas donné habituellement pour les amplificateurs opérationnels.

Nous pouvons estimer le temps d'établissement d'un amplificateur opérationnel en considérant d'abord un

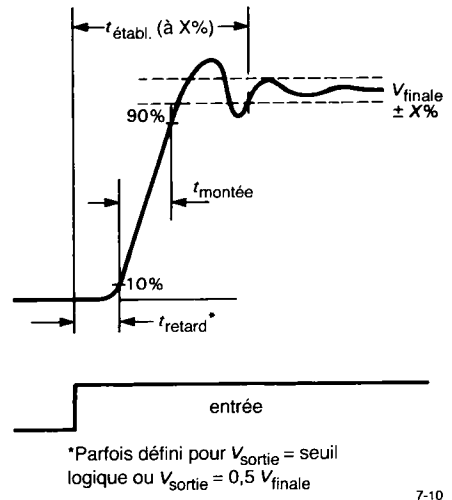


Figure 7.10 - Définition du temps de stabilisation.

autre problème : ce qui arriverait à un échelon de tension parfait, quelque part dans un circuit, s'il était suivi par un simple filtre RC passe-bas (figure 7.11).

Il est facile de démontrer que l'onde filtrée a les temps de stabilisation représentés. En fait ce résultat est important, parce que vous avez souvent recours à un filtre passe-bas pour réduire le bruit en limitant la bande passante (voir plus loin dans ce chapitre). Pour étendre ce résultat simple à un amplificateur opérationnel, rappelez-vous simplement qu'un amplificateur opérationnel compensé introduit une atténuation de 6 dB/octave, exactement comme un filtre passe-bas. Si la boucle détermine un gain  $G_B$ , sa « fréquence de coupure » (la fréquence pour laquelle le gain tombe à l'unité) est donnée, approximativement, par :

$$F = f_T / G_B$$

En général, un système dont la fréquence de coupure est  $F$  présente un temps de réponse  $\tau = 1/2\pi F$ ; ainsi la « constante de temps » équivalente de l'amplificateur opérationnel est :

$$\tau \approx G_B / 2\pi f_T$$

Le temps de stabilisation est d'environ  $5\tau$  à  $10\tau$ .

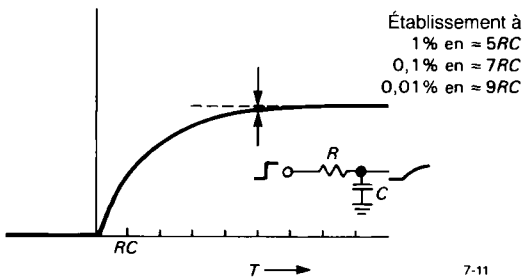


Figure 7.11 - Temps de stabilisation d'un filtre RC passe-bas.

Confrontons notre prévision à un cas réel. L'OP-44 de PMI est un amplificateur opérationnel de précision rapide sans compensation ( $G_B \geq 3$ ), avec  $f_T = 23$  MHz (typique). Notre formule simple donne 21 ns comme estimation du temps de réponse, soit un temps de stabilisation de 0,15  $\mu$ s ( $7\tau$ ) à 0,1%. Cela concorde assez bien avec la valeur réelle donnée par la feuille de caractéristiques : 0,2  $\mu$ s (typique) à 0,1%.

Plusieurs constatations méritent d'être faites:  
a) Notre modèle simple nous donne une valeur inférieure

du temps de stabilisation dans un circuit réel ; vérifiez toujours l'influence de la vitesse de montée sur le temps de stabilisation, elle pourrait dominer. b) Même si la vitesse de montée ne pose pas de problème, le temps de stabilisation peut être plus long que celui de notre modèle « à un seul pôle », en fonction de la compensation de l'amplificateur opérationnel et du déphasage marginal. c) L'amplificateur opérationnel se stabilisera plus vite si le système de compensation utilisé donne, comme courbe de déphasage en fonction de la fréquence, une belle droite sur une graphe à deux axes logarithmiques (par exemple l'OP-42, figure 7.12) ; les amplificateurs opérationnels dont le graphe de déphasage est tourmenté risquent plus de présenter des dépassements et des oscillations, comme ceux de l'onde supérieure de la figure 7.10. d) Un temps de stabilisation court à 1%, par exemple, ne garantit pas nécessairement un temps court à 0,01%, parce qu'il peut y avoir une traînée longue (figure 7.13). e) Rien ne remplace la spécification par le fabricant du temps de stabilisation réel.

Le tableau 7.3 est une sélection d'amplificateurs opérationnels rapides utilisables pour des applications qui requièrent une haute fréquence  $f_T$ , une grande vitesse de montée, une stabilisation rapide et une tension de décalage raisonnablement basse.

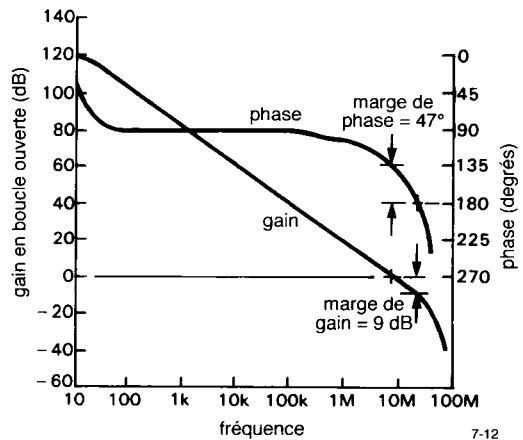


Figure 7.12 - Gain et déphasage de l'OP-42 en fonction de la fréquence.

Tableau 7.3 - Amplificateurs opérationnels de précision rapides

type	fabricant <sup>a</sup>	FET	ajustage comp. ext.	V <sub>os</sub>		I <sub>b</sub> à 1 kHz	en	Capacité d'entrée	Vitesse de montée (typ)		temps d'établissement (typ)		R <sub>sortie</sub> (typ)	dépassement à G <sub>min</sub> (typ)	marge de phase de G <sub>min</sub>	tension d'entrée différent. max	excursion en charge		Courant max de sortie	commentaires	
				max	ΔV <sub>os</sub>				max	los	max	typ					ns	ns			0,1%
				mV	μV/°C	nA	nA	pF	V/μs	MHz	ns	ns	Ω	%	°	V	±V	Ω	mA		
OP-37E	PM+	- X	- 5	0,025	0,6	35	40	3,0	-	17	63	1000	-	70	10	0,7	11	600	5	faible bruit (OP-27 décompensé)	
OP-42E	PM	X X	- 1	0,75	10	0,04	0,2	13	6	58	10	450	700	50	15	47	40	12	600	6	stable avec charge de 300 pF
OP-44E	PM	X X	- 3	0,75	10	0,04	0,2	12	-	122	20	200	300?	-	25	53	40	-	-	7	OP-42 décompensé
OP-62E	PM	- X X	X 1	0,2	-	100	300	2,5	-	15	50	-	-	-	-	5	12	600	-	-	
OP-63E	PM	- X X	X 1	0,75	-	100	300	7	-	50	50	-	-	-	-	5	12	600	-	-	
OP-64E	PM	- X X	X 5	0,75	-	100	300	7	-	200	200	-	-	-	-	5	12	600	-	-	
OP-65E	PM	- X	- 1	2	-	2000	2,5 μA	-	-	200	150	-	-	-	-	5	3,5	500	50	alimentation ±5 V	
CLC221	CL	- -	- 1	1	15	-	10 μA <sup>b</sup>	4	2,4	6500	-	15	18°	8	12	-	-	-	30	hybride	
CLC400	CL	- X	- 1	5,5	40	-	25 μA <sup>b</sup>	12	0,5	700	280	10	15	-	0	-	3,5	100	70	monolithique, transrésistance	
CLC401	CL	- -	- 7	6,5	50	-	35 μA <sup>b</sup>	12	0,5	1200	2100	10	13	-	0	-	3,5	100	70	monolithique, transrésistance	
LF401A	NS	X X	- 1	0,2	10	0,1	0,2	20	7	70	16	200	340	50	55	32	12	600	12		
OPA602C	BB	X X	- 1	0,25	2	0,001	0,001	13	3	35	6,5	700	1000	80	20	40	36	10	600	4	faible polarisation
AD711C	AD	X X	- 1	0,25	5	0,01	0,025	18	6	20	4	1000	-	-	10	-	20	10	600	2,8	bon marché
MS738B	KE	- X	- 2	0,075	1	20	40	3,8	3	3500	1500	30	200	2	5	-	12	12	100	120	
MS739	KE	X	- 1	0,025 <sup>c</sup>	0,3 <sup>c</sup>	0,03	0,08 <sup>c</sup>	-	-	5900	-	15	30°	-	-	-	12	100	120		
AD744C	AD	X X	X 2	0,25	3	0,02	0,05	18	5,5	75	13	400	500	-	4	70	36	12	600	4	ultra-faible distorsion (3 ppm) <sup>f</sup>
AD840K	AD	- X	- 10	0,5	5	200	5 μA	3	1	400	400	80	110	15	20	-	10	500	50	841 décompensé	
AD841K	AD	- X	- 1	1	20	200	5 μA	13	1	300	40	80	110	5	20	-	10	500	12	PNP vertical, existe en décompensé	
AD842K	AD	- X	- 2	1	10	200	5 μA	9	1	375	80	80	110	5	20	-	10	500	100	841 décompensé	
AD845K	AD	X X	- 1	0,25	3	0,05	0,4	25	4	100	16	250	300	-	-	-	20	12,5	500	10,2	
AD846K	AD	- X	- 2	0,2	2	-	150 <sup>b</sup>	1,3	2	450	40	80	110	16	20	-	18	10	500	7	faible bruit
AD847K	AD	- X	- 1	1	30	15 <sup>d</sup>	5 μA	15 <sup>d</sup>	1,5	300	50	80	-	-	-	50	6	10	500	5,6	PNP vertical, existe en décompensé
AD848J	AD	- X	- 1	1	10	15 <sup>d</sup>	5 μA	4 <sup>d</sup>	1,5	300	250	80	-	-	50	6	2,5	150	20	PNP vertical	
LT1028A	LT	- X X	X 2	0,04	0,8	50	90	0,85	5	15	75	-	-	80	5	50	0,7	12	600	10,5	ultra-faible bruit
LT1055A	LT	X X	- 1	0,15	4	0,01	0,05	14	4	13	5	1200	1800	60	10	-	40	10	600	4	le LT1056 est plus rapide
1435	TP	- X X	X 2	5	25	300 <sup>f</sup>	20 μA	16	2	300	1000	40	70	-	1	25	4	7	500	30	hybride
LH4105C	NS	X	- 1	0,5	20 <sup>g</sup>	0,4	0,6	-	-	40	18	-	500	-	-	30	10	100	25	pas de limitation de courant	
HA5147A	HA	- X	- 10	0,025	0,6	35	40	3,0	-	35	140	400	-	70	20	-	0,7	11	600	4	faible bruit (OP-27 décompensé)
AD9611B	AD	- -	- 1	3	20	-	5	1 <sup>e</sup>	3	1900	280	13	-	0,03	4	-	-	3	100	50	contre-réaction en courant ; sans

**Erreur de gain**

Une erreur supplémentaire résulte du fait que le gain en boucle ouverte a une valeur finie : une erreur sur le gain en boucle fermée.

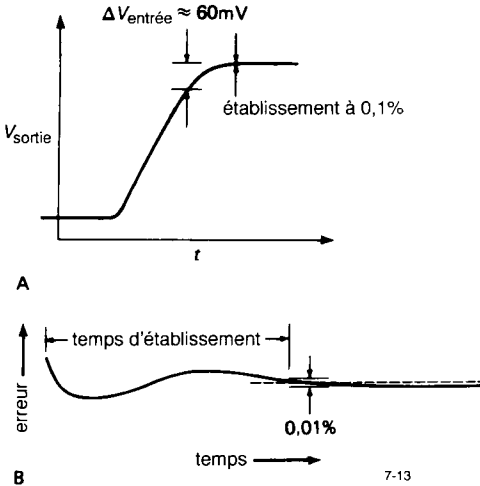


Figure 7.13 - A. La vitesse de montée décroît quand l'erreur d'entrée approche de 60 mV. B. La stabilisation à grande précision peut prendre un temps étonnamment long.

Nous avons calculé dans le chapitre 3 l'expression du gain en boucle fermée d'un amplificateur à rétroaction,  $G = A/(1 + AB)$ , dans laquelle  $A$  représente le gain en boucle ouverte et  $B$  le « gain » du réseau de rétroaction. Vous pourriez penser que la caractéristique  $A \geq 100$  dB est amplement suffisante, mais vous risquez des surprises si vous essayez de concevoir des circuits extrêmement précis. Il est facile de démontrer, à partir de l'équation du gain qui précède, que l'erreur de gain, définie comme

$$\delta G = \text{erreur de gain} = \frac{G_{\text{idéal}} - G_{\text{réel}}}{G_{\text{idéal}}}$$

est exactement égale à  $1/(1 + AB)$  et que sa valeur varie entre 0, pour  $A = \infty$  et 1 (100%), pour  $A = 0$ .

**Exercice 7.2**

Démontrez l'expression précédente de l'erreur de gain.

L'erreur de gain liée à la fréquence est loin d'être négligeable. Par exemple un 411, avec ses 106 dB de

gain en boucle ouverte à basse fréquence, accusera une erreur de gain de 0,5% s'il est configuré pour un gain en boucle fermée de 1000. Pire : comme le gain en boucle ouverte tombe de 6 dB/octave au-dessus de 20 Hz, notre amplificateur aura une erreur de gain de 10% à 500 Hz ! La figure 7.14 montre les erreurs de gain en fonction de la fréquence, pour des gains en boucle fermée de 100 à 1000, de l'OP-77, avec son gain extraordinaire de 140 dB à basse fréquence. Il devrait être évident que vous aurez besoin de beaucoup de gain et d'une haute fréquence de coupure  $f_T$  pour conserver la précision même à une fréquence relativement basse.

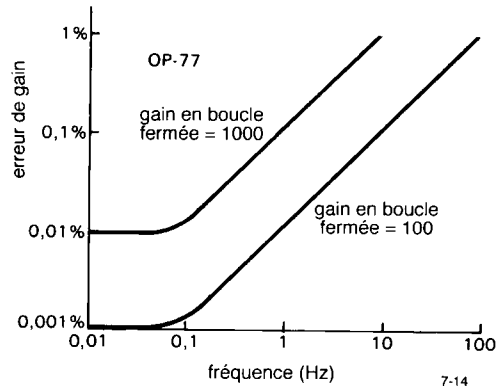


Figure 7.14 - Erreur de gain de l'OP-77.

Nous avons tracé ces courbes à l'aide des courbes de gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence qui figurent dans la feuille de caractéristiques. Même si la feuille de caractéristiques de votre amplificateur opérationnel comporte une courbe, il est préférable de la retracer à partir de la fréquence  $f_T$  spécifiée et du gain en continu en boucle ouverte, en déterminant le gain en boucle ouverte à la fréquence considérée, et de là l'erreur de gain en fonction de la fréquence. Cette procédure donne

$$\delta G = \frac{1}{1 + Bf_T/f}$$

avec  $B$  qui représente, comme d'habitude, le gain du réseau de rétroaction. Naturellement, dans certaines applications, comme les filtres,  $B$  peut dépendre aussi de la fréquence.

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

### Exercice 7.3

Démontrez le résultat précédent pour  $\delta_G(f)$ .

### Distorsion de croisement et impédance de sortie

Certains amplificateurs opérationnels utilisent un *push-pull* simple comme étage de sortie, sans l'écart de deux seuils de diode dans la polarisation des bases, tel que nous l'avons vu dans la section 2.15. Cela provoque une distorsion de classe B pour les tensions de sortie proches de zéro, puisque l'étage pilote doit faire transiter la tension des bases sur l'intervalle de deux seuils de diode quand le courant de sortie passe par zéro (figure 7.15). Cette distorsion de croisement peut être considérable, en particulier aux hautes fréquences, quand le gain est réduit. Elle est fortement atténuée dans les amplificateurs opérationnels dont la polarisation rend le *push-pull* de sortie légèrement conducteur (classe AB). Le 741 trivial en est un exemple, alors que son prédécesseur, le 709, utilise

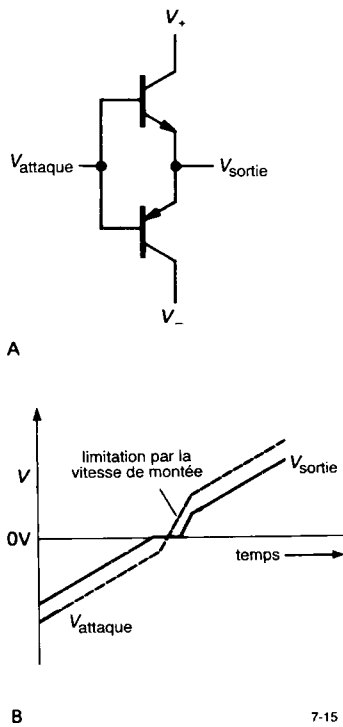


Figure 7.15 - Distorsion de croisement dans un étage de sortie *push-pull* en classe B.

une simple polarisation en classe B de l'étage de sortie. Le 324, admirable sous d'autres aspects, accuse une forte distorsion de croisement pour cette raison. Le bon choix en matière d'amplificateur opérationnel peut avoir une incidence énorme sur le fonctionnement des amplificateurs audio à faible distorsion. Il est possible que ce problème ait contribué à ce que les audiophiles appellent le « son des tran-

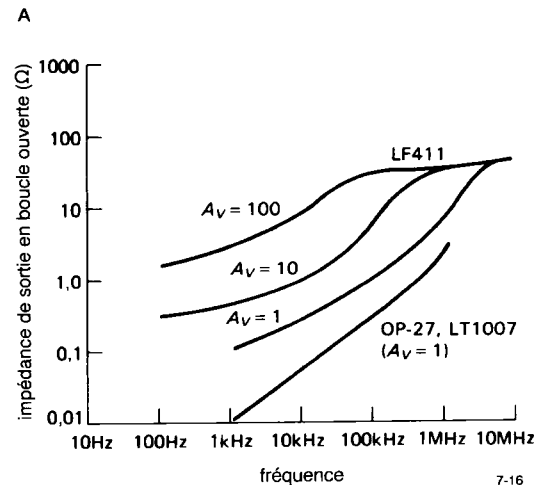
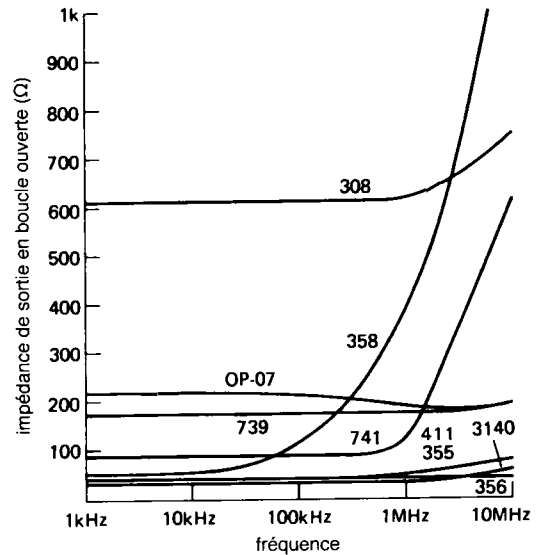


Figure 7.16 - A. Impédance de sortie relevée sur quelques amplificateurs opérationnels répandus. B. Impédance de sortie en boucle ouverte du 741 et de l'OP-27.



sistors ». Quelques amplificateurs opérationnels modernes, en particulier ceux qui sont destinés à des applications audio, sont conçus pour n'introduire qu'une très faible distorsion de croisement. C'est le cas des LT1028, LT1037 et LM833. Le LM833, par exemple, affiche une distorsion inférieure à 0,002% sur toute la plage audio de 20 Hz à 20 kHz. (Qu'ils disent ; faut voir !) Ces amplificateurs ont tous, en plus, un très faible niveau de bruit ; en fait, le LT1028 est le champion du monde actuel du faible bruit, avec  $e_b = 1,7 \text{ nV/Hz}$  (max.) à 10 Hz.

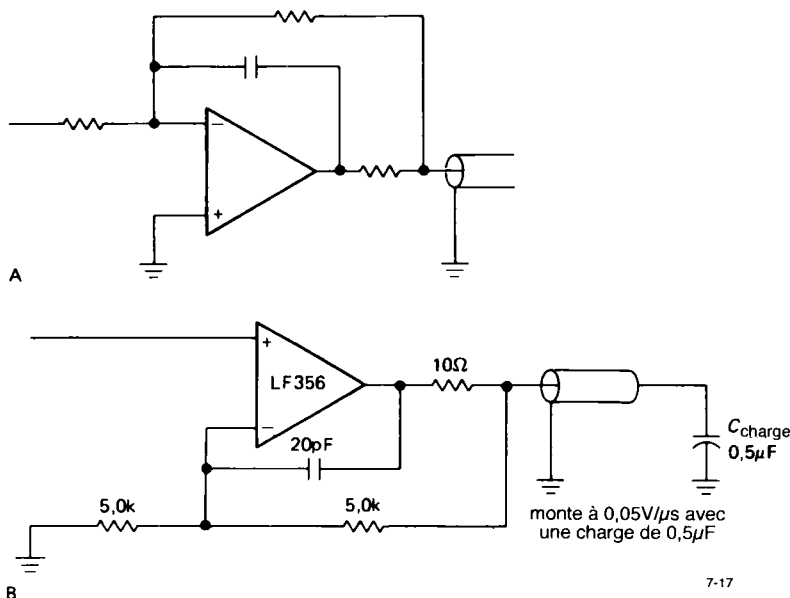
L'impédance de sortie d'un amplificateur opérationnel en boucle ouverte prend sa valeur la plus élevée quand la tension de sortie est proche de zéro, parce que les transistors travaillent sous leur courant le plus faible. L'impédance de sortie augmente aussi à haute fréquence, en même temps que le gain des transistors s'effondre ; elle pourrait augmenter lentement à très basse fréquence, sous l'effet de la rétroaction thermique sur la puce.

Il est facile de négliger les effets de l'impédance de sortie non nulle en boucle ouverte, en pensant que la rétroaction apportera un remède à tout. En fait, si vous considérez que certains amplificateurs opérationnels

présentent une impédance de sortie en boucle ouverte de plusieurs centaines d'ohms, il devient clair que les effets peuvent ne pas être négligeables, surtout avec des gains modérés en boucle fermée. La figure 7.16 montre quelques graphes typiques de l'impédance de sortie d'amplificateurs opérationnels, avec et sans rétroaction.

### Attaque de charges capacitives

Le fait que l'impédance de sortie en boucle ouverte n'est pas nulle provoque de sérieuses difficultés quand vous essayez d'attaquer une charge capacitive, à cause du retard de phase introduit par l'impédance de sortie combinée à la capacité de la charge par rapport à la masse. Cela peut produire une instabilité de la rétroaction si la fréquence à 3 dB est assez basse, puisque le déphasage s'ajoute au déphasage de  $90^\circ$  déjà introduit par la compensation. Comme exemple, imaginez que vous devez attaquer une trentaine de mètres de câble coaxial avec un amplificateur opérationnel dont l'impédance de sortie est  $200 \Omega$ . La ligne coaxiale non bouclée présente une capacité de 3000 pF, elle forme un filtre passe-bas RC dont le point à 3 dB est à 270 kHz. C'est bien en-dessous de la fréquence du gain unitaire d'un amplificateur



7-17

Figure 7.17

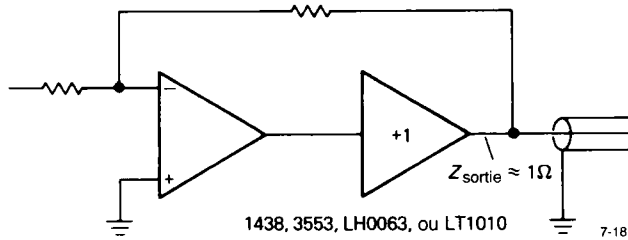


Figure 7.18

opérationnel typique, donc des oscillations risquent de se produire dans une boucle à grand gain (un suiveur par exemple).

Il existe deux solutions possibles à ce problème. L'une consiste à ajouter un résistor en série, pour commander la rétroaction à haute fréquence par la sortie de l'amplificateur opérationnel et la rétroaction à basse fréquence à partir du câble (figure 7.17).

Les valeurs de composants indiquées dans le deuxième schéma sont spécifiques de l'amplificateur opérationnel et de la configuration ; elles donnent une idée de la capacité qu'il est possible d'attaquer au maximum. Naturellement, cette technique dégrade les caractéristiques à haute fréquence, puisque la rétroaction est sans effet à haute fréquence sur le signal appliqué au câble.

**Tampons de puissance à gain unitaire**

Si cette technique du dédoublement des chemins de rétroaction est inacceptable, la meilleure chose à faire est d'insérer un tampon à fort courant et gain unitaire à l'intérieur de la boucle (figure 7.18). Les amplificateurs cités sur le schéma ont un gain proche de l'unité et une basse impédance de sortie, ils peuvent fournir jusqu'à 250 mA de courant de sortie. Ils ne présentent pas de déphasage significatif jusqu'à la fréquence de coupure ( $f_T$ ) de la plupart des amplificateurs opérationnels, donc ils peuvent être ajoutés dans la boucle de rétroaction sans compensation en fréquence supplémentaire. Le tableau 7.4 présente une liste abrégée d'amplificateurs-tampons. Ces tampons de puissance peuvent, bien sûr, être utilisés pour des charges qui réclament un fort courant, que le problème vienne ou non de la capacité. Malheureu-

sement, la plupart des amplificateurs-tampons ne comportent ni limitation interne de courant ni protection thermique et doivent donc être utilisés avec prudence. Les quelques composants qui comportent une protection intégrée, comme le LT1010, sont indiqués dans le tableau 7.4.

Remarquez aussi que l'exemple précédent serait modifié si le câble était bouclé sur son impédance caractéristique. Dans ce cas, il apparaîtrait comme une résistance pure, de valeur comprise entre 50  $\Omega$  et 100  $\Omega$ . Dans ce cas, un tampon serait obligatoire, sa sortie pourrait fournir  $\pm 200$  mA pour appliquer des signaux de  $\pm 10$  V à une charge de 50  $\Omega$ . Ce sujet sera étudié plus en détail dans la section 13.9 (Vol. 2).

Le montage de l'exemple précédent n'est affecté par aucune des erreurs de sortie de l'amplificateur opérationnel, puisqu'il fonctionne essentiellement en continu.

**7.8 Amplificateurs à zéro automatique (à découpage)**

Même les meilleurs des amplificateurs opérationnels de précision à faible tension de décalage ne peuvent pas égaler les caractéristiques étonnantes des amplificateurs « à zéro automatique » ou « à découpage ». Ironie : ces amplificateurs sont fabriqués en technologie CMOS, connue par ailleurs pour sa médiocrité en ce qui concerne la tension de décalage et la dérive. L'astuce consiste ici à implanter sur la puce un deuxième amplificateur d'annulation, en même temps que quelques commutateurs analogiques MOS et des condensateurs de stockage de la tension d'erreur de décalage (figure 7.19). L'amplificateur opérationnel principal fonctionne comme un ampli-

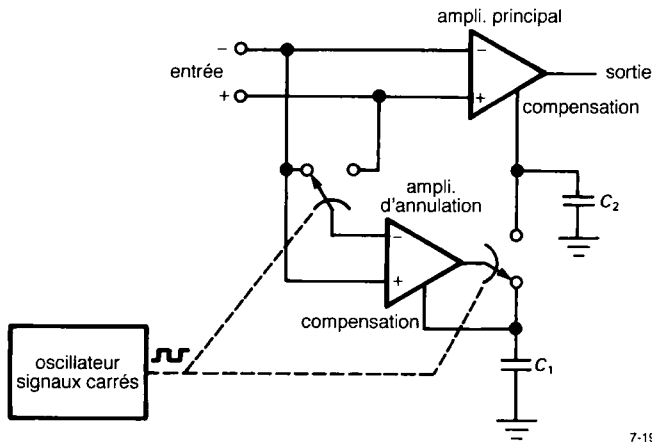


Figure 7.19 - Stabilisation par découpage des amplificateurs opérationnels de type 7650.

7-19

ificateur imparfait ordinaire. Le travail de l'amplificateur d'annulation consiste à surveiller le décalage d'entrée de l'amplificateur principal et d'adapter un signal de correction lent pour tenter de ramener exactement à zéro le décalage d'entrée. Comme l'amplificateur d'annulation est entaché de sa propre erreur, il y a un cycle alternatif d'opérations dans lequel l'amplificateur d'annulation corrige sa propre tension de décalage.

Voici donc le cycle de zéro automatique :

a) Déconnecter l'amplificateur d'annulation de l'entrée, court-circuiter ses entrées, connecter la sortie au condensateur  $C_1$  qui bloque le signal de correction ; l'amplificateur d'annulation présente maintenant un décalage nul. b) Maintenant, connecter les entrées de l'amplificateur d'annulation en parallèle sur les entrées de l'amplificateur principal, connecter sa sortie sur  $C_2$ , les condensateurs de stockage du signal de correction de l'amplificateur principal ; l'amplificateur principal a maintenant un décalage nul. Les commutateurs analogiques *MOS* sont commandés par un oscillateur intégré, habituellement à une fréquence de quelques centaines de hertz. Les condensateurs de stockage de la tension d'erreur ont une capacité typique de  $0,1 \mu\text{F}$  et doivent habituellement être ajoutés à l'extérieur ; LTC, Maxim et Teledyne fabriquent quelques amplificateurs à zéro automatique avec des condensateurs discrets incorporés dans le boîtier du circuit intégré.

Les amplificateurs opérationnels à zéro automatique excellent dans ce pour quoi ils sont prévus : fournir des valeurs de  $V_{os}$  (et de coefficient de température) cinq fois meilleures que celles du meilleur amplificateur opérationnel de précision (voir le tableau 7.2). De plus ils le font tout en conservant la vitesse et la bande passante de l'amplificateur opérationnel, contrairement aux premiers amplificateurs synchrones, qui étaient dits aussi à « découpage » mais dont la bande passante était limitée à une fraction de la fréquence de découpage (voir plus loin).

Voilà pour le bon côté. Le mauvais côté est que les amplificateurs à zéro automatique souffrent de maladies dont il faut vous méfier. D'abord, comme ce sont des composants *CMOS*, la plupart ont des plages de tension d'alimentation fortement limitées (la valeur typique est de  $15 \text{ V}$  au total) et ne peuvent donc pas fonctionner avec les tensions habituelles de  $\pm 15 \text{ V}$ . Les types à haute tension MAX430/2 de Maxim, TSC76HV52 et TCS915 de Teledyne sont des exceptions qui fonctionnent sous  $\pm 15 \text{ V}$ . Deuxièmement, la plupart des amplificateurs à zéro automatique ont besoin de condensateurs extérieurs (exceptions : LTC1050, MAX430/2, TSC911/13/14). Un troisième défaut, commun à de nombreux amplificateurs à zéro automatique (en particulier ceux dont la tension d'alimentation est limitée), est la plage de mode commun limitée en entrée ; par exemple, l'ICL7650, type répandu, offre une plage de mode commun garantie de  $-5 \text{ V}$  à  $+1,5 \text{ V}$ , quand il est alimenté sous

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

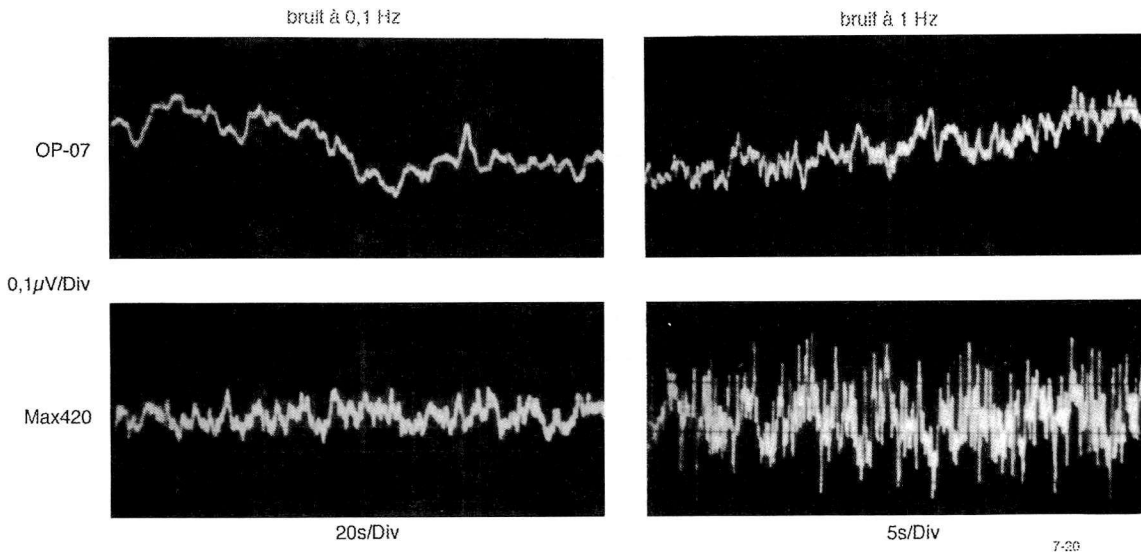


Figure 7.20 - À très basse fréquence, un amplificateur stabilisé par découpage produit moins de bruit qu'un amplificateur opérationnel classique à faible bruit.

A. Du continu à 0,1 Hz.

B. Du continu à 1 Hz (Document Maxim Integrated Products, Inc.).

la tension habituelle de  $\pm 5$  V (la plage est de  $-4,3$  V à  $+3,5$  V pour le modèle amélioré ICL7652 ; c'est mieux, mais cela n'inclut pas la tension d'alimentation négative, ce qui fait que vous ne pouvez pas l'utiliser comme un amplificateur à « alimentation simple »). Les types à haute tension sont meilleurs, comme le MAX432 dont la plage de mode commun s'étend de  $-15$  V à  $+12$  V avec une alimentation de  $\pm 15$  V. Le tableau des amplificateurs opérationnels (tableau 4.1) montre quels amplificateurs à zéro automatique ont une plage de mode commun qui inclut la tension d'alimentation négative ; bien que l'ICL7652 commun n'en fasse pas partie, c'est le cas des versions améliorées de LTC (LTC1052) et de Maxim (ICL7652B), ce qui permet un fonctionnement pratique avec une alimentation simple.

Le quatrième inconvénient est la tendance des amplificateurs opérationnels CMOS à offrir de piètres intensités de sortie, quelquefois un maximum de 1 à 2 mA dans le sens positif (débit). Le MAX432, admirable par ailleurs, ne peut débiter que 0,5 mA !

Le cinquième inconvénient sur la liste, souvent le premier par l'importance, est le bruit induit par l'horloge. Il est produit par le couplage de charge des interrupteurs MOS (voir la section 3.12) et peut superposer de méchantes impulsions à la sortie. Les spécifications sont trompeuses ici, parce qu'il est convenu de ne spécifier que le bruit rapporté à l'entrée avec  $R_S = 100 \Omega$ , pour les très basses fréquences seulement ; par exemple, un bruit rapporté à la source typique est de  $0,2 \mu\text{V}$  (du continu à 1 Hz, avec  $R_S = 100 \Omega$ ). Malgré cela, avec un signal nul à l'entrée, le signal de sortie peut être un train de pics de 15 mV d'amplitude, de 5  $\mu\text{s}$  de durée et de polarité alternée ! Dans une application à basse fréquence, vous pouvez (et devez) filtrer la sortie, avec un réseau RC de quelques centaines de hertz de bande passante, pour faire disparaître ces pics. Le bruit de ces pics n'a plus d'importance dans les applications à intégration (par exemple les convertisseurs analogique-numérique intégrateurs, voir la section 9.21, Vol. 2) ou dans les applications dont la sortie est lente par nature (comme un circuit de thermocouple avec un indicateur à la sortie). En fait, si vous ne

Tableau 7.4 - Tampons rapides

type	petits signaux		tensions d'alimentation		forts signaux			V <sub>os</sub> max	commentaires		
	fréquences de coupure				excursion de sortie						
	-3dB (MHz)	40 dB Z <sub>sortie</sub> (Ω)	min (±V)	max (±V)	V <sub>sortie</sub> (±V)	R <sub>charge</sub> (Ω)	courant de sortie maximal (±mA)			montée de vitesse (V/μs)	
LT	40	15	7	2,5	20	200	150	12	80	150	protection thermique ; monolithique
LH0002	50	60	6	6	22	200	100	10	50	30	
LH4001	50	-	6	5	22	125	200	10	50	50	DIP 10 broches
LM6321	50	40	5	5	16	800	300	10	50	50	mini-DIP ; protection thermique ; monolithique
AH0010	60	-	20	6	18	1500	100	10	100	20	mini-DIP ; alias 9910
BUF03	65	20	2	6	18	250	70	10	150	6	monolithique
EL2001	70	-	-	5	15	500	100	-	-	-	mini-DIP ; monolithique
LH0033	100	80	6	5	20	1400	100	10	50	10	voir EL2033 et d'autres
1490	100	-	20	12	18	500	100	-	-	20	entrée FET
HA5002	110	-	3	-	20	1300	200	11	100	20	monolithique
HOS100	125	-	8	5	20	1500	100	10	100	10	
MAX460	140	65	4	5	20	1500	100	10	100	5	monolithique
LH4004	140	-	-	4	15	1500	-	10	50	15	entrée FET ; contre-réaction extérieure
EL2005	140	60	4	5	15	1500	100	10	100	5	entrée FET, précision
EL2002	180	-	-	5	15	1000	100	-	-	-	mini-DIP ; monolithique
LH0063	200	30	1	5	20	4000	250	10	50	25	tampon sacrement rapide
MSK330	200	-	2	-	18	3000	200	13	100	25	
LH4002	200	150	6	4	6	1250	60	2,2	50	50	vidéo
9911	200	-	6	11	18	1000	500	10	20	20	
9963	200	-	3	6	18	3000	200	10	50	50	entrée FET
1359	250	60	5	12 <sup>b</sup>	18	1300	100	10	100	15	
LH4003	250	-	-	5	8	1200	100	3	50	15	vidéo ; contre-réaction extérieure
HA5033	250	80	5	5	20	1300	100	10	100	15	mini-DIP ; monolithique ; comme AH001
OPA633	275	150	5	5	16	2500	100	11	50	15	monolithique
3553	300	60	1	5	20	2000	200	10	50	50	boîtier métallique isolé
MP2004	350	280	4	5	20	2500	100	10	100	10	entrée FET ; comme EL2004
LH4006	350	-	-	4	8	1200	100	3	50	15	vidéo ; contre-réaction extérieure
EL2031	500	-	-	-	-	5000	100	-	-	-	entrée FET
CLC110	730	200	2	5?	7	800	70	4	100	8	monolithique

(a) voir notes du tableau 4.1. (b) nominal. (c) typique.

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

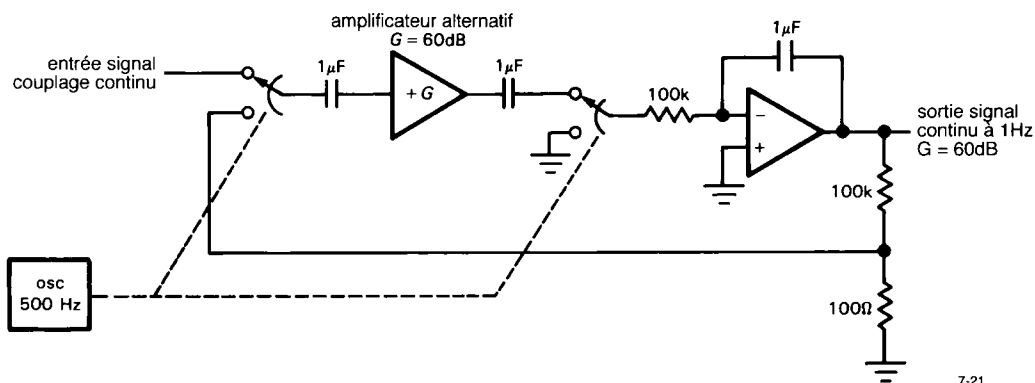


Figure 7.21 - Amplificateur à découpage avec couplage en alternatif.

voulez qu'une réponse très lente, et que vous filtrez la sortie à une fréquence extrêmement basse (inférieure à 1 Hz), un amplificateur à découpage aura *moins* de bruit qu'un amplificateur opérationnel classique à faible bruit ; voyez la figure 7.20.

Le dernier inconvénient des amplificateurs à zéro automatique est leur caractéristique de saturation désastreuse. Voici ce qui se passe : le circuit de zéro automatique, en tentant de ramener à zéro la différence de tension, suppose implicitement qu'il y a une rétroaction globale. Si la sortie de l'amplificateur principal est saturée (ou s'il n'y a pas de réseau extérieur de rétroaction), la forte tension différentielle d'entrée sera interprétée comme un décalage ; l'amplificateur d'annulation produira alors, en aveugle, une forte tension de correction qui chargera les condensateurs jusqu'à ce que l'amplificateur d'annulation arrive lui-même à la saturation. Le rétablissement est incroyablement lent — jusqu'à une seconde ! Le « remède » consiste à détecter le moment où la sortie approche de la saturation, et de bloquer l'entrée pour l'éviter. La plupart des amplificateurs à zéro automatique disposent d'une sortie de court-circuit (« *clamp* ») prévue à cet effet ; vous la ramènerez à l'entrée inverseuse pour éviter la saturation. Vous pouvez éviter la saturation des amplificateurs à découpage sans broche de « *clamp* » (tout comme dans les amplificateurs ordinaires) en pontant le réseau de rétroaction par une Zener bidirectionnelle (deux Zener en série), qui écrètera la sortie à la tension de Zener, au lieu de la laisser monter jusqu'à la tension

d'alimentation ; le fonctionnement est le meilleur dans les configurations inverseuses.

### ◇ Confusion dans le découpage

#### ◆ ◇ « Amplificateurs à découpage » à couplage alternatif

En considérant les amplificateurs à zéro automatique, assurez-vous de ne pas confondre cette technique avec une autre technique de découpage, celle de l'amplificateur à très basse fréquence à découpage, dans lequel un faible signal continu est converti en alternatif (« découpage ») à une fréquence connue, puis amplifié par des amplificateurs à couplage alternatif, enfin démodulé au moyen de la multiplication par une forme d'onde identique à celle qui a été utilisée pour effectuer le découpage initial du signal (figure 7.21). Ce système est très différent de la technique de zéro automatique, à bande passante totale, que nous venons d'étudier : elle atténue les fréquences qui approchent la fréquence de découpage, habituellement quelques centaines de hertz. Vous pouvez la rencontrer quelquefois dans les enregistreurs et autres appareils de mesure à basse fréquence.

#### ◆ ◇ Décalages thermiques

Quand vous construisez des amplificateurs continus avec des décalages inférieurs au microvolt, soyez conscient des *décalages thermiques* ; il s'agit de petites piles produites par la jonction de métaux différents (voir la section 15.1, Vol. 2). Vous obtenez une force électro-motrice due à l'effet Seebeck quand deux jonctions de métaux différents sont portées à des

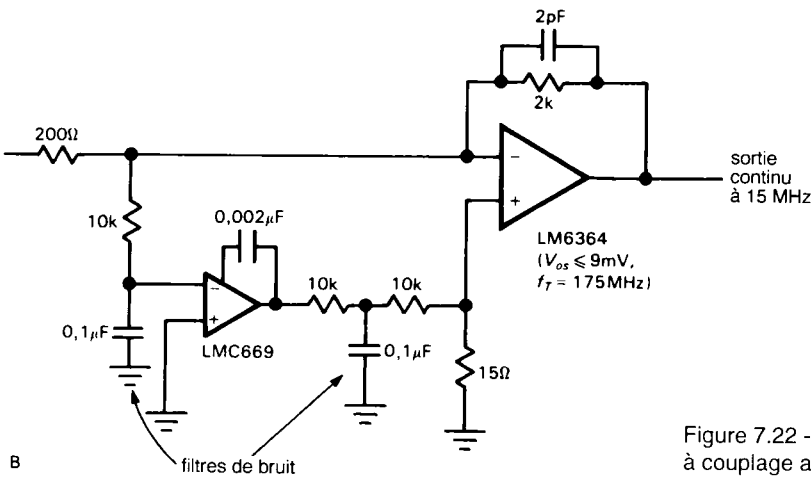
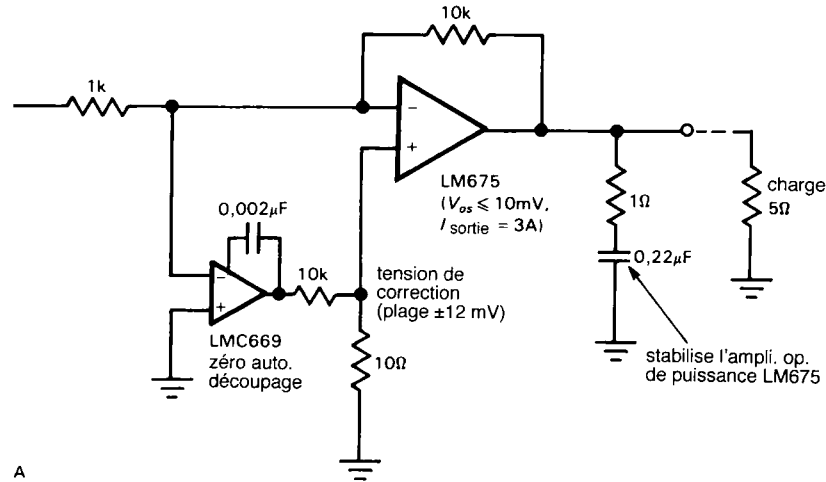


Figure 7.22 - Amplificateur à découpage à couplage alternatif.

températures différentes. En pratique, vous trouvez habituellement des jonctions entre des fils de nature différente ; un gradient thermique, ou même une petite courant d'air, peut produire facilement une tension de thermocouple de quelques microvolts. Même des fils similaires de fabricants différents produisent des forces électro-motrices thermiques de  $0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , soit quatre fois la dérive nominale d'un MAX432 ! La meilleure méthode consiste à rechercher la symétrie dans le câblage et la disposition des composants, puis à éviter les courants d'air et les gradients de température.

#### ◆ Zéro automatique extérieur

National fabrique une puce sympathique de « zéro automatique » (le LMC699) qui peut être utilisée comme amplificateur d'annulation extérieur afin de convertir l'amplificateur opérationnel de votre choix en amplificateur à zéro automatique (figure 7.22). Naturellement, le meilleur fonctionnement est obtenu en configuration inverseuse, par l'application à l'entrée non inverseuse de la tension de correction propre à annuler le décalage en entrée. Il ne fonctionne pas aussi bien que les amplificateurs spécialisés à zéro automatique que nous avons étudiés : la tension de décalage  $V_{os}$  spécifiée est de  $5 \mu\text{V}$  (typique) ou  $25 \mu\text{V}$  (maximum). Malgré cela, ce circuit

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

intégré vous permet d'appliquer la technique du zéro automatique à n'importe quel amplificateur opérationnel. Vous pourriez l'utiliser par exemple avec un amplificateur peu précis, mais très puissant ou très rapide. Les schémas montrent de bons exemples. Le LM675 est un amplificateur opérationnel de puissance intéressant (3 A de courant de sortie, avec une protection de la zone de sécurité et une protection thermique soignées intégrées à la puce), mais sa tension de décalage maximale est de 10 mV. Le circuit de zéro automatique la réduit d'un facteur 1000. De la même façon, le LM6364 est un amplificateur opérationnel rapide ( $f_T = 175$  MHz,  $V_M = 350$  V/ $\mu$ s) affligé d'une tension de décalage maximale de 9 mV, réduite ici par un facteur 400. Remarquez les composants des filtres RC, tant à l'entrée qu'à la sortie du dispositif de zéro automatique : ils sont indispensables à la suppression du bruit de découpage dans la boucle de correction (lente), quand cette technique est utilisée avec des signaux faibles et des composants à faible bruit comme le M6364 ( $8$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ).

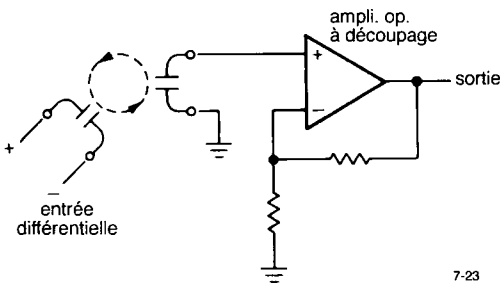


Figure 7.23 - Amplificateur différentiel ICL7605 à condensateur flottant, avec un fort taux de réjection du mode commun.

### ◆ ◇ Amplificateur de mesure

Intersil a utilisé une autre technique de découpage : la « mise à zéro automatique par commutation » (CAZ, *commutating auto-zeroing*). Dans cette technique, dont l'étalon est l'amplificateur de mesure à condensateur flottant ICL7605, des commutateurs MOSFET vous permettent de stocker la tension différentielle d'entrée dans un condensateur, puis de l'amplifier avec un amplificateur asymétrique stabi-

lisé par découpage (figure 7.23). Vous récupérez des pics de couplage de charge à la fréquence du découpage, exactement comme dans l'amplificateur à zéro automatique classique, ce qui affecte la technique CAZ des limitations que nous avons vues plus haut. Bien que nous nous soyons emballés dans notre première édition pour les amplificateurs CAZ (...ont une bonne chance de révolutionner la technologie des amplificateurs de mesure), ils ont été battus par une meilleure technique de zéro automatique, dans laquelle le signal ne traverse qu'un seul amplificateur.

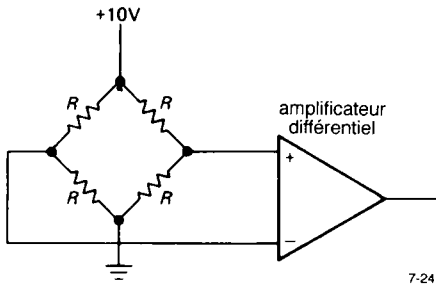
Cependant, pour être honnête vis-à-vis de l'amplificateur CAZ, il faut souligner que la technique du condensateur flottant utilisée dans le 7605 présente des avantages exclusifs, dont la plage de mode commun qui s'étend jusqu'à 0,3 V au-delà des tensions d'alimentation, un taux de réjection du mode commun de 100 dB (minimum), même au gain unitaire, et la plus faible tension de décalage de tous les amplificateurs intégrés. Toutefois, si vous utilisez ces amplificateurs, n'oubliez pas le filtrage obligatoire du bruit en sortie, la tension d'alimentation limitée ( $\pm 8$  V max.), et la nécessité d'une impédance de charge élevée, puisque l'impédance de sortie augmente périodiquement à la fréquence de l'horloge.

Le LTC1043 à condensateur flottant vous permettra de construire aisément votre propre amplificateur différentiel à forte réjection du mode commun. Les amplificateurs de mesure sont étudiés dans la prochaine section. Le tableau des amplificateurs opérationnels de précision (tableau 7.2) comporte les plupart des amplificateurs à zéro automatique disponibles.

## AMPLIFICATEURS DIFFÉRENTIELS ET AMPLIFICATEURS DE MESURE

Le terme amplificateur de mesure (*instrumentation amplifier* en anglais) désigne un amplificateur à grand gain, entrée différentielle, sortie asymétrique, haute impédance d'entrée et forte réjection du mode commun. Ils servent à amplifier les petits signaux différentiels qui proviennent de capteurs, superposés le plus souvent à un fort signal ou à un niveau élevé de mode commun.





7-24

Figure 7.24 - Jauge de contrainte et amplificateur.

Comme exemple de capteur, prenons la jauge de contrainte, un dispositif de résisteurs en pont qui convertit en variations de résistance les contraintes ou les élongations du matériau auquel il est fixé (voir la section 15.3, Vol. 2) ; le résultat net est une petite variation de la tension différentielle de sortie quand le pont est polarisé par une tension continue fixe (figure 7.24). Les résisteurs ont tous à peu près la même résistance, de l'ordre de  $350\ \Omega$ , mais ils sont soumis à des contraintes mécaniques différentes. La sensibilité en pleine échelle est de  $2\ \text{mV}$  par volt, si bien que l'excursion de sortie totale est de  $20\ \text{mV}$  pour une tension d'excitation de  $10\ \text{V}$ . Cette faible tension de sortie différentielle proportionnelle à la contrainte est superposée à un niveau continu de  $5\ \text{V}$ . L'amplificateur différentiel doit présenter une très forte réjection du mode commun pour pouvoir amplifier les signaux différentiels de quelques millivolts tout en rejetant les variations du niveau de mode commun de  $5\ \text{volts}$ . Par exemple, supposez qu'une erreur maximale de  $0,1\%$  soit acceptée. Puisque  $0,1\%$  de la pleine échelle correspond à  $0,02\ \text{mV}$ , superposés à  $5000\ \text{mV}$ , le taux de réjection du mode commun devrait dépasser  $25\ 0000$  à  $1$ , c'est-à-dire environ  $108\ \text{dB}$ .

Les astuces mises en œuvre pour réaliser un bon amplificateur de mesure, et plus généralement des amplificateurs différentiels à grand gain, sont similaires aux techniques que nous venons d'étudier. Le courant de polarisation, les décalages et les erreurs de réjection du mode commun ont tous leur importance. Commençons par examiner la conception des amplificateurs différentiels pour les applications non criti-

ques, pour passer ensuite aux exigences les plus strictes de la mesure, et à la façon de les satisfaire.

### 7.9 Amplificateur de différence

La figure 7.25 montre un circuit pratique classique qui ne demande qu'une réjection modeste du mode commun. Il s'agit d'un circuit de mesure d'intensité utilisé comme une partie d'une alimentation à courant constant, pour produire un courant constant dans la charge. La chute de tension aux bornes du résistor de puissance de précision à quatre fils de  $0,01\ \Omega$  est proportionnelle au courant qui traverse la charge. Bien qu'une borne de  $R_5$  soit raccordée à la masse, on serait mal avisé d'utiliser un amplificateur asymétrique, parce qu'une résistance de connexion de  $1\ \text{milli-ohm}$  provoquerait une erreur de  $10\%$  ! Il est évident qu'un amplificateur différentiel est nécessaire, mais il n'est pas indispensable qu'il présente un fort taux de réjection du mode commun, puisque seuls de faibles signaux de mode commun sont envisagés.

L'amplificateur opérationnel est monté dans la configuration standard de l'amplificateur de différence, comme elle est décrite dans la section 4.9. Les résisteurs  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_5$  sont des modèles bobinés de précision pour assurer une stabilité extrême du gain, alors que  $R_3$  et  $R_4$ , qui déterminent la réjection du mode commun, ne sont « que » des couches métalliques à  $1\%$ . Ainsi l'ensemble du circuit a une précision proche de celle du résistor de mesure du courant (ou *shunt*) et un taux de réjection du mode commun de quelque  $40\ \text{dB}$ .

#### *Amplificateur différentiel de précision*

Pour les applications comme les jauges de contrainte, les thermocouples, et ce qui y ressemble, une réjection du mode commun de  $40\ \text{dB}$  est très insuffisante, des chiffres comme  $100\ \text{dB}$  ou  $120\ \text{dB}$  sont souvent nécessaires. Dans l'exemple précédent de la jauge de contrainte, vous pouvez avoir un signal différentiel (déséquilibre) de  $2\ \text{mV}$  à pleine échelle. Si vous voulez une précision de  $0,05\%$ , le taux de réjection du mode commun doit être de  $114\ \text{dB}$  au minimum. (Remarquez que cette exigence peut être grandement assouplie dans le cas particulier où le zéro de l'amplificateur est fixé par la tension de mode commun,

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

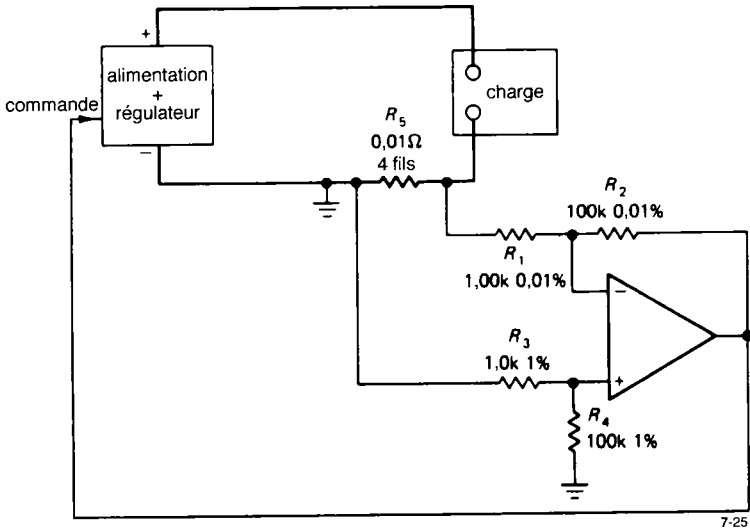


Figure 7.25 - Régulateur de courant.

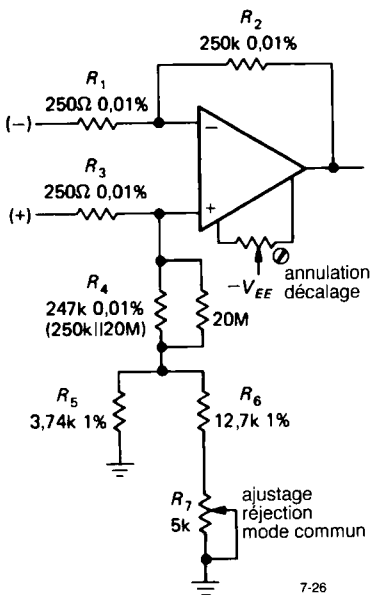


Figure 7.26

comme on pourrait le faire dans les conditions d'un laboratoire.)

La première méthode évidente pour améliorer le taux de réjection du mode commun est de donner un coup de pouce à la précision des résisteurs du circuit de

différence (figure 7.26). Les valeurs des résisteurs sont choisies pour maintenir les fortes résistances de la boucle de rétroaction dans la gamme disponible des résisteurs bobinés de précision. Avec des modèles à 0,01%, la réjection du mode commun est dans la gamme des 80 dB (68 dB dans le cas le plus défavorable), en supposant que l'amplificateur a un taux de réjection élevé. Un seul potentiomètre ajustable permet d'annuler la sensibilité au mode commun, comme le montre le schéma. Les valeurs indiquées vous permettent de corriger une erreur totale de 0,05%, c'est-à-dire celle du cas le plus défavorable de la tolérance des résisteurs. Le réseau fantaisiste représenté est utilisé parce que les potentiomètres de faible valeur ont une certaine tendance à l'instabilité dans le temps et qu'il vaut mieux les éviter.

Une indication au sujet de la réjection du mode commun alternatif : un bon amplificateur opérationnel vous permet de réaliser une réjection de 100 dB en continu. Cependant, les résistances bobinées de précision nécessaires à la stabilité présentent une certaine inductance, qui provoquera une dégradation du taux de réjection en fonction de la fréquence. Il existe des résisteurs de précision non inductifs (Aryton-Perry) qui permettent de réduire cet effet, commun à tous les circuits dont nous allons

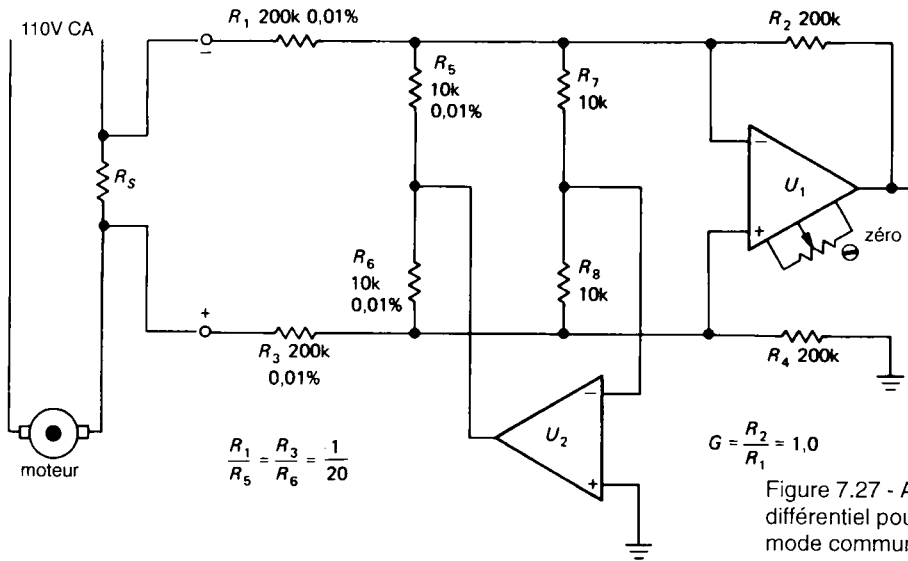


Figure 7.27 - Amplificateur différentiel pour forte tension de mode commun, à partir d'amplificateurs opérationnels à basse tension.

parler. Remarquez aussi qu'il est indispensable d'équilibrer les capacités du circuit pour réaliser une bonne réjection du mode commun à haute fréquence. Cela peut nécessiter une disposition rigoureusement symétrique des composants.

Burr-Brown propose une série d'amplificateurs différentiels complets, avec des résisteurs appariés, dans un boîtier pratique mini-DIP (8 broches). L'INA105 a un gain unitaire (erreur de gain maximale de  $\pm 0,01\%$ ), avec une impédance d'entrée de  $25\text{ k}\Omega$ ; l'INA106 a un gain de 10, avec la même précision et une impédance d'entrée de  $10\text{ k}\Omega$ . Le dernier a un taux de réjection du mode commun de 94 dB et une tension de décalage  $V_{OS}$  de  $100\text{ }\mu\text{V}$ ; il est stable avec une charge de  $100\text{ pF}$ . Burr-Brown propose aussi une version à grande plage de tension de mode commun ( $\pm 200\text{ V}$ ), comme nous en décrivons plus loin.

#### ◇ Amplificateur différentiel à haute tension

La figure 7.27 montre une méthode astucieuse pour étendre au-delà des tensions d'alimentation la plage de tension de mode commun en entrée de l'amplificateur de différence, sans diminution du gain différentiel. L'amplificateur  $U_2$  voit la tension de mode commun à l'entrée de  $U_1$  et la supprime au moyen de  $R_5$  et  $R_6$ . Comme ni  $U_1$  ni  $U_2$  ne voient plus de tension de mode commun, le taux de réjection des ampli-

ificateurs opérationnels est indifférent. Le taux de réjection de ce circuit est fixé en définitive par l'égalité des rapports  $R_1/R_5$  et  $R_3/R_6$ , sans exigence particulière quant à la précision de  $R_2$  et  $R_4$ . Le circuit représenté accepte une plage de tension de mode commun de  $\pm 200\text{ V}$ , avec un taux de réjection de 80 dB et un gain différentiel de 1,0.

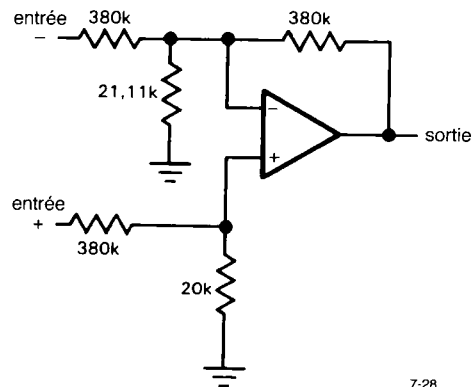


Figure 7.28 - L'amplificateur différentiel INA117, avec un plage de mode commun de tension d'entrée de  $\pm 200\text{ V}$ .

L'amplificateur à gain unitaire INA117 de Burr-Brown utilise une astuce différente pour obtenir une grande plage de mode commun : un diviseur résistif

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

de rapport 200:1 pour ramener le signal dans la plage de  $\pm 10$  V du mode commun de l'amplificateur (figure 7.28). Ce système est plus simple que celui de la figure 7.27, mais il présente des caractéristiques de bruit et de décalage dégradées :  $V_{in} = 1000 \mu V$  (contre  $250 \mu V$  pour l'INA105), le tension de bruit en sortie est de  $25 \mu V$  cc (0,01 Hz à 10 Hz) contre  $2,4 \mu V$  pour l'INA105.

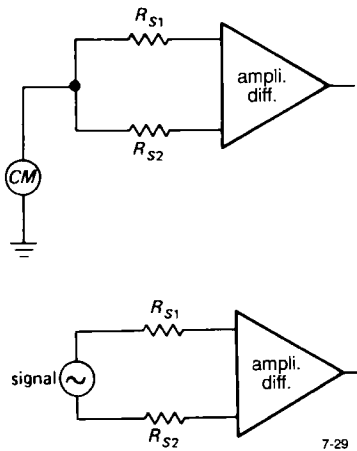
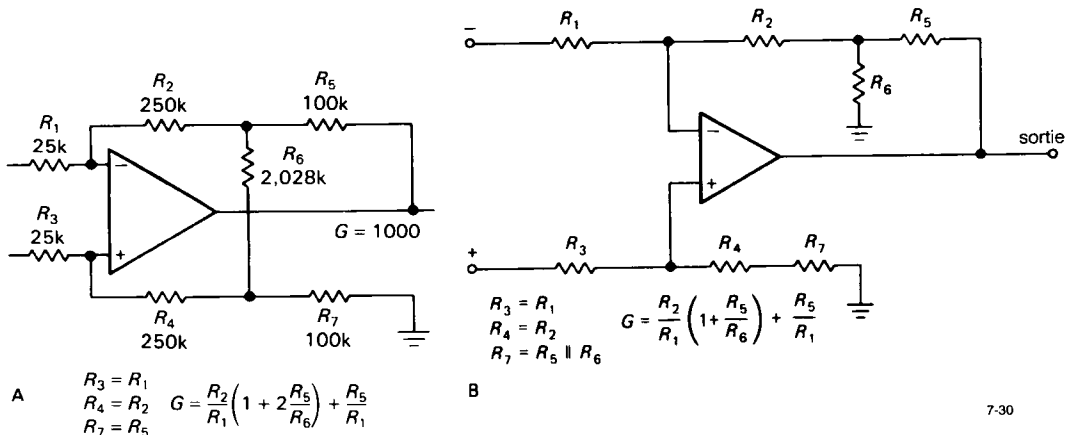


Figure 7.29

### ◇ Augmentation de l'impédance d'entrée

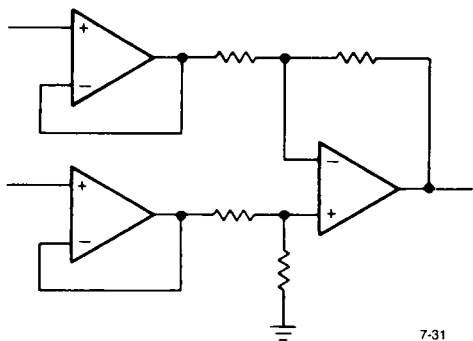
Le circuit de différence avec des résisteurs d'entrée soigneusement appariés semble devoir donner le fonctionnement que vous désirez, jusqu'à ce que vous preniez en compte les restrictions qu'il impose quant aux résistances de source autorisées. Pour obtenir une précision de gain de 0,1% avec le circuit de la figure 7.26, vous devez maintenir l'impédance de la source inférieure à  $0,25 \Omega$  ! De plus, l'impédance de source vue par les deux bornes doit être équilibrée à  $0,0025 \Omega$  près pour réaliser un taux de réjection du mode commun de 100 dB. Ce dernier résultat ressort d'un coup d'œil au schéma équivalent (figure 7.29). Les triangles représentent l'ensemble de l'amplificateur différentiel ou, en général, tout amplificateur différentiel ou amplificateur de mesure ;  $R_{S1}$  et  $R_{S2}$  représentent la résistance de source (équivalent de Thévenin) de chaque branche. Pour les signaux de mode commun, le circuit complet de l'amplificateur inclut les deux impédances de source en série avec les résisteurs d'entrée  $R_1$  et  $R_3$  ; donc le taux de réjection du mode commun dépend de l'égalité entre  $(R_{S1} + R_1)$  et  $(R_{S2} + R_2)$ . Évidemment les contraintes que ce circuit impose à l'impédance de source, comme nous les avons calculées précédemment, ne sont pas raisonnables.



7-30

Figure 7.30 - Des amplificateurs différentiels avec réseaux en T donnent une plus grande impédance d'entrée avec de plus faibles valeurs dans le réseau de rétroaction.

Une certaine amélioration peut être apportée par une augmentation de la valeur des résisteurs, en utilisant l'astuce du réseau en T pour les résisteurs de contre-réaction, comme dans le circuit de la figure 7.30. Il s'agit de la version d'amplificateur différentiel décrite dans les sections 7.6 et 4.19. Avec les valeurs indiquées, vous obtenez un gain en tension différentielle de 1000 (60 dB). Pour une précision du gain de 0,1%, l'impédance de source doit être inférieure à 25 Ω et appariée à 0,25 Ω près pour un taux de réjection de 100 dB. C'est toujours une exigence inacceptable quant à la source pour la plupart des applications. Une jauge de contrainte, par exemple, présente habituellement une impédance de source de 350 Ω.

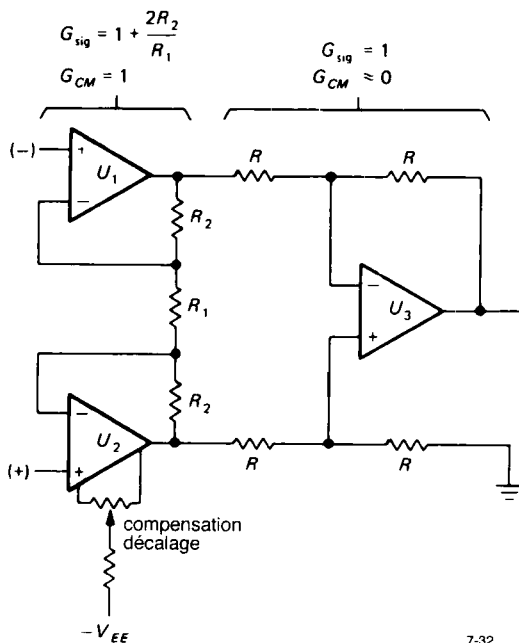


7-31

Figure 7.31 - Amplificateur différentiel à haute impédance d'entrée.

La solution générale à ce problème met en œuvre des suiveurs ou des amplificateurs non inverseurs pour atteindre une haute impédance d'entrée. La méthode la plus simple consisterait à ajouter des suiveurs à l'amplificateur différentiel ordinaire (figure 7.31). Avec les impédances d'entrée énormes que vous obtenez, il n'y a plus de problème avec une impédance de source raisonnable, au moins en continu. À plus haute fréquence, il devient à nouveau important d'apparier les impédances de source vis-à-vis du signal de mode commun, parce que la capacité d'entrée forme un diviseur de tension avec la résistance de source. Par « hautes fréquences », nous entendons souvent 50 Hz, puisque la captation de la tension alternative du secteur est une nuisance banale ; à cette fréquence, l'effet d'une capacité d'entrée de quelques picofarads n'est pas sérieux.

### 7.10 Amplificateur de mesure standard à trois amplificateurs opérationnels



7-32

Figure 7.32 - Amplificateur de mesure classique.

L'inconvénient du montage précédent, avec ses deux suiveurs (figure 7.31), est qu'il exige un fort taux de réjection du mode commun, à la fois dans les deux suiveurs et dans l'amplificateur opérationnel final. Comme les tampons d'entrée fonctionnent au gain unitaire, toute la réjection doit être faite dans l'amplificateur de sortie, avec les résisteurs de précision que cela suppose. Le circuit de la figure 7.32 représente une amélioration appréciable ; c'est la configuration standard de l'amplificateur de mesure. L'étage d'entrée est une configuration astucieuse de deux amplificateurs opérationnels qui fournit un grand gain différentiel et un gain unitaire en mode commun, sans appariement rigoureux des résisteurs. Sa sortie différentielle fournit un signal où la part relative du mode commun est réduite, pour attaquer un montage amplificateur différentiel ordinaire. Ce dernier est souvent organisé pour fournir un gain unitaire et balayer ce qui peut rester de signal en mode commun. Par conséquent, l'amplificateur de sortie, U3, n'a pas besoin d'un taux de réjection exceptionnel, pas plus

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

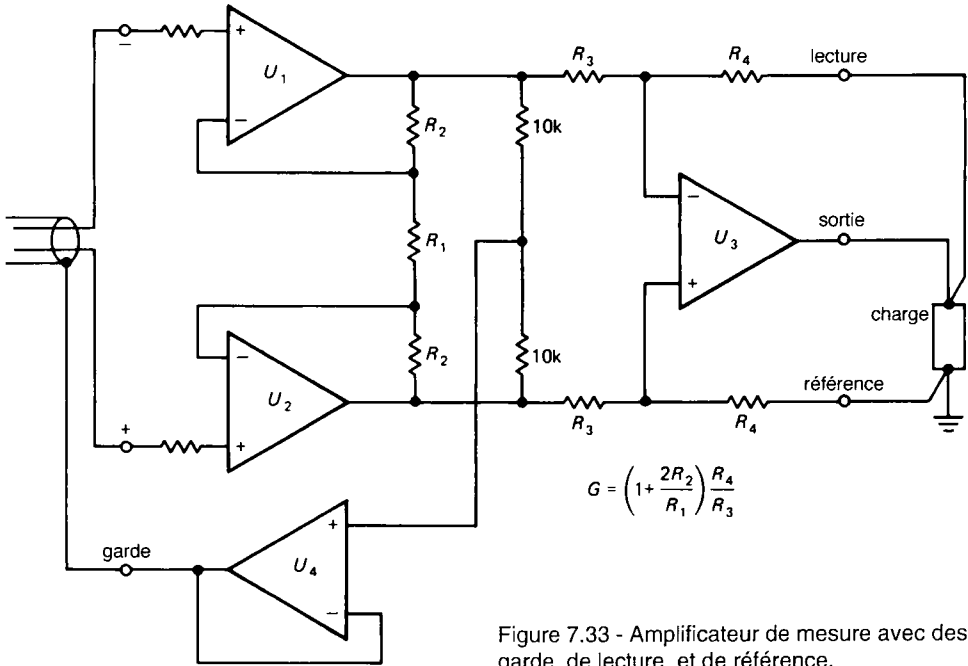


Figure 7.33 - Amplificateur de mesure avec des bornes de garde, de lecture, et de référence.

que ses résistors n'ont besoin d'un appariement rigoureux. La correction du décalage de l'ensemble du circuit peut être faite sur l'un des amplificateurs d'entrée, comme sur le schéma. Les amplificateurs d'entrée doivent toujours présenter un bon taux de réjection du mode commun et être choisis soigneusement.

Différents fabricants proposent des amplificateurs de mesure complets, conformes à cette configuration standard. Tous les composants sont intégrés, à l'exception de  $R_1$  ; ce résistor extérieur permet de déterminer le gain. Les exemples typiques sont les modèles à micropuissance INA102, à grande vitesse INA110, à grande précision DA624. Tous ces amplificateurs permettent un gain de 1 à 1000, un taux de réjection du mode commun voisin de 100 dB, une impédance d'entrée supérieure à 100 MΩ. Le LH0036, hybride à micro-puissance, peut fonctionner à partir de  $\pm 1$  V. L'AD624 affiche une linéarité de gain de 0,001%, une tension de décalage initiale de 25  $\mu$ V et une dérive du décalage de 0,25  $\mu$ V/°C, avec un dispositif de correction de la tension de décalage. Quelques amplificateurs de mesure

(comme l'INA104 à haute précision) prévoient l'ajustage de la réjection du mode commun. Ne confondez pas l'« amplificateur opérationnel de mesure » 725 avec un amplificateur de mesure ; ce n'est rien de plus qu'un bon amplificateur opérationnel, conçu comme un élément de construction pour les amplificateurs de mesure. La figure 7.33 montre le schéma de l'amplificateur de mesure utilisé couramment.

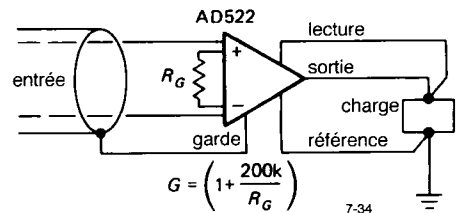


Figure 7.34 - Amplificateur de mesure intégré.

Quelques commentaires sur ces circuits d'amplificateurs de mesure (figure 7.33) : a) le signal de mode commun tamponné à la sortie de  $U_4$  peut être

## 7.10 Amplificateur de mesure standard à trois amplificateurs opérationnels

utilisé comme tension de « garde » pour réduire les effets de la capacité et des fuites du câble. Pour ce faire, la sortie de garde sera reliée au blindage du câble d'entrée. Si le résistor de réglage de gain ( $R_1$ ) n'est pas situé à proximité immédiate de l'amplificateur (par exemple, si c'est un potentiomètre en face avant, ce qu'il faut éviter habituellement) ses connexions seront blindées et « gardées » aussi. b) Les bornes LECTURE et REF permettent de lire la tension de sortie aux bornes de la charge, de telle façon que la rétroaction puisse éliminer les pertes dans le câblage et le circuit extérieur. De plus, la borne REF vous permet aussi de décaler le signal de sortie par une tension continue (ou un autre signal) ; cependant, l'impédance de la source de référence doit être maintenue faible, sous peine de dégradation du taux de réjection du mode commun. c) Avec tous ces ampli-

ficateurs de mesure, il faut prévoir un chemin pour le courant de polarisation des entrées ; par exemple, vous ne pouvez pas simplement raccorder un thermocouple à l'entrée. La figure 7.34 montre une application simple d'amplificateur de mesure, avec les bornes de garde, de lecture et de référence.

### ◇ Alimentation flottante

La facteur qui limite la réjection du mode commun dans l'amplificateur de mesure standard pourrait être le taux de réjection des amplificateurs d'entrée eux-mêmes. Si des taux supérieurs à 120 dB sont nécessaires, l'astuce de la figure 7.35 est utilisable. Le suiveur  $U_4$  tamponne la tension de mode commun du signal, il pilote la borne commune de la petite alimentation symétrique flottante qui alimente  $U_1$  et  $U_2$ . Ce système auto-élevateur (*bootstrapping*) supprime

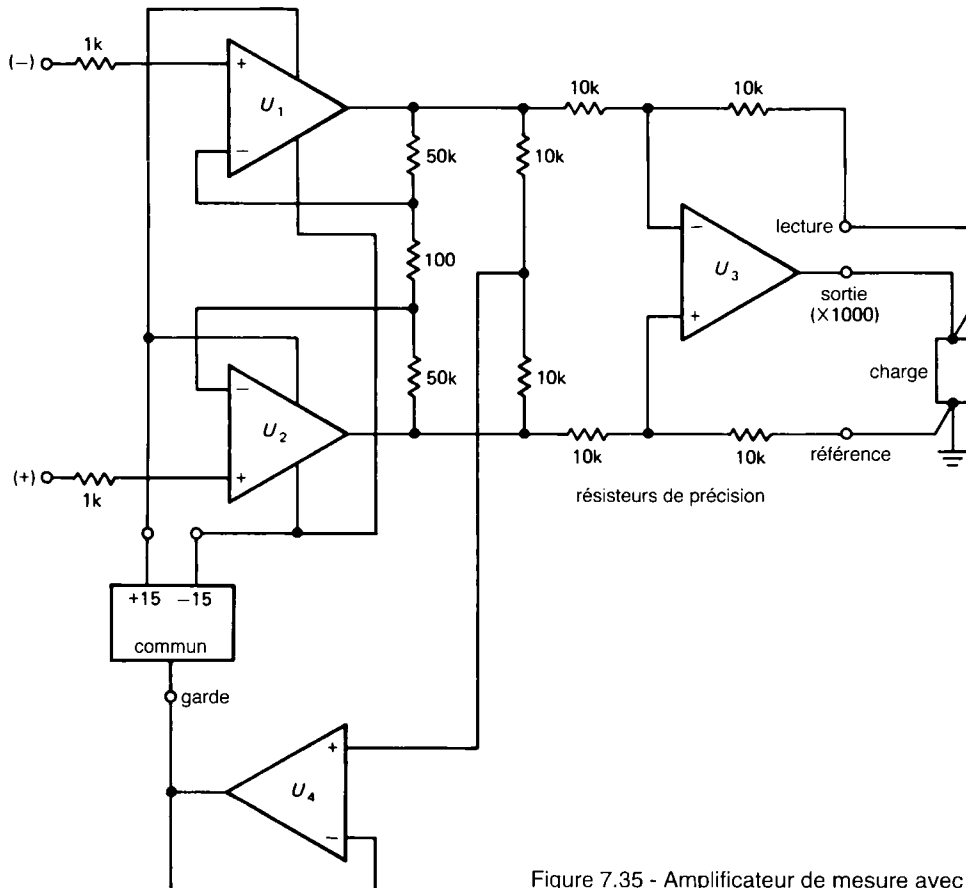


Figure 7.35 - Amplificateur de mesure avec alimentation flottante, pour un fort taux de réjection du mode commun.

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

effectivement tout signal de mode commun aux entrées de  $U_1$  et  $U_2$ , puisqu'elles ne voient plus d'excursion par rapport à leurs alimentations. Les amplificateurs  $U_3$  et  $U_4$  sont alimentés normalement, par le reste du système. Ce procédé peut faire des merveilles en matière de réjection du mode commun, au moins en continu. Aux fréquences plus élevées vous retrouvez les problèmes de l'égalité des capacités présentées aux entrées.

### Configuration à deux amplificateurs opérationnels

La figure 7.36 montre une autre configuration qui présente une forte impédance d'entrée avec seulement deux amplificateurs opérationnels. Elle ne réalise pas la réjection du mode commun en deux étages (comme le fait la configuration à trois amplificateurs opérationnels), un bon taux de réjection suppose donc un bon appariement des résisteurs, comme dans l'amplificateur de différence standard.

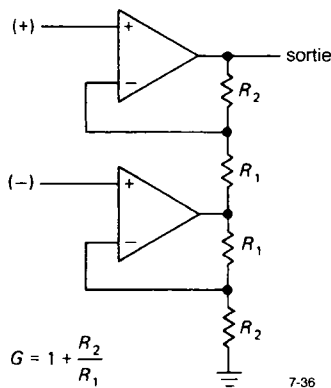


Figure 7.36 - Amplificateur de mesure à deux amplificateurs opérationnels.

### Circuits intégrés amplificateurs de mesure spéciaux

Il existe plusieurs amplificateurs de mesure disponibles sous la forme de circuits intégrés monolithiques (et bon marché), certains avec d'excellentes caractéristiques. Ils font usage de méthodes sans rapport avec les circuits précédents.

#### ◆ Technique de contre-réaction en courant

Cette technique, caractéristique des LM363, AD521 et du *JFET* AMP-05, réalise une forte réjection du

mode commun sans recours à des résisteurs extérieurs appariés. En fait, le gain est réglé par le rapport d'un paire de résisteurs extérieurs. La figure 7.37 montre l'organisation du circuit. Il utilise deux paires d'amplificateurs différentiels à transconductance, avec un seul résistor extérieur pour le réglage du gain. L'une des paires est attaquée par le signal d'entrée, l'autre par le signal de sortie et la borne *ref.* L'AMP-05 utilise des *FET* en entrée pour garder de faibles courants d'entrée, alors que l'AMP-01 utilise la technologie bipolaire pour obtenir une tension de décalage et une dérive faibles (tableau 7.5).

Les méthodes de conception assistée par ordinateur peuvent être très utiles pour la conception de circuits de précision ; voir la section 13.24 (Vol. 2).

## BRUIT INTRINSÈQUE DES AMPLIFICATEURS

Dans presque tous les domaines de mesure, la limite ultime de la détection des signaux faibles est fixée par le bruit, des signaux indésirables qui masquent le signal utile. Même si la grandeur à mesurer n'est pas faible, la présence de bruit dégrade la précision de la mesure. Certaines formes de bruit sont inévitables (par exemple les fluctuations réelles de la grandeur à mesurer), mais elles peuvent être rejetées par les techniques du *moyennage du signal* et de la *réduction de bande passante*, que nous étudierons dans le chapitre 15 (Vol.2). D'autres formes de bruit (comme les interférences à fréquence radio et les « boucles de masse ») peuvent être atténuées ou éliminées par diverses astuces, comme le filtrage et une attention vigilante apportée au câblage et à la disposition des composants. Enfin, il y a un bruit qui naît du processus d'amplification lui-même ; celui-là peut être réduit par les techniques de conception d'amplificateurs à faible bruit. Bien que les techniques de moyennage du signal puissent souvent être utilisées pour extraire un signal noyé dans le bruit, il est toujours payant de commencer avec un système débarrassé de toutes les interférences qu'on peut éliminer et qui produise le plus faible bruit d'amplification possible.



Tableau 7.5 - Amplificateurs de mesure

type	alimentation		erreurs maximales en entrée <sup>b</sup>				bruit		réjection du mode commun (en continu, min)		V/μs	V/μs	μs	μs										
	tension totale max	courant max	tension de décalage		courant		tension		10 Hz à 10 kHz	dB					dB	kHz	kHz							
			RTI <sup>a</sup>	RTO <sup>a</sup>	pol.	déc.	RTI <sup>a</sup>	RTO <sup>a</sup>										RTI <sup>a</sup>	RTO <sup>a</sup>					
	min max	max	mV μV/°C	mV μV/°C	nA	nA	μV, cc	μV, eff	pA, eff	G=1					G=1k	G=1	G=1k	G=1	G=1k					
AMP-01A	-	X	9	36	5	0,05	0,3	3	50	3	1	0,1	13	0,5	-	-	85	125	4,5	570	26	12	50	
AMP-05A	X	X	10	36	10	1	10	15	100	0,05	0,025	4	7	3	-	1	90	110	7,5	3000	-	5	5	
LH036	-	-	2	36	0,6	1	10 <sup>1</sup>	5	15 <sup>1</sup>	100	40	-	-	5	-	-	50	100	0,3	350	0,35	-	8	600
LH038 <sup>c</sup>	-	-	10	36	2	0,1	0,25	10	25 <sup>1</sup>	100	5	0,2	-	0,6	-	10	-	114	0,3	-	1,6	-	-	80 <sup>s</sup>
INA101C	-	-	10	40	8,5	0,025	0,25	0,2	10	20	20	0,8	-	1,5	-	50	80	106	0,4	300	2,5	20	0,2	30
INA102C	-	-	7	36	0,8	0,1	2	0,2	5	30	10	0,1	-	2,5	8	20	90	90	0,2	300	0,3	30	0,03	50
INA104C	-	-	10	40	10	0,025	0,25	0,2	10	20	20	0,8	-	1,5	-	50	80	106	0,4	300	2,5	20	0,2	30
INA110B	X	-	12	36	4,5	0,25	2	3	50	0,05	0,025	1	8	5	10	-	80	106	17	2500	100 <sup>f</sup>	-	4	11 <sup>1</sup>
LM363A	-	X	10	36	2	0,05	0,5	10	250	5	2	0,4 <sup>h</sup>	100 <sup>h</sup>	1,2	100	15	100 <sup>g</sup>	126	0,4	200 <sup>g</sup>	30	30 <sup>g</sup>	5	20 <sup>g</sup>
AD521	-	X	10	36	5	3	15	400	400	80	20	0,5	150	1,2	30	-	70	100	10	2000	40	75	6	7
AD522	-	-	10	36	10	-	6	0,4	50	25	20	1,5	15	-	15	-	75	100	0,1	300	0,3	-	-	500 <sup>d</sup>
AD524C	-	-	12	36	5	0,05	0,5	2	25	15	10	0,3	15	0,5	10	40	80	120	5	1000	25	-	10	50
AD624C	-	-	10	36	5	0,025	0,25	2	10	15	10	0,2	10	0,5	10	40	80	130	5	1000	25	-	10	50
AD625C	-	-	10	36	5	0,025	0,25	2	15	15	5	0,2	-	0,4	7	30	80	120	5	650	25	-	15 <sup>d</sup>	75 <sup>d</sup>
ICL7605 <sup>e</sup>	X	-	4	18	5	0,005	0,2	-	-	1,5	-	1,7	-	-	-	-	100 <sup>f</sup>	100 <sup>f</sup>	0,5	0,01	0,01	lent	lent	lent

(<sup>a</sup>) RTI : ramené à l'entrée ; RTO : par rapport à la sortie. Le bruit et l'erreur peuvent être séparés en composantes produites à la fois à l'entrée et à la sortie.  
 Le bruit total ramené à l'entrée (ou l'erreur) est donc égal RTI+RTO/G. (<sup>b</sup>) Impédance d'entrée différentielle > 1GΩ sauf LH0038 (5 MΩ), AMP-05 (1TΩ) et INA110B (5 TΩ).  
 (<sup>c</sup>) Plage de gain de 10 à 2000. (<sup>d</sup>) à 0,01%. (<sup>e</sup>) Zéro automatique par compensation (voir section 7.10) ; le 7606 n'est pas compensé.  
 (<sup>f</sup>) G = 500. (<sup>g</sup>) G = 10. (<sup>h</sup>) 0,01 Hz à 10 Hz. (<sup>i</sup>) typique.

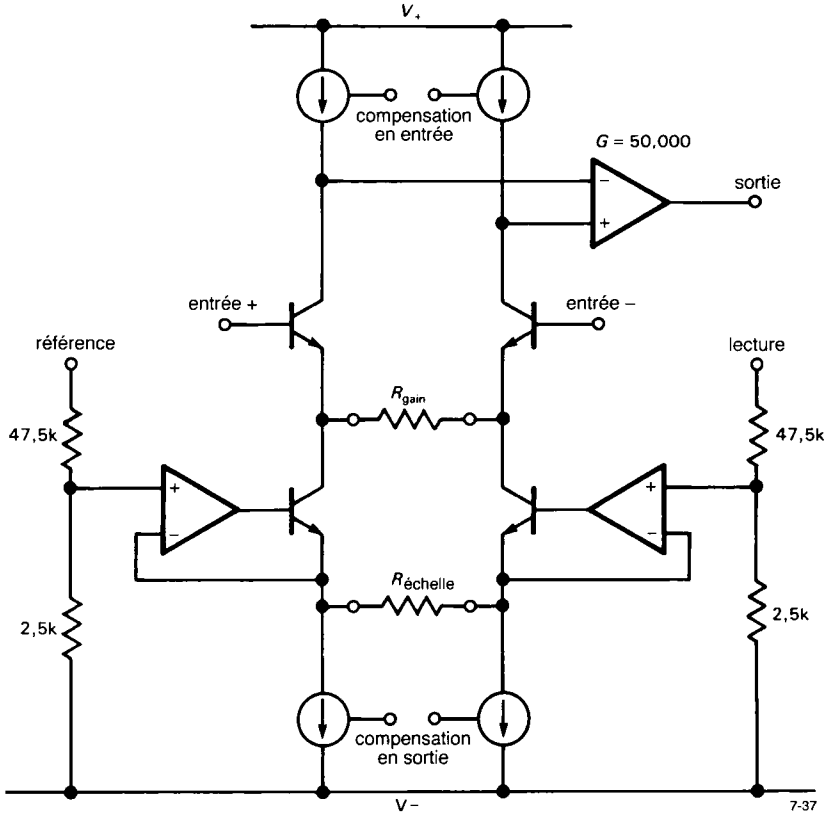


Figure 7.37 - Schéma synoptique du circuit intégré amplificateur de mesure AMP-01.

Nous commencerons par les origines et les caractéristiques des différentes sortes de bruit qui affectent les circuits électroniques. Nous passerons ensuite à une étude du bruit des transistors et des *FET*, avec les méthodes de conception à faible bruit pour une source de signal donnée et quelques exemples. Après un bref exposé du bruit dans les amplificateurs différentiels et la rétroaction, nous concluons par une section sur le blindage et la mise à la terre corrects et l'élimination des interférences et de la captation. Voir aussi la section 13.24 (Outils de simulation analogique, Vol. 2).

### 7.11 Origines et sortes de bruit

Comme le terme *bruit* désigne tout ce qui peut masquer un signal, le bruit peut être lui-même un autre signal (« interférence ») ; le plus souvent, cependant,

nous utilisons le terme pour désigner un bruit « aléatoire » d'origine physique (thermique). Le bruit peut être caractérisé par son spectre de fréquence, la distribution de son amplitude et le phénomène physique responsable de sa naissance. Examinons les principaux accusés.

#### **Bruit Johnson**

N'importe quel vieux résistor simplement posé sur la table produit à ses bornes une tension de bruit connue sous le nom de bruit Johnson. Elle a un spectre de fréquence plat, ce qui signifie qu'il y a la même puissance de bruit dans chaque hertz de fréquence (jusqu'à une certaine limite, naturellement). Le bruit à spectre plat s'appelle aussi « bruit blanc ». La tension de bruit réelle produite par un résistor  $R$  en circuit ouvert à la température  $T$  est donnée par

$$V_{\text{bruit}}(\text{eff}) = V_{bR} = (4kTRB)^{1/2}$$

Le terme  $k$  est la constante de Boltzmann,  $T$  est la température absolue en kelvins ( $K = ^\circ C + 273,16$ ), et  $B$  est la largeur de bande en hertz. Ainsi  $V_{\text{bruit}}(\text{eff})$  est la tension que vous pourriez mesurer en sortie si vous attaquiez un filtre passe-bande (de largeur de bande  $B$ ) parfait et sans bruit avec la tension produite par un résistor à la température  $T$ . À la température normale ( $68^\circ F = 20^\circ C = 293 K$ ),

$$4kT = 1,62 \times 10^{-20} \text{ V}^2/\text{Hz}, \Omega$$

$$(4kTR)^{1/2} = 1,27 \times 10^{-10} R^{1/2} \text{ V}/\text{Hz}^{1/2}$$

$$= 1,27 \times 10^{-4} R^{1/2} \text{ } \mu\text{V}/\text{Hz}^{1/2}$$

Par exemple, un résistor de 10 kΩ à température normale produit une tension en circuit ouvert de 1,3 μV, mesurée avec une largeur de bande de 10 kHz (par exemple en la connectant à l'entrée d'un amplificateur à haute fidélité et en mesurant la tension de sortie avec un voltmètre). La résistance de source de cette tension de bruit est simplement  $R$ . La figure 7.38 montre la relation simple entre la densité du bruit Johnson (tension efficace par racine carrée de la largeur de bande) et la résistance de source.

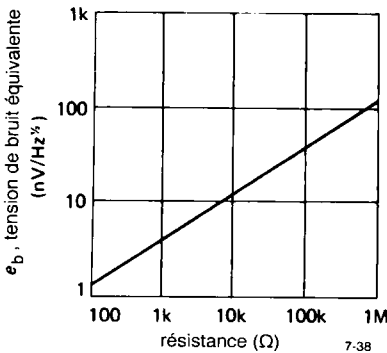


Figure 7.38 - Bruit thermique en fonction de la résistance.

L'amplitude du bruit Johnson à un moment quelconque est généralement imprévisible, mais elle obéit à la loi gaussienne de la distribution d'amplitude (figure 7.39),

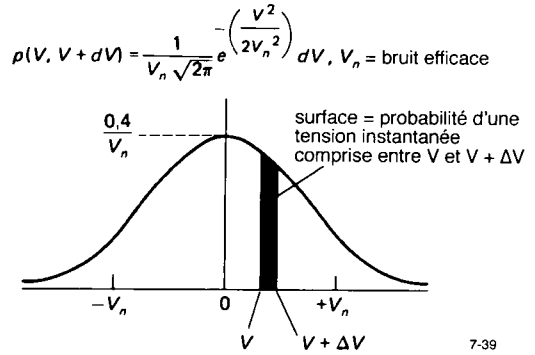


Figure 7.39

dans laquelle  $p(V)dV$  est la probabilité pour que la tension instantanée se situe entre  $V$  et  $V + dV$ , et  $V_b$  est la tension efficace de bruit donnée plus haut.

L'importance du bruit Johnson tient à ce qu'il fixe une limite inférieure au niveau de bruit de tout détecteur, source de signal ou amplificateur qui possède une résistance. La partie résistive de l'impédance de source produit le bruit Johnson, tout comme les résistors de polarisation et de charge dans un amplificateur. Vous en verrez bientôt les conséquences.

Il est intéressant de remarquer que les phénomènes physiques analogues à la résistance (tout mécanisme de perte d'énergie dans un système physique, par exemple le frottement visqueux des particules dans un liquide) comporte des fluctuations de la grandeur physique associée (dans ce cas, la vitesse des particules, connue sous le nom de mouvement chaotique brownien). Le bruit Johnson n'est qu'un cas particulier de ce phénomène de fluctuation-dissipation.

Le bruit Johnson ne doit pas être confondu avec la tension de bruit ajoutée par l'effet des fluctuations de résistance quand un courant imposé de l'extérieur traverse un résistor. Ce « bruit supplémentaire » présente un spectre de  $1/f$  (approximativement) et il dépend fortement du mode de fabrication du résistor. Nous en parlerons plus loin.

**Bruit de grenaille**

Un courant est un flux de charges électriques discrètes et non d'un fluide. Le fait que les charges aient la dimension finie d'un *quantum* produit des fluctua-

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

tions statistiques du courant. Si les charges agissent indépendamment l'une de l'autre, la fluctuation du courant est donnée par la formule

$$I_{\text{bruit}}(\text{eff}) = I_{bR} = (2qI_{\text{continu}}B)^{1/2}$$

où  $q$  est la charge de l'électron ( $1,60 \times 10^{-19}$  coulomb) et  $B$  est la largeur de bande de la mesure. Par exemple, un courant « stable » de 1 A comporte en fait des fluctuations de 57 nA, mesurées avec une bande passante de 10 kHz ; c'est-à-dire qu'il fluctue d'environ 0,000006%. Les fluctuations relatives sont plus fortes pour les courants faibles : un courant « stable » de 1  $\mu$ A comporte en fait un courant efficace de fluctuation de 0,006%, mesuré sur une bande de 10 kHz, soit -85 dB. Pour un courant continu de 1 pA, le courant efficace de fluctuation (même largeur de bande) est de 56 fA, soit une variation de 5,6% ! Le bruit de grenaille est celui de la « pluie sur un toit en zinc ». Ce bruit, comme le bruit Johnson, est gaussien et blanc.

La formule du bruit de grenaille donnée plus haut suppose que les porteurs de charges qui constituent le courant agissent indépendamment. C'est effectivement le cas des charges qui franchissent une barrière, comme le courant dans une jonction de diode, où les charges se déplacent par diffusion ; en revanche ce n'est pas vrai dans le cas important des conducteurs métalliques, où s'établissent des relations à « longue portée » entre les porteurs de charges. Ainsi le courant dans un simple circuit résistif comporte beaucoup moins de bruit que ne le prévoit la formule du bruit de grenaille. Notre circuit standard de source de courant (figure 2.21) est une autre exception à la formule du bruit de grenaille : la contre-réaction intervient pour calmer le bruit de grenaille.

### 🔧 Exercice 7.4

Un résistor est utilisé comme charge dans un amplificateur à faible bruit ; le courant de collecteur  $I_C$  est accompagné d'un bruit de grenaille. Montrez que la tension de bruit en sortie est dominée par le bruit de grenaille (et non par le bruit Johnson) tant que la chute de tension produite par le courant de repos aux bornes du résistor est supérieure à  $2kT/q$  (50 mV à la température normale)

### *Bruit de 1/f (bruit de scintillement)*

Le bruit de grenaille et le bruit Johnson sont des bruits irréductibles provoqués par des phénomènes physiques. Le résistor à couche métallique le plus cher et le mieux fabriqué a exactement le même bruit Johnson que le résistor au carbone le moins cher (à résistance égale). Les composants réels ont, de plus, différentes sources de « bruit supplémentaire ». Les résistors réels sont affectés de fluctuations de résistance, qui produisent une tension de bruit additionnelle (qui s'ajoute au bruit Johnson omniprésent) proportionnelle au courant continu qui les traverse. Ce bruit dépend de nombreux facteurs liés à la fabrication du résistor particulier, parmi lesquels la nature du matériau résistif et des manchons de connexion. Voici une liste des bruits supplémentaires propres à différents types de résistors, en microvolts efficaces par volt aux bornes, mesurés sur une décade de fréquence :

<b>carbone aggloméré</b>	0,10 $\mu$ V à 3,0 $\mu$ V
<b>couche de carbone</b>	0,05 $\mu$ V à 0,3 $\mu$ V
<b>couche métallique</b>	0,02 $\mu$ V à 0,2 $\mu$ V
<b>bobinés</b>	0,01 $\mu$ V à 0,2 $\mu$ V

Ce bruit a un spectre approximatif de  $1/f$  (puissance égale par décade de fréquence), on l'appelle parfois « bruit rose ». D'autres phénomènes générateurs de bruit produisent souvent un bruit rose, comme le bruit du courant de base dans les transistors ou le bruit du courant de cathode des tubes à vide. Curieusement, le bruit de  $1/f$  est présent dans la nature à des endroits inattendus, par exemple la vitesse des courants océaniques, le flux de sable dans un sablier, le flux de la circulation sur les voies express japonaises et les crues annuelles du Nil, mesurées sur les deux mille dernières années. Si vous tracez le graphe du volume d'un morceau de musique classique en fonction du temps, vous obtenez un spectre de  $1/f$  ! Aucun principe intégrateur n'a été trouvé pour tous les bruits roses qui semblent tourbillonner autour de nous, bien que des sources particulières puissent être identifiées dans chaque cas.

**Interférence**

Comme nous l'avons signalé, un signal d'interférence ou une captation parasite constituent une forme de bruit. Dans ces cas, les caractéristiques de spectre et d'amplitude dépendent du signal perturbateur. Par exemple, une captation du secteur à 50 Hz a un spectre étroit et une amplitude relativement constante, alors que le bruit d'allumage d'une voiture, la foudre et d'autres interférences par impulsions ont un spectre très large et un pic d'amplitude. Les autres sources d'interférence sont les émetteurs de radio et de télévision (un problème très sérieux à proximité des grandes villes), les appareils électriques proches, moteurs, ascenseurs, régulateurs à découpage, postes de télévision. Sous un aspect un peu différent, vous avez le même genre de problème avec n'importe quelle source qui ajoute un signal au paramètre que vous voulez mesurer. Par exemple, un interféromètre optique est susceptible de vibrer, une mesure sensible à fréquence radio, comme la résonance magnétique nucléaire, peut être perturbée par les signaux radio-électriques ambiants. Beaucoup de circuits, comme les détecteurs et même les câbles, sont sensibles aux vibrations et au son ; ils sont dits *microphoniques* dans le jargon du métier.

Beaucoup de ces sources de bruit peuvent être maîtrisées par un blindage et un filtrage soigneux, comme nous le verrons plus loin dans ce chapitre. Dans d'autres cas, vous serez forcé de recourir à des mesures draconiennes, jusqu'à des tables en pierre massive (contre les vibrations), des pièces climatisées, des chambres sourdes et des cages de Faraday.

**7.12 Rapport signal-bruit et facteur de bruit**

Avant d'entrer dans les détails des bruits d'amplificateur et de la conception de circuits à faible bruit, il nous faut définir quelques termes utilisés couramment pour décrire les caractéristiques d'un amplificateur. Ces termes s'appliquent au rapport des tensions de bruit mesurées au même endroit du circuit. On convient de rapporter les tensions de bruit à l'entrée d'un amplificateur (bien que les mesures soient faites habituellement à la sortie), c'est-à-dire de caractériser le bruit de la source et le bruit de l'amplificateur par le nombre de microvolts à l'entrée qui produiraient le bruit observé en sortie. C'est

logique quand vous voulez envisager le bruit ajouté par l'amplificateur à un signal donné, indépendamment du gain de l'amplificateur ; c'est réaliste aussi, puisque l'essentiel du bruit d'un amplificateur est produit, habituellement, par l'étage d'entrée. Sauf indication contraire, les tensions de bruit sont rapportées à l'entrée.

**Densité spectrale du bruit et largeur de bande**

Dans les exemples précédents du bruit Johnson et du bruit de grenaille, la tension de bruit que vous mesurez dépend à la fois de la bande mesurée  $B$  (c'est-à-dire que la quantité de bruit que vous voyez dépend de la vitesse à laquelle vous regardez) et des variables ( $R$  et  $I$ ) de la source de bruit elle-même. Ainsi il est pratique de parler d'une « densité » de la tension efficace de bruit  $v_b$  :

$$V_b(\text{eff}) = v_b B^{1/2} = (4 k T R)^{1/2} B^{1/2}$$

Dans cette expression  $V_b$  est la tension efficace de bruit que vous voulez mesurer dans une bande de largeur  $B$ . Les sources de bruit blanc ont une densité  $v_b$  indépendante de la fréquence, alors que le bruit rose, par exemple, a une densité  $v_b$  qui s'atténue de 3 dB par octave. Vous rencontrez souvent aussi  $v_b^2$ , la moyenne des carrés de la densité de bruit. Comme  $v_b$  se rapporte toujours à la valeur efficace, ou racine de la moyenne des carrés, et que  $v_b^2$  se rapporte toujours à la moyenne des carrés, vous pouvez simplement porter  $v_b$  au carré pour obtenir  $v_b^2$  ! Cela paraît simple (et c'est simple), mais nous voulons être sûrs que vous ne faites pas de confusion.

Remarquez que  $B$  et la racine carrée de  $B$  restent croissants. Donc, par exemple, pour le bruit Johnson d'un résistor  $R$

$$v_{bR}(\text{eff}) = (4kTR)^{1/2} \quad \text{V}/\text{Hz}^{1/2}$$

$$v_{bR}^2 = 4kTR \quad \text{V}^2/\text{Hz}$$

$$V_b(\text{eff}) = v_{bR} B^{1/2} = (4kTRB)^{1/2} \quad \text{V}$$

$$V_n^2 = v_{nR}^2 B = 4kTRB \quad \text{V}^2$$

Vous pouvez trouver sur les feuilles de caractéristiques des graphes dont l'unité est par exemple le « nanovolt par racine de hertz » ou le « volt carré par

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

hertz ». Les grandeurs  $e_b$  et  $i_b$  qui apparaîtront bientôt se chiffrent de la même manière.

Quand vous ajoutez deux signaux sans corrélation (deux bruits ou un bruit et un signal), les amplitudes au carré s'ajoutent :

$$v = (v_s^2 + v_b^2)^{1/2}$$

Dans cette expression,  $v$  représente la valeur efficace du signal obtenu en ajoutant un signal d'amplitude efficace  $v_s$  et un bruit d'amplitude efficace  $v_b$ . Les amplitudes efficaces ne s'ajoutent pas.

### Rapport signal/bruit

Le rapport signal/bruit (S/B) est défini simplement comme

$$S/B = 10 \log_{10} \left( \frac{V_s^2}{V_n^2} \right) \text{ dB}$$

Les tensions sont des valeurs efficaces, une largeur de bande et une fréquence centrale sont spécifiées ; c'est-à-dire qu'il s'agit du rapport, en décibels, entre la tension efficace du signal utile et la tension efficace du bruit déjà présent. Le « signal » lui-même peut être un signal sinusoïdal, ou une onde modulée porteuse d'une information, ou encore un signal similaire à du bruit. Il est particulièrement important de spécifier la largeur de bande si le signal lui-même a un spectre à bande étroite, parce que le rapport signal/bruit se dégrade si la bande est élargie au-delà de celle du signal : l'amplificateur continue d'ajouter de la puissance de bruit, alors que la puissance du signal reste constante.

### Facteur de bruit

Toute source de signal réelle, tout appareil de mesure, produit du bruit à cause du bruit Johnson dans sa résistance de source (la partie réelle de son impédance de source). Il peut y avoir du bruit supplémentaire, naturellement, pour d'autres causes. Le *facteur de bruit*, FB, (en anglais *noise figure*, NF) d'un amplificateur est simplement le rapport, en décibels, entre le signal de sortie de l'amplificateur réel et le signal de sortie d'un amplificateur « parfait » (sans bruit) de même gain, avec un résistor de valeur  $R_s$  connecté aux bornes d'entrée de l'amplificateur dans les deux

cas. C'est-à-dire que le bruit Johnson de  $R_s$  est le « signal d'entrée ».

$$\begin{aligned} \text{FB} &= 10 \log_{10} \left( \frac{4kTR_s + v_b^2}{4kTR_s} \right) \\ &= 10 \log_{10} \left( 1 + \frac{v_b^2}{4kTR_s} \right) \text{ dB} \end{aligned}$$

La grandeur  $v_b^2$  est le carré de la tension de bruit par hertz introduite par l'amplificateur, avec un résistor sans bruit (froid) de valeur  $R_s$  connecté aux bornes d'entrée. Cette dernière restriction est importante, comme vous le verrez bientôt, parce que la tension de bruit introduite par un amplificateur dépend beaucoup de l'impédance de la source (figure 7.40).

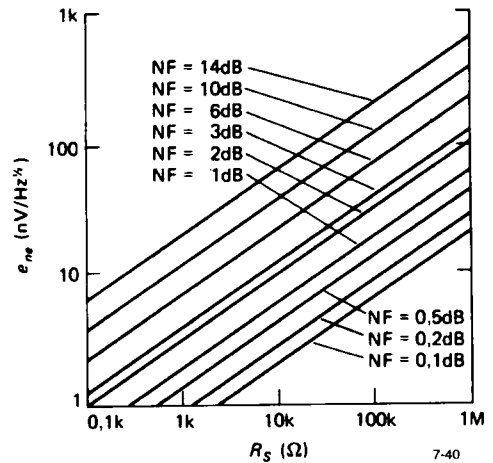


Figure 7.40 - Tension de bruit réelle en fonction du facteur de bruit et de la résistance de la source (National Semiconductor).

Le facteur de bruit est pratique comme facteur de mérite d'un amplificateur quand vous avez une source de signal d'impédance donnée et que vous voulez comparer deux amplificateurs (ou deux transistors, pour lesquels le facteur de bruit est souvent spécifié). Le facteur de bruit varie en fonction de la fréquence et de l'impédance de la source, il est souvent donné comme une série de courbes de FB constant en fonction de la fréquence et de  $R_s$ . Il peut aussi être donné sous la forme d'un jeu de courbes de niveau de FB en fonction de la fréquence, une courbe

pour chaque courant de collecteur, ou un jeu similaire de graphes de FB en fonction de  $R_s$ , une courbe pour chaque courant de collecteur. Note : les expressions précédentes de FB supposent que l'impédance d'entrée de l'amplificateur est beaucoup plus grande que l'impédance de source, c'est-à-dire  $Z_{\text{entrée}} \gg R_s$ . Cependant, dans le cas particulier des amplificateurs à fréquence radio, vous avez couramment  $R_s = Z_{\text{entrée}} = 50 \Omega$ , avec FB défini en conséquence. Pour ce cas spécial des impédances adaptées, retirez simplement le facteur « 4 » des équations précédentes.

Piège grossier : n'essayez pas d'améliorer les choses en ajoutant un résistor en série avec une source de signal pour atteindre une région de FB minimal. Le seul résultat serait de rendre la source plus bruyante pour que l'amplificateur paraisse meilleur ! Le facteur de bruit peut être trompeur pour cette raison. Pour ajouter à la supercherie, le facteur de bruit spécifié pour un transistor ou un FET (par exemple, FB = 2 dB) le sera toujours pour la combinaison optimale de  $R_s$  et  $I_C$ . Cela ne vous en dit pas beaucoup sur les performances réelles, sinon que le fabricant pense que le facteur de bruit mérite bien un peu de vantardise.

En général, en évaluant les performances d'un amplificateur, vous risquez moins de vous embrouiller si vous collez au rapport signal/bruit calculé pour une tension de source et une impédance données. Voici comment convertir le facteur de bruit en rapport signal/bruit :

$$S/B = 10 \log_{10} \left( \frac{v_s^2}{4kTR_s} \right) - \text{FB}(\text{dB}) \quad (\text{à } R_s) \quad \text{dB}$$

L'amplitude efficace du signal est représentée par  $v_s$ ,  $R_s$  est l'impédance de source et FB est le facteur de bruit de l'amplificateur pour une impédance de source  $R_s$ .

#### ◇ Température de bruit

Vous pouvez trouver quelquefois, au lieu du *facteur* de bruit, la *température* de bruit pour exprimer les caractéristiques de bruit d'un amplificateur. Les deux méthodes donnent la même information, c'est-à-dire l'apport de bruit supplémentaire par l'amplificateur

attaqué par une source d'impédance  $R_s$ ; ce sont deux façons d'exprimer la même chose.

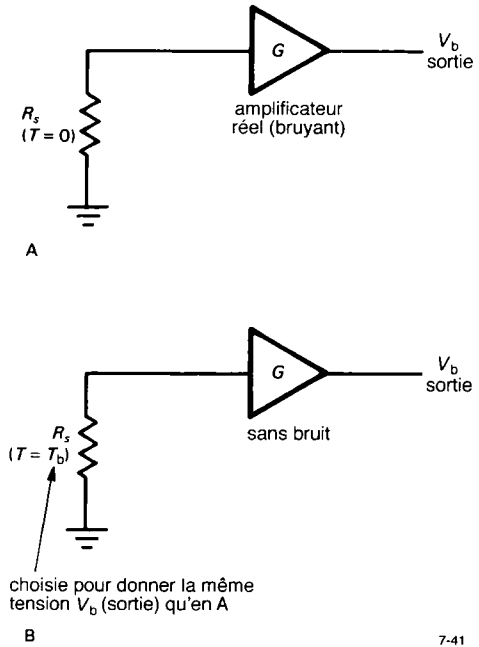


Figure 7.41

Reportez-vous à la figure 7.41 pour voir comment fonctionne la température de bruit : nous imaginons d'abord que l'amplificateur réel (bruyant) est connecté à une source *sans bruit* d'impédance  $R_s$  (figure 7.41A). Si vous avez du mal à imaginer une source sans bruit, pensez à un résistor de valeur  $R_s$  refroidi au zéro absolu. Nous obtenons un bruit à la sortie, même si la source n'en produit pas, parce que l'amplificateur en produit. Imaginez maintenant le montage de la figure 7.41B, dans lequel nous avons supprimé le bruit de l'amplificateur d'un coup de baguette magique et échauffé  $R_s$  jusqu'à la température  $T_b$  pour laquelle le bruit de sortie est le même que dans la figure 7.41A. La température  $T_b$  s'appelle température de bruit de l'amplificateur, pour l'impédance de source  $R_s$ .

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

Comme nous l'avons remarqué précédemment, le facteur de bruit et la température de bruit ne sont que deux façons différentes de transmettre la même information. En fait, vous pouvez démontrer que l'une et l'autre sont reliées par les expressions suivantes :

$$T_b = T (10^{\text{FB}(\text{dB})/10} - 1)$$

$$\text{FB}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left( \frac{T_b}{T} + 1 \right)$$

On choisit généralement la température ambiante  $T = 290 \text{ K}$ .

En règle générale, les bons amplificateurs à faible bruit ont une température de bruit nettement inférieure à la température normale (ou un facteur de bruit très inférieur à 3 dB, ce qui est équivalent). Plus loin dans ce chapitre, nous expliquerons comment mesurer le facteur de bruit d'un amplificateur (ou sa température de bruit). Auparavant, nous avons besoin de comprendre le bruit dans les transistors et les techniques de conception de circuits à faible bruit. Nous espérons que l'exposé qui suit jettera un peu de clarté sur un sujet souvent obscur !

Nous sommes sûrs qu'après la lecture de ces deux sections vous ne serez plus jamais désorienté par le facteur de bruit.

### 7.13 Tension et courant de bruit de l'amplificateur à transistors

Le bruit produit par un amplificateur se décrit facilement avec un modèle de bruit simple, mais suffisamment précis pour de nombreux usages. Dans la figure 7.42,  $e_b$  représente une source de tension de bruit en série avec l'entrée,  $i_b$  représente une source de courant de bruit. Le transistor (ou l'amplificateur, en général) est réputé sans bruit, il amplifie simplement la tension de bruit qu'il voit. En fait, l'amplificateur produit une tension de bruit totale  $e_u$ , rapportée à l'entrée, de

$$e_u(\text{eff}) = [e_b^2 + (R_s i_b)^2]^{1/2} \quad \text{V/Hz}^{1/2}$$

Les deux termes sont simplement la tension de bruit d'entrée de l'amplificateur et la tension de bruit produite par le courant de bruit d'entrée aux bornes de la résistance de la source. Puisque les deux termes de

bruit sont habituellement sans relation, le carré de leur amplitude s'ajoute pour produire la tension de bruit vue effectivement par l'amplificateur. Pour des résistances de source faibles, la tension de bruit  $e_b$  domine, alors que pour des impédances de source élevées, c'est en général le courant de bruit  $i_b$  qui domine.

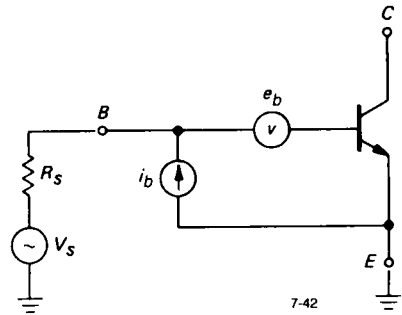


Figure 7.42 - Modèle de bruit d'un transistor.

Pour donner une idée de ce à quoi cela ressemble, la figure 7.43 montre un graphe de  $e_b$  et  $i_b$  en fonction de  $I_c$  et  $f$  pour un 2N5087. Nous allons passer aux détails maintenant, en décrivant ce graphe et en montrant comment concevoir des circuits pour minimiser le bruit. Il est utile de remarquer que la tension de bruit et le courant de bruit d'un transistor sont dans la gamme des nanovolts et des picoampères par racine de hertz ( $\text{Hz}^{1/2}$ ).

#### Bruit de tension, $e_b$

La tension de bruit équivalente en série avec la base d'un transistor naît du bruit Johnson dans la résistance intrinsèque de la base,  $r_{bb}$ , et du bruit de grenaille produit par le courant de collecteur dans la résistance intrinsèque de l'émetteur  $r_e$ . Ces deux termes prennent la forme suivante :

$$\begin{aligned} e_b^2 &= 4 k T r_{bb} + 2 q I_c r_e^2 \\ &= 4 k T r_{bb} + \frac{2 (kT)^2}{q I_c} \quad \text{V}^2/\text{Hz} \end{aligned}$$

L'une et l'autre sont celles d'un bruit blanc gaussien. De plus, il y a un bruit de scintillement produit par le courant de base à travers  $r_{bb}$ . Ce dernier terme n'est significatif que pour un fort courant de base, c'est-à-



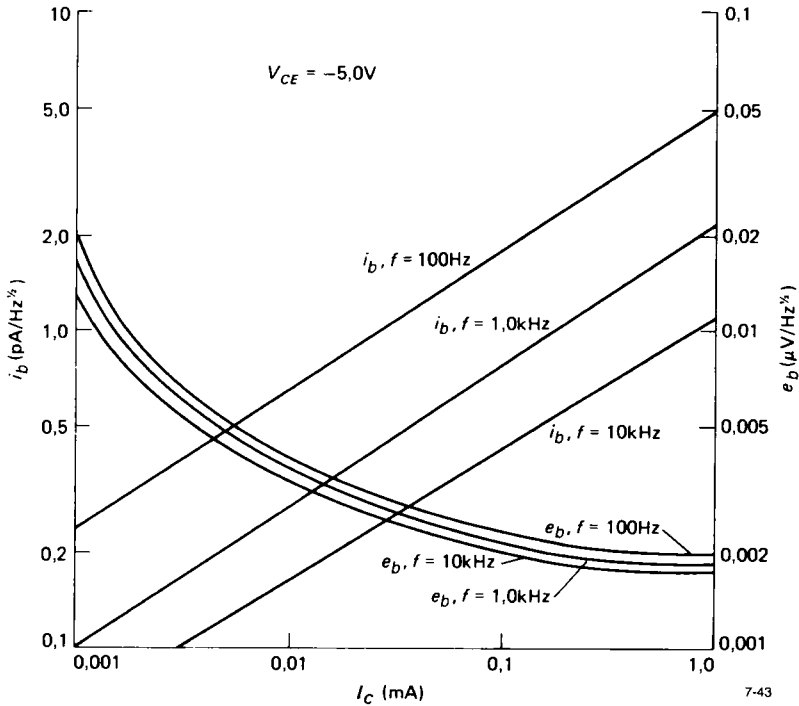


Figure 7.43 - Tension de bruit efficace équivalente ( $e_b$ ) et courant de bruit ( $i_b$ ) en fonction du courant de collecteur d'un transistor NPN 2N5087 (Document Fairchild Camera and Instrument Corp.).

dire un fort courant de collecteur. Le résultat est que la tension de bruit  $e_b$  est constante pour une large plage de courant de collecteur ; elle augmente pour les faibles courants (bruit de grenaille à travers  $r_e$  qui augmente) et pour des courants suffisamment forts (bruit de scintillement du courant  $I_B$  à travers  $r_{bb}$ ). Ce dernier accroissement ne se manifeste qu'à basse fréquence, à cause de sa caractéristique  $1/f$ . Par exemple, aux fréquences supérieures à 10 kHz, le 2N5087 a une tension  $e_b$  de 5 nV/Hz<sup>1/2</sup> sous un courant de collecteur  $I_C = 10 \mu\text{A}$  et de 2 nV/Hz<sup>1/2</sup> avec  $I_C = 100 \mu\text{A}$ . La figure 7.44 montre les graphes de  $e_n$  en fonction de la fréquence et du courant de la paire différentielle à faible bruit NPN LM394 et du transistor à faible bruit 2SD786 de Toyo-Rohm. Ce dernier utilise une géométrie spéciale pour obtenir la résistance intrinsèque de base exceptionnellement faible de  $4 \Omega$ , indispensable pour réaliser les plus faibles valeurs de  $e_b$ .

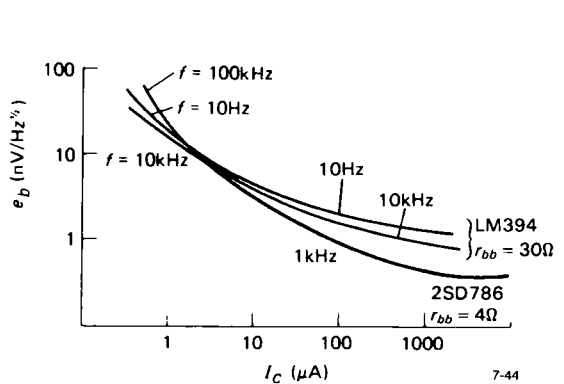


Figure 7.44 - Tension de bruit d'entrée ( $e_n$ ) en fonction du courant de collecteur pour deux transistors bipolaires à faible bruit.

### Bruit de courant, $i_b$

Le courant de bruit est important, parce qu'il produit une tension de bruit supplémentaire aux bornes de l'impédance de la source de signal. La source princi-

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

pale du bruit de courant est la fluctuation du bruit de grenaille dans le courant permanent de la base, ajoutée aux fluctuations du bruit de scintillement dans  $r_{bb}$ . La part du bruit de grenaille est un courant de bruit qui augmente proportionnellement à la racine carrée de  $I_B$  (ou  $I_C$ ) et présente une caractéristique plate en fonction de la fréquence, alors que la composante du bruit de scintillement présente la caractéristique  $1/f$ . En reprenant l'exemple du 2N5087, au-dessus de 10 kHz,  $i_b$  est d'environ  $0,1 \text{ pA/Hz}^{1/2}$  à  $I_C = 10 \text{ }\mu\text{A}$  et de  $0,4 \text{ pA/Hz}^{1/2}$  à  $I_C = 100 \text{ }\mu\text{A}$ . Le courant de bruit augmente, et la tension de bruit diminue, quand le

courant de collecteur augmente. Dans la section suivante, vous verrez comment cela impose le courant de fonctionnement dans les montages à faible bruit. La figure 7.45 montre les graphes de  $i_b$  en fonction de la fréquence et du courant, à nouveau pour le LM394 à faible bruit.

### 7.14 $\diamond$ Montages à faible bruit à transistors

Le fait que  $e_b$  décroît alors que  $i_b$  croît quand  $I_C$  augmente fournit un moyen simple d'optimiser le courant de fonctionnement du transistor en vue d'obtenir le plus faible bruit possible avec une source donnée. Revoyns le modèle (figure 7.46). La source de signal sans bruit  $v_s$  comporte une tension de bruit irréductible liée à sa résistance.

$$e_R^2(\text{source}) = 4 k T R_s \quad \text{V}^2/\text{Hz}$$

L'amplificateur ajoute son bruit propre, c'est-à-dire :

$$e_u^2(\text{amplificateur}) = e_b^2 + (i_b R_s)^2 \quad \text{V}^2/\text{Hz}$$

Ainsi la tension de bruit de l'amplificateur s'ajoute au signal d'entrée ; de plus le courant de bruit de l'amplificateur produit une tension de bruit aux bornes de l'impédance de la source. Ces deux tensions de bruit ne sont pas reliées (sauf à très haute fréquence), il faut donc ajouter leurs carrés. Notre but est de réduire autant que possible l'apport total de bruit de l'amplificateur. C'est facile si vous connaissez  $R_s$ , puisqu'il suffit de vous reporter au graphe de  $e_b$  et  $i_b$  en fonction de  $I_C$ , dans la région qui correspond à la fréquence du signal utile, et de relever la valeur de  $I_C$  pour minimiser  $e_b^2 + (i_b R_s)^2$ . Si vous avez la chance de disposer de courbes de niveau du facteur de bruit en fonction de  $I_C$  et  $R_s$ , vous pourrez localiser facilement la valeur optimale de  $I_C$ .

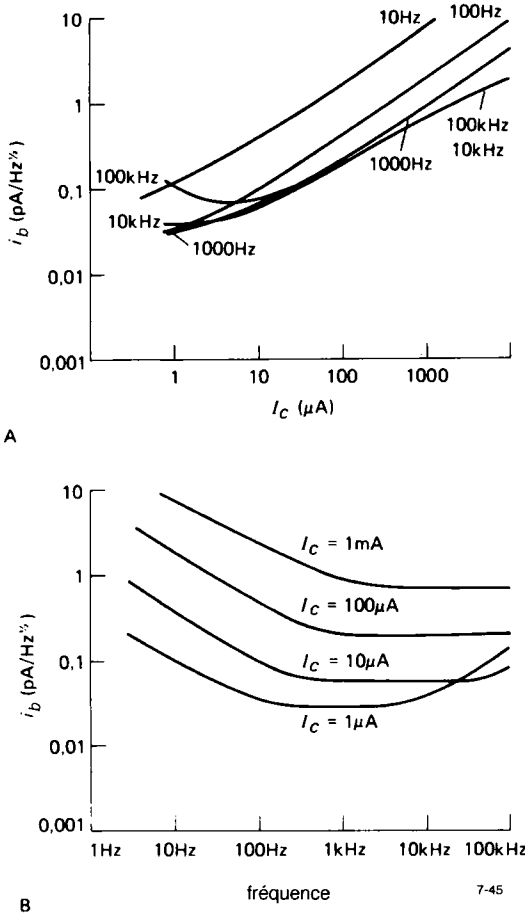


Figure 7.45 - Courant de bruit d'entrée du transistor bipolaire à faible bruit LM394.

A. Courant de bruit ( $i_b$ ) en fonction du courant de collecteur.

B. Courant de bruit ( $i_b$ ) en fonction de la fréquence.

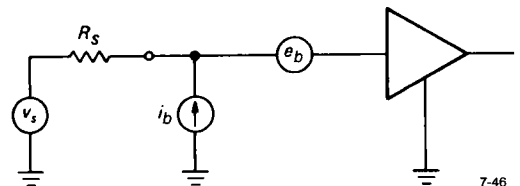


Figure 7.46 - Modèle de bruit de l'amplificateur.

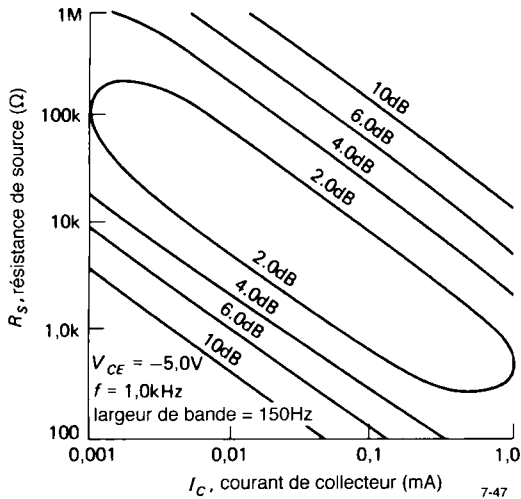


Figure 7.47 - Courbes de niveau de facteur de bruit constant sur une bande étroite pour le transistor 2N5087 (Document Fairchild Camera and Instrument Corp.).

◊ Exemple de facteur de bruit

Comme exemple, supposons que nous avons un faible signal dans la région de 1 kHz, que la résistance de la source est de 10 kΩ et que nous voulons faire un amplificateur avec le 2N5087. Sur le graphe  $e_b-i_b$  (figure 7.47) nous voyons que la somme des termes courant et tension (avec une source de 10 kΩ) est minimale pour un courant de collecteur d'environ 10 μA à 20 μA. Comme le bruit de courant décroît plus vite que le bruit de tension quand  $I_C$  diminue, il pourrait être judicieux de choisir un courant de collecteur légèrement plus faible, surtout si on prévoit le fonctionnement à une fréquence plus basse ( $i_b$  augmente rapidement quand la fréquence diminue). Nous pouvons évaluer le facteur de bruit en utilisant  $i_b$  et  $e_b$  à 1 kHz :

$$FB = 10 \log_{10} \left( 1 + \frac{e_b^2 + (i_b R_s)^2}{4 k T R_s} \right) \text{ dB}$$

Pour  $I_C = 10 \mu\text{A}$ ,  $e_b = 3,8 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ ,  $i_b = 0,29 \text{ pA/Hz}^{1/2}$  pour la résistance de source de 10 kΩ. Le facteur de bruit calculé est donc de 0,6 dB. Cela concorde avec le graphe (figure 7.48) qui représente FB en fonction de la fréquence, dans lequel la valeur choisie est  $I_C = 20 \mu\text{A}$  pour  $R_s = 10 \text{ k}\Omega$ . Ce choix du courant de collecteur est en gros ce que vous obtiendriez à partir

du graphe de la figure 7.47, bien que le facteur de bruit réel ne puisse être estimé qu'approximativement : le graphe nous indique seulement qu'il est inférieur à 2 dB.

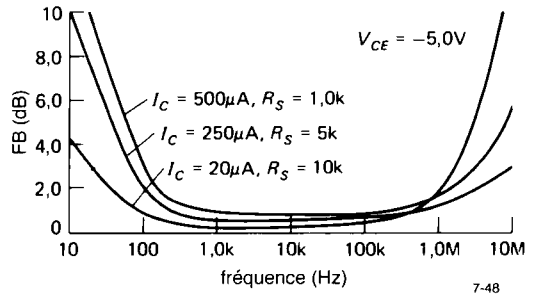


Figure 7.48 - Facteur de bruit (FB) en fonction de la fréquence, pour trois combinaisons de  $I_C$  et  $R_s$ , pour le 2N5087 (Document Fairchild Camera and Instrument Corp.).

✎ Exercice 7.5

Trouvez la valeur optimale de  $I_C$  et le facteur de bruit correspondant pour  $R_s = 100 \text{ k}\Omega$  et  $f = 1 \text{ kHz}$ , au moyen du graphe de  $e_b$  et  $i_b$  (figure 7.43). Vérifiez votre réponse au moyen des courbes de niveau (figure 7.47).

Pour les autres configurations d'amplificateur (suiveur, base commune) le facteur de bruit est essentiellement le même, pour  $R_s$  et  $I_C$  donnés, puisque  $e_b$  et  $i_b$  sont inchangés. Naturellement, un étage à gain en tension unitaire (un suiveur) ne peut que transmettre le problème à l'étage suivant, puisque le niveau du signal n'a pas été élevé à un point tel que le bruit puisse être ignoré dans la conception des étages suivants.

◊ Détermination graphique du bruit avec  $e_b$  et  $i_b$

Les calculs de bruit qui précèdent, même s'ils sont simples, font apparaître toute la conception des amplificateurs un peu effrayante. Une erreur de puissance dans la constante de Boltzmann peut vous donner tout d'un coup un facteur de bruit de 10 000 dB ! Cette section présente une méthode simplifiée, très utile, pour l'estimation du bruit.

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

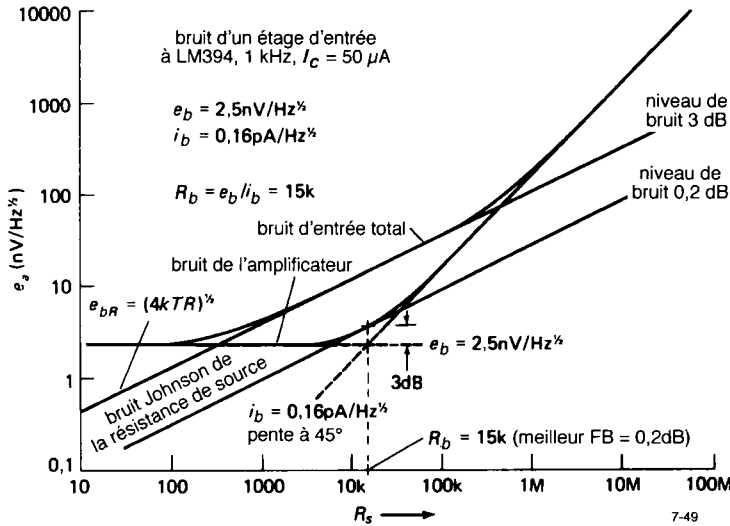


Figure 7.49 - Bruit total de tension d'entrée d'un amplificateur ( $e_a$ ), tracé à partir des paramètres  $e_b$  et  $i_b$ .

La méthode consiste à choisir d'abord la fréquence pour relever sur les feuilles de caractéristiques la valeur de  $e_b$  et  $i_b$  en fonction de  $I_C$ . Ensuite, pour un courant de collecteur donné, vous pouvez tracer l'apport de bruit de  $e_b$  et  $i_b$  sous la forme d'un graphe de  $e_a$  en fonction de la résistance de source  $R_s$ . La figure 7.49 montre le graphe à 1 kHz pour un LM394 (transistors appariés à super-gain) qui fonctionne avec un courant de collecteur de  $50 \mu\text{A}$ . La tension de bruit  $e_b$  est constante et la tension  $i_b R_s$  augmente proportionnellement à  $R_s$ , c'est-à-dire avec une pente de  $45^\circ$ . On trace la courbe de bruit de l'amplificateur en s'assurant qu'elle passe par un point situé à 3 dB (rapport de tensions 1,4) au-dessus de l'intersection des composantes individuelles des bruits de tension et de courant. Le graphe représente aussi la tension de bruit de la résistance de source, qui se trouve être la courbe de niveau du facteur de bruit 3 dB. Les autres lignes de facteur de bruit constant sont de simples lignes droites parallèles à celle-là, comme vous le verrez dans les exemples suivants.

Le meilleur facteur de bruit (0,2 dB) pour ce courant de collecteur et cette fréquence est obtenu avec une résistance de source de  $15 \text{k}\Omega$ ; on voit que le facteur de bruit est inférieur à 3 dB pour toute résistance de source comprise entre  $300 \Omega$  et  $500 \text{k}\Omega$ , ce qui

correspond aux points d'intersection de la courbe de niveau 3 dB avec la courbe de bruit de l'amplificateur.

L'étape suivante consiste à tracer quelques-unes de ces courbes sur le même graphe, en utilisant des courants de collecteur et des fréquences différents, ou peut-être un choix de types de transistors, pour évaluer les performances de l'amplificateur. Avant de passer à cette étape, voyons comment nous pouvons décrire cet amplificateur au moyen d'une paire de paramètres différents, la résistance de bruit  $R_b$  et le facteur de bruit correspondant  $\text{FB}(R_b)$ , qui ressortent tous les deux du graphique.

### ◇ Résistance de bruit

Le facteur de bruit le plus faible dans cet exemple est obtenu avec une résistance de source  $R_s = 15 \text{k}\Omega$ ; une résistance est le rapport entre une tension et une intensité, il se trouve que la résistance de source optimale est le rapport entre la tension de bruit  $e_b$  et le courant de bruit  $i_b$ . La résistance de bruit se définit comme

$$R_b = \frac{e_b}{i_b}$$

Vous pouvez déduire le facteur de bruit pour une source de cette résistance en partant de notre expression précédente du facteur de bruit :

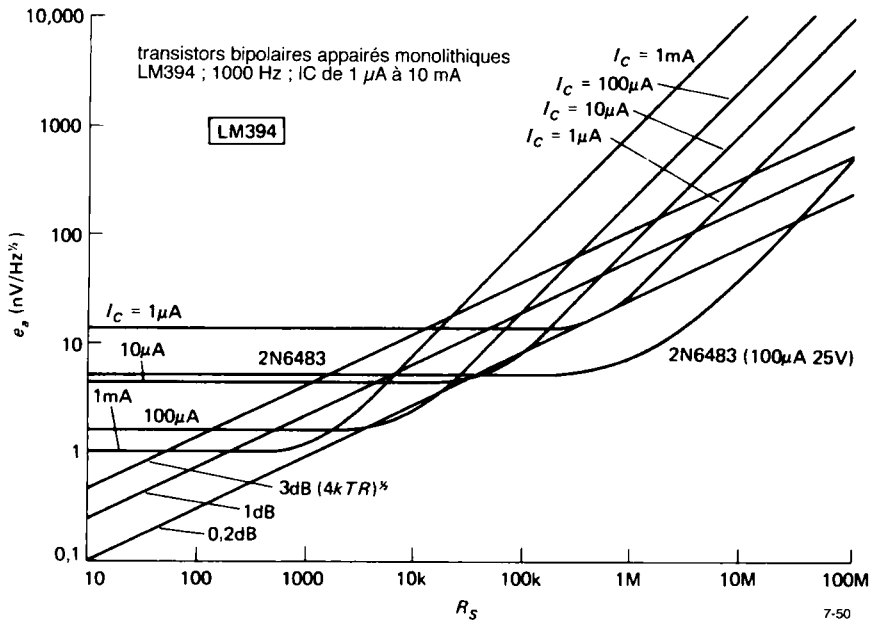


Figure 7.50 - Tension de bruit d'entrée totale ( $e_a$ ) du transistor bipolaire LM394 dans des conditions différentes, comparé au JFET 2N6483.

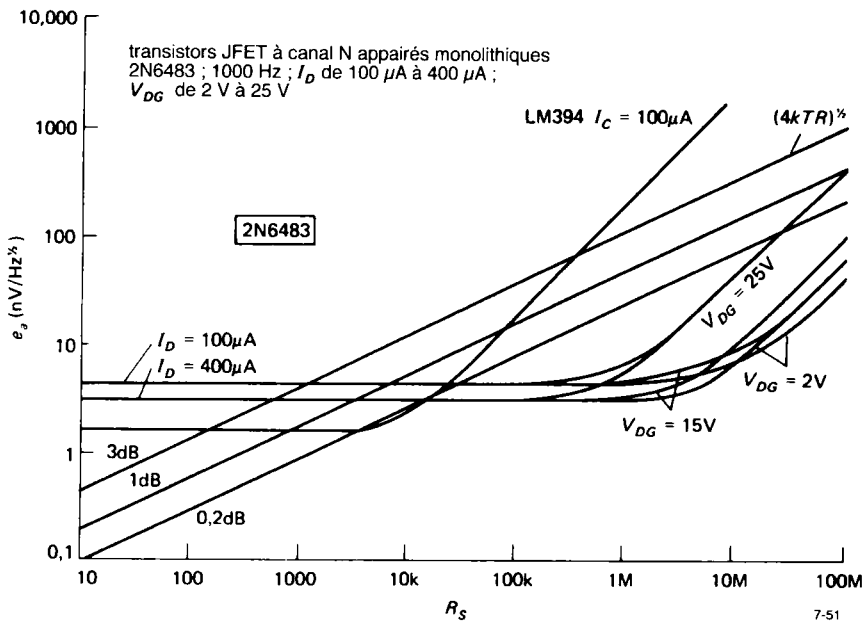


Figure 7.51 - Tension de bruit d'entrée totale ( $e_a$ ) du JFET 2N6483 comparé au transistor bipolaire LM394.

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

$$\text{FB} (\text{à } R_b) = 10 \log_{10} \left( 1 + 1,23 \times 10^{20} \frac{e_b^2}{R_b} \right) \text{ dB} \\ \approx 0,2 \text{ dB}$$

La résistance de bruit n'est pas une résistance réelle dans le transistor, ni rien de pareil. C'est un outil qui vous permet de trouver rapidement la valeur de la résistance de source correspondant au facteur de bruit le plus faible ; dans l'idéal, cela vous permet de faire varier le courant de collecteur pour amener  $R_b$  à une valeur proche de la résistance de la source que vous utilisez effectivement. La résistance de bruit  $R_b$  correspond au point d'intersection des courbes  $e_b$  et  $i_b$ .

Le facteur de bruit pour une source dont la résistance est égale à  $R_b$  se déduit alors simplement de l'équation précédente.

### ◇ Règlement de comptes graphique entre bipolaires et FET

Amusons-nous un peu avec cette technique. La question de savoir quel est le « meilleur » transistor, bipolaire ou effet de champ, est un sujet éternel de chahauterie entre les techniciens. Nous agiterons la question avec une grande humilité en comparant deux des meilleurs prétendants et en les laissant asséner leurs meilleurs coups. Par esprit sportif, nous mettrons en présence deux équipes de National Semiconductor qui choisiront leur champion.

Dans le coin des bipolaires nous avons le magnifique LM394, double transistor apparié monolithique, déjà échauffé, comme nous l'avons vu précédemment. Nous le ferons fonctionner à 1 kHz, sous un courant de collecteur de 1  $\mu\text{A}$  à 1 mA (figure 7.50).

Le concurrent à effet de champ est le 2N6483, double FET monolithique apparié, connu universellement pour un bruit étonnamment faible, réputé supérieur aux transistors bipolaires. Aux dires de sa feuille de caractéristiques, il n'a subi d'entraînement que pour les courants de drain de 100  $\mu\text{A}$  et 400  $\mu\text{A}$  (figure 7.51).

Le vainqueur ? Eh bien, la décision est partagée. Le FET marque des points pour le plus faible facteur de bruit,  $\text{FB}(R_b)$ , en atteignant le chiffre phénoménal de 0,05 dB, et en plongeant bien en-dessous de 0,2 dB

de 100 k $\Omega$  à 100 M $\Omega$  d'impédance de source. Pour les fortes impédances de source, le FET reste invaincu. Le transistor bipolaire est supérieur avec les sources à basse impédance, en particulier inférieures à 5 k $\Omega$  ; il peut atteindre 0,3 dB avec  $R_s = 1$  k $\Omega$ , avec un choix judicieux du courant de collecteur. Par comparaison, le FET ne peut faire mieux que 2 dB avec une résistance de source de 1 k $\Omega$ , à cause d'une tension de bruit  $e_b$  plus élevée.

Comme en boxe, où les meilleurs combattants n'ont pas encore eu la chance de s'aligner dans un championnat du monde, il y a quelques jeunes prétendants pour le titre de transistor le moins bruyant. Par exemple, les JFET complémentaires 2SJ72 et 2SK147 de Toshiba utilisent une géométrie à grille maillée pour obtenir la tension de bruit  $e_b$  phénoménale de 0,7 nV/Hz<sup>1/2</sup> pour  $I_D = 10$  mA (l'équivalent du bruit Johnson d'un résistor de 30  $\Omega$  !). Mais il s'agit de JFET, avec leur faible courant d'entrée (et leur faible  $i_b$ ), et de ce fait la résistance de bruit est de quelque 10 k $\Omega$ . Utilisés en amplificateurs avec une impédance de source égale à leur résistance de bruit ( $R_s = 10$  k $\Omega$ ), ils ont des performances imbattables : la température de bruit est de deux kelvin !

Avant de partir acheter un kilo de ces JFET remarquables, prenez connaissance des remarques des critiques, qui les disent handicapés par leurs muscles : ils ont des capacités d'entrée et de rétroaction importantes (85 pF et 15 pF), ce qui limite leur utilité à haute fréquence. Leur parent, le 2SK117, est meilleur de ce point de vue, au prix d'une tension  $e_b$  plus élevée. Les mêmes critiques prétendent que la paire complémentaire 2SD786-2SB737 de Toyo-Rohm, avec une tension de bruit  $e_b$  aussi basse que 0,55 nV/Hz<sup>1/2</sup>, peuvent avoir des performances supérieures avec des impédances de source et des fréquences modérées.

### ◇ Faibles impédances de source

Les amplificateurs à transistors bipolaires peuvent présenter de bonnes caractéristiques de bruit pour un plage d'impédances de source de 200  $\Omega$  à 1 M $\Omega$  ; l'optimum de courant de collecteur correspondant est généralement dans la plage de quelques milliampères à quelques microampères. Autrement dit, les courants de collecteur utilisés dans les amplificateurs à faible

bruit ont tendance, généralement, à être inférieurs à ceux des amplificateurs qui ne sont pas optimisés pour minimiser le bruit.

Pour les très faibles impédances de source (par exemple  $50 \Omega$ ), le bruit de tension du transistor dominera toujours, le facteur de bruit sera médiocre. La meilleure méthode dans de tels cas consiste à utiliser un transformateur pour rehausser le niveau du signal (et l'impédance) et traiter le signal du secondaire comme précédemment. Des fabricants comme James et Princeton Applied Research proposent des transformateurs de signaux de grande qualité. Par exemple, le préamplificateur à *FET* modèle 116 de ces derniers a un bruit de courant et de tension tel que le facteur de bruit le plus faible correspond à une impédance de source de  $1 \text{ M}\Omega$  environ. Un signal de  $1 \text{ kHz}$  avec une impédance de source de  $100 \Omega$  serait mal adapté à cet amplificateur, puisque le bruit de tension de l'amplificateur est beaucoup plus fort que le bruit Johnson de la source de signal ; le facteur de bruit pour ce signal appliqué directement à l'amplificateur serait de  $11 \text{ dB}$ . Par l'intermédiaire du transformateur élévateur incorporé dans l'amplificateur, le niveau du signal est élevé (en même temps que l'impédance de sa source) au-dessus de la tension de bruit de l'amplificateur pour donner un facteur de bruit de  $1,0 \text{ dB}$  environ.

Aux fréquences radio (qui commencent aux environs de  $100 \text{ kHz}$ ), il est très facile de faire de bons transformateurs, autant pour les signaux à large bande que pour les signaux à bande étroite (circuits accordés). À ces fréquences, il est possible de faire des « transformateurs de ligne de transmission » de très bonnes caractéristiques. Nous traiterons quelques-unes de ces méthodes dans le chapitre 13 (Vol. 2). C'est à très basse fréquence (audio et en-dessous) que les transformateurs commencent à poser des problèmes.

Trois commentaires : a) la tension augmente proportionnellement au rapport des nombres de spires du transformateur, alors que l'impédance augmente comme le carré de ce rapport. Donc un transformateur élévateur de tension de rapport de  $2:1$  présente une impédance de sortie égale à quatre fois l'impédance d'entrée (ce qui est imposé par la conservation de l'énergie). b) Les transformateurs ne sont pas par-

faits. Ils ont des défauts à basse fréquence (saturation magnétique) et à haute fréquence (inductance des bobinages et capacité), de même que des pertes dues aux propriétés magnétiques du noyau et à la résistance des bobinages. Cette dernière est aussi une source de bruit Johnson. Néanmoins, quand vous traitez le signal d'une source à très basse impédance, il se peut que vous n'ayez pas le choix ; dans ce cas, un couplage par transformateur peut être très bénéfique, comme le démontre l'exemple précédent. Des techniques insolites, comme des transformateurs refroidis et des anneaux de commutation à effet Josephson (*SQUID, Superconducting Quantum Interference Device*) peuvent présenter de bonnes caractéristiques de bruit à faible impédance et faible niveau de tension. Les anneaux de commutation permettent de mesurer des tensions de  $10^{-15} \text{ V}$  ! c) Encore un avertissement : n'essayez pas d'améliorer les caractéristiques en insérant un résistor en série avec une source à basse impédance. Si vous le faites, nous ne serez qu'une victime de plus du faux-semblant du facteur de bruit.

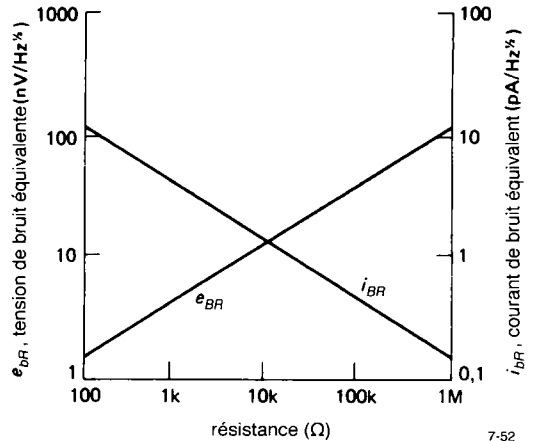


Figure 7.52 - Densité de la tension de bruit thermique en fonction de la résistance à  $25^\circ\text{C}$ . La densité de bruit de courant en court-circuit est représentée aussi.

#### $\diamond$ Hautes impédances de source

Si l'impédance de source est élevée, supérieure à quelquel  $100 \text{ k}\Omega$ , le bruit de courant du transistor domine, donc le meilleur composant pour l'amplification à faible bruit est un transistor à effet de

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

champ. Bien que leur bruit de tension soit habituellement supérieur à celui des transistors bipolaires, le courant de grille (et son bruit) peut être extrêmement faible, ce qui en fait l'idéal pour les amplificateurs à faible bruit et haute impédance. Au passage, il est quelquefois utile de considérer le bruit Johnson comme un bruit de courant  $i_b = v_b/R_s$ . Cela vous permet de comparer les apports de bruit de la source avec le bruit de courant de l'amplificateur (figure 7.52).

### 7.15 Bruit des *JFET*

Nous pouvons utiliser le même modèle de bruit d'amplificateur pour les *FET*, c'est-à-dire une source de tension de bruit en série et une source de courant de bruit en parallèle. Vous pouvez analyser les caractéristiques de bruit avec les mêmes méthodes que les transistors bipolaires. Comme exemple, voyez les graphes de la section sur le match bipolaire contre *FET*.

#### *Bruit de tension des JFET*

Pour les *JFET*, le bruit de tension est essentiellement le bruit Johnson de la résistance du canal, donné approximativement par la formule

$$e_b^2 = 4kT \left( \frac{2}{3} \frac{1}{g_m} \right) \text{ V}^2/\text{Hz}$$

dans laquelle l'inverse de la transconductance remplace la résistance dans l'expression du bruit Johnson. Comme la transconductance augmente avec le courant de drain (comme  $\sqrt{I_D}$ ), il est préférable en général d'utiliser les *FET* sous un fort courant de drain pour minimiser le bruit de tension. Cependant, comme  $e_b$  est un bruit Johnson, qui n'évolue que comme  $1/\sqrt{g_m}$ , donc comme  $\sqrt{I_D}$ ,  $e_b$  est finalement proportionnel à  $I_D^{-1/4}$ . Avec un lien aussi lâche entre  $e_b$  et  $I_D$ , il n'est donc pas rentable d'utiliser un courant de drain assez fort pour dégrader d'autres caractéristiques de l'amplificateur. En particulier, un *FET* qui fonctionne à fort courant s'échauffe, avec pour conséquences a) que  $g_m$  augmente, b) que la dérive de la tension de décalage et du taux de réjection du mode commun augmente, c) que le courant de fuite de grille augmente de façon spectaculaire ; ce dernier effet peut même augmenter la tension de bruit, puis-

que la tension de bruit  $e_b$  comporte une part de bruit de scintillement liée au courant de fuite de grille.

Il existe un autre moyen d'augmenter  $g_m$ , et de ce fait de réduire le bruit de tension du *JFET* : en montant en parallèle une paire de *JFET*, vous doublez la transconductance  $g_m$ , mais évidemment vous doublez le courant de drain  $I_D$ . Maintenant, si vous faites fonctionner l'ensemble au courant  $I_D$  initial, vous augmentez toujours  $g_m$  de  $\sqrt{2}$  par rapport à la valeur d'un *JFET* unique, sans augmenter le courant de drain total. En pratique, il n'est possible de mettre en parallèle que des *JFET* appariés, ou des modèles à puce de grandes dimensions, comme les 2SJ72 et 2SK147 cités plus haut.

Malheureusement, il y a un prix à payer. Toutes les capacités sont multipliées par le nombre de *JFET* en parallèle. De ce fait, les performances en haute fréquence sont dégradées (y compris le facteur de bruit). En pratique, vous cesserez d'ajouter des transistors en parallèle quand la capacité d'entrée du circuit atteindra la capacité de sortie de la source. Si vous tenez aux performances à haute fréquence, choisissez des *JFET* à forte transconductance  $g_m$  et faible capacité  $C_{rss}$  ; vous pouvez considérer le rapport  $g_m/C_{rss}$  comme un facteur de qualité à haute fréquence. N'oubliez pas que la configuration du circuit peut jouer un rôle important ; par exemple le montage cascode peut être utilisé pour supprimer l'effet Miller (multiplication par le gain) sur  $C_{rss}$ .

Les *MOSFET* ont tendance à présenter un plus fort bruit de tension que les *JET*, avec une prédominance du bruit de scintillement  $1/f$ , puisque le coude de  $1/f$  se situe à des hauteurs de 10 kHz à 100 kHz. C'est pourquoi vous ne choisirez pas les *MOSFET* pour un amplificateur à faible bruit en-dessous de 1 MHz.

#### *Bruit de courant des JFET*

Aux fréquences basses, le bruit de courant  $i_b$  est extrêmement faible, il se résume au bruit de grenaille lié au courant de fuite de grille (figure 7.53) :

$$i_b = (3,2 \times 10^{-19} I_G B)^{1/2} \text{ A (eff)}$$

De plus, certains *FET* présentent une composante de bruit de scintillement. Le courant de bruit augmente avec la température, comme le courant de fuite de



grille. Méfiez-vous de la forte augmentation du courant de fuite de grille des *JFET* à canal N soumis à une forte tension drain-grille  $V_{DG}$  (voir la section 3.9).

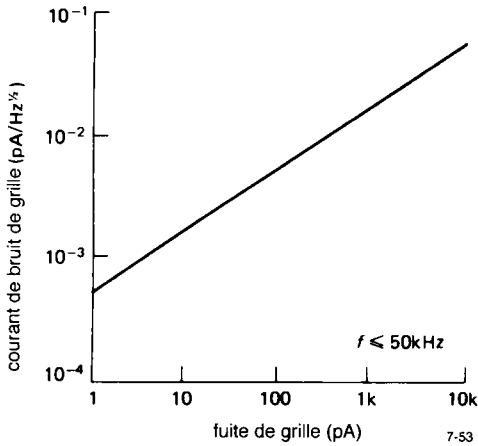


Figure 7.53 - Courant de bruit d'entrée en fonction du courant de fuite de grille pour les *JFET* (Document National Semiconductor Corp.).

Aux fréquences modérées à hautes, il y a un terme de bruit supplémentaire : la partie réelle de l'impédance d'entrée présentée par la grille. Le phénomène est dû à la capacité de rétroaction (effet Miller) quand il y a un déphasage à la sortie, du fait de la capacité de charge ; c'est-à-dire que la partie du signal qui est déphasée de 90° s'applique à travers la capacité de rétroaction  $C_{rns}$  pour produire à l'entrée une résistance réelle de

$$R = \frac{1 + \omega C_L R_L}{\omega^2 g_m C_{rns} C_L R_L^2} \text{ ohms}$$

Par exemple, le *JFET* à canal P 2N5266 présente un courant de bruit  $i_b$  de 0,006 pA/Hz<sup>1/2</sup> et une tension de bruit  $e_b$  de 12 nV/Hz<sup>1/2</sup>, l'un et l'autre sous  $I_{DSS}$  à 10 kHz. Le courant de bruit commence à grimper aux environs de 50 kHz. Ces chiffres sont environ cent fois meilleurs en courant  $i_b$  et cinq fois moins bons en tension  $e_b$  que les chiffres correspondants du 2N5087 examiné plus haut.

Les *FET* permettent d'obtenir de bonnes caractéristiques de bruit pour des impédances d'entrée de

10 kΩ à 100 MΩ. Le préamplificateur modèle 116 de PAR a un facteur de bruit de 1 dB ou mieux pour des impédances de source de 5 kΩ à 10 MΩ dans la plage de fréquence de 1 kHz à 10 kHz. Ses performances à fréquence modérée correspondent à une tension de bruit de 4 nV/Hz<sup>1/2</sup> et un courant de bruit de 0,013 pA/Hz<sup>1/2</sup>.

### 7.16 Choix des transistors à faible bruit

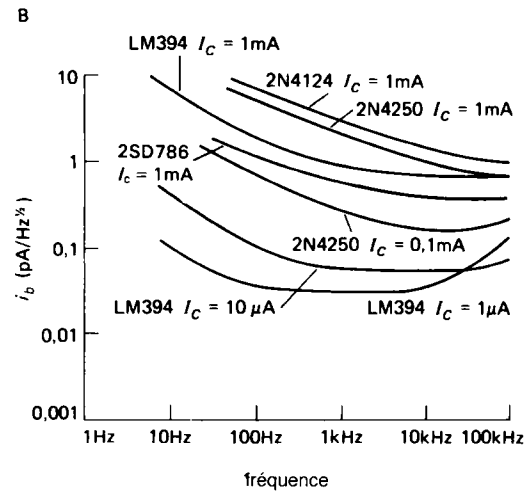
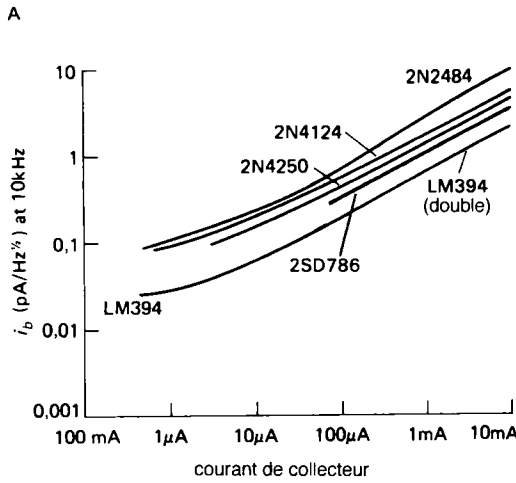
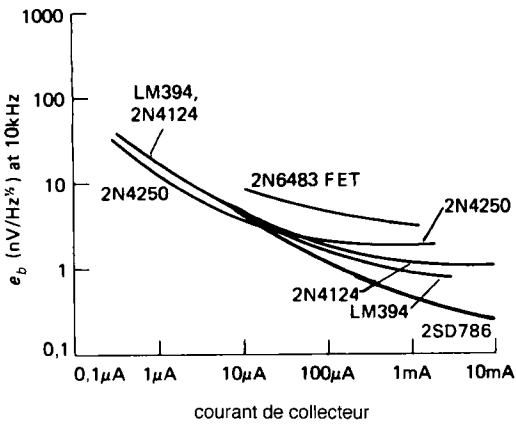
Comme nous l'avons signalé ci-dessus, les transistors bipolaires offrent de meilleures caractéristiques de bruit avec les sources à basse impédance, grâce à leur plus faible bruit de tension en entrée. Le bruit de tension,  $e_b$ , est réduit par le choix d'un transistor à faible résistance intrinsèque de base,  $r_{bb}$ , et le fonctionnement sous un fort courant de collecteur (à condition que  $h_{FE}$  reste élevé). Pour les fortes impédances de source, au contraire, le bruit de courant peut être minimisé par le choix d'un courant de collecteur plus faible.

Les *FET* sont le meilleur choix pour les fortes impédances de source. Leur bruit de tension peut être minimisé par le fonctionnement sous un fort courant de drain, avec la transconductance la plus élevée. Les *FET* destinés aux applications à faible bruit ont une forte valeur de  $k$  (voir la section 3.4), ce qui signifie habituellement une forte capacité d'entrée. Par exemple, pour le type à faible bruit 2N6483,  $C_{iss} = 20$  pF, alors que pour le type à faible courant 2N5902,  $C_{iss} = 2$  pF.

Les figures 7.54 et 7.55 comparent les caractéristiques de bruit de plusieurs transistors répandus et utiles.

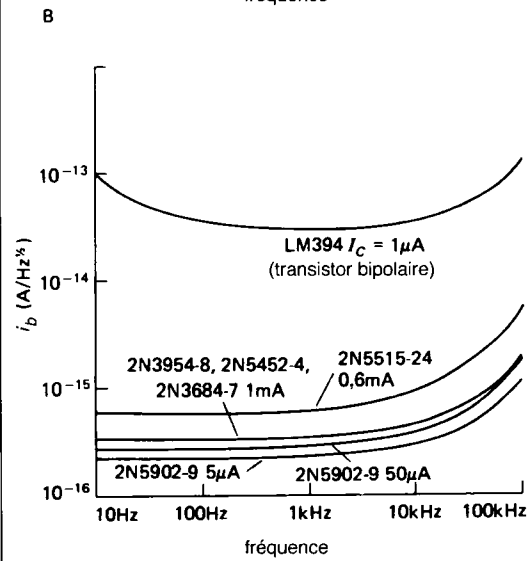
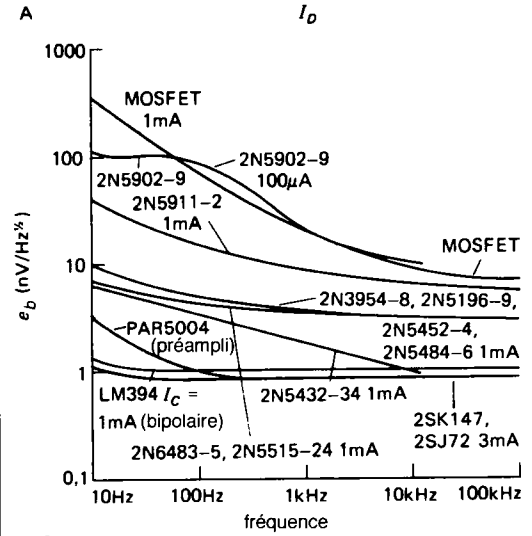
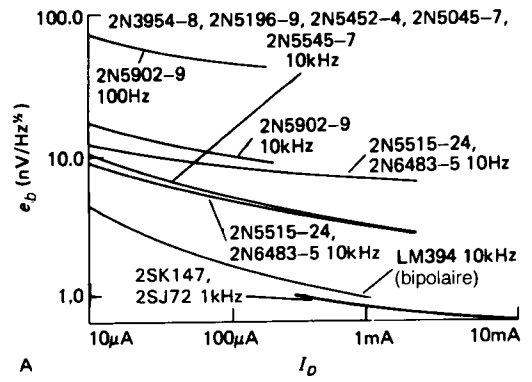
### 7.17 $\diamond$ Bruit des amplificateurs différentiels et des amplificateurs à rétroaction

Les amplificateurs à faible bruit sont souvent différentiels, pour tirer profit de la faible dérive et de la bonne réjection du mode commun. Quand vous calculez les caractéristiques de bruit d'un amplificateur différentiel, vous avez trois points à garder à l'esprit : a) soyez sûr d'utiliser les courants de collecteurs individuels et non la somme, pour tirer  $e_b$  et  $i_b$  des feuilles de caractéristiques. b) Le courant  $i_b$  vu à chaque borne d'entrée est le même que pour un



C 7-54

Figure 7.54 - Bruit d'entrée de quelques transistors bipolaires répandus. A. Tension de bruit d'entrée ( $e_b$ ) en fonction du courant de collecteur. B. Courant de bruit d'entrée ( $i_b$ ) en fonction du courant de collecteur. C. Courant de bruit d'entrée ( $i_b$ ) en fonction de la fréquence.



C 7-55

Figure 7.55 - Bruit d'entrée de quelques transistors à effet de champ répandus. A. Tension de bruit d'entrée ( $e_b$ ) en fonction du courant de drain. B. Tension de bruit d'entrée ( $e_b$ ) en fonction de la fréquence. C. Courant de bruit d'entrée ( $i_b$ ) en fonction de la fréquence.

amplificateur à configuration symétrique. c) La tension  $e_b$  vue à une entrée, avec l'autre entrée à la masse, est supérieure de 3 dB à celle du transistor unique, c'est-à-dire qu'elle est multipliée par racine de deux.

Dans les amplificateurs à rétroaction, vous isolez de la boucle les sources de bruit équivalentes  $e_b$  et  $i_b$ , de façon à pouvoir les utiliser suivant la description précédente dans le calcul de la caractéristique de bruit avec une source de signal donnée. Appelons  $e_A$  (comme amplificateur) et  $i_A$  les termes de bruit extraits de la boucle de rétroaction. Ainsi le bruit ajouté à un signal dont la source présente la résistance  $R_s$  s'écrit :

$$e^2 = e_A^2 + (R_s I_A)^2 \quad \text{V}^2/\text{Hz}$$

Prenons séparément les deux configurations de rétroaction.

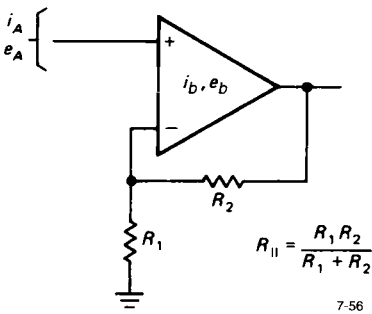


Figure 7.56

$\diamond$  **Non inverseur**

Pour l'amplificateur non inverseur (figure 7.56) les sources de bruit d'entrée deviennent :

$$i_A^2 = i_b^2$$

$$e_A^2 = e_b^2 + 4kTR_{\parallel} + (i_b R_{\parallel})^2$$

Le symbole  $e_b$  désigne la tension de bruit « ajustée » pour la configuration différentielle, c'est-à-dire supérieure de 3 dB à celle d'un étage à un seul transistor. Le terme de tension de bruit supplémentaire résulte du bruit Johnson et du courant de bruit produit dans l'étage d'entrée par les résisteurs de rétroaction. Remarquez que la tension et le courant de bruit effectifs ne sont pas complètement indépendants, ainsi les calculs dans lesquels intervient la somme de

leurs carrés peuvent être entachés d'un facteur d'erreur de 1,4.

Pour un suiveur, la valeur de  $R_2$  est nulle, et les sources de bruit effectives sont limitées à celles de l'amplificateur différentiel seules.

$\diamond$  **Inverseur**

Pour l'amplificateur inverseur (figure 7.57) les sources de bruit d'entrée deviennent :

$$i_A^2 = i_b^2 + 4kT \frac{1}{R_2}$$

$$e_A^2 = e_b^2 + R_1^2 (i_b^2 + 4kT \frac{1}{R_2})$$

$$= e_b^2 + R_1^2 i_A^2$$

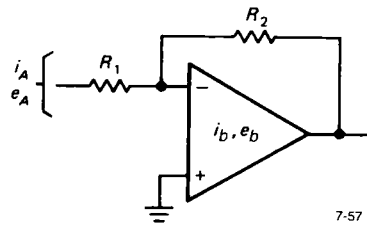


Figure 7.57

**Courbes de sélection des amplificateurs opérationnels**

Vous disposez maintenant de tous les outils nécessaires pour analyser les circuits d'entrée des amplificateurs opérationnels. Leur bruit est spécifié en termes de  $e_b$  et  $i_b$ , exactement comme les transistors et les FET. Cependant, vous n'avez rien à régler ; vous n'avez qu'à les utiliser. Les feuilles de caractéristiques peuvent demander une lecture critique. Par exemple, le « bruit de popcorn » est caractérisé par des sauts du décalage à des instants et pour des durées aléatoires. On en parle rarement entre gens bien élevés. La figure 7.58 résume les caractéristiques de bruit de quelques amplificateurs opérationnels répandus.

**Bruit à large bande**

Les circuits à amplificateurs opérationnels sont généralement couplés en continu et leur bande passante s'étend jusqu'à une certaine limite de fréquence

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

$f_{\text{coupure}}$ . De ce fait il est intéressant de connaître la tension de bruit totale sur cette bande, et non la densité de bruit seulement. La figure 7.59 présente sur quelques graphes la tension efficace de bruit, dans une bande qui s'étend du continu à la fréquence indiquée ; les courbes ont été calculées par intégration des

courbes de puissance de bruit des divers amplificateurs opérationnels.

### Choix d'un amplificateur opérationnel à faible bruit

Il est simple de choisir un amplificateur opérationnel pour minimiser le bruit dans une certaine plage de fréquence, en connaissant l'impédance du signal vue par l'amplificateur,  $R_{\text{sig}}$  (nous l'appelons impédance du signal, même si l'expression n'a pas de sens physique, pour signifier qu'elle inclut les effets des composants de la rétroaction indiqués dans les expressions précédentes). En règle générale, vous rechercherez des amplificateurs opérationnels à faible  $i_b$  pour les signaux à forte impédance, des amplificateurs à faible  $e_b$  pour les signaux à faible impédance. En supposant que la source de signal est à la température normale, le carré de la densité de la tension de bruit rapportée à l'entrée est simplement :

$$e_A^2 = 4kTR_{\text{sig}} + e_b^2 + (i_b R_{\text{sig}})^2$$

Le premier terme est dû au bruit Johnson, les deux derniers sont dus à la tension et au courant de bruit de l'amplificateur. Il est évident que le bruit Johnson fixe la limite inférieure du bruit rapporté à l'entrée. La figure 7.60 représente la grandeur  $e_A$  (à 10 Hz) en

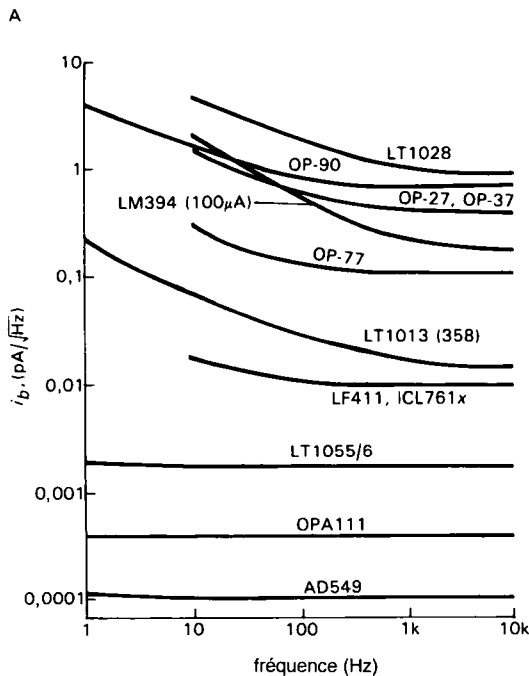
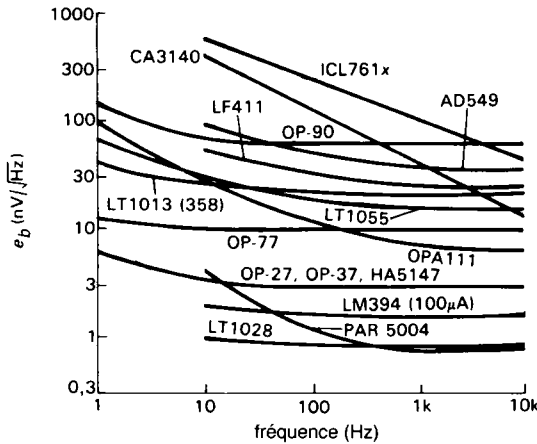


Figure 7.58 - Bruit d'entrée de quelques amplificateurs opérationnels répandus. A. Tension de bruit d'entrée ( $e_b$ ) en fonction de la fréquence. B. Courant de bruit d'entrée ( $i_b$ ) en fonction de la fréquence.

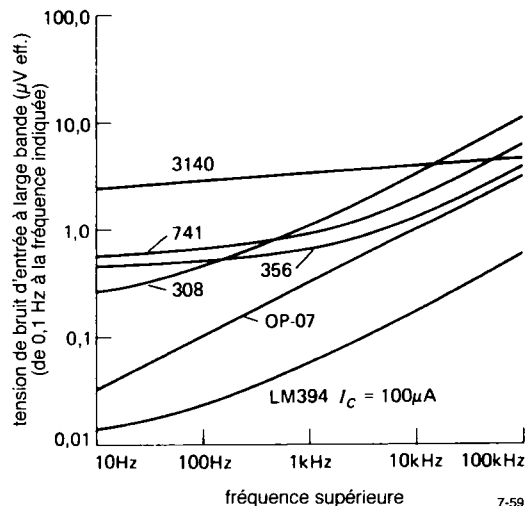


Figure 7.59 - Tension de bruit à large bande pour quelques amplificateurs opérationnels répandus.

fonction de  $R_{sig}$  pour les amplificateurs opérationnels les moins bruyants que nous avons trouvés. Nous incluons pour la comparaison notre *JFET* à deux ronds LF411 et le bipolaire à micro-puissance OP-90. Ce dernier, tout en étant un excellent amplificateur à micro-puissance, présente une forte tension de bruit (parce que l'étage d'entrée fonctionne sous un courant faible, donc avec une forte résistance d'émetteur  $r_e$ , donc avec un fort bruit Johnson) et un fort courant de bruit (parce que l'entrée bipolaire a un courant de base appréciable) ; il montre simplement les qualités réelles des meilleurs amplificateurs à faible bruit.

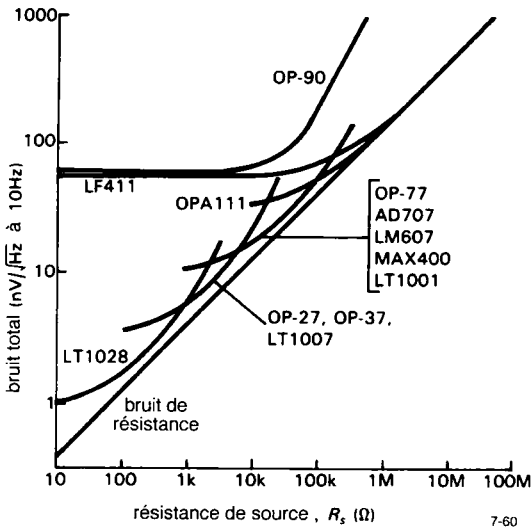


Figure 7.60 - Bruit total (résistance de source plus amplificateur à 10 Hz) pour des amplificateurs opérationnels à haute performance.

#### $\diamond$ Préamplificateurs à faible bruit

En plus des amplificateurs à faible bruit, il existe quelques circuits intégrés *préamplificateurs* intéressants. Contrairement aux amplificateurs opérationnels, ils ont en général un gain fixe, bien que vous puissiez connecter un résistor extérieur de réglage du gain à certains d'entre eux. On les appelle quelquefois « préamplificateurs vidéo » parce qu'ils ont souvent une bande passante dans les dizaines de mégahertz, bien qu'ils puissent être utilisés aussi bien pour des applications à basse fréquence. Les exem-

ples sont le SL561B de Plessey et plusieurs modèles d'Analog Systems. Ces amplificateurs ont une tension de bruit  $e_b$  typique inférieure à  $1 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ , obtenue (au prix d'un fort *courant* de bruit,  $i_b$ ) par un courant de collecteur relativement élevé dans le transistor d'entrée.

#### $\diamond$ MESURES DE BRUIT ET SOURCES DE BRUIT

Un processus relativement simple permet de déterminer la tension et le courant de bruit équivalents d'un amplificateur, puis à partir de là le facteur de bruit et le rapport  $S/B$  pour une source de signal donnée. C'est tout ce que vous aurez jamais besoin de savoir au sujet des caractéristiques de bruit d'un amplificateur. Le principe est d'injecter des signaux de bruit connus à l'entrée, puis de mesurer les amplitudes du signal de bruit en sortie à l'intérieur d'une bande de largeur donnée. Dans certains cas (par exemple un appareil à impédance d'entrée adaptée, comme un amplificateur à fréquence radio) un oscillateur d'amplitude réglable et connue précisément se substitue à la source de bruit comme source de signal.

Nous étudierons plus loin les techniques dont vous aurez besoin pour effectuer les mesures de tension de sortie et délimiter la bande passante. Pour l'instant, supposons que vous êtes à même de mesurer la tension efficace du signal de sortie, avec une largeur de bande de votre choix.

#### 7.18 $\diamond$ Mesure sans source de bruit

Pour un étage amplificateur à *FET* ou à transistor conçu pour l'utilisation à des fréquences basses ou modérées, l'impédance d'entrée est vraisemblablement très élevée. Vous voulez connaître  $e_b$  et  $i_b$  pour pouvoir prévoir le rapport  $S/B$  avec une source de signal de niveau et d'impédance arbitraires, comme nous l'avons vu plus tôt. La procédure est simple :

Premièrement, déterminez le gain en tension de l'amplificateur  $G_V$  par une mesure réelle avec un signal dans la plage de fréquence envisagée. L'amplitude devra être suffisamment grande pour couvrir le

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

bruit de l'amplificateur, mais pas au point de provoquer la saturation de l'amplificateur.

Deuxièmement, court-circuitez l'entrée et mesurez la tension efficace de bruit à la sortie,  $e_s$ . De là, vous obtenez la tension de bruit d'entrée par racine de hertz :

$$e_b = \frac{e_s}{G_V B^{1/2}} \quad \text{V/Hz}^{1/2}$$

$B$  représente la largeur de bande de la mesure (voir la section 7.21)

Troisièmement, placez un résistor à l'entrée, et mesurez la nouvelle tension efficace de bruit en sortie,  $e_r$ . La valeur du résistor sera suffisamment grande pour ajouter une quantité significative de bruit de courant, mais pas à un point tel que l'impédance d'entrée de l'amplificateur commence à dominer. (Si c'est difficile pratiquement, laissez l'entrée ouverte et utilisez l'impédance d'entrée de l'amplificateur comme  $R$ .) La tension que vous mesurez en sortie est :

$$e_r^2 = [e_b^2 + 4kTR + (i_b R)^2] B G_V^2$$

Vous pouvez en déduire  $i_b$  :

$$i_b = \frac{1}{R_s} \left[ \frac{e_r^2}{B G_V^2} - (e_b^2 + 4kTR) \right]^{1/2}$$

Avec un peu de chance, seul le premier terme de la racine carrée sera significatif (c'est-à-dire si le bruit de courant domine à la fois le bruit de tension de l'amplificateur et le bruit Johnson de la résistance de la source).

Maintenant, vous pouvez déterminer le rapport S/B pour un signal  $V_s$  et une source d'impédance  $R_s$  :

$$\begin{aligned} S/B &= 10 \log_{10} \left( \frac{V_s^2}{V_b^2} \right) \\ &= 10 \log_{10} \left[ \frac{V_s^2}{[e_b^2 + (i_b R_s)^2 + 4kTR_s] B} \right] \end{aligned}$$

Dans cette expression,  $V_s^2$  est la tension du signal (supposée dans la bande passante  $B$ ), les termes du dénominateur sont la tension de bruit de l'amplificateur, le courant de bruit de l'amplificateur dans  $R_s$  et le bruit Johnson de  $R_s$ . Remarquez que l'élargisse-

ment de la bande passante au-delà de ce qui est nécessaire pour le signal  $V_s$  ne produit qu'une dégradation du rapport S/B. Cependant, si  $V_s$  est à large bande (comme un signal de bruit), le rapport S/B final est indépendant de la largeur de bande de l'amplificateur. Dans de nombreux cas, le bruit sera dominé par l'un des termes de l'équation précédente.

### 7.19 $\diamond$ Mesures avec une source de bruit

La technique utilisée ci-dessus pour mesurer la caractéristique de bruit d'un amplificateur a l'avantage de ne pas recourir à une source de bruit précise et réglable, mais elle impose un filtre et un voltmètre précis et elle suppose que vous connaissez la courbe de gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence avec la résistance de la source utilisée. Une autre méthode consiste à injecter à l'entrée de l'amplificateur des signaux de bruit d'amplitude connue, pour observer l'augmentation relative de la tension de bruit en sortie. Bien que cette technique impose une source de bruit calibrée précisément, elle ne repose sur aucune hypothèse quant aux propriétés de l'amplificateur, puisqu'elle mesure les caractéristiques de bruit exactement où elles sont intéressantes, à l'entrée.

Ici encore, il est relativement simple d'effectuer les mesures nécessaires. Vous connectez le générateur de bruit à l'entrée de l'amplificateur, en vous assurant que l'impédance de source  $R_g$  est égale à l'impédance de la source de signal que vous entendez utiliser avec votre amplificateur. Vous notez d'abord la tension efficace de bruit en sortie de l'amplificateur, avec la source de bruit réglée sur un signal de sortie nul. Ensuite vous augmentez l'amplitude efficace  $V_g$  de la source de bruit jusqu'à ce que la tension de sortie de l'amplificateur augmente de 3 dB (facteur de 1,414 appliqué à la tension efficace de sortie). La tension de bruit d'entrée de l'amplificateur dans la bande de mesure, pour cette impédance de source, est égale à cette valeur de signal supplémentaire. Le facteur de bruit de l'amplificateur est donc :

$$FB = 10 \log_{10} \left( \frac{V_g^2}{4kTR_g} \right)$$

À partir de là, vous pouvez déterminer le rapport signal/bruit pour un signal d'amplitude quelconque

avec la même impédance de source, au moyen de la formule de la section 7.12 :

$$S/B = 10 \log_{10} \left( \frac{V_s^2}{4kTR_s} \right) - \text{FB}(R_s) \text{ dB}$$

Il existe des sources de bruit calibrées pratiques, dont la plupart permettent un réglage précis de l'atténuation dans la gamme des microvolts. Remarque : une fois encore, les formules précédentes supposent que  $R_{\text{entrée}} \gg R_{\text{source}}$ . Si, au contraire, la mesure du facteur de bruit est effectuée avec des impédances adaptées, c'est-à-dire si  $R_{\text{source}} = R_{\text{entrée}}$ , omettez les facteurs « 4 » dans les expressions qui précèdent.

Remarquez que cette technique ne vous donne pas  $e_b$  et  $i_b$  directement, mais seulement la combinaison appropriée pour une impédance de source égale à celle que vous avez utilisée pour la mesure. Naturellement, en faisant plusieurs mesures avec différentes impédances de source, vous pouvez inférer les valeurs de  $e_b$  et  $i_b$ .

Une variante intéressante de cette technique consiste à utiliser le bruit Johnson d'un résistor comme « source de bruit ». C'est la technique préférée des concepteurs d'amplificateurs à très faible bruit en fréquences radio (dans lesquels, en passant, l'impédance de la source de signal, adaptée à l'impédance d'entrée de l'amplificateur, est de 50  $\Omega$ ). Le mode opératoire est généralement le suivant : un récipient d'azote liquide maintient une terminaison de 50  $\Omega$  (un résistor conçu spécialement pour présenter une inductance et une capacité négligeables) à la température d'ébullition de l'azote, 77 K ; une deuxième terminaison est laissée à la température normale. L'entrée de l'amplificateur est connectée alternativement aux deux résistors (normalement par un relais coaxial de bonne qualité), pendant que la puissance de bruit (à une fréquence centrale et dans une bande données) est mesurée par un wattmètre à fréquence radio. Appelons les résultats  $P_F$  et  $P_C$ , les puissances mesurées pour les résistors froid et chaud respectivement. Il est facile de démontrer maintenant que la température de bruit de l'amplificateur, à la fréquence de la mesure, est

$$T_b = \frac{T_C - Y T_F}{Y - 1}$$

avec  $Y = P_C / P_F$ , le rapport des puissances de bruit. Le facteur de bruit recherché est donné par la formule de la section 7.12 :

$$\text{FB}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left( \frac{T_b}{290} + 1 \right)$$

#### $\diamond$ Exercice 7.6

Démontrez l'expression précédente de la température de bruit. Truc : remarquez pour commencer que  $P_C = (T_b + T_C)$  et  $P_F = (T_b + T_F)$  ; est une constante qui disparaîtra bientôt. Remarquez ensuite que la part de bruit de l'amplificateur, mesurée comme une température de bruit, s'ajoute à la température de bruit du résistor source. Commencez par là.

#### $\diamond$ Exercice 7.7

La température de bruit d'un amplificateur (ou facteur de bruit) dépend de la valeur de l'impédance de la source de signal,  $R_s$ . Montrez qu'un amplificateur caractérisé par  $e_b$  et  $i_b$  (comme dans la figure 7.46) présente sa température de bruit minimale pour une impédance de source  $R_s = e_b / i_b$ . Montrez ensuite que la température de bruit, pour cette valeur de  $R_s$ , est donnée par  $T_b = e_b i_b / 2k$ .

#### $\diamond$ Amplificateurs avec impédance d'entrée adaptée

Cette dernière technique est idéale pour les mesures de bruit sur les amplificateurs pour une impédance d'entrée adaptée. L'exemple le plus courant est celui des récepteurs ou amplificateurs de fréquences radio, conçus habituellement pour une source de signal de 50  $\Omega$  d'impédance. Nous étudierons dans le chapitre 13 (Vol. 2) les raisons pour lesquelles nous n'appliquons pas notre critère habituel selon lequel une source de signal doit avoir une impédance faible par rapport à celle de la charge qu'elle attaque. Dans cette situation,  $e_b$  et  $i_b$  n'ont pas de sens en tant que grandeurs séparées ; ce qui compte, c'est le facteur de bruit global (avec une source adaptée) ou une certaine spécification du rapport signal/bruit avec une source de signal adaptée et une amplitude spécifiée.

Quelquefois la caractéristique de bruit est donnée explicitement comme l'amplitude de signal d'entrée à bande étroite nécessaire pour obtenir un rapport signal/bruit donné. Un récepteur de radio typique

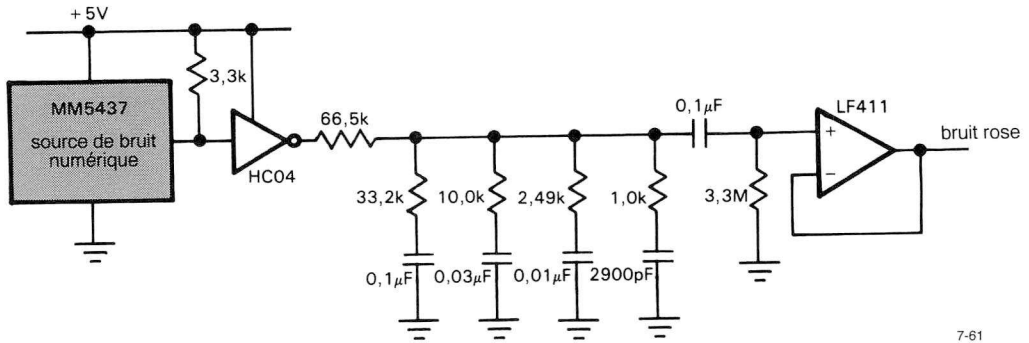


Figure 7.61 - Source de bruit rose (-3 dB/octave, ±0,25 dB de 10 Hz à 40 kHz).

pourrait avoir un rapport signal/bruit de 10 dB avec un signal d'entrée de 0,25 µV efficaces et une bande passante de réception de 2 kHz. Dans ce cas, la procédure consiste à mesurer la sortie efficace du récepteur avec l'entrée attaquée par une source sinusoïdale atténuée jusqu'à zéro au départ, puis à augmenter l'amplitude du signal (sinusoïdal) d'entrée jusqu'à ce que la sortie efficace augmente de 10 dB ; dans les deux cas, la bande passante du récepteur est fixée à 2 kHz. Il est important d'utiliser un appareil qui mesure les tensions efficaces vraies pour les mesures où le bruit et le signal sont combinés (nous en reparlerons plus tard). Remarquez que les mesures de bruit en fréquences radio mettent souvent en jeu des signaux de sortie situés dans la plage des fréquences audibles.

### 7.20 ♦ Sources de bruit et de signaux

Un bruit à large spectre peut être produit par les effets étudiés plus haut, le bruit Johnson et le bruit de grenaille. Le bruit de grenaille dans une diode à vide est une source classique de bruit à large bande, particulièrement utile parce que la tension de bruit peut être prévue exactement. Plus récemment, le bruit de la diode Zener a été utilisé dans les sources de bruit. L'une et l'autre s'étendent du courant continu jusqu'aux très hautes fréquences, ce qui les rend très utiles pour les mesures à fréquences audio et radio.

Les techniques numériques permettent de construire une source de bruit intéressante, en particulier avec de longs registres à décalage, attaqués en entrée par le résultat d'une addition modulo 2 de plusieurs des

derniers bits (voir la section 9.33, Vol. 2). La sortie qui en résulte est une séquence pseudo-aléatoire de bits de 1 et de 0, qui fournit après un filtrage passe-bas un signal analogique dont le spectre de bruit blanc s'étend jusqu'à la fréquence de coupure du filtre ; la fréquence de coupure du filtre doit être très inférieure à celle du décalage du registre. Ces choses peuvent fonctionner à très haute fréquence, pour produire un bruit blanc jusqu'à 100 kHz ou plus. Le bruit présente la propriété intéressante de se répéter exactement après un intervalle de temps qui dépend de la longueur du registre (un registre de longueur maximale  $n$  bits passe par  $2^n - 1$  états avant de se répéter). Il n'est pas très difficile de rendre ce temps très long (des mois ou des années), bien qu'une période d'une seconde soit assez longue dans la plupart des cas. Par exemple, un registre de 50 bits décalé à la fréquence de 10 MHz produira un bruit blanc jusqu'à 100 kHz environ, avec une période de répétition de trois années et quelque mois. La section 9.36 (Vol. 2) présente le schéma d'une source de bruit pseudo-aléatoire qui exploite ce principe.

Certaines sources de bruit peuvent produire aussi bien du bruit rose que du bruit blanc. Le bruit rose a une puissance de bruit constante par octave, au lieu d'une puissance constante par hertz. Sa densité de puissance (puissance par hertz) décroît de 3 dB par octave. Comme l'atténuation d'un filtre RC suit une pente de 6 dB par octave, un filtre plus compliqué est nécessaire pour produire un spectre de bruit rose à partir d'un spectre de bruit blanc. Le circuit de la figure 7.61 utilise un générateur de bruit blanc pseudo-aléatoire



à 23 bits (en circuit intégré) pour produire un bruit rose, précis à  $\pm 0,25$  dB de 10 Hz à 40 kHz.

Il existe des sources de signal souples avec un réglage précis de l'amplitude (jusqu'à la gamme des microvolts et en dessous) et de la fréquence depuis une fraction de hertz jusqu'aux gigahertz. Certains peuvent même être programmées par un « bus » numérique. L'exemple est le modèle 8660 de Hewlett-Packard : un générateur de signal synthétisé, avec des fréquences de sortie de 0,01 Hz à 110 MHz, une amplitude calibrée de 10 nV à 1 V efficace, un bel affichage numérique, une interface de bus et des accessoires commodes pour l'extension à 2,6 GHz de la plage de fréquence, la modulation et le balayage des fréquences. C'est un peu plus que ce qui vous sera nécessaire pour le travail ordinaire.

7.21 ◊ Limitation de la bande passante et mesure de tensions efficaces

◊ Limitation de la bande passante

Toutes les mesures que nous avons envisagées supposent que vous ne considérez le bruit de sortie que dans une bande de fréquences limitée. Dans quelques cas, l'amplificateur peut être prévu pour cela et votre travail est facilité. Sinon, vous devrez connecter l'un ou l'autre filtre à la sortie de l'amplificateur avant d'effectuer les mesures de la tension de bruit.

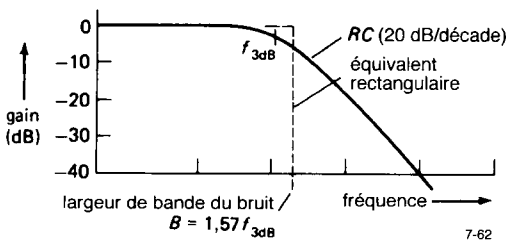


Figure 7.62 - Équivalent rectangulaire (« marche d'escalier ») de la bande passante de bruit d'un filtre RC passe-bas.

La chose la plus facile à faire est d'utiliser un filtre RC passe-bas dont le point à 3 dB sera fixé approximativement à la largeur de bande désirée. Pour des mesures précises du bruit, vous avez besoin de

connaître la « bande passante de bruit », c'est-à-dire l'équivalent en marche d'escalier d'un filtre passe-bas qui laisse passer la même tension de bruit (figure 7.62). C'est cette bande passante de bruit qu'il faut utiliser comme valeur de  $B$  dans toutes les formules précédentes. Le calcul mathématique n'est pas terriblement difficile, vous trouverez :

$$B = \frac{\pi}{2} f_{3dB} = 1,57 f_{3dB}$$

Pour deux filtres RC en cascade (avec des tampons pour éviter qu'ils se chargent l'un l'autre), la formule magique devient  $B = 1,22 f_{3dB}$ . Pour les filtres Butterworth étudiés dans la section 5.5, la bande passante de bruit est

$B = 1,57 f_{3dB}$	(1 pôle)
$B = 1,11 f_{3dB}$	(2 pôles)
$B = 1,05 f_{3dB}$	(3 pôles)
$B = 1,025 f_{3dB}$	(4 pôles)

Si vous voulez effectuer des mesures sur une bande limitée jusqu'à une certaine fréquence centrale, vous pouvez utiliser simplement deux filtres RC (figure 7.63), auquel cas la bande passante de bruit est celle qui est indiquée. Si vous avez l'expérience des courbes d'intégrales, vous pouvez vous essayer à l'exercice suivant.

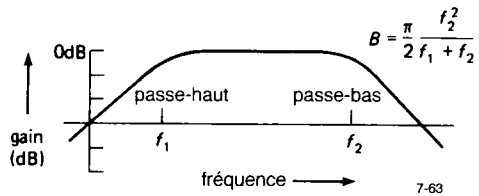


Figure 7.63 - Équivalent en marche d'escalier de la bande passante de bruit d'un filtre RC passe-bande.

🔧 Exercice 7.8

Exercice facultatif : démontrez le résultat précédent, en commençant par les courbes de réponse des filtres RC. Supposez une puissance par hertz du signal d'entrée et intégrez la puissance de sortie de zéro à l'infini. Une courbe d'intégrales vous donne la réponse.

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

Le filtre passe-bande pour les mesures de bruit peut être un circuit  $RLC$ . Cette solution est meilleure que celle des deux filtres  $RC$  si vous voulez mesurer sur une bande étroite par rapport à la fréquence centrale (c'est-à-dire avec un grand facteur de qualité). La figure 7.64 montre les circuits  $RLC$  série et parallèle et leurs bandes passantes de bruit exactes. Dans les deux cas, la fréquence de résonance est  $f_0 = 1/2\pi LC$ . Vous pouvez monter le circuit  $RLC$  comme charge de collecteur (ou de drain) ; dans ce cas, vous utiliserez les formules comme elles sont données. Vous pouvez aussi interposer le filtre comme le montre la figure 7.65 ; pour la largeur de bande de bruit, ce circuit est exactement équivalent au circuit  $RLC$  parallèle, avec  $R = R_1 R_2$ .

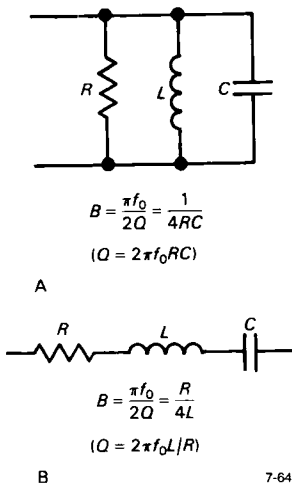


Figure 7.64 - Équivalent en marche d'escalier de la bande passante de bruit d'un filtre passe-bande  $RLC$ .

### ◇ Mesure de la tension de bruit

Le moyen le plus précis d'effectuer les mesures de bruit en sortie est le voltmètre efficace vrai. Il fonctionne soit par la mesure de l'échauffement produit par la forme d'onde du signal (après une amplification adéquate) ou avec un circuit d'élévation au carré suivi par un circuit de moyenne. Si vous utilisez un voltmètre efficace vrai, assurez-vous que sa courbe de réponse couvre la bande de fréquences que vous voulez mesurer ; quelques-uns d'entre eux ne « mon-

tent » que jusqu'à quelques kilohertz. Les voltmètres efficaces vrais sont caractérisés aussi par un « facteur de crête », le rapport entre la tension de crête et la tension efficace qu'ils peuvent traiter sans grande perte d'efficacité. Pour le bruit gaussien, un facteur de crête de 3 à 5 convient.

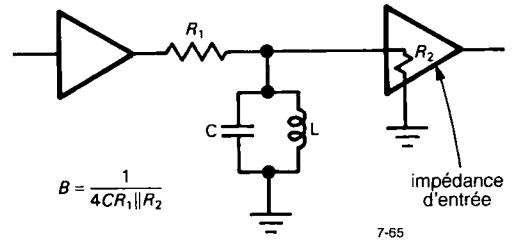


Figure 7.65

Vous pouvez utiliser un simple voltmètre alternatif à moyenne, à défaut de voltmètre efficace vrai. Dans ce cas, les valeurs lues sur l'échelle doivent être corrigées. Il apparaît que la plupart des voltmètres à moyenne (multimètres analogique ou numériques) ont une échelle corrigée et que vous ne lisez pas la moyenne, mais la tension efficace, *en supposant que le signal est sinusoïdal*. Par exemple, si vous mesurez la tension du secteur en Europe continentale, vous lirez quelque chose comme 220 ou 230 V (240 V à l'autre bout du *Chunnel*). C'est correct, mais si le signal que vous mesurez est un bruit gaussien, il faut appliquer une correction supplémentaire. La règle est la suivante : pour obtenir la tension efficace du bruit gaussien, multipliez la valeur « efficace » lue sur le voltmètre alternatif à moyenne par 1,13 (ou ajoutez 1 dB). Avertissement : cela fonctionne bien si le signal que vous mesurez est un bruit pur (comme la sortie d'un amplificateur avec un résisteur ou une source de bruit à l'entrée), mais le résultat ne sera pas exact si le signal est composé d'un bruit superposé à une sinusoïde.

La troisième méthode, pas vraiment connue pour sa précision, consiste à observer la forme d'onde sur un oscilloscope : la tension efficace vaut de un sixième à un huitième de la valeur de crête à crête (suivant votre lecture subjective de l'amplitude de crête à

crête). Ce n'est pas de la plus grande exactitude, mais au moins il n'y a pas de problème pour avoir une largeur de bande suffisante.

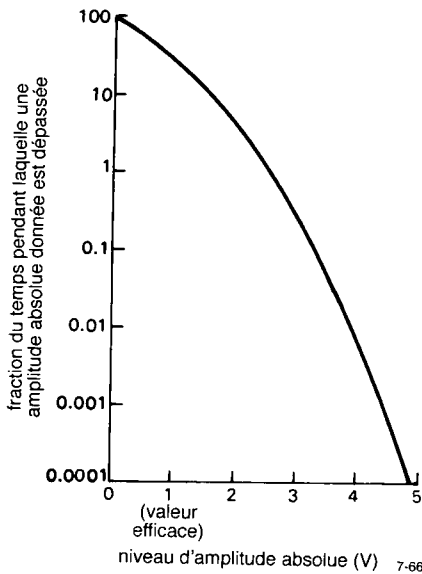


Figure 7.66 - Occurrences relatives des amplitudes dans le bruit gaussien.

## 7.22 Pot pourri de bruit

Voici une collection de faits intéressants et peut-être utiles.

1. Le temps de moyennage nécessaire à un indicateur pour ramener à un niveau donné les fluctuations du signal de bruit redressé dans une bande passante donnée est

$$\tau \approx \frac{1600}{B\sigma^2} \text{ secondes}$$

La constante de temps représentée par  $\tau$  correspond au temps nécessaire à l'indicateur pour produire des fluctuations de déviation standard  $\sigma$  % à la sortie d'un détecteur linéaire attaqué par un signal de bruit dans une bande  $B$ .

2. Pour du bruit blanc dans une bande limitée, le nombre de maxima par seconde est

$$N = \left( \frac{3(f_2^5 - f_1^5)}{5(f_2^3 - f_1^3)} \right)^{1/2}$$

avec  $f_1$  et  $f_2$  qui représentent les limites supérieure et inférieure de la bande passante. Pour  $f_1 = 0$ ,  $N = 0,77 f_2$ ; pour un bruit à bande étroite, ( $f_1 \approx f_2$ ),  $N \approx (f_1 + f_2)/2$ .

3. Rapports tension efficace/tension moyenne (c'est-à-dire amplitudes moyennes) :

<b>Bruit gaussien</b>	eff/moy = $\sqrt{\pi/2} = 1,25 = 1,96$ dB
<b>Onde sinusoïdale</b>	eff/moy = $\pi/2^{2/3} = 1,11 = 0,91$ dB
<b>Onde carrée</b>	eff/moy = $1 = 0$ dB

4. Fréquence relative d'occurrence des amplitudes dans le bruit gaussien. La figure 7.66 donne le temps fractionnaire du dépassement d'une amplitude donnée par un bruit gaussien d'amplitude efficace de 1 V.

## INTERFÉRENCES :

### BLINDAGE ET MISE À LA TERRE

Le bruit sous la forme de signaux parasites, la captation du 50 Hz, le couplage de signaux par les alimentations et les boucles de masse peuvent se révéler plus gênants en pratique que les bruits intrinsèques des sources que nous venons d'étudier. Ces signaux parasites peuvent tous être ramenés à un niveau insignifiant (contrairement au bruit) par une disposition et un câblage adéquats. Dans les cas rebelles, le remède peut comporter une combinaison de filtrage des lignes d'entrées et sorties, de disposition et de câblage minutieux et de blindage électrostatique et magnétique généralisé. Dans ces sections, nous vous soumettons quelques suggestions qui pourraient contribuer à éclairer cette zone sombre de l'art de l'électronique.

## 7.23 Parasites

Les parasites peuvent pénétrer dans un appareil électronique par les lignes d'alimentation, d'entrée ou de sortie. De plus, les signaux peuvent être couplés par capacité (couplage électrostatique) aux fils du circuit (l'effet est plus grave pour les points à haute impédance à l'intérieur du circuit), couplés magnétiquement à des boucles fermées du circuit (indépendamment du niveau de l'impédance) ou couplés par un phénomène électro-magnétique à des fils

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

qui se comportent comme de petites antennes vis-à-vis des rayonnements électro-magnétiques. N'importe lequel de ces phénomènes peut entraîner le couplage de signaux entre une partie du circuit et une autre. Enfin, les signaux d'une partie du circuit peuvent se coupler à une autre partie par les chutes de tension au long des lignes de masse ou d'alimentation.

### *Élimination des parasites*

De nombreuses astuces efficaces ont été mises au point pour traiter la plupart de ces parasites courants. Rappelez-vous que toutes ces techniques ont pour objet de ramener le signal parasite à un niveau acceptable ; elles l'éliminent rarement tout à fait. En conséquence, il est souvent payant de rehausser le niveau des signaux utiles, simplement pour améliorer le rapport signal/parasite. Il est important aussi de se rendre compte que certains environnements sont nettement pires que d'autres ; le fonctionnement d'un appareil, impeccable sur la paillasse du laboratoire, peut devenir lamentable sur le terrain. Certains environnements sont bons à éviter : a) à proximité d'une station d'émission de radio ou de télévision (parasites à fréquences radio), b) à proximité du métro (parasites par impulsions et pollution du secteur), c) près des lignes à haute tension (parasites radio, bruits de friture), d) près de moteurs ou d'ascenseurs (pointes de tension du secteur), e) dans des bâtiments avec des gradateurs pour l'éclairage ou le chauffage (pointes de tension sur les lignes du secteur), f) près d'appareils qui comportent de gros transformateurs (captation magnétique) et g) près d'un poste de soudure à l'arc (captations incroyables de toutes sortes). Voici donc une collection de conseils, de techniques et de recettes de magie noire.

### *Signaux couplés par les entrées, les sorties et le secteur*

Le meilleur pari sur le secteur consiste à utiliser une combinaison de filtres secteurs à fréquence radio et de supprimeurs de transitoires. Vous pouvez réaliser ainsi une atténuation de 60 dB ou mieux des parasites de fréquence supérieure à quelques kilohertz, et éliminer efficacement du même coup les pics de tension nuisibles.

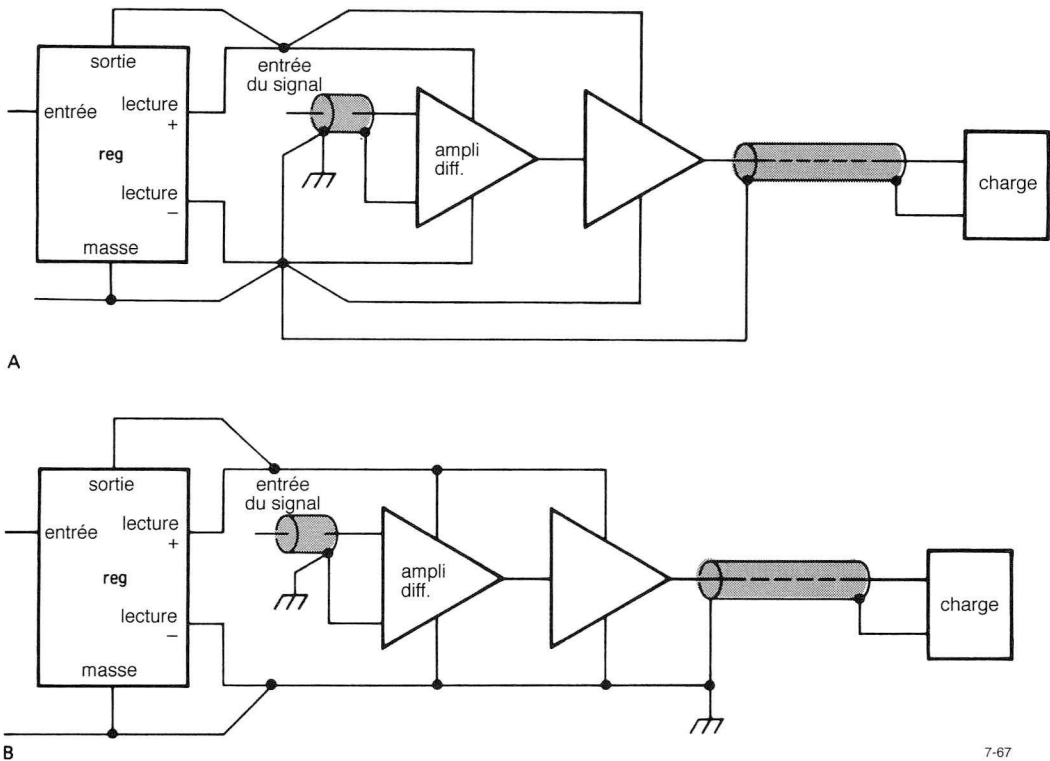
L'affaire est plus compliquée pour les entrées et les sorties, à cause des niveaux d'impédance et de la nécessité de coupler des signaux qui peuvent se trouver dans la plage de fréquences des parasites. Dans les appareils comme les amplificateurs audio, vous pouvez utiliser des filtres passe-bas sur les entrées *et sur les sorties* (beaucoup d'interférences des stations de radio proches entrent par les fils des haut-parleurs, qui agissent comme des antennes). Dans d'autres situations, les lignes blindées sont souvent indispensables. Les lignes des signaux à faible niveau, en particulier à forte impédance, devraient toujours être blindées, comme le coffret de l'appareil.

### *Couplage capacitif*

Les signaux passent facilement de l'intérieur à l'extérieur d'un appareil par couplage électrostatique : si un point quelconque à l'intérieur fait des sauts de 10 V, une entrée à haute impédance située à proximité peut faire des sauts similaires par sympathie. Les meilleures choses à faire sont : réduire la capacité entre les points perturbateurs (les séparer) ; ajouter un blindage (une enceinte métallique fermée, ou une tresse métallique, élimine complètement cette forme de couplage) ; disposer les fils près d'un plan de masse (qui « avalera » les champs électrostatiques perturbateurs et réduira énormément le couplage) ; abaisser l'impédance des points sensibles, si possible. Les sorties d'amplificateurs opérationnels ne captent pas facilement les parasites, contrairement aux entrées. Nous y reviendrons plus loin.

### *Couplage magnétique*

Malheureusement, les champs magnétiques à basse fréquence ne sont pas réduits de façon significative par les enceintes métalliques. Un tourne-disque, un microphone, un magnétophone, ou d'autres circuits sensibles placés à proximité d'un gros transformateur d'alimentation capteront les 50 Hz de façon ahurissante. Le meilleur remède est d'éviter les circuits qui englobent de grandes surfaces et d'éviter les circuits qui se referment en boucle. Les fils en paires torsadées sont très efficaces pour réduire la captation magnétique, parce que la surface englobée est faible et que les signaux induits dans les torsades successives s'annulent.



7-67

Figure 7.67 - Connexions de masse pour les faibles signaux.

Pour les signaux de très faible niveau, ou avec des composants particulièrement sensibles à la captation magnétique (têtes de magnétophone, inductances, résisteurs bobinés), il peut être souhaitable d'utiliser un blindage magnétique. Le blindage en « mu-métal » est disponible en pièces pré-formées et en feuilles souples. Si le champ magnétique ambiant est intense, il faut utiliser un blindage interne à haute perméabilité (fort  $\mu$ ) entouré par un blindage externe à moins forte perméabilité (du fer ordinaire ou un matériau de blindage à faible  $\mu$ ) pour éviter la saturation du blindage interne. Naturellement, le déplacement de la source du champ magnétique perturbateur est souvent une solution plus simple. Il peut être nécessaire de déporter les gros transformateurs dans l'arrière-pays, si on peut dire. Les transformateurs toriques ont des champs magnétiques parasites moins forts que les transformateurs standard.

### Couplage à fréquence radio

La captation des fréquences radio peut être particulièrement insidieuse, parce que des parties du circuit qui paraissent innocentes peuvent se transformer en circuits résonnants et se comporter comme d'énormes sections de captation. En plus du blindage général, il faut garder les fils courts et éviter les boucles qui peuvent résonner. Les perles de ferrite peuvent être utiles si le problème se pose à très haute fréquence. Une situation classique est celle des deux condensateurs (l'un au tantale, l'autre en céramique) utilisés pour améliorer le découplage. La paire peut constituer un joli circuit oscillant, accordé sur une haute ou très haute fréquence (HF ou VHF, dizaines ou centaines de mégahertz), avec des oscillations spontanées !

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

### 7.24 Masses de signal

Les fils de masse et les blindages eux-même peuvent poser de nombreux problèmes et il y a beaucoup de malentendus sur le sujet. Le problème se résume à des courants dont vous avez oublié qu'ils circulent dans les lignes de masse. Ils peuvent véhiculer des signaux d'un point du circuit à un autre, qui partage la même ligne de masse. La technique de la masse en étoile (un point unique auquel se raccordent toutes les connexions de masse) est répandue, mais ce n'est qu'une béquille ; en comprenant un peu le problème, vous pouvez vous tirer intelligemment de la plupart des situations.

#### Gaffes usuelles dans les lignes de masse

La figure 7.67 montre une situation courante. Ici, le même appareil comporte un amplificateur de signaux faibles et un pilote à fort courant. Le premier schéma est correct : les deux amplificateurs tirent leur courant d'alimentation du régulateur (exactement aux points de lecture), ainsi les chutes de tension dues au passage du courant dans la résistance des connexions de l'étage de puissance n'apparaissent pas sur l'alimentation de l'amplificateur à faible niveau. De plus, le retour du courant de la charge vers la masse n'apparaît pas à l'entrée à faible niveau ; aucun courant ne circule entre le côté masse de l'entrée à faible niveau et l'étoile de masse (qui pourrait être le point de raccordement au coffret près du connecteur BNC d'entrée).

Le deuxième schéma comporte deux gaffes. Les variations de tension provoquées par le courant de la charge de l'étage de puissance sont superposées aux tensions d'alimentation de l'étage à faible niveau. Si l'étage d'entrée n'a pas une très bonne réjection des variations de tension d'alimentation, cela peut provoquer des oscillations. Pire : le retour du courant de la charge fait « flotter » le coffret par rapport à la masse de l'alimentation. L'étage d'entrée est raccordé à ce point flottant, ce qui est une très mauvaise idée. L'idée générale est de regarder où circulent les courants forts et de s'assurer que la chute de tension qu'ils provoquent dans les connexions ne se retrouve pas à l'entrée. Dans quelques cas, il peut être judicieux de découpler les alimentations des étages à faible niveau par un petit réseau RC (figure 7.68). Dans les cas les

plus rebelles de couplage des alimentations, il peut être payant de doter l'alimentation de l'étage à faible niveau d'une Zener ou d'un régulateur tripode pour parfaire le découplage.

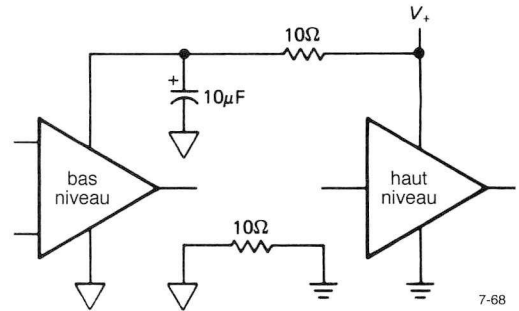


Figure 7.68

### 7.25 ◊ Raccordement de la masse entre les appareils

L'idée d'un point de masse choisi à l'intérieur d'un appareil est parfaite, mais que faites-vous quand un signal doit passer d'un appareil à un autre, et que chacun a sa propre « masse » ? Voici quelques suggestions.

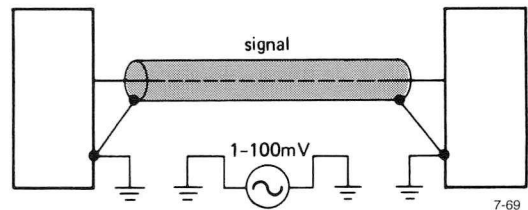
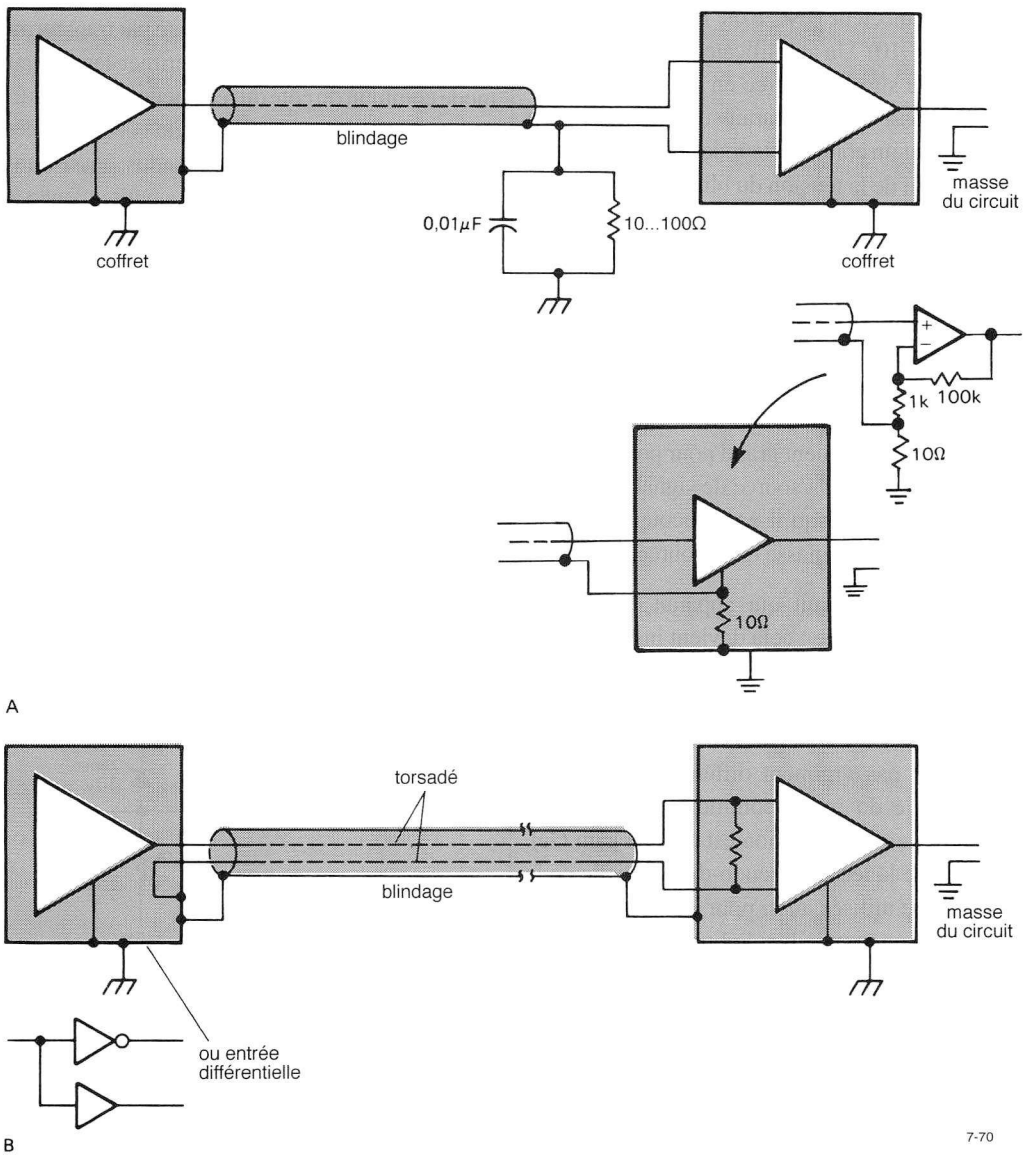


Figure 7.69

#### ◊ Signaux à fort niveau

Si les signaux sont de plusieurs volts, ou à niveaux logiques, connectez simplement les appareils entre eux et oubliez le reste (figure 7.69). La source de tension que vous voyez dessinée entre les deux masses représente les variations entre les masses locales que vous risquez de trouver entre deux prises du secteur dans une même pièce ou (pire) entre des pièces ou des bâtiments différents. Il s'agit d'une tension à 50 Hz ou à une fréquence harmonique de celle du secteur, des signaux radio (les lignes du



7-70

Figure 7.70 - Connexions de masse pour la transmission de signaux à faibles niveaux par des câbles blindés.

secteur sont de bonnes antennes) et un assortiment de pics et autres saletés. Si vos signaux sont assez forts, tout cela est supportable.

#### ◊ Signaux faibles et fils longs

Cette situation est intolérable pour les signaux faibles, vous devrez fournir quelques efforts pour y remédier. La figure 7.70 montre quelques idées. Dans le premier schéma, un câble coaxial blindé est relié à la

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

masse du circuit et au coffret du côté de la source de signal, mais il est isolé du coffret du côté récepteur (utilisez un connecteur BNC isolé Bendix 4890-1 ou Amphenol 31-010). Un amplificateur différentiel sert à tamponner le signal d'entrée en ignorant le faible « signal de masse » qui apparaît sur le blindage. Un petit résistor et un condensateur de découplage limitent l'excursion de la tension du blindage par rapport à la masse et évitent d'endommager l'étage d'entrée. L'autre schéma de circuit récepteur de la figure 7.70 montre un circuit d'entrée « pseudo-différentiel » pour un étage amplificateur asymétrique (il pourrait s'agir, par exemple, d'un amplificateur opérationnel en montage standard non inverseur). Le résistor de  $10\ \Omega$  entre le commun de l'amplificateur et la masse du circuit est suffisamment grand pour permettre à la masse de référence de la source de signal de fixer le potentiel à ce point, puisqu'il est beaucoup plus grand que l'impédance de la masse de la source.

Naturellement, tout bruit qui apparaît à ce nœud apparaît aussi à la sortie ; cela devient insignifiant si l'étage a un gain en tension suffisant,  $G_V$ , puisque le rapport entre le signal utile et le bruit de masse est multiplié par le gain en tension. Ainsi, bien que ce circuit ne soit pas vraiment différentiel (avec une réjection infinie du mode commun), il fonctionne assez bien (le taux de réjection est égal au gain  $G_V$ ). Cette astuce de la lecture pseudo-différentielle de la masse peut être utilisée aussi pour les petits signaux à l'intérieur d'un appareil, si le bruit de masse pose des problèmes.

Le deuxième schéma fait appel à une paire torsadée blindée, avec le blindage raccordé au coffret aux deux extrémités. Comme aucun signal ne circule par le blindage, c'est inoffensif. Comme précédemment, l'étage récepteur est différentiel. Si le signal est à niveaux logiques, il est judicieux d'envoyer aussi un signal différentiel (le signal et sa forme inversée). Des amplificateurs différentiels ordinaires conviennent dans les étages d'entrée, mais si les parasites de masse sont importants, il est possible d'utiliser des « amplificateurs isolés » d'Analog Devices ou Burr-Brown. Ces derniers supportent des signaux de mode commun de plusieurs kilovolts. C'est le cas aussi des

modules opto-isolés, une solution pratique dans certaines situations pour les signaux numériques.

Aux fréquences radio, le couplage par transformateur est un moyen pratique de supprimer les signaux de mode commun du côté du récepteur ; il permet de plus de créer des signaux bipolaires du côté de l'émetteur. Les transformateurs sont répandus aussi dans les applications audio, bien qu'ils aient tendance à être volumineux et à produire une certaine dégradation du signal.

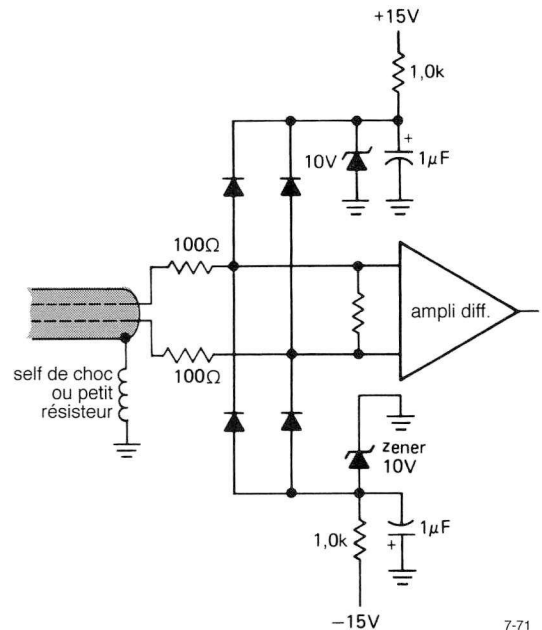
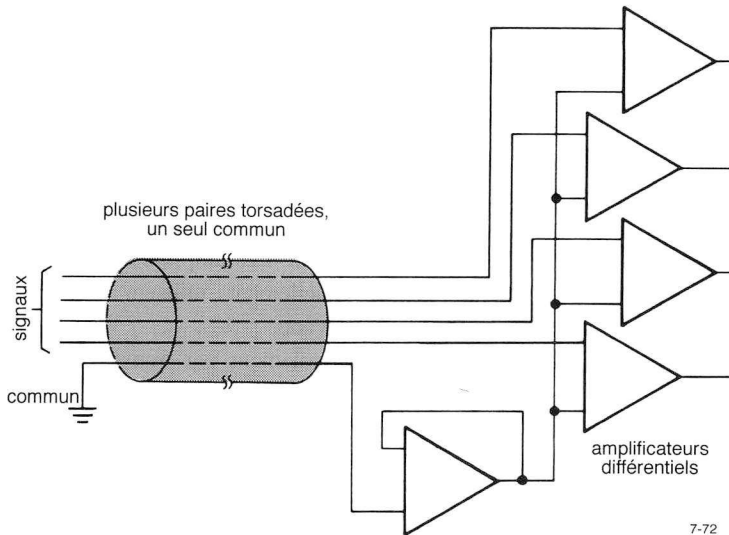


Figure 7.71 - Circuit de protection pour l'utilisation de lignes très longues.

Pour les câbles longs (mesurés en kilomètres) il est utile d'empêcher la circulation dans le blindage de courants de masse importants à fréquence radio. La figure 7.71 suggère une méthode. Comme avant, un amplificateur différentiel est attaqué par la paire torsadée, en ignorant la tension du blindage. Une petite inductance qui relie le blindage au coffret maintient une tension continue réduite et empêche en même temps la circulation d'un courant important à fréquence radio. Le schéma montre aussi le circuit de protection contre les tensions de mode commun supérieures à  $\pm 10\ \text{V}$ .





7-72

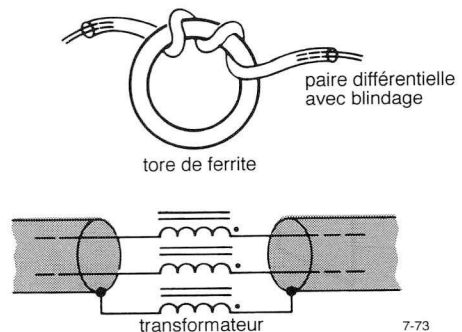
Figure 7.72 - Réjection des parasites en mode commun avec les câbles multi-conducteurs de grande longueur.

La figure 7.72 est un schéma astucieux pour économiser les conducteurs dans un câble multi-conducteurs où il faut éliminer la captation en mode commun. Comme tous les signaux sont soumis aux mêmes inductions en mode commun, un seul fil relié à la masse du côté émetteur permet d'annuler les signaux de mode commun de chacune des  $n$  lignes de signal. Tamponnez simplement ce signal de masse (par rapport à la masse du côté récepteur), et utilisez le signal tamponné comme terme de comparaison pour chacun de  $n$  amplificateurs différentiels qui reçoivent les signaux des autres lignes.

Les systèmes précédents fonctionnent bien pour éliminer les parasites en mode commun à fréquence modérée, mais ils peuvent être inopérants contre les parasites à fréquence radio, à cause de la piètre réjection du mode commun dans l'amplificateur différentiel récepteur.

Il est possible ici d'enrouler le câble autour d'un tore de ferrite (figure 7.73). L'inductance série de tout le câble s'en trouve augmentée, ce qui augmente l'impédance vis-à-vis des signaux de mode commun à haute fréquence ; deux petits condensateurs à l'autre extrémité permettent de les court-circuiter. Le circuit

équivalent montre comment le système fonctionne avec les signaux différentiels : vous avez une inductance ajoutée en série avec les deux lignes de signal et avec le blindage, mais comme elles forment un transformateur à couplage serré et rapport unitaire de nombres de spires, le signal différentiel n'est pas atténué. C'est en fait un « transformateur de ligne de transmission de rapport 1:1 », décrit dans la section 13.10 (Vol. 2).



7-73

Figure 7.73

## 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

### ◇ Sources de signal flottantes

Le même genre de désagréments, quant à la tension de la « masse » en des points éloignés, vous attend, en plus grave, si les signaux sont faibles, précisément parce qu'ils sont faibles. C'est le cas, par exemple, des têtes de magnétophones et des autres capteurs de signaux qui imposent une ligne de signal blindée. Si vous mettez le blindage à la masse aux deux extrémités, des différences de potentiel de masse apparaîtront comme des signaux à l'entrée de l'amplificateur. La meilleure méthode consiste à déconnecter le blindage de la masse du côté du capteur (figure 7.74).

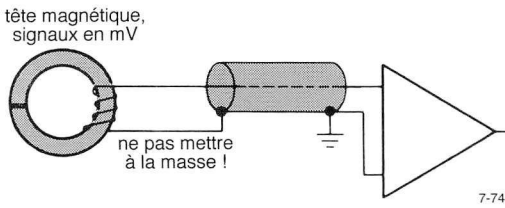


Figure 7.74

### Amplificateurs d'isolement

Les problèmes dus à des conflits de masse peuvent être résolus par des « amplificateurs d'isolement ». Ces modules, disponibles dans le commerce, sont destinés à coupler un signal analogique (avec une bande passante qui s'étend jusqu'au continu) d'un

circuit à un autre dont la masse est totalement distincte (figure 7.75). En fait, dans certaines situations bizarres, la tension entre les « masses » peut être de plusieurs kilovolts ! Les amplificateurs d'isolement sont obligatoires dans les appareils électroniques médicaux dont les électrodes sont appliquées au corps humain. Leur rôle est d'isoler complètement les connexions de tout appareil alimenté par les lignes du secteur. Les amplificateurs d'isolement disponibles actuellement utilisent l'un des trois principes suivants.

1. Isolement par transformateur d'une porteuse à haute fréquence, modulée en fréquence ou en largeur d'impulsion par le signal, à bande passante relativement étroite (du continu à 10 kHz environ), qui doit être isolé (figure 7.76). Ce principe est utilisé dans tous les amplificateurs d'isolement d'Analog Devices et dans certains modèles de Burr-Brown. Les amplificateurs isolés par transformateurs présentent la caractéristique pratique de se contenter d'une alimentation continue unique ; ils comportent tous un convertisseur continu-continu isolé par un transformateur, intégré dans le module. Leur tension d'isolement peut aller jusqu'à 3,5 kV, leur bande passante va de 2 kHz à 20 kHz.
2. Transmission optique des signaux, par l'intermédiaire d'une LED du côté émetteur et d'une photodiode du côté récepteur. Le module typique

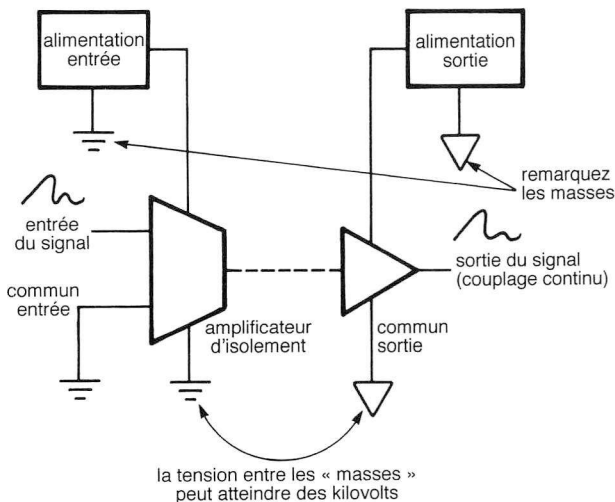


Figure 7.75 - Principe de l'amplificateur d'isolement.

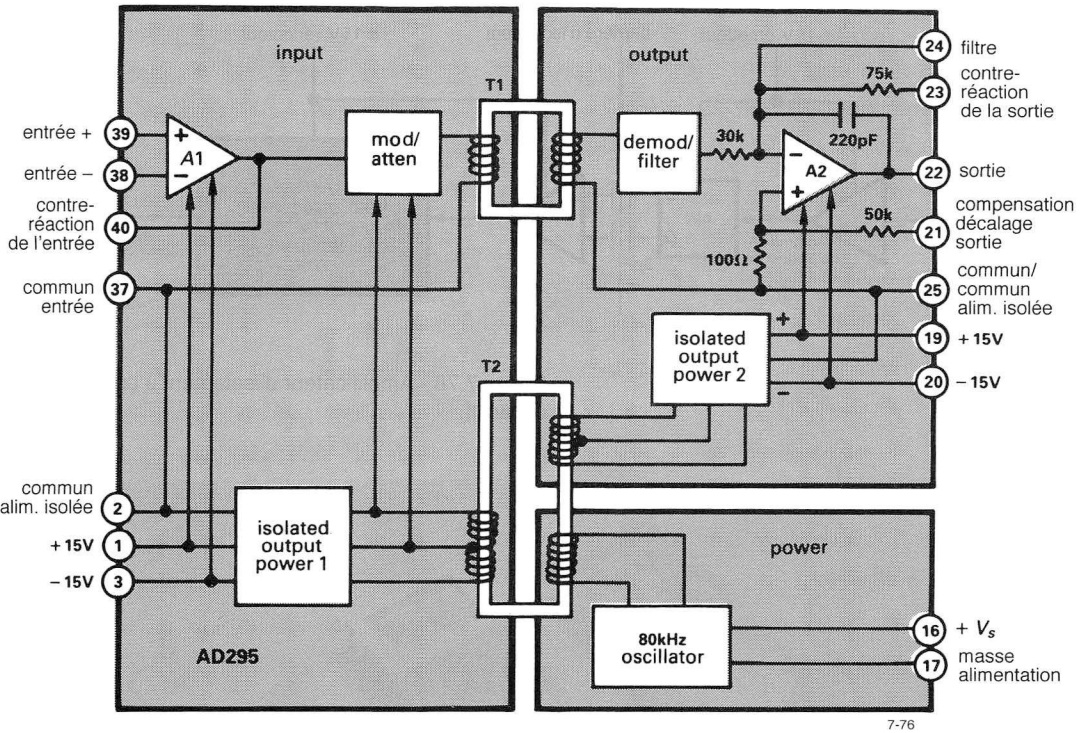


Figure 7.76 - Amplificateur d'isolement AD295 à couplage par transformateurs (Document Analog Devices).

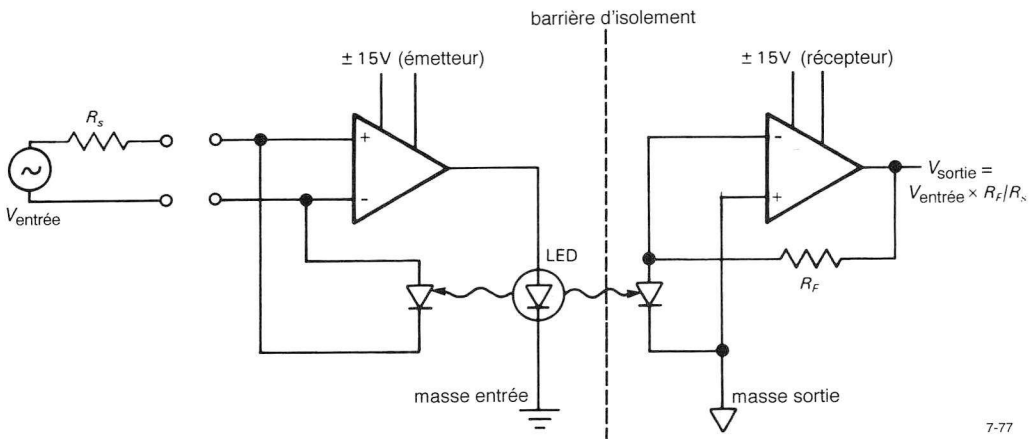


Figure 7.77 - Amplificateur analogique isolé à couplage optique.

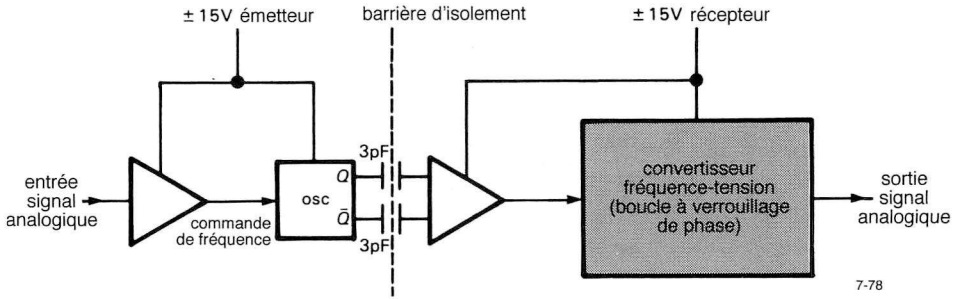


Figure 7.78 - Amplificateur d'isolement à couplage capacitif.

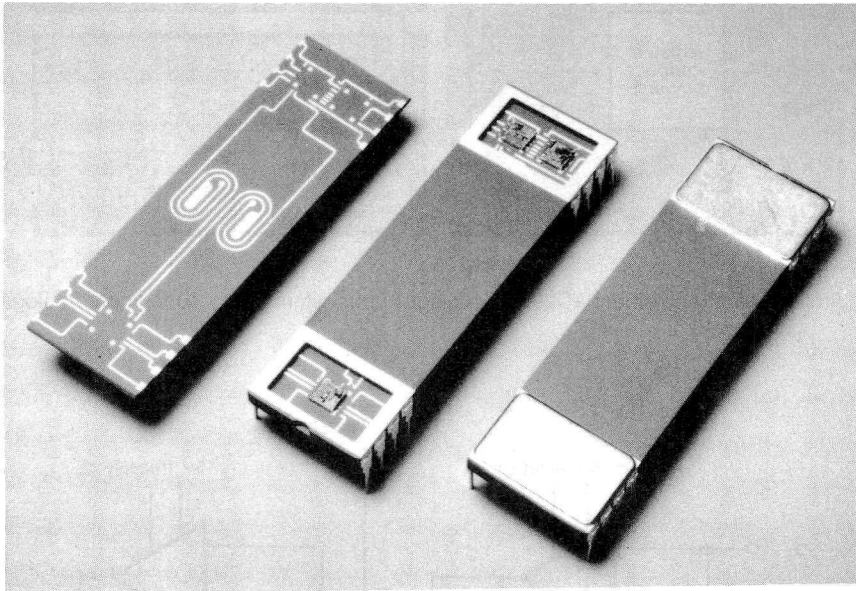


Figure 7.79 - Amplificateur d'isolement ISO106 Burr-Brown (document Burr-Brown).

de cette technique est l'ISO100 de Burr-Brown. Aucune porteuse à haute fréquence n'est nécessaire, puisque les signaux jusqu'au continu peuvent être transmis par voie optique. Cependant, pour obtenir une bonne linéarité, Burr-Brown utilise un truc rusé : une deuxième photodiode du côté émetteur reçoit de la lumière de la LED, dans un dispositif de rétroaction qui élimine d'un coup les défauts de linéarité de la LED et ceux de la photodiode ; voyez la figure 7.77. L'ISO100 a besoin

d'une alimentation de chaque côté, sa tension d'isolement est de 750 V et sa bande passante atteint 60 kHz.

3. Couplage capacitif d'une porteuse à haute fréquence modulée en fréquence par le signal à isoler (figure 7.78). Cette technique est caractéristique des modèles ISO102, ISO106 et ISO122 de Burr-Brown (figure 7.79). Il n'y a pas de rétroaction, comme avec les modèles à transformateurs, mais vous avez besoin d'une alimentation de chaque

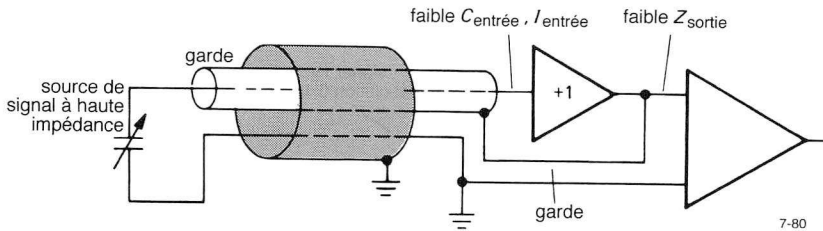


Figure 7.80 - Utilisation d'une électrode de garde pour élever l'impédance d'entrée.

côté. Habituellement, ce n'est pas un problème, puisqu'il est probable que vous aurez un système électronique de chaque côté, l'un pour produire le signal et l'autre pour l'exploiter. Sinon, vous pouvez utiliser un convertisseur continu-continu isolé. L'ISO106 isole jusqu'à 3,5 kV, avec une bande passante de 70 kHz.

Ces amplificateurs d'isolement sont tous conçus pour des signaux *analogiques* de bande passante modeste ; leur prix varie de 25 à 100 dollars pièce. Le même genre de problème peut se poser aussi avec les circuits électroniques numériques. La solution est simple et efficace : il existe des optocoupleurs à large bande passante (10 MHz ou plus), avec un isolement de plusieurs kilovolts, peu coûteux (un dollar ou deux). Nous les verrons dans le chapitre 9 (Vol. 2).

### ◊ Électrodes de garde

La *garde* du signal est un sujet lié aux circuits de précision. Il s'agit d'une technique élégante pour réduire les effets de la capacité d'entrée et des fuites pour les signaux à faible niveau sous une haute impédance. Vous pouvez avoir à traiter les signaux d'une micro-électrode ou d'un capteur capacitif, avec une impédance de source d'une centaine de mégohms. Dans ces conditions, une capacité d'entrée de quelques picofarads seulement peut former un filtre passe-bas, avec une atténuation qui commence à quelques hertz. De plus, les effets de la résistance d'isolement des câbles peuvent dégrader, de plusieurs ordres de grandeur, les caractéristiques d'un amplificateur à courant d'entrée ultra-faible (courant de polarisation inférieur au picoampère). La solution à ces deux problèmes est une *électrode de garde* (figure 7.80).

Un suiveur fixe le potentiel du blindage interne, ce qui élimine effectivement les courants de fuite et l'atténuation capacitive en gardant une différence de potentiel nulle entre le signal et son environnement. Un blindage externe mis à la masse est bienvenu, pour éviter les interférences avec l'électrode de garde ; le suiveur n'a pas de mal pour attaquer cette capacité et les fuites, puisque sa sortie est à basse impédance.

Vous n'utiliserez pas ces trucs plus que nécessaire ; il convient de placer le suiveur aussi près que possible de la source de signal et de ne garder que la petite longueur de câble qui relie la source et le suiveur. Un câble blindé ordinaire peut alors transporter le signal de sortie à basse impédance jusqu'à l'amplificateur distant. Nous parlerons de la garde des signaux dans la section 15.8 (Vol. 2), à propos des micro-électrodes à haute impédance.

### ◊ Couplage par les sorties

Ordinairement l'impédance de sortie d'un amplificateur opérationnel est assez basse pour que vous n'ayez pas à vous inquiéter du couplage capacitif des signaux. Dans le cas de parasites à haute fréquence ou à commutation rapide, cependant, vous avez des raisons de vous inquiéter, en particulier si vous recherchez une certaine précision du signal de sortie. Voyez l'exemple de la figure 7.81. Un signal de précision est tamponné par un amplificateur opérationnel et traverse une zone habitée par des signaux logiques qui s'agitent avec des vitesses de montée de 0,5 V/ns. L'impédance de sortie des amplificateurs opérationnels en boucle fermée augmente avec la fréquence, pour atteindre des valeurs de 10 Ω à 100 Ω (ou plus) à 1 MHz. Quelle est la capacité parasite admissible, si le couplage parasite doit rester inférieur

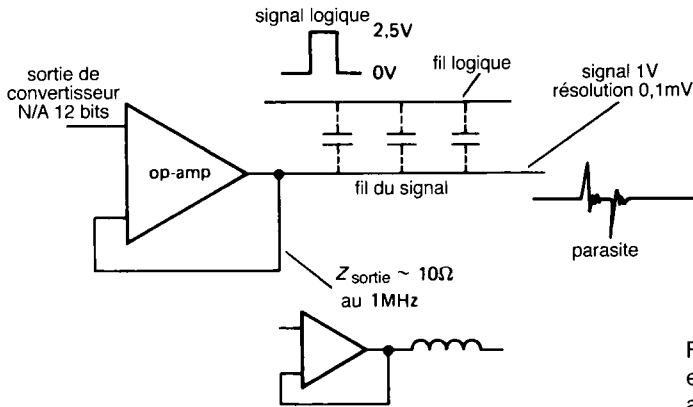


Figure 7.81 - Parasites par couplage entre des signaux logiques et analogiques.

à la résolution du signal analogique de 0,1 mV ? La réponse surprenante est 0,02 pF.

Il existe quelques solutions. La meilleure consiste à tenir vos petits signaux analogiques hors de portée des signaux à commutation rapide. Un petit condensateur de découplage en parallèle sur la sortie de l'amplificateur opérationnel (avec peut-être une faible résistance en série, pour préserver la stabilité de l'amplificateur opérationnel) sera efficace, même s'il dégrade la vitesse de montée. Vous pouvez considérer que le condensateur abaisse la fréquence des faisceaux couplés jusqu'au point où la rétroaction de l'amplificateur peut les avaler. Quelques centaines de picofarads entre la sortie et la masse rendront le signal analogique insensible aux hautes fréquences (comme un diviseur de tension capacitif). Il est possible aussi d'utiliser un tampon à faible impédance de sortie, comme le LT1010, ou un amplificateur opérationnel de puissance comme le LM675. Ne négligez pas les occasions d'utiliser des blindages, des paires torsadées et des plans de masse pour réduire le couplage.

### CIRCUITS QUI S'EXPLIQUENT-D'EUX-MÊMES

#### 7.26 Idées de circuits

La figure 7.82 présente quelques schémas qui se rapportent aux sujets de ce chapitre.

### EXERCICES SUPPLÉMENTAIRES

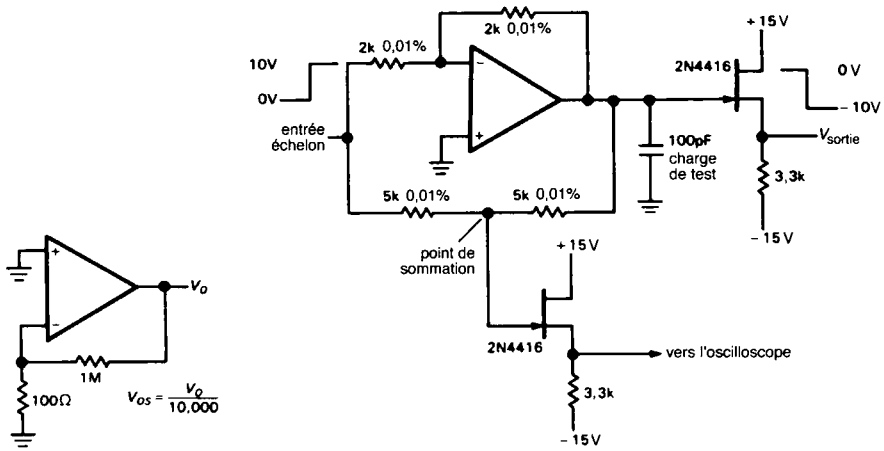
- 1) Prouvez que  $S/B = 10 \log_{10}(v_s/2/4kTR_s) - FB(\text{dB})$  à ( $R_s$ ).
- 2) Une onde sinusoïdale de 10  $\mu\text{V}$  (eff) à 100 Hz est en série avec un résistor de 1 M $\Omega$  à température normale. Quel est le rapport S/B du signal résultant
  - a) dans une bande de 10 Hz centrée à 100 Hz et
  - b) dans une bande de 1 MHz du continu à 1 MHz ?
- 3) Un amplificateur à transistor utilisant un 2N5087 fonctionne à 100  $\mu\text{A}$  de courant de collecteur ; il est attaqué par une source de signal de 2 000  $\Omega$  d'impédance.
  - a) Trouvez le facteur de bruit à 100 Hz, 1 kHz et 10kHz.
  - b) Trouvez le rapport S/B (à chacune des fréquences indiquées) pour un signal d'entrée de 50 nV (eff) et une bande passante amplifiée de 10 Hz.
- 4) Des mesures sont effectuées sur un amplificateur du commerce (avec  $Z_{\text{entrée}} = 1 \text{ M}\Omega$ ) pour déterminer ses caractéristiques de bruit équivalent  $e_b$  et  $i_b$  à 1 kHz. La sortie de l'amplificateur est appliquée à un filtre à flancs raides de 100 Hz de bande passante : un signal d'entrée de 10  $\mu\text{V}$  donne un signal de sortie de 0,1 V. Le bruit de l'amplificateur est négligeable à ce niveau. Avec l'entrée court-circuitée, le bruit de sortie est de 0,4 mV efficaces. Avec l'entrée ouverte, le bruit s'élève à 50 mV efficaces.
  - a) Trouvez le facteur de bruit de cet amplificateur à 1 kHz.
  - b) Trouvez le facteur de bruit de cet amplificateur à 1 kHz pour des résistances de source de 100  $\Omega$ , 10 k $\Omega$  et 100 k $\Omega$ .
- 5) Des mesures de bruit sont effectuées sur un amplificateur au moyen d'une source de bruit calibrée dont

l'impédance de sortie est  $50 \Omega$ . La sortie du générateur doit être portée à  $2 \text{ nV/Hz}^{1/2}$  pour doubler la puissance de bruit en sortie de l'amplificateur. Quel est le facteur de bruit pour une impédance de source de  $50 \Omega$  ?

6) La tension de bruit de sortie d'un générateur de bruit blanc est mesurée avec le circuit de la figure 7.83. Pour un réglage particulier du niveau de sortie du générateur de bruit, le voltmètre alternatif indique  $1,5 \text{ V}$  « efficaces ». Quelle est la densité de bruit à la sortie du générateur de bruit (en volts efficaces par racine de hertz) ?

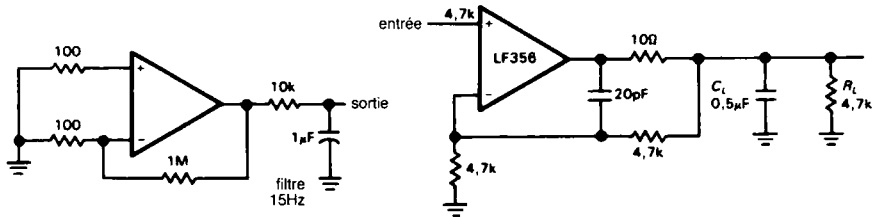
# 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

## Idées de circuit



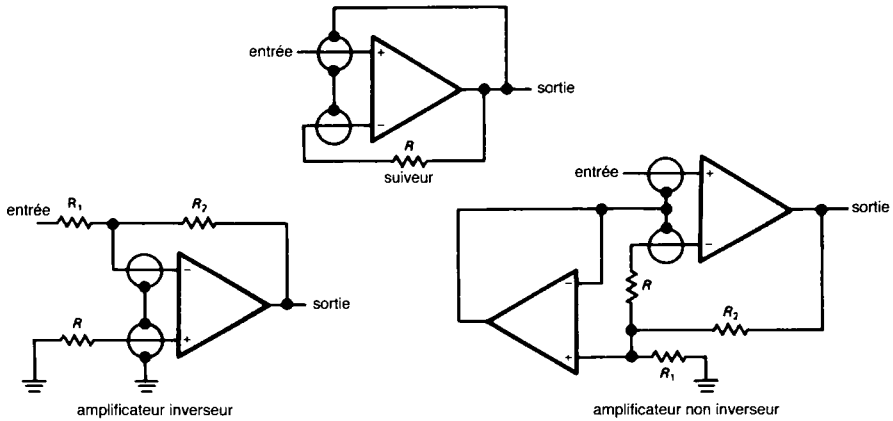
A circuit de mesure de la tension de décalage

D circuit de mesure du temps d'établissement



B circuit de mesure du bruit à basse fréquence

E attaque de charges capacitives

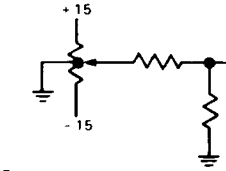
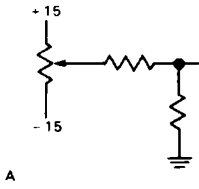


C garde des entrées pour entrées à faible niveau et haute impédance (R équilibre l'impédance de source)

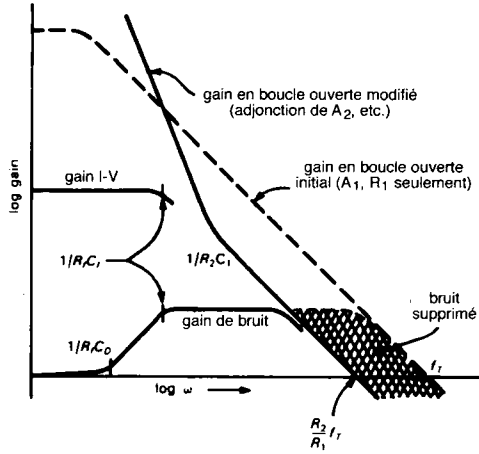
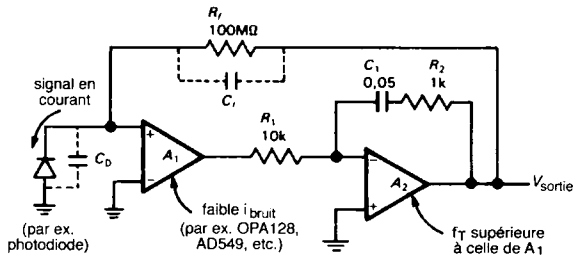
amplificateur non inverseur

7-82A

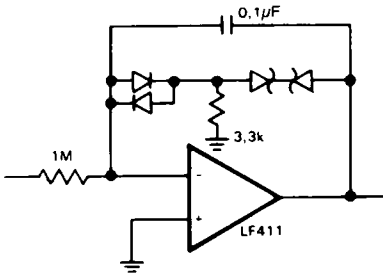




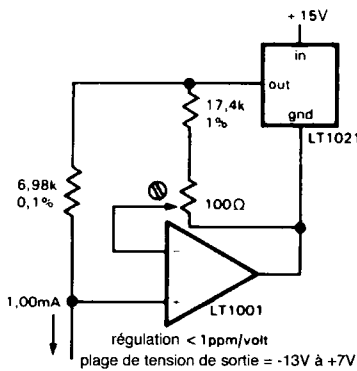
F A. circuit de compensation classique  
B. avec le potentiomètre amélioré (disponible chez Bourns), le circuit est moins sensible aux variations dissymétriques des tensions d'alimentation



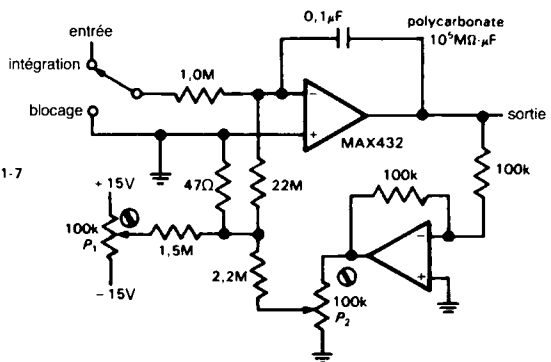
I réduction du « gain de bruit » dans l'amplificateur à transimpédance (d'après note d'application Burr-Brown)



G intégrateur avec écrêtage par Zener à faibles fuites



H source de courant ultra-précise

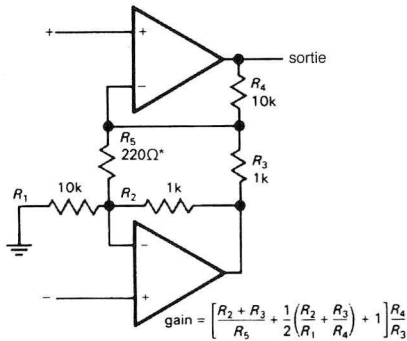


J intégrateur de précision avec compensation des fuites du condensateur ; P1 annule la dérive du blocage quand la sortie est proche de zéro, P2 quand la sortie est proche de +10 V

7-828

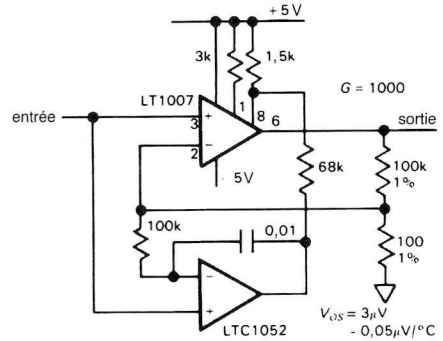
# 7. CIRCUITS DE PRÉCISION ET CIRCUITS À FAIBLE BRUIT

## Idées de circuit (suite)

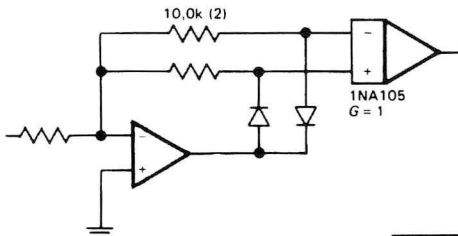


\* réglage du gain par variation de  $R_5$

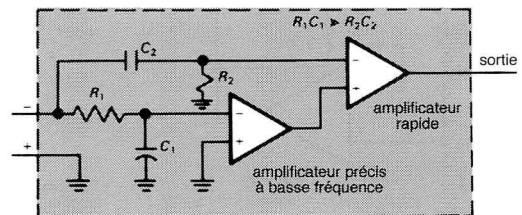
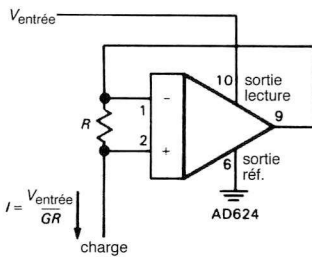
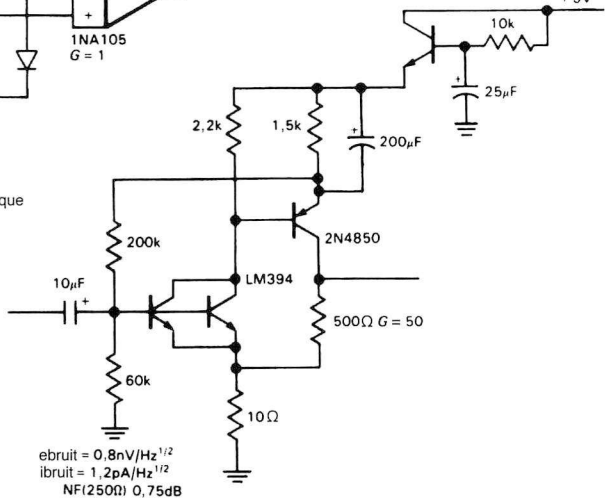
K amplificateur de mesure



N amplificateur à faible bruit, faible dérive ;  
 bruit 60nV cc, 0,1 à 10Hz, au lieu des 1,5μVcc  
 de l'amplificateur à découpage

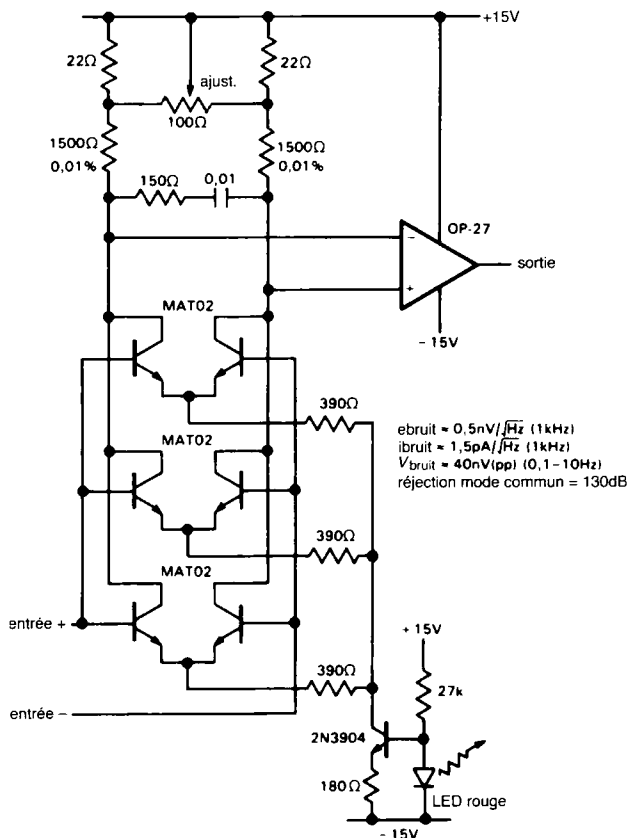


L redresseur actif avec circuit asymétrique

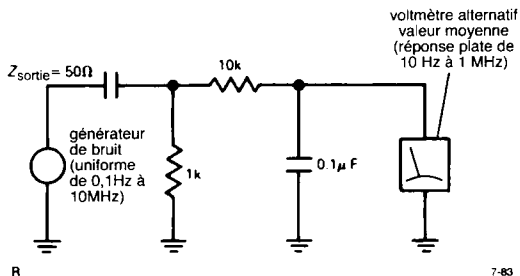


P amplificateur opérationnel continu  
 à grande vitesse ou forte puissance

7-82C



Q amplificateur à bruit ultra-faible  
 (d'après la note d'application 102 de PMI)



1997-1998

1997-1998

1997-1998

1997-1998

1997-1998

1997-1998

1997-1998

1997-1998

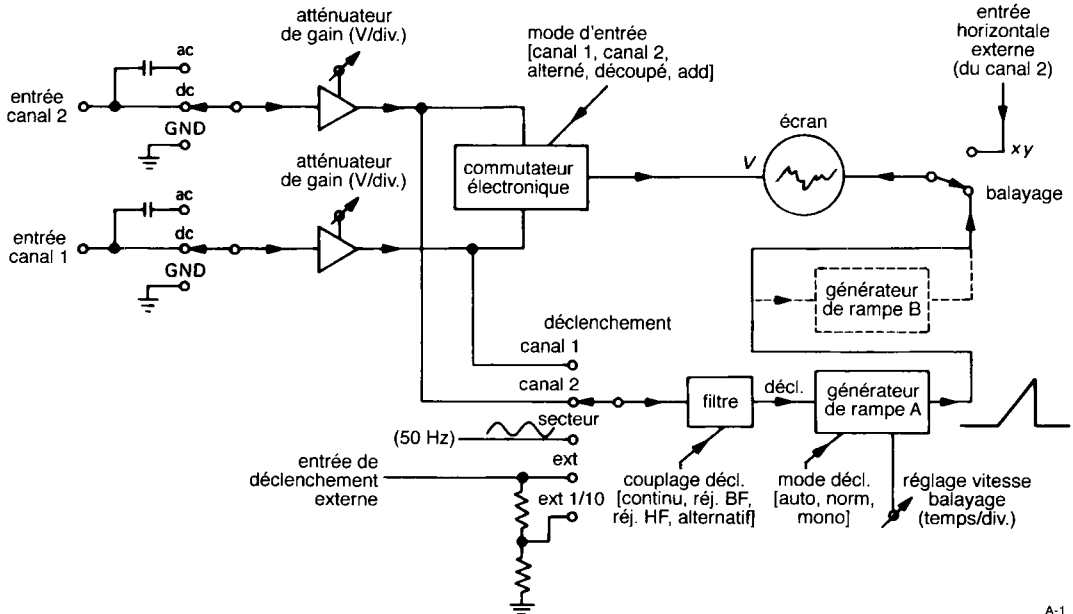
# APPENDICE A

## L'OSCILLOSCOPE

L'oscilloscope (l'oscillo comme on dit au labo) est l'instrument de mesure électronique le plus utile et le plus souple qui soit. On l'emploie habituellement pour visualiser, dans un circuit, l'évolution dans le temps des tensions électriques, en le déclenchant en un point particulier de la forme d'onde pour l'immobiliser sur écran. Nous avons dessiné le schéma synoptique (figure A1) et la face avant (figure A2) d'un oscilloscope pour aider à comprendre son fonctionnement. Le modèle que nous décrivons est couplé en continu, double trace, à balayage déclenché. Il existe par ailleurs des oscilloscopes adaptés à des applications particulières comme la télévision ou des modèles plus anciens qui ne possèdent pas toutes les caractéristiques nécessaires à l'étude des circuits en général.

### VERTICAL

Si on commence l'examen par les entrées de signal, on remarque que la plupart des oscilloscopes possèdent deux canaux ; c'est très utile parce qu'il faut souvent observer la relation qui existe entre deux signaux. Chaque canal dispose d'un commutateur de gain calibré, qui détermine l'échelle en **VOLTS/DIVISION** sur l'écran. Il y a aussi un **ATTÉNUATEUR PROGRESSIF** du gain (concentrique au premier), quand on souhaite représenter un signal donné par un certain nombre de graduations. Attention : assurez-vous que ce bouton est sur la position : « calibré » lorsque vous effectuez des mesures de tension ! On l'oublie facilement. Les meilleurs oscilloscopes ont d'ailleurs un témoin



A-1

Figure A1

# APPENDICE A

lumineux qui rappelle que le bouton de réglage du gain n'est plus sur son repère.

L'oscilloscope est à couplage continu, c'est là une caractéristique importante. Ce qu'on aperçoit sur l'écran, c'est l'évolution de la tension complète, composante continue comprise. Parfois, on souhaite observer un faible signal perché sur une tension conti-

nue élevée. Dans ce cas, on peut commuter sur le couplage alternatif de l'entrée, ce qui revient à intercaler un condensateur en série avec la résistance d'entrée, formant une constante de temps voisine du dixième de seconde.

Le même commutateur permet en outre, sur beaucoup d'oscilloscopes, de relier directement l'entrée à

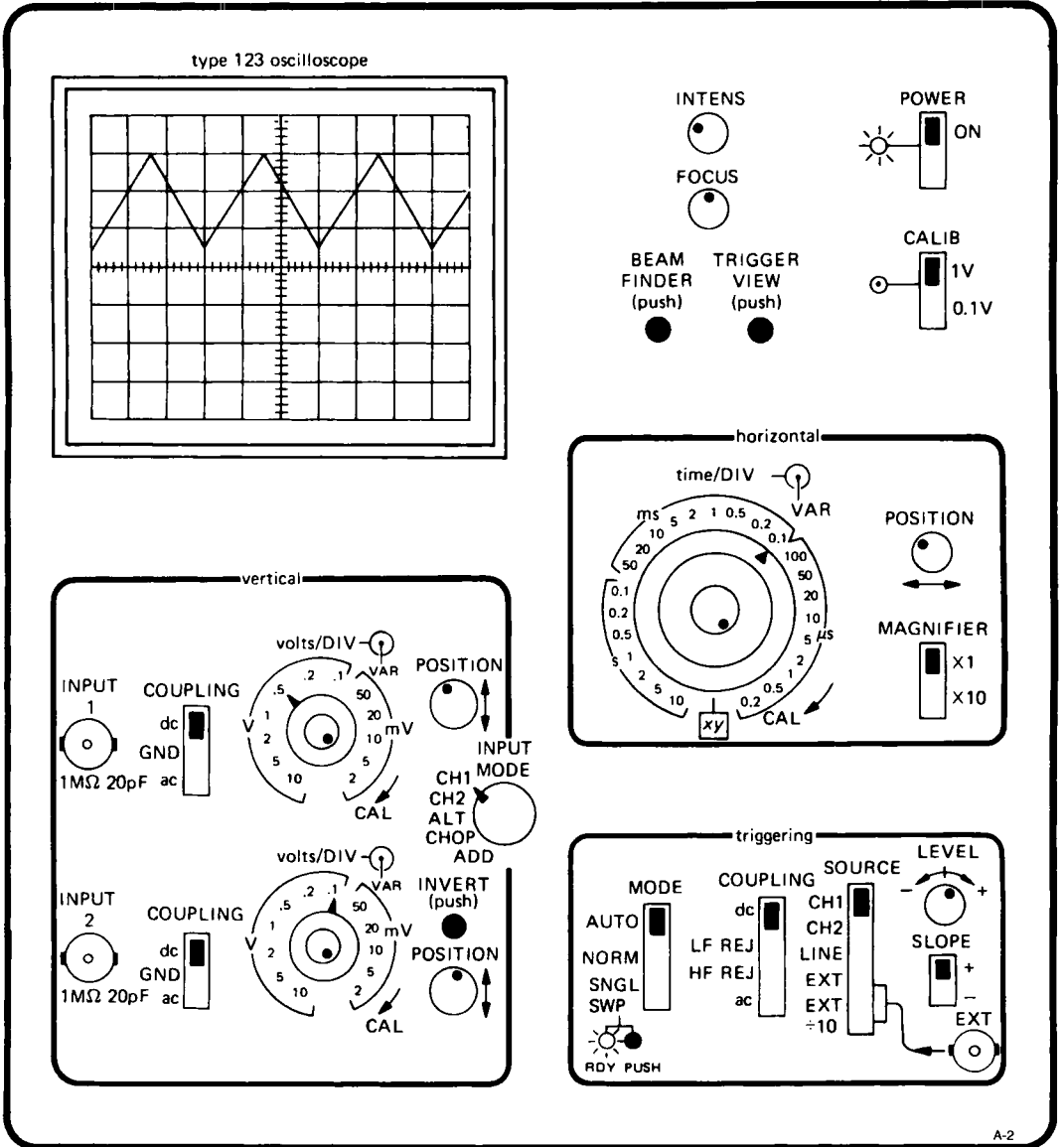


Figure A2

la masse pour vérifier rapidement où se situe la ligne du zéro volts. Dans cette position (repérée souvent GND pour *ground*) le signal d'entrée n'est pas court-circuité, il est simplement déconnecté de l'entrée qui, elle seule, se voit relier à la masse. Les entrées des oscilloscopes présentent normalement une haute impédance (un mégohm en dérivation sur environ 20 pF), comme tout bon voltmètre. L'impédance d'entrée de 1,0 M $\Omega$  est une valeur précise et universelle, ce qui permet l'utilisation de sondes atténuatrices à haute impédance (nous allons y revenir). Malheureusement, la capacité en parallèle n'est pas normalisée et un changement de sonde cause toujours quelque difficulté.

L'amplificateur vertical comporte une commande de *cadrage*, la POSITION de la trace, un INVERSEUR sur l'un au moins des canaux et un inverseur du MODE D'ENTRÉE. C'est lui qui vous permet de voir un canal ou l'autre, leur somme (leur différence si l'un des deux est inversé) ou les deux ensemble. Il y a deux manières de les voir ensemble : en ALTERNANCE, les signaux sont ainsi affichés l'un après l'autre pendant deux balayages consécutifs ou DÉCOUPÉS (*chopped*), auquel cas la trace saute rapidement (0,1 à 1 MHz) d'un signal à l'autre au cours du même balayage. Le mode alterné est d'habitude préférable, sauf pour des signaux lents. Mais il est souvent de mise de regarder dans les deux modes, pour s'assurer qu'on ne commet pas d'erreur d'interprétation.

## HORIZONTAL

Le signal vertical est envoyé à l'électronique de déviation verticale qui fait se mouvoir le point lumineux vers le haut et le bas de l'écran. Produit par un générateur de rampe de tension, le signal de déflexion horizontale assure une déviation proportionnelle au temps. Comme pour l'amplificateur vertical, on dispose d'un commutateur étalonné en TEMPS/DIVISION et d'un réglage progressif concentrique ; rappelons à ce sujet la même mise en garde que précédemment. La plupart des oscilloscopes sont dotés d'une LOUPE qui grossit dix fois. Ils vous permettent également de brancher un des canaux d'entrée à la déviation hori-

zontale pour tracer les célèbres figures de Lissajous, chères aux manuels élémentaires et aux animations de science fiction, mais qui n'ont plus guère d'autre utilité.

## DÉCLENCHEMENT

Nous en venons à la partie la plus subtile : le déclencheur (*trigger*). Nous avons des signaux verticaux et une déflexion horizontale, c'est le minimum pour tracer un graphe de tension en fonction du temps. Seulement si la déviation horizontale ne saisit pas le signal d'entrée au même endroit de la forme d'onde à chaque cycle, en supposant que le signal soit bien périodique, le dessin sera raté, parce que les différentes traces vont se mélanger l'une sur l'autre à des phases différentes. Le système de déclenchement vous permet de choisir, dans la forme d'onde, le NIVEAU et l'ALTERNANCE (*slope* + ou -) auxquels vous voulez voir commencer le tracé. Vous apercevez, sur la face avant, un choix de sources et de modes de déclenchement. En mode NORMAL, il n'y a de balayage que lorsque le signal sélectionné franchit le seuil que vous avez réglé dans la direction choisie. En pratique, on ajuste la commande du déclencheur pour obtenir une image stable. En AUTOMatique, le balayage continue à fonctionner en absence de signal ; c'est bien utile s'il lui arrive de descendre à de faibles niveaux, parce qu'alors l'image ne disparaît pas, vous laissant croire que c'est le signal qui s'est échappé. Il s'agit du mode le plus pratique si vous examinez différents signaux et que vous ne voulez pas vous tracasser à retoucher le réglage du déclencheur chaque fois. Le balayage MONOCOURSE (*single sweep*) s'utilise pour les signaux non récurrents. Le mode SECTEUR (*line*) provoque le déclenchement au rythme de la tension du secteur et c'est pratique quand vous recherchez du ronflement ou de l'ondulation résiduelle dans un circuit. On emploie les entrées de déclenchement EXTERNE quand on peut trouver un signal de synchronisation bien net pour en observer un autre plus embrouillé. C'est la méthode favorite chaque fois qu'on se sert d'un signal de commande ou, dans les circuits numériques, quand une horloge cadence les opérations. Les différentes possibilités de couplage

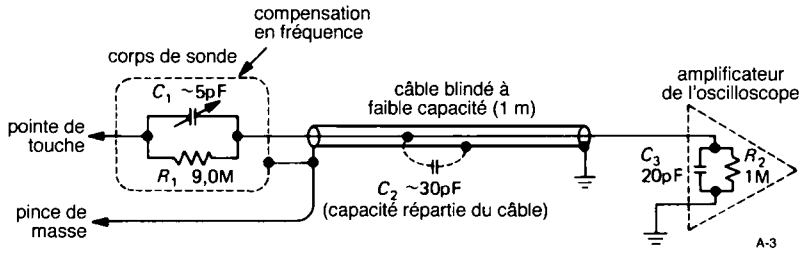


Figure A3

sont utiles pour analyser des signaux composites. Par exemple, vous voulez vérifier une onde audio de quelques kilohertz qui présente des pointes. La position HF REJ (réjection radiofréquence) intercale un filtre passe-bas avant le déclencheur pour l'empêcher de réagir aux pointes. À l'inverse, si ce sont les pointes qui vous intéressent, vous pouvez forcer le déclenchement sur elles en position REJ BF (réjection audiofréquence).

Baucoup d'oscilloscopes actuels offrent un CHERCHEUR de trace (*beam finder*) et un affichage du signal de déclenchement (*trigger view*). Le chercheur est utile si vous ne trouvez plus la trace, c'est même le bouton préféré des débutants. Une vue du signal de synchronisation est intéressante lorsqu'on déclenche sur une source extérieure.

**CONSEILS AUX DÉBUTANTS**

Il est parfois pénible d'obtenir quoi que ce soit sur l'écran. Commencez par allumer l'oscilloscope ; placez le déclenchement en AUTO, couplage continu (DC) et sur le canal 1. Sélectionnez comme vitesse de balayage 1 ms/div, cal et coupez la loupe électronique (x 1). Mettez à la masse les entrées verticales, poussez l'intensité et jouez sur la commande de cadrage (position verticale) pour faire apparaître une ligne horizontale. En cas d'échec, reste le chercheur de trace. Méfiez-vous : certains oscilloscopes comme par exemple les Tektronix de la série 400, bien connus, n'exécutent le balayage en position AUTO que si le déclencheur est correctement réglé. À présent, vous pouvez brancher le signal, découpler l'entrée de la masse et agir sur le déclencheur.

Familiarisez-vous avec la manière dont les choses se présentent quand le gain vertical est beaucoup trop grand ou trop petit, quand la vitesse de balayage est trop faible ou trop rapide et quand le déclencheur est mal réglé.

**SONDES**

La capacité d'entrée de l'oscilloscope peut constituer, pour le circuit examiné, une charge non négligeable, spécialement quand on y inclut la capacité répartie du câble de mesure, nécessairement blindé. L'impédance résultante (un mégohm shuntée par quelque 100 pF) est souvent trop basse pour des circuits sensibles et dérive un courant appréciable. Pire encore, la capacité peut entraîner certains montages à des comportements répréhensibles, allant même jusqu'à l'oscillation ! Dans ces cas là, au lieu de d'être un observateur discret et impartial, l'oscilloscope peut devenir l'éléphant dans le magasin de porcelaine.

La solution habituelle, c'est l'usage de sondes atténuatrices à haute impédance. La sonde x 10 bien connue fonctionne comme l'illustre la figure A3. En continu, elle se résume à un simple diviseur potentielométrique par dix. Si l'on ajuste C1 à 1/9e de la capacité résultante C2+C3, le circuit divise aussi par dix à toutes les fréquences, tout en présentant une impédance de 10 MΩ en parallèle sur quelques picofarads à peine. En pratique, on règle la sonde en observant l'onde carrée d'à peu près 1 kHz que l'on trouve sur tous les oscilloscopes à la borne d'étalonnage (*calib* ou *probe ajust*). Il suffit de régler le condensateur variable de la sonde pour obtenir une onde carrée bien nette, sans dépassement. Parfois, ce



réglage est bien caché ; sur certaines sondes, il faut tourner le corps de la sonde et le bloquer ensuite par un contre-écrou. Un seul inconvénient : les signaux de quelques millivolts deviennent difficiles à observer ; dans ces cas-là, mieux vaut utiliser la sonde x 1, qui n'est rien d'autre qu'un morceau de câble coaxial à faibles pertes terminé par la traditionnelle pince composée d'un « grippe-fil », d'une prise de masse et d'un manche annelé maniable. C'est la sonde x 10 qu'on devrait utiliser systématiquement, branchée en permanence sur l'appareil, et n'avoir recours à la sonde x 1 qu'en cas de besoin. Il existe des modèles combinés qui offrent la commodité de l'alternative x 10 ou x 1 sur le manche lui-même.

### MISE À LA MASSE

Comme pour la plupart des instruments de mesure, l'entrée de l'oscilloscope est considérée par rapport à la masse de l'appareil (la borne extérieure de la prise BNC), qui est normalement renvoyée à la masse du châssis. Celle-ci, à son tour, est raccordée à la prise de terre du secteur *via* le cordon à trois conducteurs. La conséquence en est que vous ne pouvez pas mesurer de différence de potentiel entre deux points quelconques d'un circuit, mais uniquement la grandeur des signaux par rapport à la masse commune.

Une précaution obligatoire en découle aussi : si vous branchez la pince de masse de l'oscilloscope en un point qui présente une certaine tension par rapport à la masse, vous n'arriverez qu'à le court-circuiter à la masse. Voilà qui peut laisser des traces désastreuses dans le circuit en cours de test, mais en outre vous faire courir un sérieux danger si vous travaillez sur un montage à haute tension, comme certaines parties des téléviseurs grand public, sans transformateur d'isolement. S'il est impératif de visualiser le signal entre deux points, il y a possibilité de laisser « flotter » l'oscilloscope en interrompant le retour à la terre, mais c'est potentiellement dangereux et nous ne le recommandons pas, à moins que vous ne sachiez exactement ce que vous faites. Mieux vaut, (dans les limites permises par l'appareil), effectuer une mesure différentielle (mode ADD) en inversant une des entrées ; on trouve d'ailleurs des modules accessoires qui autorisent les mesures différentielles directes.

Une autre mise en garde à propos des masses quand vous mesurez des signaux faibles ou des fréquences élevées : assurez-vous que la masse de l'oscilloscope est la même que celle du circuit à contrôler. Le meilleur moyen de le vérifier, c'est de relier le petit fil de masse de la sonde à la masse du circuit et d'observer le signal sur la « masse », il devrait être nul. La difficulté la plus courante avec ce genre de montage, c'est qu'on ne retrouve jamais ce malheureux petit fil de masse quand on en a besoin ! À moins que vous ne soyez bien ordonné et que vous rangiez systématiquement ces accessoires à leur place.

### AUTRES PARTICULARITÉS DES OSCILLOSCOPES

Certains oscilloscopes, par un dispositif de BALAYAGE RETARDÉ (*delayed sweep*), vous permettent d'observer, dans la forme d'onde, un segment qui commence un certain temps après le déclenchement. Ce retard, vous pouvez l'adapter avec précision grâce à un réglage multitours et un second commutateur de la vitesse de balayage. Un mode particulier d'affichage, qu'on appelle A INTENSIFIÉ PAR B, vous montre la forme d'onde complète à la vitesse de balayage primitive, en mettant en surbrillance le segment retardé, une aide précieuse pendant le réglage. Certains de ces appareils disposent également d'un balayage mixte, en ce sens que la trace commence à une vitesse, puis passe sur l'autre, généralement plus rapide, après le retard fixé. Une autre option consiste à commencer la trace retardée soit immédiatement après le délai choisi, soit à partir du point de déclenchement qui suit. Il y a de ce fait deux séries de commandes de retard pour régler séparément ces deux points de déclenchement. (Ne confondez pas le balayage retardé et le retard du signal. Tous les bons oscilloscopes possèdent une ligne à retard dans le trajet du signal ; elle vous permet de visionner le phénomène qui a produit le déclenchement et tout se passe alors comme si vous pouviez regarder un peu « en arrière » dans le temps !) Beaucoup d'oscilloscopes récents sont dotés d'une commande de BLOCAGE du déclencheur (*trigger holdoff*), qui empêche tout redéclenchement durant une période réglable. C'est très utile quand on

observe des formes d'ondes compliquées, qui n'ont pas la périodicité simple d'une sinusoïde. Le cas classique, c'est le signal numérique composé d'une suite alambiquée de uns et de zéros. Sans blocage, vous n'en obtiendriez pas une image stable, à moins de toucher au vernier de balayage, auquel cas la trace n'est plus calibrée. Il existe aussi des oscilloscopes à mémoire, qui conservent l'affichage d'un phénomène non répétitif et d'autres encore qui acceptent des modules enfichables, avec lesquels vous pouvez observer ce que vous voulez, huit traces simultanées, l'analyse du spectre, les valeurs numériques précises des tensions, des mesures de temps sur les formes d'ondes, etc. Les oscilloscopes analogiques à mémoire numérique deviennent très répandus ; ils permettent l'acquisition de la forme d'onde d'un monostable et même de retracer ce qui s'est passé avant le déclenchement (de remonter le temps, en quelque sorte).

# APPENDICE B

## RAPPEL DE MATHÉMATIQUES

Pour tirer profit de ce livre, il faut une certaine connaissance de l'algèbre et de la trigonométrie. En outre, il est utile de pouvoir travailler en nombres complexes et de connaître les dérivées des fonctions (cela fait partie du calcul infinitésimal), bien que ce ne soit pas indispensable. Cet appendice est destiné à vous donner l'aperçu le plus sommaire possible sur les nombres complexes et les dérivées. L'intention n'est pas de se substituer à un manuel qui traite de ces questions, mais de remettre en mémoire des notions parfois négligées.

### NOMBRES COMPLEXES

Un nombre complexe se présente sous la forme

$$N = a + bi$$

expression dans laquelle **a** et **b** sont des nombres réels et **i** (on utilise **j** dans le reste du livre pour éviter la confusion avec des courants de faible valeur) est l'unité imaginaire, elle vaut la racine carrée de  $-1$  ; **a** s'appelle la partie réelle et **b** la partie imaginaire. On utilise parfois des caractères gras ou des barres arrondies pour repérer les nombres complexes, mais parfois, c'est à vous de les reconnaître !

On peut additionner, soustraire, multiplier et ainsi de suite des nombres complexes, exactement de la même façon que les réels :

$$(a + bi) + (c + di) = (a + c) + (b + d)i$$

$$(a + bi) - (c + di) = (a - c) + (b - d)i$$

$$(a + bi)(c + di) = (ac - db) + (bc + ad)i$$

$$\frac{a + bi}{c + di} = \frac{(a + bi)(c - di)}{(c + di)(c - di)} = \frac{ac + bd}{c^2 + d^2} + \frac{bc - ad}{c^2 + d^2}i$$

Toutes ces opérations sont naturelles dans le sens qu'elles s'effectuent simplement en considérant **i** comme un facteur de la partie imaginaire et en appliquant pour le reste les règles normales de l'arithmétique.

Remarquez que  $i^2 = -1$  (on l'a utilisé dans l'exemple de multiplication) et qu'on simplifie les divisions en multipliant haut et bas par le **complexe conjugué**, le nombre obtenu en changeant de signe la partie imaginaire. Le complexe conjugué se note parfois par un astérisque. Si

$$N = a + bi$$

alors

$$N^* = a - bi$$

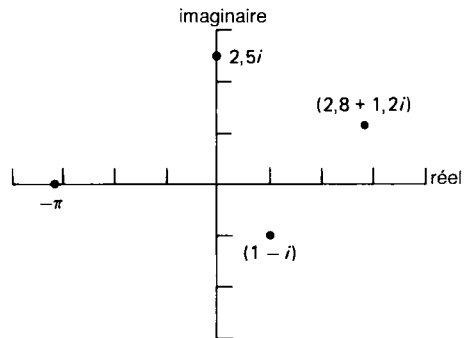
La valeur absolue (le **module**) d'un nombre complexe vaut :

$$|N| = |a + bi| = [(a + bi)(a - bi)]^{1/2} \\ = (a^2 + b^2)^{1/2}$$

c'est-à-dire

$$|N| = (NN^*)^{1/2}$$

obtenu simplement en multipliant par le complexe conjugué et en prenant la racine carrée. La grandeur du produit (ou du quotient) de deux nombres complexes est simplement le produit (ou le quotient) de leurs modules.



B-1

Figure B1

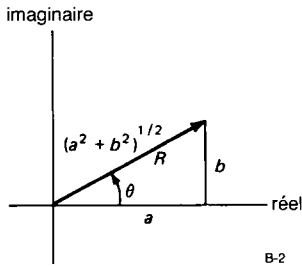


Figure B2

On écrit parfois la partie réelle (ou imaginaire) d'un nombre complexe :

partie réelle de  $N = Re(N)$

partie imaginaire de  $N = Im(N)$

Vous les obtenez en écrivant le nombre sous la forme  $a + bi$ , puis en considérant séparément  $a$  et  $b$ . Cette opération peut nécessiter certaines multiplications et divisions, du fait que certains nombres complexes peuvent l'être au propre comme au figuré.

On peut représenter les nombres complexes dans le *plan complexe*. Il ressemble exactement à un graphique  $x, y$  ordinaire, simplement on a pris l'axe des  $x$  pour la partie réelle et l'axe des  $y$  pour la partie imaginaire de chaque nombre complexe. Le graphe représente donc la partie *imaginaire* ( $y$ ) en fonction de la partie *réelle* ( $x$ ) comme on le voit à la figure B1. Si l'on va plus loin dans cette analogie, on peut trouver des nombres complexes écrits simplement sous la forme de coordonnées  $x, y$  :

$$a + bi \leftrightarrow (a, b)$$

Toujours à la manière des couples  $x, y$  ordinaires, les nombres complexes se convertissent en coordonnées polaires, la représentation par un angle et un rayon polaire. Par exemple, le nombre  $a + bi$  peut s'écrire, suivant la figure B2

$$a + bi = (R, \theta)$$

$$\text{où } R = (a^2 + b^2)^{1/2} \text{ et } \theta = \tan^{-1}(b/a).$$

On l'écrit d'habitude d'une autre façon, en se servant du fait que

$$e^{ix} = \cos x + i \sin x$$

Cette formule qui porte le nom d'*Euler*, vous pouvez la retrouver en développant l'exponentielle en série de *Taylor*. On trouve donc les équivalences suivantes :

$$N = a + bi = Re^{i\theta}$$

$$R = |N| = (NN^*)^{1/2} = (a^2 + b^2)^{1/2}$$

$$\theta = \tan^{-1}(b/a)$$

c'est-à-dire que le module  $R$  et l'angle  $\theta$  sont simplement les coordonnées polaires du point qui représente le nombre dans le plan complexe. La notation polaire est pratique quand on doit multiplier ou diviser des nombres complexes ; il suffit de multiplier ou diviser leurs *modules* et d'additionner ou de soustraire leurs *angles* :

$$(ae^{i\theta})(ce^{i\phi}) = ace^{i(\theta+\phi)}$$

Enfin, pour convertir de coordonnées polaires en cartésiennes, il n'y a qu'à utiliser la formule d'Euler :

$$ae^{i\theta} = a \cos \theta + ia \sin \theta$$

ou encore

$$Re(ae^{i\theta}) = a \cos \theta$$

$$Im(ae^{i\theta}) = a \sin \theta$$

Si vous devez multiplier un nombre complexe par une exponentielle complexe, effectuez simplement les multiplications nécessaires. Si

$$N = a + bi$$

$$N e^{ix} = (a + bi)(\cos x + i \sin x) = (a \cos x - b \sin x) + i(b \cos x + a \sin x)$$

### CALCUL DIFFÉRENTIEL

Imaginons une *fonction*  $f(x)$ , soit une relation qui fournit une valeur de  $y$  pour chaque valeur de  $x$ . La fonction  $f(x)$  doit être *univoque*, c'est-à-dire que pour tout  $x$ , il n'existe qu'une seule valeur de  $y$ . Vous pouvez imaginer  $y = f(x)$  comme étant un graphe tel que celui représenté en figure B3. La dérivée de  $y$  par rapport à  $x$ , que l'on note  $dy/dx$  est la pente de la courbe  $y$  par rapport à  $x$ . Si vous dessinez la tangente à la courbe en un point quelconque, sa pente vaut  $dy/dx$  en ce point. La dérivée est elle-même une

fonction, puisqu'elle a une valeur en chaque point. Dans la figure B3, la pente au point de coordonnées (1,1) vaut 2, alors que celle de l'origine vaut zéro (nous allons voir brièvement comment calculer une dérivée).

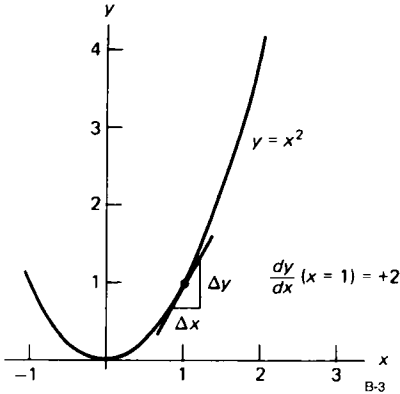


Figure B3

Supposons que l'on donne à  $x$  un minuscule accroissement  $\Delta x$ , la valeur de  $y$  va s'accroître de  $\Delta y$ . En langage mathématique, la dérivée est la limite, pour  $\Delta x$  tendant vers zéro, du rapport  $\Delta y/\Delta x$ .

La dérivation est une technique *directe* et il existe des tables de dérivées de toutes les fonctions courantes. Voici quelques règles qui permettent de trouver la dérivée ( $u$  et  $v$  sont des fonctions quelconques de  $x$ ) :

**Quelques dérivées**

$$\frac{d}{dx} x^n = n x^{n-1}$$

$$\frac{d}{dx} \sin x = \cos x$$

$$\frac{d}{dx} e^x = e^x$$

$$\frac{d}{dx} au(x) = a \frac{d}{dx} u(x) \quad (a = \text{constante})$$

$$\frac{d}{dx} (u + v) = \frac{du}{dx} + \frac{dv}{dx}$$

$$\frac{d}{dx} \left( \frac{u}{v} \right) = \frac{v \frac{du}{dx} - u \frac{dv}{dx}}{v^2}$$

$$\frac{d}{dx} (u [v(x)]) = \frac{du}{dx} \frac{dv}{dx}$$

La dernière est particulièrement utile, c'est la formule qui permet de dériver une fonction de fonction.

Une fois trouvée la dérivée d'une fonction, on voudrait l'évaluer en différents points. Il est souvent intéressant de trouver le minimum et le maximum de la fonction. Ils correspondent précisément aux valeurs qui annulent la dérivée. Pour les trouver, il suffit donc de poser que la dérivée vaut zéro et de résoudre par rapport à  $x$ . Voici quelques exemples :

$$\frac{d}{dx} x^2 = 2x \quad (\text{B3 : pente} = 2 \text{ à } x = 1, \text{ pente} = 0 \text{ à } x = 0)$$

$$\frac{d}{dx} x e^x = x e^x + e^x$$

$$\frac{d}{dx} \sin(ax) = a \cos(ax)$$

$$\frac{d}{dx} a^x = \frac{d}{dx} e^{x \log a} = a^x \log a$$

$$\frac{d}{dx} \left( \frac{1}{x^{\frac{1}{2}}} \right) = -\frac{1}{2} x^{-\frac{3}{2}}$$

# APPENDICE C

## CODE DE COULEURS DES RÉSISTANCES À 5%

Les résistances au carbone aggloméré et à couche de carbone dont la tolérance est comprise entre 2% et 20% se répartissent suivant un ensemble de valeurs normalisées et sont caractérisées par un système de marquage unique à *anneaux* de couleurs. Bien que cela puisse sembler diabolique aux débutants, ce code de marquage, en pratique, simplifie grandement les choses quand on veut reconnaître les valeurs de résistances, qu'elles soient montées dans les circuits ou entassées dans les tiroirs, parce qu'il n'est pas nécessaire de chercher d'éventuelles étiquettes imprimées. Les valeurs normalisées sont choisies de façon telle que les valeurs successives de la série se suivent espacées de 10% pour les séries à 2% et 5% de tolérance et de 20% pour les modèles à 10% et 20% de tolérance. Il existe donc une quantité de valeurs que le code de couleurs peut décrire, mais qui n'existent pas dans la pratique.

Deux chiffres et un multiplicateur déterminent la valeur de la résistance et les anneaux colorés d'identification commencent toujours à une extrémité du corps de la résistance (figure C1). Une quatrième bande colorée, indiquant la tolérance et parfois une cinquième bande s'y ajoutent parfois pour préciser d'autres paramètres (tels qu'un anneau jaune ou

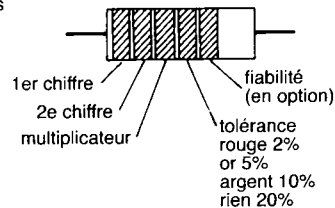
orange pour signifier qu'elle répond aux spécifications militaires).

Voici la suite normalisée des valeurs des deux premiers chiffres, les valeurs qui ne sont pas en caractères gras ne s'utilisent que pour les modèles à 2% et à 5% de tolérance :

10	16	27	43	68
11	18	30	47	75
12	20	33	51	82
13	22	36	56	91
15	24	39	62	100

Les résistances au carbone coûtent de 3 cents (pour une quantité de mille pièces) à 15 cents (par 25 pièces). Certains revendeurs ne livrent pas de quantités inférieures à 25 ou 50 pièces par valeur, il est donc indiqué, dans ce cas, de commander des assortiments standard, tels que certains distributeurs en proposent.

chiffre	couleur	multiplicateur	nombre de zéros
	argent	0,01	-2
	or	0,1	-1
0	noir	1	0
1	brun	10	1
2	rouge	100	2
3	orange	1k	3
4	jaune	10k	4
5	vert	100k	5
6	bleu	1 M	6
7	violet	10 M	7
8	gris		
9	blanc		



exemple :  
rouge-jaune-orange-or signifie  
2, 4, suivi de 3 zéros, soit 24 kΩ à 5% C-1

Figure C1

# APPENDICE D

## RÉSISTANCES DE PRÉCISION À 1 %

Les résistances de précision à *couche métallique* à 1/2% et 1% de tolérance ont connu un tel développement dans l'industrie qu'elles sont à présent disponibles à des prix compétitifs, comme 5 cents par cent pièces et elles peuvent aussi s'acquérir en assortiment à bon prix. Les résistances RN55D ont les mêmes dimensions que les modèles moulés ordinaires de 1/4 W (aux normes militaires, elles ne sont spécifiées qu'à 1/10e ou 1/8e de watt à 70°C de température ambiante), alors que les RN60D sont des résistances composites à 1/2 W. Les modèles RN55D présentent un coefficient de température de 100 ppm/°C tandis que les RN55C (de mêmes dimensions) ne font que 50 ppm/°C.

Les résistances de précision à couche métallique ont parfois le corps marqué d'un code à quatre chiffres, à la place du traditionnel code à anneaux. Les trois premiers chiffres représentent la valeur, le quatrième le multiplicateur qui indique le nombre de zéros qui suivent. Par exemple, 1693 signifie que la résistance vaut 169 kΩ, alors que 1000 représente une résistance de 100 Ω. (Remarquez que les anneaux de couleurs fonctionnent de la même façon, mais sur trois chiffres en tout. Beaucoup de condensateurs utilisent d'ailleurs le même système de marquage). Si la valeur de la résistance est trop petite pour se traduire de cette manière, on utilise la lettre R pour figurer la virgule ; par exemple, 49R9 codifie une résistance de 49,9 Ω et 10R0, une de 10 Ω.

Les valeurs habituelles s'échelonnent de 10,0 Ω à 301 kΩ au pas de 2%, mais certaines firmes proposent des résistances similaires (bien que non conformes aux spécifications militaires) dont les valeurs s'étendent de 4,99 Ω à 2,00 MΩ. La liste qui suit en donne les valeurs normalisées.

Dans les circuits qui demandent une très bonne stabilité et une grande précision, on utilise souvent des résistances à 1% ; une petite résistance variable en série pourrait encore approcher davantage la valeur

souhaitée. Cependant, il faut bien se rendre compte que, dans le cas limite, une résistance à 1% n'est garantie dans cette fourchette de tolérance que sous des conditions données de fonctionnement. Les variations de la résistance en fonction de la température, de l'hygrométrie ou de la puissance dissipée peuvent dépasser le pour-cent. Le vieillissement peut entraîner une dérive de 0,5%, spécialement à proximité de sa puissance maximale. Les montages extrêmement précis et stables (nous parlons ici de 0,1% ou mieux) doivent utiliser des résistances bobinées de précision ou des résistances à couche métallique spécialement conçues pour ces applications (par exemple, les Mepco 5023Z). La remarque s'applique également aux résistances moulées. Vous aussi, résistez, de grâce, à la tentation de prendre pour exagérément pessimistes les spécifications du constructeur.

100	140	196	274	383	536	750
102	143	200	280	392	549	768
105	147	205	287	402	562	787
107	150	210	294	412	576	806
110	154	215	301	422	590	825
113	158	221	309	432	604	845
115	162	226	316	442	619	866
118	165	232	324	453	634	887
121	169	237	332	464	649	909
124	174	243	340	475	665	931
127	178	249	348	487	681	953
130	182	255	357	499	698	976
133	187	261	365	511	715	
137	191	267	374	523	732	

propriétés	carbone aggloméré RCR-07	film métallique		
		standard RN-55D	précision Mepco 5023Z	miniature Mepco5063J
vieillessement en charge (1 000h à 85°C)	10%	0,5%	0,01%	0,15%
humidité (norme mil 202)	15%	0,5%	0,04%	1%
cycle de température (-65°C à +150°C)	4%	0,25%	0,005%	0,25%
fonctionnement à basse température (-65°C)	3%	0,25%	0,01%	0,25%
surcharge brève	2,5%	0,25%	0,01%	0,25%
soudage (à 350°C)	3%	0,25%	0,01%	0,25%
choc (50 G, 11ms)	2%	0,25%	0,01%	0,25%
vibrations (10 à 2000 Hz)	2%	0,25%	0,01%	0,25%
stockage (1 an)	-	-	0,003%	-
tolérances disponibles	5%, 10%	0,1% à 1%	0,025% à 1%	1%, 5%
coefficient de température (ppm/°C)	5000	25 à 100	5 à 25	100
coefficient de tension	-	5 ppm/V	0,1 ppm/V	-
Fém thermoélectrique	-	-	2 µV/°C	-
résistance d'isolement	-	-	10 000 MΩ	1 000 MΩ



# APPENDICE E

## COMMENT DESSINER LES SCHÉMAS

Un mauvais dessin n'amène que des erreurs. En revanche, un schéma bien dessiné est toujours simple à comprendre et représente une aide inestimable dans la recherche de pannes. Il suffit de respecter quelques règles et suggestions pour tracer un bon schéma et cela ne prend pas plus de temps que d'en produire un mauvais. Dans cet appendice, nous vous soumettons des conseils de trois ordres : des généralités, des règles et des trucs. Nous avons aussi émaillé notre propos de quelques extraits du bêtisier universel pour vous montrer ce qu'il ne faut pas faire.

### GÉNÉRALITÉS

1. Pas d'*ambiguïtés* dans les schémas. Aussi, les numéros de broches, les valeurs des composants, les polarités, entre autres doivent y figurer clairement pour éviter toute confusion.
2. Un bon schéma explicite le fonctionnement du montage. Aussi, *séparez* bien les fonctions les unes des autres, sans avoir peur de laisser des surfaces blanches, n'essayez pas de couvrir la feuille. Il existe des dispositions conventionnelles pour représenter les éléments ; ne dessinez pas, par exemple, un amplificateur différentiel comme à la figure E1, personne ne comprendrait ce que vous avez voulu faire. Ainsi, on a coutume de représenter un bistable en plaçant les entrées et l'horloge à gauche, la mise à un au-dessus, la mise à zéro en bas et les sorties à droite.

### RÈGLES

1. Les connexions sur les conducteurs se représentent par un bon gros *point* noir ; les fils qui se croisent sans se toucher n'ont pas de point. Nul besoin de dessiner des petits ponts arrondis pour « sauter » par-dessus les autres conducteurs, c'est une mode qui a été abandonnée depuis les années cinquante !

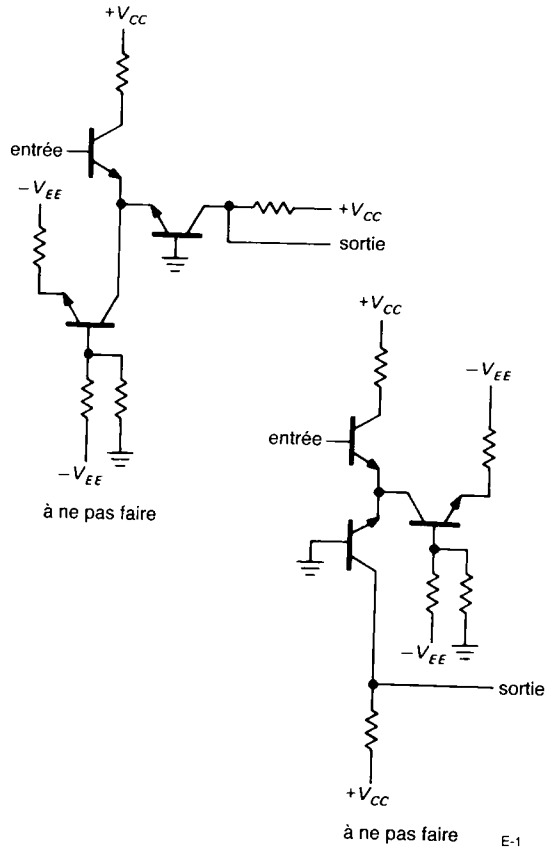


Figure E1

2. Quatre fils ne peuvent jamais se rencontrer en un seul point, parce qu'il serait impossible de déterminer lesquels se croisent et lesquels se soudent.
3. Représentez toujours le même élément par le même symbole, par exemple n'employez pas deux dessins différents pour des bistables. Une exception, cependant : les portes de logique combinatoire ont deux représentations équivalentes.
4. Conducteurs et composants s'alignent horizontalement et verticalement, à moins d'avoir une bonne raison de s'y prendre autrement.

5. On numérote les broches à l'extérieur du symbole, les noms de signaux s'inscrivent à l'intérieur.
6. Tous les composants doivent recevoir une identification et mieux vaut leur donner aussi une étiquette, par exemple  $R_7$  ou  $IC_3$ .

**TRUCS**

1. Marquez chaque élément tout près de son symbole, en formant un *groupe* bien délimité qui comprend le symbole, l'étiquette, le type ou la valeur.
2. Normalement, les signaux vont de gauche à droite, mais il ne faut pas se montrer dogmatique à ce sujet, la *clarté* passe avant tout.
3. Placez la ligne d'alimentation *positive en haut* de la page, la négative en bas. De cette façon, un transistor NPN tourne généralement la flèche de son émetteur vers le bas, alors qu'un PNP l'aura vers le haut.
4. Ne vous escrimez pas à relier tous les conducteurs jusqu'aux lignes d'alimentation, utilisez plutôt le symbole de masse ou une *étiquette* telle que  $+V_{cc}$  pour indiquer les tensions là où c'est nécessaire.
5. S'il est pratique de marquer les signaux et les blocs fonctionnels et de montrer les formes d'ondes, dans les circuits logiques, il est capital d'identifier les lignes de *signaux*, tels que la mise à zéro ou l'horloge.
6. Mieux vaut *écarter* suffisamment les conducteurs des symboles avant de placer les points de connexion ou les croisements. Par exemple, dessinez les transistors comme sur la figure E2.

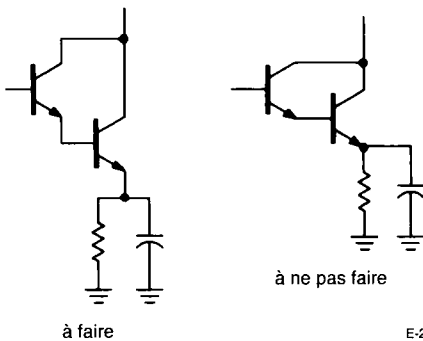
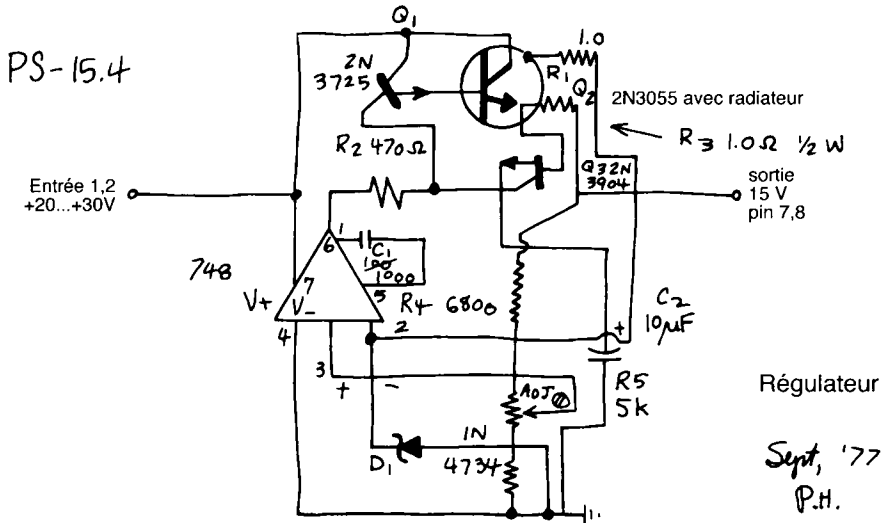


Figure E2

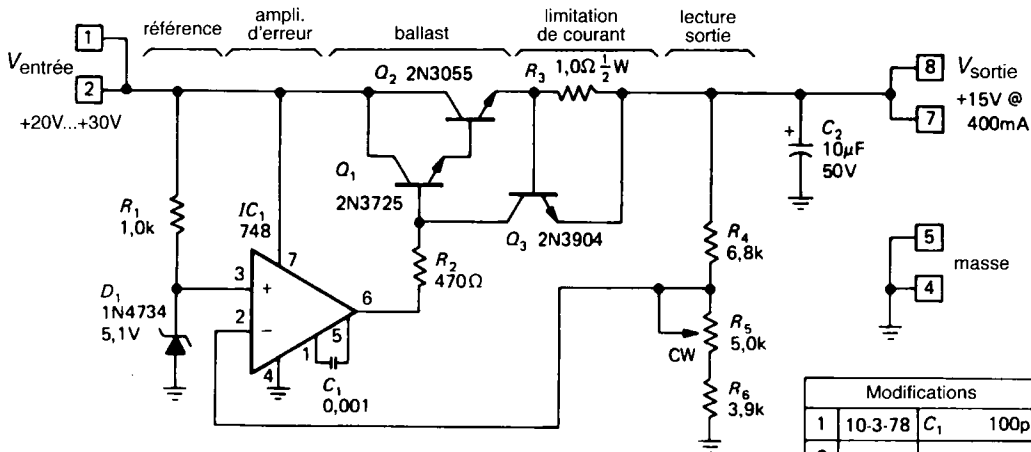
7. Laissez de l'*espace* autour des symboles. Ne placez pas les conducteurs ou les composants trop près d'un amplificateur opérationnel. Vous aurez un dessin plus clair et toute la place pour les étiquettes, le brochage, etc.
8. *Baptisez* toutes les figures dont la signification n'est pas évidente : distinguez un comparateur d'un amplificateur opérationnel, un registre à décalage d'un compteur, etc. Ne craignez pas d'inventer un nouveau symbole.
9. Utilisez de petits rectangles, des ovales ou des cercles pour repérer les *bornes* de connecteurs de toutes sortes. Surtout, restez conséquent avec vous-même.
10. Le trajet des signaux vers un *commutateur* doit rester clair. N'obligez pas le lecteur à suivre à la trace des conducteurs tout autour de la page pour trouver comment le signal est commuté.
11. Les conducteurs d'*alimentation* des amplificateurs opérationnels et des circuits logiques sont généralement implicites. Mais si le raccordement n'est pas habituel, par exemple un amplificateur opérationnel qui serait alimenté par une tension unique, en prenant  $V_-$  comme masse, dessinez-le *in-extenso*, de même que le branchement à prévoir pour toutes les broches non utilisées d'un circuit intégré.
12. Il est toujours utile d'inclure un tableau reprenant les identifications des circuits intégrés et leurs raccordements aux alimentations, les numéros des broches à relier à  $V_{CC}$  et à la masse, par exemple.
13. Pensez à composer un cartouche qui reprend le nom du circuit, la dénomination de l'appareil, l'identité du dessinateur, du concepteur, la date, la référence de l'ensemble. Prévoyez aussi une place pour y enregistrer les modifications, leur date et leur objet.
14. Nous recommandons de dessiner les schémas à main levée sur un épais papier quadrillé à 2,5 ou 5 mm d'intervalle (à lignes bleues invisibles à la reproduction) ou sur un papier ordinaire en glissant une grille par-dessous. C'est rapide, tout en donnant des résultats satisfaisants. Prenez un crayon gras ou travaillez à l'encre, plutôt qu'au stylo à bille.

Pour illustrer le propos, nous avons dessiné un circuit sans prétention (figure E3) pour vous montrer, sur le même circuit, comment s'y prendre et ce qu'il ne faut surtout pas faire. Vous pensez peut-être que nous avons exagéré ? Alors,

sachez que toutes ces bévues sont extraites de schémas dessinés par des professionnels, notre rôle s'est limité à les rassembler, dans l'hilarité générale, sur un unique dessin. Ce fut une mémorable partie de plaisir !



A



Notes :

1. Q2 monté sur radiateur Wakefield 421AX (18 W, courant de court-circuit 600 mA)
2. Régler R5 pour V<sub>sortie</sub> = +15,0 ±0,1 V
3. Couplage par fiches cinch 50-10A-20.

B

régulateur +15 V			
dessiné par	PH 9-16-78	Référence	PS - 15.4
vérifié par	WH 9-23-78		

E-3

Figure E3

# APPENDICE F

## DROITE DE CHARGE

La méthode graphique dite de la *droite de charge* fait d'habitude son apparition beaucoup plus tôt dans les manuels d'électronique. Nous n'en avons pas encore parlé parce que, outil indiscutable au temps des tubes à vide, il n'a pas connu les mêmes faveurs dans la conception de circuits à transistors. Pourtant, quand on met en œuvre des éléments *non linéaires*, comme la diode tunnel, la droite de charge peut reprendre du service avec bonheur.

Commençons par un exemple. Supposons que nous voulions connaître la différence de potentiel aux bornes de la diode de la figure F1. On dispose pour cela de sa caractéristique tension/courant, entachée, il est vrai, de certaines tolérances de fabrication et d'une dépendance à la température ambiante, mais elle devrait ressembler à la courbe représentée. Comment trouver le point d'équilibre ?

On peut décider d'une valeur arbitraire du courant, disons 0,6 mA, la reporter sur la courbe et en déduire la chute de tension dans la résistance ; cette valeur indiquerait un nouveau courant (ici 0,48 mA) que l'on peut utiliser pour recommencer la manœuvre comme le suggère la figure F1. Après quelques récurrences, on obtiendrait bien une réponse, mais on peut légitimement souhaiter une méthode plus directe.

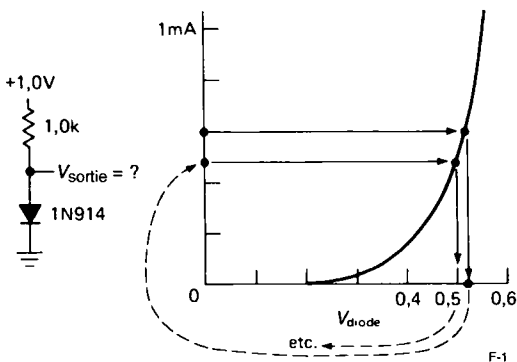


Figure F1

C'est ici que la droite de charge « rempile » et vous livre son expérience dans la résolution de ce genre de problèmes. Imaginez un élément quelconque branché à la place de la diode ; la résistance de 1 k $\Omega$  reste comme charge. Traçons à présent, sur le graphe VII, la courbe du courant dans la résistance en fonction de la tension aux bornes de la *boîte noire*. Voilà qui n'est pas difficile : à zéro volts, le courant vaut  $V_+/R$  (toute la tension est présente aux bornes de la résistance), tandis qu'à la tension  $V_+$  correspond un courant nul. Tous les points intermédiaires se trouvent sur la droite passant par ces deux points. Sur le même graphe, reportons la courbe caractéristique de l'élément. Le point de fonctionnement se situe nécessairement sur les deux courbes, donc à leur intersection, comme on peut le voir sur la figure F2.

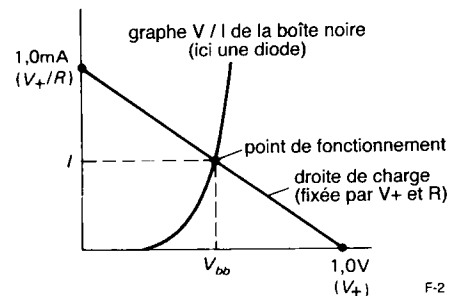
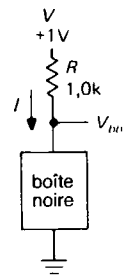


Figure F2

On peut utiliser les droites de charge pour des composants à trois bornes, tube ou transistor, à condition de représenter une série de courbes de l'élément. La figure F3 montre à quoi cela peut ressembler dans le cas d'un transistor à effet de champ (*FET*) à appauvrissement, la série de courbes est choisie en prenant la tension porte-source comme paramètre. Vous pouvez lire la tension de sortie correspondant à une certaine tension d'entrée en vous promenant le long de la droite de charge sur les différentes lignes qui reflètent le signal d'entrée et en projetant ces points sur l'axe des tensions. L'exemple vous montre la tension de drain (sortie) pour une excursion de la tension de source (entrée) entre la masse et  $-2\text{ V}$ .

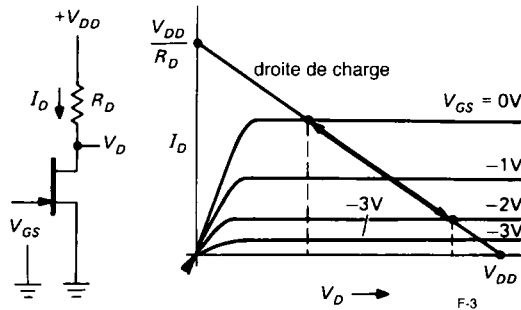


Figure F3

Aussi attirante qu'elle puisse paraître, cette méthode trouve peu d'applications dans le calcul des circuits à transistors ou à *FET* pour deux raisons. La première, c'est que les courbes publiées pour les transistors sont des valeurs moyennes, alors que la *dispersion* des caractéristiques peut atteindre un facteur 5. Imaginez un instant ce qui se passerait si toutes les courbes se rapetissaient d'un facteur quatre ! La seconde raison, c'est que pour un élément essentiellement *logarithmique* comme une diode à jonction, une droite de charge, par définition, ne sera jamais précise que dans une région très *limitée* du graphe. En fin de compte, les méthodes que nous avons utilisées dans ce livre, qui ne font pas appel aux graphiques, sont mieux adaptées aux semi-conducteurs. En particulier, les méthodes exposées se basent sur des paramètres fiables ( $r_e$ ,  $I_C / V_{BE}$ ,  $T$ , etc.), plutôt que sur d'autres ( $h_{FE}$ ,  $V_P$ , etc.) qui sont fort inconstants. Les droites de

charge que l'on pourrait tracer sur les courbes des transistors publiées par les constructeurs ne peuvent, en tout état de cause, que donner un faux sentiment de sécurité, parce que la dispersion des caractéristiques n'y est pas mentionnée.

La droite de charge, en revanche, est bien utile pour comprendre le comportement de circuits qui font usage d'éléments à forte non-linéarité. L'exemple de la diode tunnel en illustre quelques aspects intéressants. Analysons le circuit de la figure F4. Remarquez que cette fois,  $V_{\text{entrée}}$  remplace la tension d'alimentation de l'exemple précédent. Une montée du signal va donc déterminer une *famille* de droites de charge parallèles qui croisent la caractéristique  $V/I$  (la courbe est unique) de l'élément (figure 5A). Les valeurs indiquées se rapportent à une résistance série de  $100\ \Omega$ . Comme on peut le voir, la tension de sortie varie le plus vite lorsque le signal d'entrée pousse la droite de charge dans la partie à *résistance négative* de la caractéristique de la diode tunnel. Si vous reprenez les valeurs de  $V_{\text{sortie}}$  (la projection sur l'axe des  $x$ ) pour différentes valeurs de  $V_{\text{entrée}}$  (les droites de charge prises séparément), vous obtenez la *caractéristique de transfert* représentée. Elle indique que, pour des tensions d'entrée proches de  $0,2\text{ V}$ , ce circuit-ci présente un certain *gain* en tension.

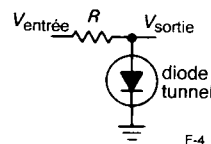


Figure F4

Il se produit un phénomène intéressant quand la droite de charge s'incline moins que la caractéristique de la diode dans sa partie centrale. C'est ce qui arrive quand la résistance de charge est plus grande que la résistance négative, en valeur absolue, de la diode. Vous pouvez alors trouver *deux* points d'intersection, comme sur la figure F6. Quand la tension d'entrée monte, elle intercepte des droites de charge jusqu'à ce qu'elle n'ait plus d'autre choix que de *sauter* sur une valeur plus élevée de tension de sortie. Au retour, elle repousse de la même façon le point d'intersection

jusqu'à ce qu'elle soit à nouveau forcée de sauter en arrière. La caractéristique globale de transfert présente de ce fait une *hystérèse*, comme on l'a indiqué. Les diodes tunnel servent ainsi à commuter très rapidement (comme déclencheur).

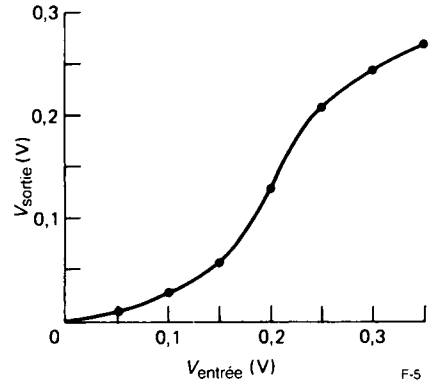
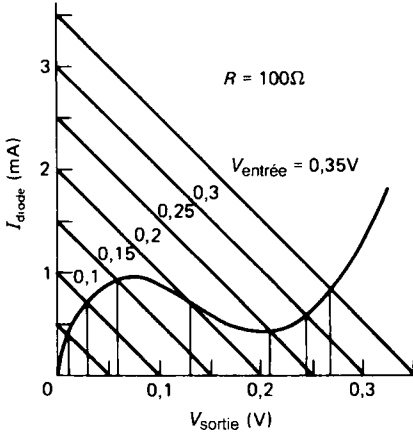


Figure F5

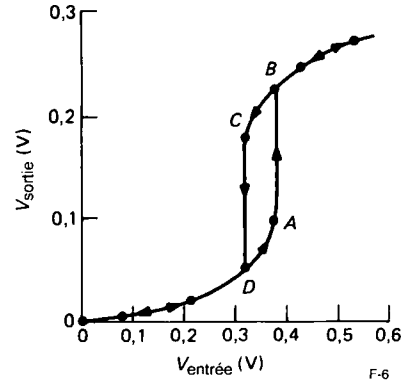
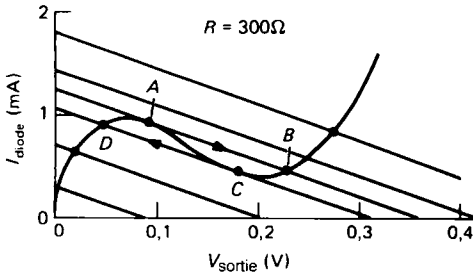


Figure F6

# APPENDICE G

## TRANSISTOR EN SATURATION

Le sous-titre de cet appendice pourrait être : le brave transistor vaincu par la diode collecteur-base. Un modèle simple peut montrer la cause de la tension de saturation, cette limite imposée par les transistors bipolaires. Le problème vient de ce que la jonction collecteur-base est une grosse diode dont le  $I_S$  (équation d'Ebers-Moll) est important, ce qui fait que, pour un courant donné, la différence de potentiel à ses bornes est moindre que celle de la diode base-émetteur. Il s'ensuit qu'aux faibles tensions collecteur-émetteur, de l'ordre de 0,25 V, une partie du courant de base est « détournée » par la conduction de la diode collecteur-base (figure G1) Ceci réduit le  $h_{FE}$  réel et oblige à pousser le courant de base si l'on veut amener la tension de collecteur plus près de celle de l'émetteur, comme on le voit à la figure G2.

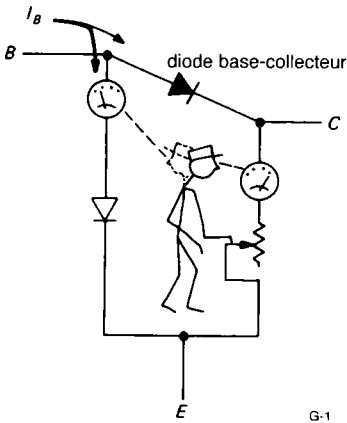


Figure G1

La tension de saturation de collecteur  $V_{CE(sat)}$  à une valeur particulière des courants de base et de collecteur, est aussi relativement *indépendante* de la température, parce que les coefficients de température des deux diodes se compensent (figure G3). C'est un avantage, puisque les transistors saturés sont généralement parcourus par des courants importants et peuvent s'échauffer très fort ; par exemple 10 A pour une

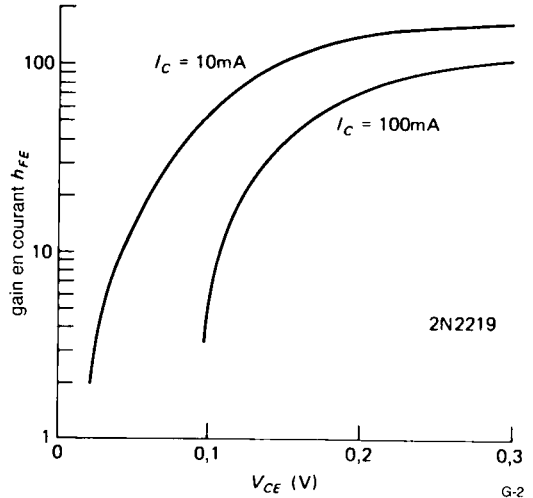


Figure G2

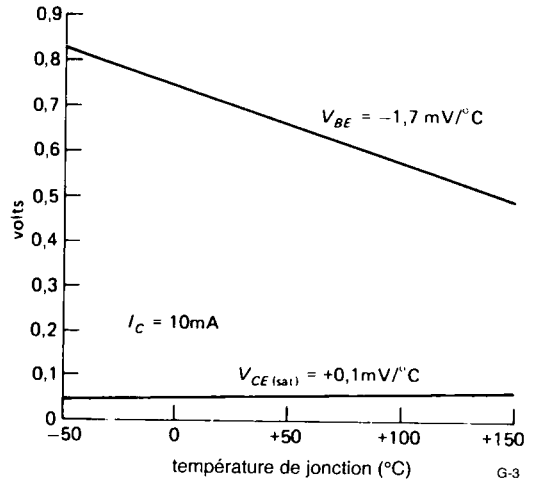


Figure G3

tension de saturation de 0,5 V correspond à 5 W, puissance suffisante pour entraîner à 100°C, voire plus, la jonction d'un transistor de puissance moyenne.

En régime de saturation, on est souvent amené à fournir de généreux courants de base (1/10e ou 1/20e du courant de collecteur) pour maintenir le  $V_{CE}(\text{sat})$  entre 0,05 V et 0,2 V. Si par hasard la charge vient à réclamer un courant supérieur, le transistor risque de sortir de la saturation, avec l'énorme augmentation de dissipation qui en résulte. Les résultats de mesures reproduits à la figure G4 montrent qu'il est bien difficile de déterminer précisément quand un transistor est vraiment saturé. On utilise alors un critère arbitraire comme  $I_C = 10 I_B$ .

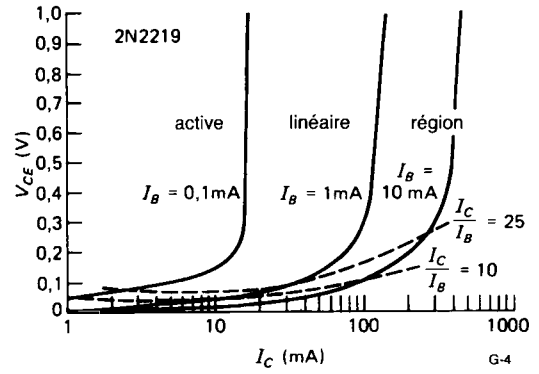


Figure G4



# APPENDICE H

## LES FILTRES LC BUTTERWORTH

Les filtres actifs que nous avons vus dans le chapitre 4 sont très pratiques aux fréquences basses, mais deviennent inutilisables aux radiofréquences en raison des exigences imposées aux amplificateurs opérationnels. Aux fréquences de 100 kHz et plus (et parfois moins aussi) la meilleure solution est de calculer un filtre passif au moyen d'inductances et de condensateurs. Bien sûr, en UHF et en micro-ondes, ces filtres encombrants sont remplacés par des lignes triplaques (*stripline*) et des cavités accordées.

Comme pour les filtres actifs, il y a quantité de méthodes et de caractéristiques de filtres que l'on peut réaliser au moyen de cellules LC. Vous pouvez construire les classiques Butterworth, Tchebychev et Bessel, chacun comme passe-bas, passe-bande, passe-haut ou coupe-bande. Il se trouve que le filtre de Butterworth est particulièrement facile à calculer, aussi proposons-nous, en quelques pages, toutes les

informations nécessaires à la réalisation de filtres LC passe-bas et passe-haut de Butterworth, accompagnées de quelques exemples. Pour d'autres informations, nous recommandons l'excellent manuel de Zverev cité en bibliographie.

Le tableau H1 donne les valeurs normalisées d'impédance et de capacité pour les filtres passe-bas de différents ordres. Les valeurs réelles se déduisent des règles de proportionnalité suivantes :

Pour un filtre passe-bas :

$$L_n \text{ (réel)} = \frac{R_L L_n \text{ (tableau)}}{\omega}$$

$$C_n \text{ (réel)} = \frac{C_n \text{ (tableau)}}{\omega R_L}$$

dans lesquelles  $R_L$  est l'impédance de charge et  $\omega$  la fréquence angulaire ( $\omega = 2\pi f$ ).

**Tableau H1 - FILTRES PASSE-BAS DE BUTTERWORTH\* ( $R_L = 1\Omega$ )**

$\pi$	$R_s$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$C_7$	$L_8$
$T$	$1/R_s$	$L_1$	$C_2$	$L_3$	$C_4$	$L_5$	$C_6$	$L_7$	$C_8$
n = 2	1	1,4142	1,4142						
	$\infty$	1,4142	0,7071						
n = 3	1	1,0	2,0	1,0					
	$\infty$	1,5	1,3333	0,5					
n = 4	1	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654				
	$\infty$	1,5307	1,5772	1,0824	0,3827				
n = 5	1	0,6180	1,6180	2,0	1,6180	0,6180			
	$\infty$	1,5451	1,6944	1,3820	0,8944	0,3090			
n = 6	1	0,5176	1,4142	1,9319	1,9319	1,4142	0,5176		
	$\infty$	1,5529	1,7593	1,5529	1,2016	0,7579	0,2588		
n = 7	1	0,4450	1,2470	1,8019	2,0	1,8019	1,2470	0,4450	
	$\infty$	1,5576	1,7988	1,6588	1,3972	1,0550	1,6560	0,2225	
n = 8	1	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902
	$\infty$	1,5607	1,8246	1,7287	1,5283	1,2588	0,9371	0,5776	1,1951

\* Les valeurs de  $L_n$  et  $C_n$  sont données pour une résistance de charge de  $1\Omega$  et une fréquence de coupure ( $-3\text{dB}$ ) de  $1\text{ rad/s}$ . Voir le texte pour adapter l'échelle.

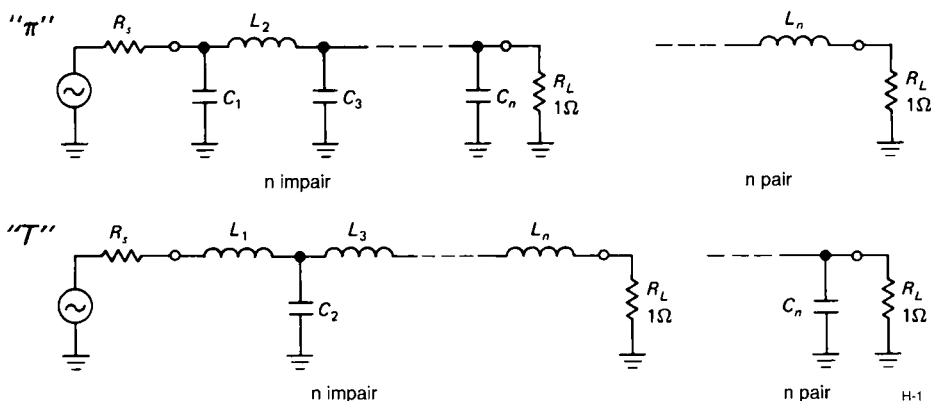


Figure H1

Le tableau H1 donne les valeurs normalisées des filtres passe-bas de deux à huit pôles dans les configurations les plus classiques, c'est-à-dire (a) pour des impédances de source et de charge égales et (b) lorsque l'impédance de la source ou de la charge est nettement plus grande que l'autre. Il s'agit tout d'abord de décider du nombre de pôles (l'ordre du filtre) en se basant sur les graphes de réponses présentés dans les sections 5.5 et 5.7. Ensuite, les équations précédentes permettent de déduire la configuration (en T ou en  $\pi$ ; voir la figure H1) et les valeurs des composants. Si la source et la charge ont même impédance, les deux configurations sont bonnes ; la configuration en  $\pi$  est préférable du fait qu'elle demande moins de bobines. Si l'impédance de source est beaucoup plus grande, mieux vaut utiliser un T et si elle est plus petite, un  $\pi$ .

Pour construire un passe-haut, il suffit de suivre la même procédure pour déterminer ordre et configuration. Ensuite, on effectue les transformations universelles de passe-bas vers passe-haut données à la figure H2. Elles consistent simplement à permuter entre eux les condensateurs et les inductances. Les valeurs réelles des éléments se déterminent en utilisant les valeurs normalisées du tableau H1 dans les formules données à la figure H2.

Facteurs d'échelle pour un passe-haut :

$$L_n \text{ (réel)} = \frac{R_L}{\omega C_n \text{ (tableau)}}$$

$$C_n \text{ (réel)} = \frac{1}{R_L \omega L_n \text{ (tableau)}}$$

**EXEMPLE I**

Calculez un filtre passe-bas à 5 pôles, lorsque les impédances de source et de charge valent 75  $\Omega$ , pour une fréquence de coupure (-3dB) de 1MHz.

Nous allons utiliser une configuration en  $\pi$  pour réduire le nombre d'inductances. Les relations d'échelle nous permettent de déterminer :

$$C_1 = C_5 = \frac{0,618}{2\pi \times 10^6 \times 75} = 1310 \text{ pF}$$

$$L_2 = L_4 = \frac{75 \times 1,618}{2\pi \times 10^6} = 19,3 \text{ } \mu\text{H}$$

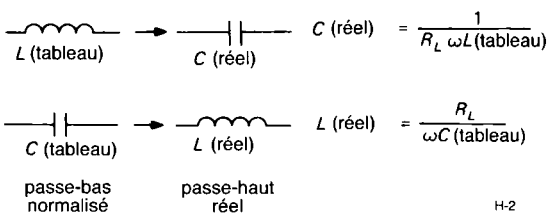


Figure H2

$$C_3 = \frac{2}{2\pi \times 10^6 \times 75} = 4240 \text{ pF}$$

La figure H3 représente le filtre complet. Remarquez la symétrie de tous les filtres pour lesquels les impédances de source et de charge sont égales.

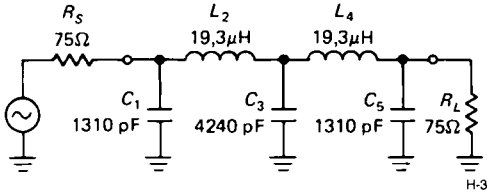


Figure H3

**EXEMPLE II**

Calculez un filtre passe-bas du troisième ordre, l'impédance de source vaut 50 Ω et la charge 10 kΩ, pour une fréquence de coupure de 100 kHz.

Dans ce cas-ci, nous utilisons une configuration en T, parce que  $R_S \ll R_L$ . Pour  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , les relations d'échelle donnent :

$$L_1 = \frac{10^4 \times 1,5}{2\pi \times 10^5} = 23,9 \text{ mH}$$

$$C_2 = \frac{1,3333}{2\pi \times 10^5 \times 10^4} = 212 \text{ pF}$$

$$L_3 = \frac{10^4 \times 0,5}{2\pi \times 10^5} = 7,96 \text{ mH}$$

Le filtre complet se trouve à la figure H4.

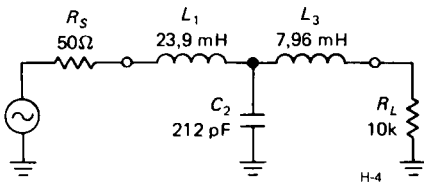


Figure H4

**EXEMPLE III**

Calculez un filtre passe-bas du quatrième ordre, dont la fréquence de coupure est à 10 MHz, pour une impédance de source nulle (une source de tension pure) et une charge de 75 Ω.

Nous choisissons une configuration en T comme dans l'exemple qui précède, puisque  $R_S \ll R_L$ . Les équations d'échelle donnent :

$$L_1 = \frac{75 \times 1,5307}{2\pi \times 10^7} = 1,83 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{1,5772}{2\pi \times 10^7 \times 75} = 335 \text{ pF}$$

$$L_3 = \frac{75 \times 1,0824}{2\pi \times 10^7} = 1,29 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C_4 = \frac{0,3827}{2\pi \times 10^7 \times 75} = 81,2 \text{ pF}$$

Le filtre dans sa totalité est à la figure H5.

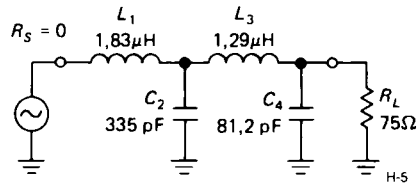


Figure H5

**EXEMPLE IV**

Calculez un passe-bas à deux pôles adapté à une source de courant et une impédance de charge de 1 kΩ pour une fréquence de coupure de 10 kHz.

Ici, nous utilisons un filtre en π, parce que  $R_S \gg R_L$ . Les relations d'échelle fournissent :

$$C_1 = \frac{1,4142}{2\pi \times 10^4 \times 10^3} = 0,0225 \text{ }\mu\text{F}$$

$$L_2 = \frac{10^3 \times 0,7071}{2\pi \times 10^4} = 11,3 \text{ mH}$$

Le filtre résultant fait l'objet de la figure H6.

**EXEMPLE V**

Calculez un passe-haut à trois pôles, les impédances de source et de charge font  $52 \Omega$ , la fréquence de coupure, 6 MHz.

Nous commençons par la configuration en *T*, puis nous transformons les capacités en inductances et réciproquement, ce qui donne :

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{52 \times 2\pi \times 6 \times 10^6 \times 1,0} = 510 \text{ pF}$$

$$L_2 = \frac{52}{2\pi \times 6 \times 10^6 \times 2,0} = 0,690 \text{ }\mu\text{H}$$

Le filtre au complet se trouve en figure H7.

Nous souhaitons insister sur le fait que le domaine des filtres passifs est riche et varié et que le tableau tout simple que nous avons donné des filtres de Butterworth n'est qu'un mince reflet de tout ce qui existe sur la question.

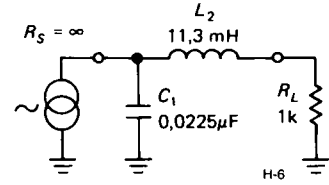


Figure H6

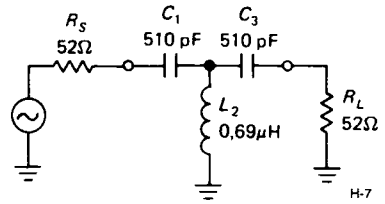


Figure H7

# APPENDICE I

## PRÉFIXES DES RÉFÉRENCES DE CIRCUITS INTÉGRÉS.

Tranche de vie :

Vous devez remplacer un circuit intégré, ou au moins trouver quelques données à son sujet. Vous lisez :

DM8095N

7410 NS

sur le boîtier à DIP à seize broches. Qu'est-ce que cela ? Le « 7410 » a une bonne tête de logique TTL, vous en commandez quelques-uns. Ils arrivent une semaine plus tard, en boîtiers DIP à quatorze broches ! Vous vous tapez la tête au mur (bon sang, mais c'est bien sûr !) quand vous vous voyez ramené une semaine en arrière, à ceci près que vous êtes maintenant à la tête d'un petit stock de portes *NAND* à trois entrées, à titre de consolation.

Il vous manquait une liste des préfixes des circuits intégrés qui vous eût permis d'identifier rapidement le fabricant. Elle ne vous manquera plus. Cet appendice est notre contribution à la mise en ordre du chaos. Il n'a pas la prétention d'être rigoureux ni complet, surtout parce que la liste s'allonge tous les jours.

(Épilogue : le circuit mystère est un 8095, triple tampon TTL trois états de National Semiconductor, fabriqué pendant la dixième semaine de 1974.)

### PRÉFIXES

Les différents fabricants de circuits intégrés utilisent des distincts (habituellement) au début des références de leurs circuits intégrés, même si un circuit identique est produit par plusieurs fabricants. Le « DM » de l'exemple précédent caractérise un circuit logique fabriqué par National Semiconductor (ce que rappelle aussi le sigle « NS »). Voici une liste de la plupart des préfixes courants (et moins courants).

Préfixes	Fabricant
ACF, AY, GIC, GP, SPR	General Instrument (GI)
AD, CAV, HAS, HDM	Analog Devices
ADC, DM, DS, LF, LFT, LH, LM, NH	National Semiconductor (NSC)
AH	Optical Electronics Inc.
Am	Advanced Micro Devices (AMD)
AM	Datel
AN	Panasonic
Bt	Brooktree
BX, CX	Sony
C, I, i	Intel
CA, CD, CDP	GE/RCA
CA, TDC, MPY, THC, TMC	TRW
CM, HV	Supertex
CLC	Comlinear
CMP, DAC, MAT, OP, PM, REF, SSS	Monolithics
CY	Cypress
D, DF, DG, SI	Siliconix
DS	Dallas Semiconductor
EF, ET, MK, SFC, TDF, TS	Thomson/Mostek
EP, EPM, PL	Altera
F, A, L, <i>Unx</i>	Fairchild/NSC
FSS, ZLD	Ferranti
GA	Gazelle
GAL	Lattice
GEL	GE
HA, HI	Harris
HA, HD, HG, HL, HM, HN	Hitachi
HAD, HDAC	Honeywell
HEP, MC, MCC, MCM, MEC, MM, MWM	Motorola
ICH, ICL, ICM, IM	GE/Intersil

## APPENDICE I

IDT	Integrated Device Technology Siemens	OM, PCD, PCF, SAA, SAB, SAF, SCB, SCN, TAA, TBA, TCA, TDA, TEA, U	AEG, Amperex, SGS, Siemens, Signetics, Telefunken
IMS	Inmos	TML	Telmos
INA, ISO, OPA, PWR	Burr-Brown	TP	Teledyne Philbrick
IR	Sharp	TPQ, UCN, UCS, UDN, UDS, UHP, ULN, ULS	Sprague
ITT, MIC	ITT	TSC	Teledyne Semiconductor
KA	Samsung	PB, PC, PD	NEC
L	SGS	V	Amtel
L, LD	Siliconix, Siltronics	VA, VC	VTC
L, UC	Unitrode	VT	VLSI Technology Inc. (VTI)
LA, LC	Sanyo	X	Xicor
LS	LSI Computer Systems	XC	Xilinx
LT, LTC, LTZ	Linear Technology Corp.	XR	Exar
M	Mitsubishi	Z	Zilog
MA	Analog Systems, Marconi	ZN	Ferranti
MAX	Maxim	5082- <i>nnnn</i>	Hewlett-Packard (HP)
MB	Fujitsu		
MCS	MOS Technology		
MIL	Microsystems International		
ML, MN, SL, SP, TAB	Plessey		
ML, MT	Mitel		
MM	Teledyne-Amelco, Monolithic Memories		
MN	Micro Networks		
MP	Micro Power Systems		
MSM	Oki		
N, NE, PLS, S, SE, SP	Signetics		
<i>nnG</i>	Gigabit Logic		
NC	Nitron		
PA	Apex		
PAL	AMD/MMI		
R	Rockwell		
R, Ray, RC, RM	Raytheon		
RD, RF, RM, RT, RU	EG&G Reticon		
S	AMI		
SFC	ESMF		
SG	Silicon General		
SN, TL, TLC, TMS	Texas Instruments (TI)		
SS	Silicon Systems		
T, TA, TC, TD, TMM, TMP	Toshiba		

### SUFFIXES

Les lettres utilisées comme suffixes indiquent le type de boîtier et la gamme de température. Les gammes de température standard sont au nombre de trois : « militaire » ( $-55^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$ ), « industriel » ( $-25^{\circ}\text{C}$  à  $+85^{\circ}\text{C}$ ), « commercial » ( $0^{\circ}\text{C}$  à  $+70^{\circ}\text{C}$ ). La gamme commerciale convient pour toutes les applications normales destinées à fonctionner à l'intérieur. Naturellement, chaque fabricant a ses propres suffixes, sujets à des modifications fréquentes. Assurez-vous d'avoir choisi le bon suffixe au moment de passer une commande, au besoin demandez de l'aide au distributeur.

### CODES DE DATE

La plupart des circuits intégrés et des transistors, comme beaucoup d'autres composants électroniques, portent un code à quatre chiffres qui indique la date de fabrication : les deux premiers chiffres indiquent l'année, les deux derniers la semaine, « 7410 » indique la dixième semaine de 1974 (la deuxième semaine de mars). Cette indication est utile quelquefois, par exemple pour évaluer l'âge des

composants qui ont une durée de vie déterminée (les condensateurs électrolytiques, entre autres) ; malheureusement, les composants dont la durée de vie est la plus courte (les piles ou accumulateurs) portent un code volontairement impénétrable, si bien que la date de fabrication reste inconnue. Si vous trouvez un taux de défaillance anormalement élevé dans un lot de circuits intégrés (les fabricants ne testent que des échantillons de chaque lot ; 0,01 % à 0,1 % seulement des circuits intégrés que vous achetez ne satisfont pas les spécifications), ne les remplacez pas avec des composants qui portent le même code de date. Les codes de date des composants peuvent aussi vous aider à évaluer la date de fabrication d'un appareil électronique du commerce. Comme les circuits intégrés ne sont pas des denrées périssables, il n'y a pas de raison d'en refuser à cause d'une date de fabrication ancienne.

# APPENDICE J

## FEUILLES DE CARACTÉRISTIQUES

---

Dans cet appendice, nous avons reproduit trois feuilles de caractéristiques, telles qu'elles sont imprimées par le fabricant. Nous avons choisi des composants répandus ou typiques, en recherchant spécialement des feuilles de caractéristiques complètes et claires. Vous trouverez dans les pages suivantes les caractéristiques de :

2N4400-644012, un transistor pour petits signaux répandu (extrait de la *Bibliothèque de semi-conducteurs Motorola, Vol. 1*, 1974, avec l'aimable autorisation de Motorola Products Inc.).

LF411-412, une série répandue d'amplificateurs opérationnels à *JFET* (extrait du *Recueil de caractéristiques National Semiconductor, Vol 1*, 1988, avec l'aimable autorisation de National Semiconductor Corp.).

LM317, un régulateur de tension positive ajustable à trois broches (extrait du *Recueil de caractéristiques des circuits linéaires National Semiconductor*, 1978, avec l'aimable autorisation de National Semiconductor Corp.).



# MOTOROLA

## Semiconductors

BOX 955 • PHOENIX, ARIZONA 85001

# 2N4400

# 2N4401

### NPN SILICON ANNULAR\* TRANSISTORS

... designed for general purpose switching and amplifier applications and for complementary circuitry with PNP types 2N4402 and 2N4403.

- High Voltage Ratings —  $BV_{CEO} = 40$  V minimum
- Current Gain Specified from 0,1 mA to 500 mA
- Low Saturation Voltage  
 $V_{CE(sat)} = 0,4$  V maximum @  $I_C = 150$  mA
- Complete Switching and Amplifier Specifications
- One-Piece, Injection-Molded Unibloc† Package

#### MAXIMUM RATINGS

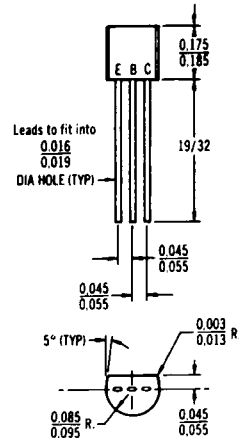
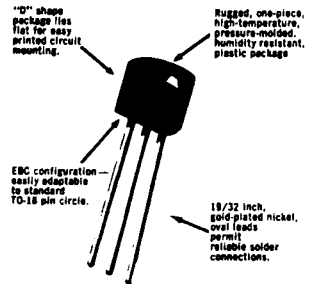
Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	40	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	60	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	6	-Vdc
Collector Current - Continuous	$I_C$	600	mA dc
Total Device Dissipation $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	310	mW
Derate above $25^\circ\text{C}$		2,81	mW/ $^\circ\text{C}$
Operating & Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55...+135	$^\circ\text{C}$

#### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$\theta_{JC}$	0,137	$^\circ\text{C}/\text{mW}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$\theta_{JA}$	0,357	$^\circ\text{C}/\text{mW}$

### NPN SILICON SWITCHING & AMPLIFIER TRANSISTORS

AUGUST 1966 — DS 5198



TO-92 OUTLINE

\*Annular Semiconductors patented by Motorola Inc.  
†Trademark of Motorola Inc.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>a</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Fig. No.	Symbol	Min	Max	Unit
Collector-Emitter Breakdown Voltage* (I <sub>C</sub> = 1 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B</sub> = 0)		BV <sub>CEO</sub> *	40	—	V <sub>dc</sub>
Collector-Base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 0.1 mA <sub>dc</sub> , I <sub>E</sub> = 0)		BV <sub>CBO</sub>	60	—	V <sub>dc</sub>
Emitter-Base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 0.1 mA <sub>dc</sub> , I <sub>C</sub> = 0)		BV <sub>EBO</sub>	6	—	V <sub>dc</sub>
Collector Cutoff Current (V <sub>CE</sub> = 35 V <sub>dc</sub> , V <sub>EB(off)</sub> = 0.4 V <sub>dc</sub> )		I <sub>CEX</sub>	—	0.1	μA <sub>dc</sub>
Base Cutoff Current (V <sub>CE</sub> = 35 V <sub>dc</sub> , V <sub>EB(off)</sub> = 0.4 V <sub>dc</sub> )		I <sub>BL</sub>	—	0.1	μA <sub>dc</sub>

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (I <sub>C</sub> = 0.1 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 1 V <sub>dc</sub> ) (I <sub>C</sub> = 1 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 1 V <sub>dc</sub> ) (I <sub>C</sub> = 10 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 1 V <sub>dc</sub> ) (I <sub>C</sub> = 150 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 1 V <sub>dc</sub> )* (I <sub>C</sub> = 500 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 2 V <sub>dc</sub> )*	2N4401 2N4400 2N4401 2N4400 2N4401 2N4400 2N4401	15	h <sub>FE</sub>	20 20 40 40 50 100 30 40	— — — — 150 300 — —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage* (I <sub>C</sub> = 150 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B</sub> = 15 mA <sub>dc</sub> ) (I <sub>C</sub> = 500 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B</sub> = 50 mA <sub>dc</sub> )		16, 17, 18	V <sub>CE(sat)</sub>	— —	0.4 0.75	V <sub>dc</sub>
Base-Emitter Saturation Voltage* (I <sub>C</sub> = 150 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B</sub> = 15 mA <sub>dc</sub> ) (I <sub>C</sub> = 500 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B</sub> = 50 mA <sub>dc</sub> )		17, 18	V <sub>BE(sat)</sub>	0.75 —	0.95 1.2	V <sub>dc</sub>

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current-Gain - Bandwidth Product (I <sub>C</sub> = 20 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , f = 100 MHz)	2N4400 2N4401		f <sub>T</sub>	200 250	—	MHz
Collector-Base Capacitance (V <sub>CB</sub> = 5 V <sub>dc</sub> , I <sub>E</sub> = 0, f = 100 kHz, emitter guarded)		3	C <sub>cb</sub>	—	6.5	pF
Emitter-Base Capacitance (V <sub>BE</sub> = 0.5 V <sub>dc</sub> , I <sub>C</sub> = 0, f = 100 kHz, collector guarded)		3	C <sub>eb</sub>	—	30	pF
Input Impedance (I <sub>C</sub> = 1 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , f = 1 kHz)	2N4400 2N4401	12	h <sub>ie</sub>	500 1.0k	7.5k 15k	ohms
Voltage Feedback Ratio (I <sub>C</sub> = 1 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , f = 1 kHz)		13	h <sub>FE</sub>	0.1	8	X 10 <sup>-4</sup>
Small-Signal Current Gain (I <sub>C</sub> = 1 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , f = 1 kHz)	2N4400 2N4401	11	h <sub>ie</sub>	20 40	250 500	—
Output Admittance (I <sub>C</sub> = 1 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , f = 1 kHz)		14	h <sub>oe</sub>	1	30	μmhos

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time	V <sub>CC</sub> = 30 V <sub>dc</sub> , V <sub>EB(off)</sub> = 2 V <sub>dc</sub> , I <sub>C</sub> = 150 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B1</sub> = 15 mA <sub>dc</sub>	1, 5	t <sub>d</sub>	—	15	ns
Rise Time	I <sub>C</sub> = 150 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B1</sub> = 15 mA <sub>dc</sub>	1, 5, 6	t <sub>r</sub>	—	20	ns
Storage Time	V <sub>CC</sub> = 30 V <sub>dc</sub> , I <sub>C</sub> = 150 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B1</sub> = I <sub>B2</sub> = 15 mA <sub>dc</sub>	2, 7	t <sub>s</sub>	—	225	ns
Fall Time	I <sub>B1</sub> = I <sub>B2</sub> = 15 mA <sub>dc</sub>	2, 8	t <sub>f</sub>	—	30	ns

\*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%

SWITCHING TIME EQUIVALENT TEST CIRCUITS

FIGURE 1 - TURN-ON TIME

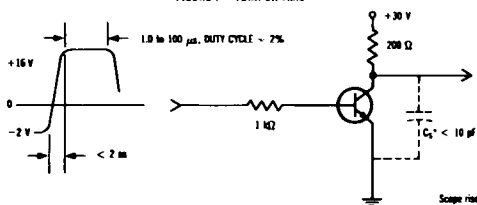
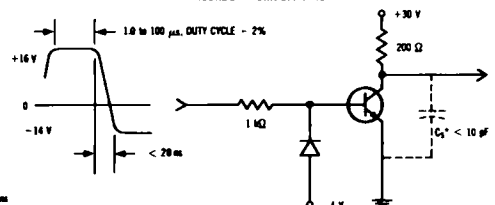


FIGURE 2 - TURN-OFF TIME



TRANSIENT CHARACTERISTICS

— 25°C    - - - 100°C

FIGURE 3 — CAPACITANCES

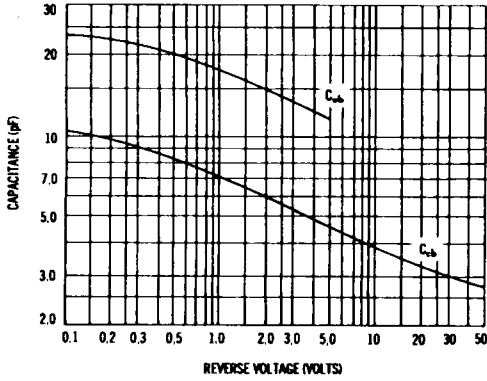


FIGURE 4 — CHARGE DATA

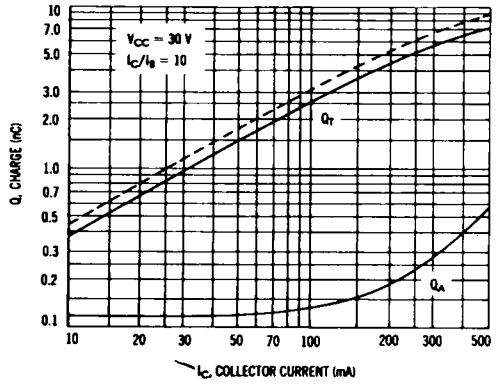


FIGURE 5 — TURN-ON TIME

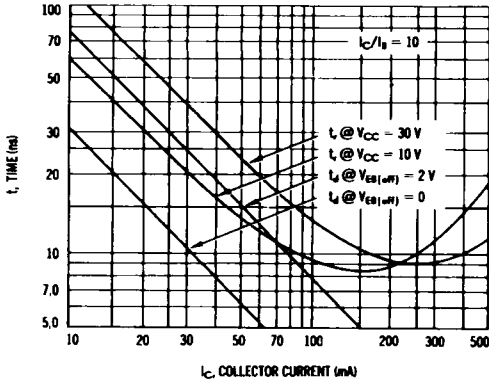


FIGURE 6 — RISE AND FALL TIMES

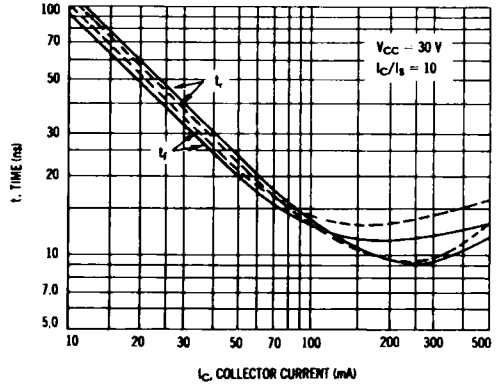


FIGURE 7 — STORAGE TIME

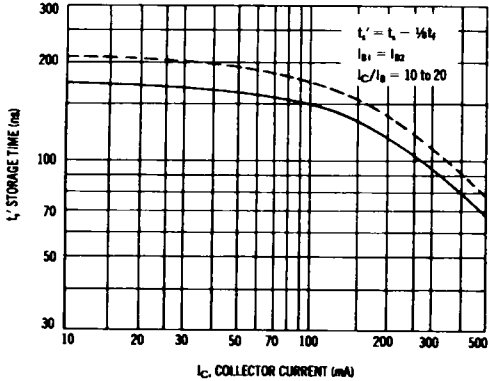
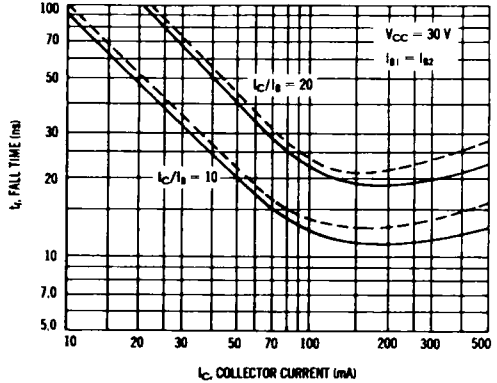


FIGURE 8 — FALL TIME



SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

NOISE FIGURE

$V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

FIGURE 9 — FREQUENCY EFFECTS

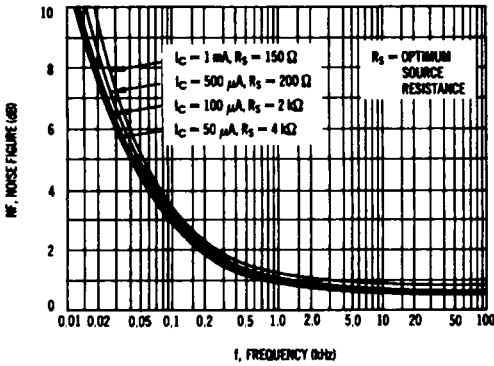
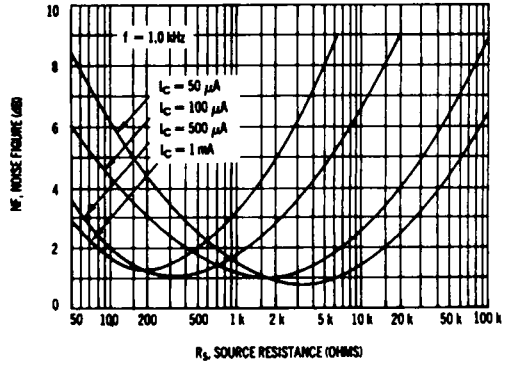


FIGURE 10 — SOURCE RESISTANCE EFFECTS



h PARAMETERS

$V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

This group of graphs illustrates the relationship between  $h_{fe}$  and other "h" parameters for this series of transistors. To obtain these curves, a high-gain and a low-gain unit were selected from both the

2N4400 and 2N4401 lines, and the same units were used to develop the correspondingly-numbered curves on each graph.

FIGURE 11 — CURRENT GAIN

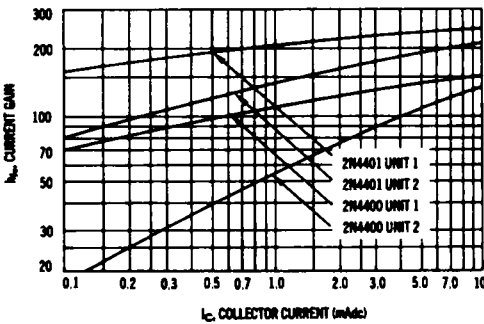


FIGURE 12 — INPUT IMPEDANCE

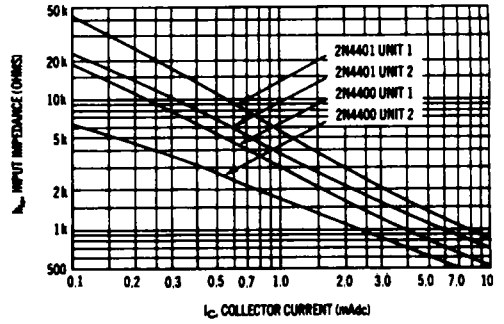


FIGURE 13 — VOLTAGE FEEDBACK RATIO

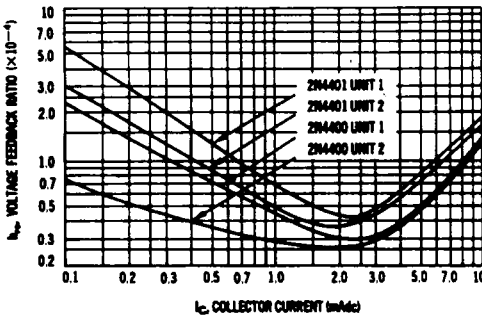
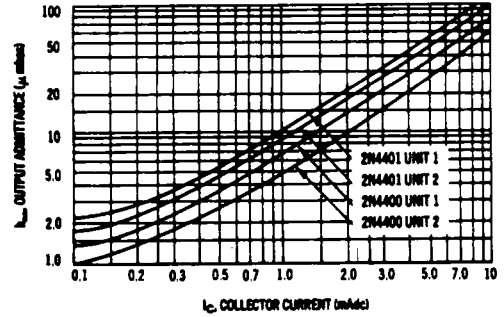


FIGURE 14 — OUTPUT ADMITTANCE



STATIC CHARACTERISTICS

FIGURE 15 — DC CURRENT GAIN

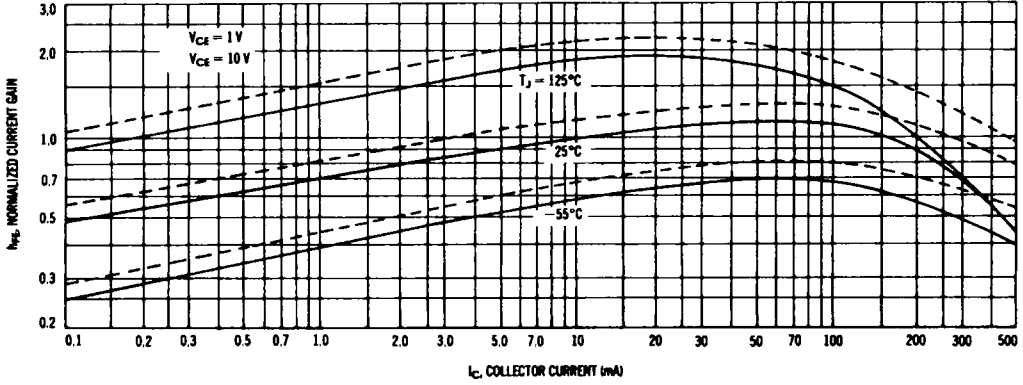


FIGURE 16 — COLLECTOR SATURATION REGION

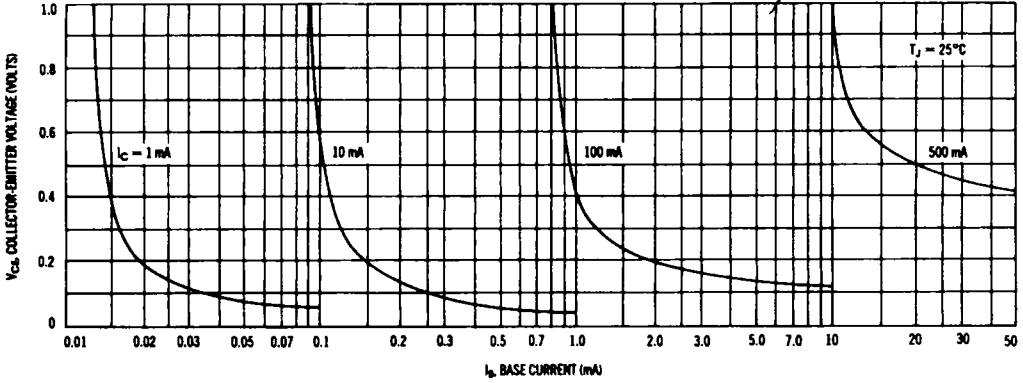


FIGURE 17 — "ON" VOLTAGES

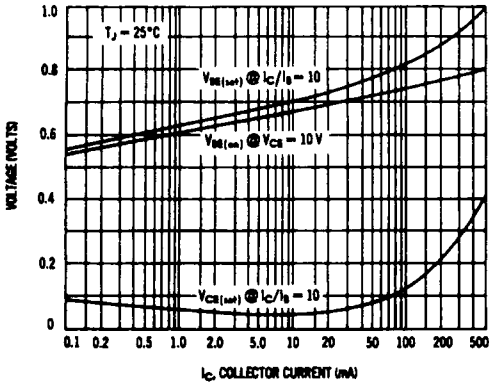
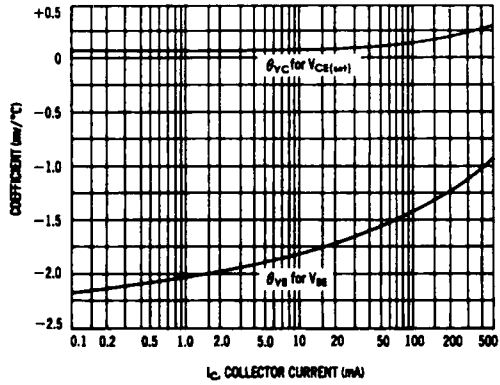
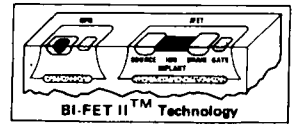


FIGURE 18 — TEMPERATURE COEFFICIENTS





July 1987

# LF411A/LF411 Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier

## General Description

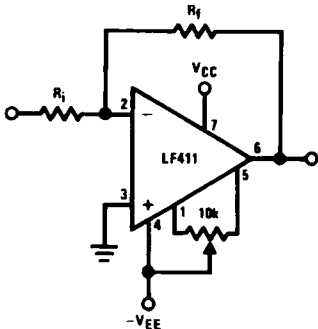
These devices are low cost, high speed, JFET input operational amplifiers with very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF411 is pin compatible with the standard LM741 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage and drift, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth.

## Features

- Internally trimmed offset voltage 0,5 mV(max)
- Input offset voltage drift 10  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (max)
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise current 0,01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth 3 MHz(min)
- High slew rate 10V/ $\mu\text{s}$ (min)
- Low supply current 1,8 mA
- High input impedance  $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion  $A_V = 10$ ,  $R_L = 10\text{k}$ ,  $V_O = 20\text{Vp-p}$ ,  $\text{BW} = 20\text{Hz} - 20\text{kHz}$  <0,02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0,01% 2  $\mu\text{s}$

## Typical Connection



TL/H/5655-1

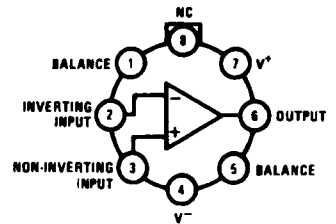
## Ordering Information

### LF411XYZ

- X indicates electrical grade
- Y indicates temperature range
- "M" for military
- "C" for commercial
- Z indicates package type
- "H" or "N"

## Connection Diagrams

### Metal Can Package



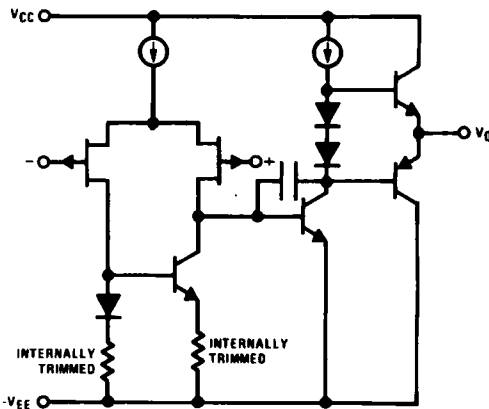
TL/H/5655-5

### Top View

Note: Pin 4 connected to case.

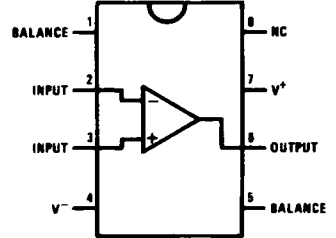
Order Number LF411AMH, LF411MH, LF411ACH or LF411CH  
See NS Package Number H08B

## Simplified Schematic



TL/H/5655-6

### Dual-In-Line Package



TL/H/5655-7

### Top View

Order Number LF411ACN or LF411CN  
See NS Package Number N08E

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 8)

	LF411A	LF411
Supply Voltage	±22V	±18V
Differential Input Voltage	±38V	±30V
Input Voltage Range (Note 1)	±18V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous

	H Package	N Package
Power Dissipation (Notes 2 and 9)	670 mW	670 mW
$T_{jmax}$	150°C	115°C
$\theta_{jA}$	225°C/W (Still Air) 160°C/W (400 LF/min Air Flow)	120°C/W
$\theta_{jC}$	25°C/W	
Operating Temp. Range	(Note 3)	(Note 3)
Storage Temp. Range	-65°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 150°C	-65°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C	260°C

ESD rating to be determined.

### DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF411A			LF411			Units	
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C		0,3	0,5		0,8	2,0	mV	
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 kΩ (Note 5)		7	10		7	20 (Note 5)	μV/°C	
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	V <sub>S</sub> = ±15V (Notes 4, 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		25	100		25	100	pA
			T <sub>J</sub> = 70°C			2		2	nA	
			T <sub>J</sub> = 125°C			25		25	nA	
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	V <sub>S</sub> = ±15V (Notes 4, 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		50	200		50	200	pA
			T <sub>J</sub> = 70°C			4		4	nA	
			T <sub>J</sub> = 125°C			50		50	nA	
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> = 25°C		10 <sup>12</sup>			10 <sup>12</sup>		Ω	
A <sub>VOL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> = ±15V, V <sub>O</sub> = ±10V, R <sub>L</sub> = 2k, T <sub>A</sub> = 25°C		50	200		25	200		V/mV
		Over Temperature		25	200		15	200		V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> = ±15V, R <sub>L</sub> = 10k	±12	±13,5		±12	±13,5		V	
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range		±16	+19,5		±11	+14,5		V	
				-16,5			-11,5		V	
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> ≤ 10k	80	100		70	100		dB	
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	80	100		70	100		dB	
I <sub>S</sub>	Supply Current			1,8	2,8		1,8	3,4	mA	

### AC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF411A			LF411			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	V <sub>S</sub> = ±15V, T <sub>A</sub> = 25°C	10	15		8	15		V/μs
GBW	Gain-Bandwidth Product	V <sub>S</sub> = ±15V, T <sub>A</sub> = 25°C	3	4		2,7	4		MHz
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage	T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>S</sub> = 100Ω, f = 1 kHz		25			25		nV/√Hz
i <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Current	T <sub>A</sub> = 25°C, f = 1 kHz		0,01			0,01		pA/√Hz

Note 1: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 2: For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of  $\theta_{JA}$ .

Note 3: These devices are available in both the commercial temperature range  $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$  and the military temperature range  $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ . The temperature range is designated by the position just before the package type in the device number. A "C" indicates the commercial temperature range and an "M" indicates the military temperature range. The military temperature range is available in "H" package only.

Note 4: Unless otherwise specified, the specifications apply over the full temperature range and for  $V_S = \pm 20\text{V}$  for the LF411A and for  $V_S = \pm 15\text{V}$  for the LF411.  $V_{OS}$ ,  $I_B$ , and  $I_{OS}$  are measured at  $V_{CM} = 0$ .

Note 5: The LF411A is 100% tested to this specification. The LF411 is sample tested to insure that at least 90% of the units meet this specification.

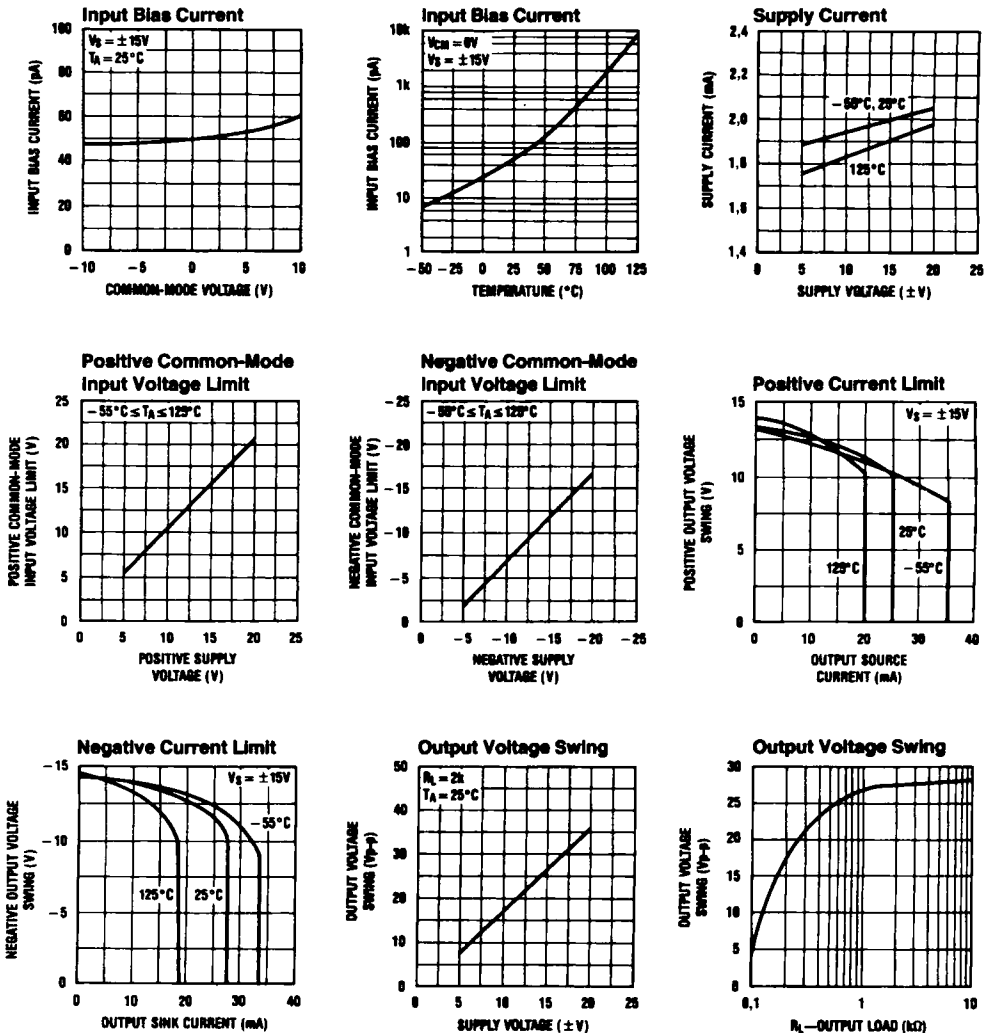
Note 6: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^{\circ}\text{C}$  increase in the junction temperature,  $T_J$ . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the 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 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice, from  $\pm 15\text{V}$  to  $\pm 5\text{V}$  for the LF411 and from  $\pm 20\text{V}$  to  $\pm 5\text{V}$  for the LF411A.

Note 8: Refer to RETS 411AX for LF411AMH military specifications and to RETS 411X for LF411MH military specifications.

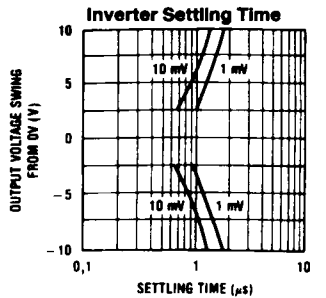
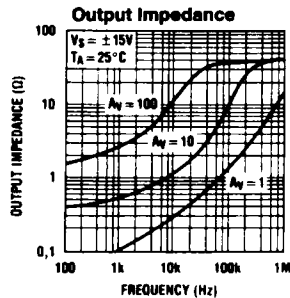
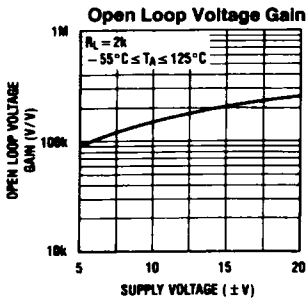
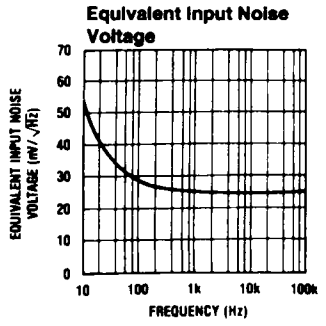
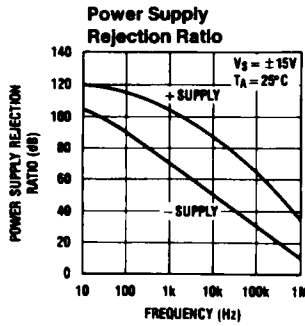
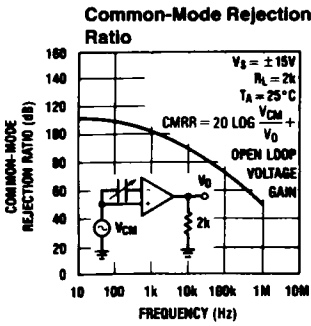
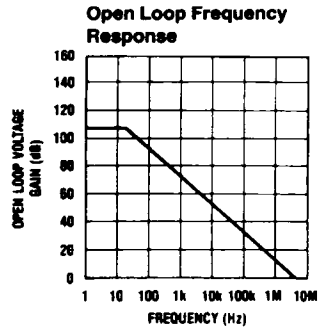
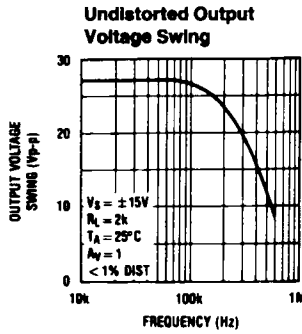
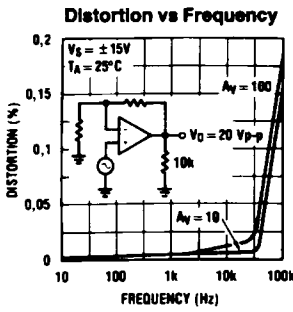
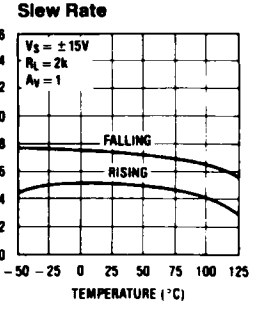
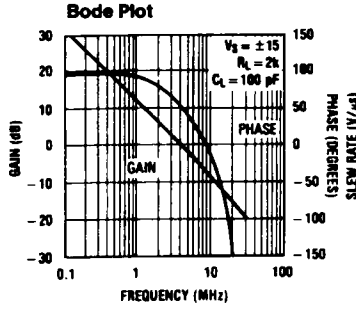
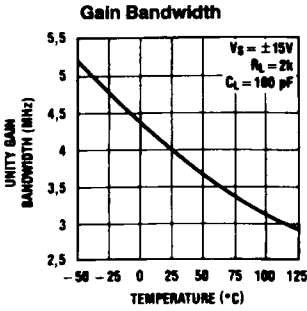
Note 9: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

## Typical Performance Characteristics

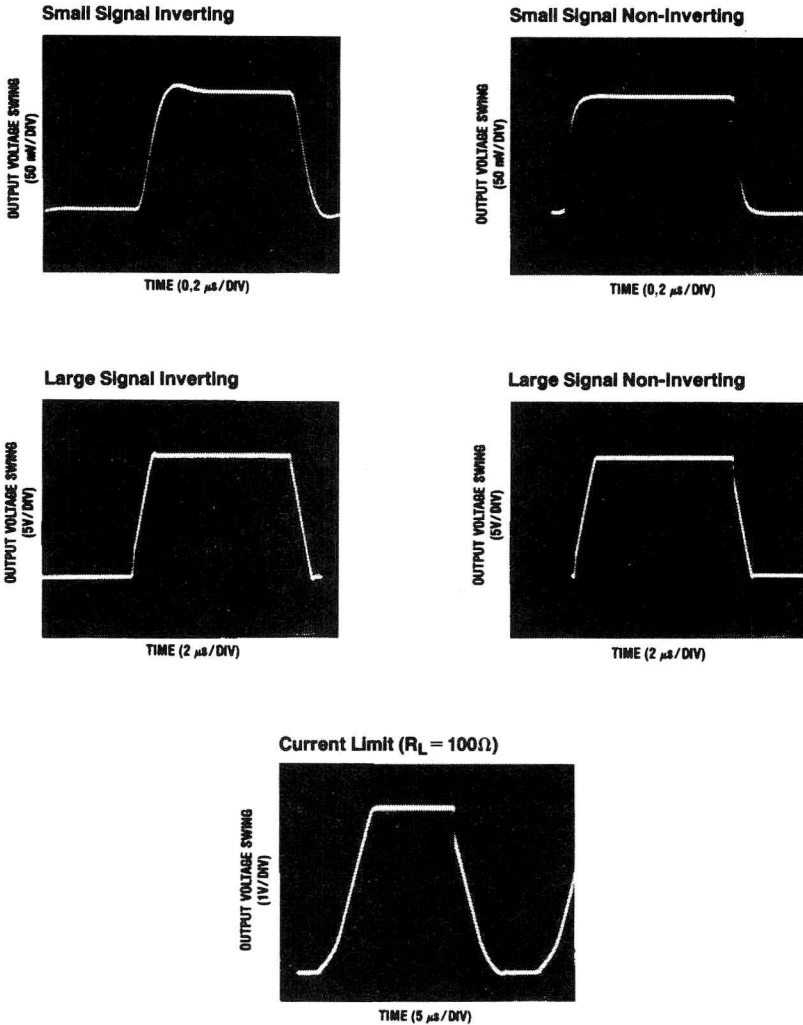




Typical Performance Characteristics (Continued)



## Pulse Response $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L 10\text{ pF}$



TL/H/5655-4

## Application Hints

The LF411 series of internally trimmed JFET input op amps (BI-FET II™) provide very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier may be forced to a high state.

**Application Hints (Continued)**

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF411 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on  $\pm 4.5V$  power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF411 will drive a 2 k $\Omega$  load resistance to  $\pm 10V$  over the full temperature range. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

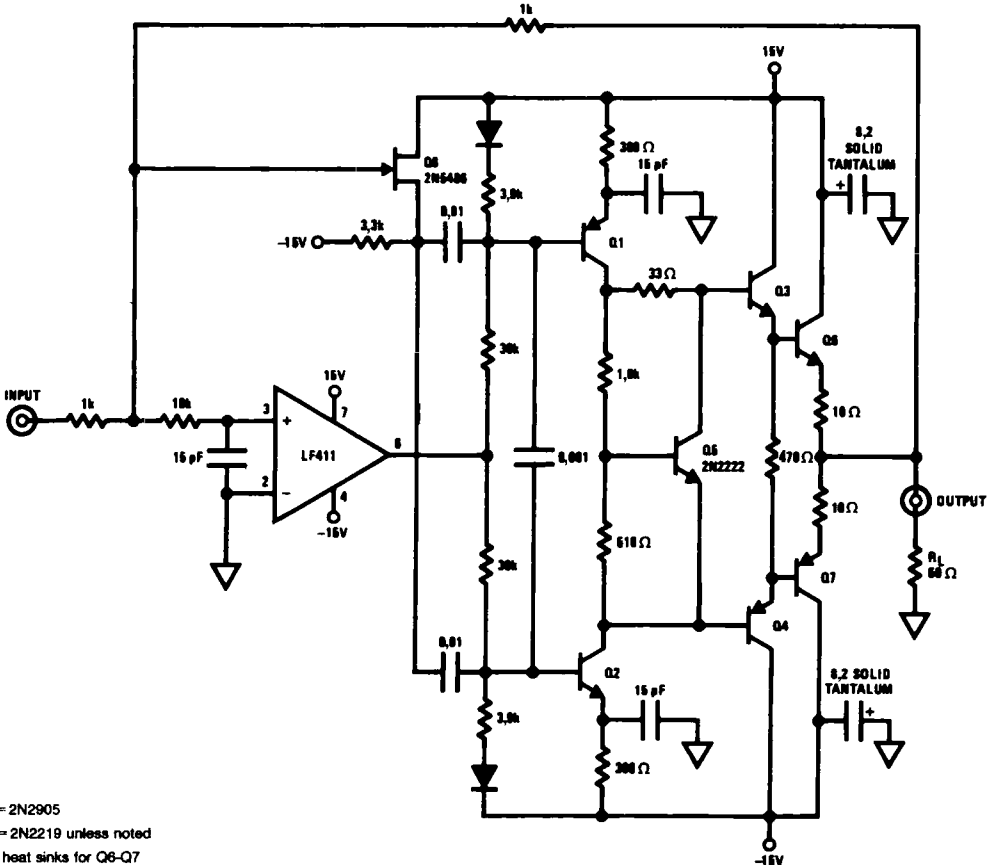
Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency, a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

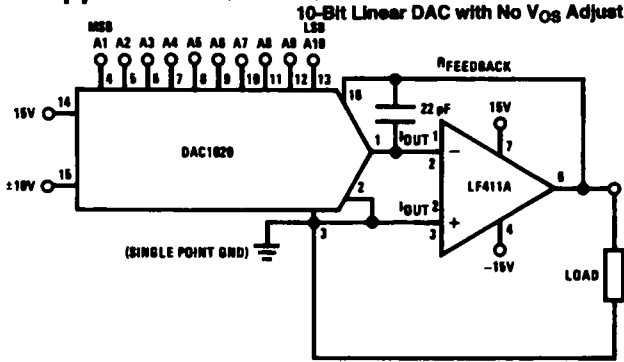
**Typical Applications**

Ultra High Speed Current Booster

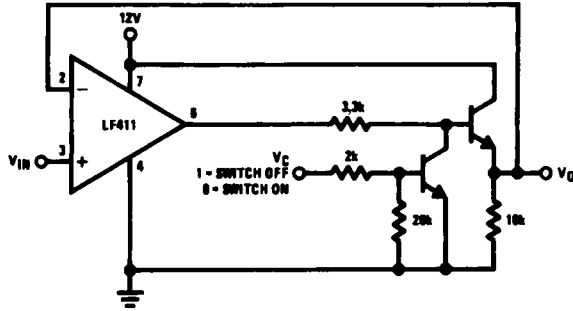


PNP = 2N2905  
 NPN = 2N2219 unless noted  
 TO-5 heat sinks for Q6-Q7

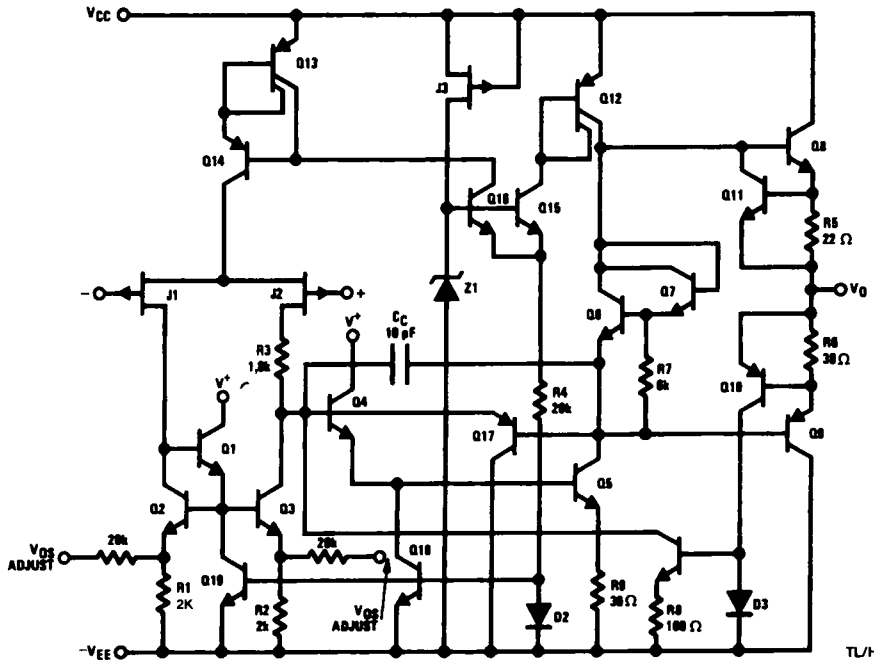
Typical Applications (Continued)



Single Supply Analog Switch with Buffered Output

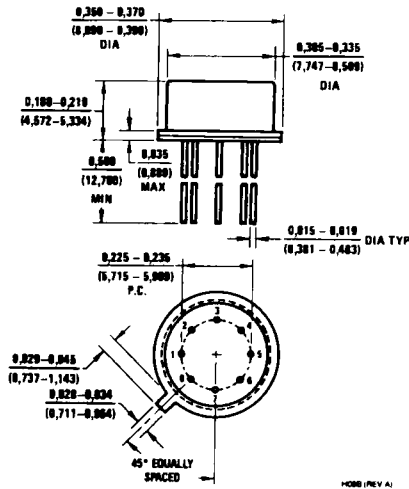


Detailed Schematic

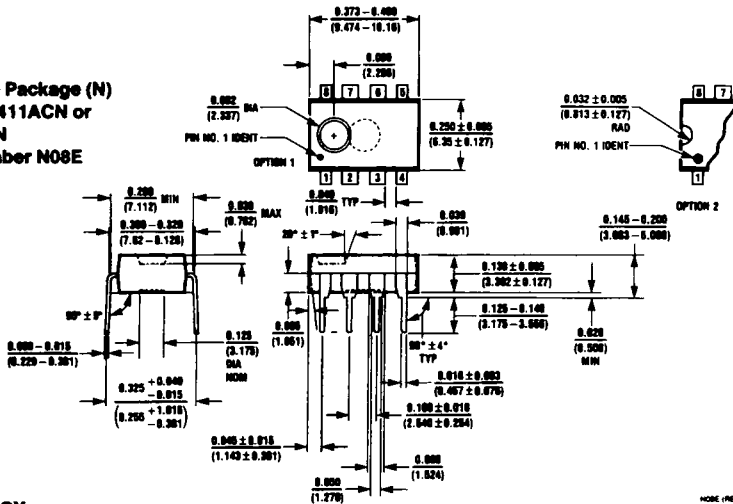


**Physical Dimensions** inches (millimeters)

**Metal Can Package (H)**  
**Order Number LF411AMH, LF411MH,**  
**LF411ACH or LF411CH**  
**NS Package Number H08B**



**Molded Dual-In-Line Package (N)**  
**Order Number LF411ACN or**  
**LF411CN**  
**NS Package Number N08E**



**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation  
 2900 Semiconductor Drive  
 P.O. Box 56090  
 Santa Clara, CA 95052-8090  
 Tel: (408) 721-5000  
 TWX: (910) 339-9240

National Semiconductor GmbH  
 Westendstrasse 193-195  
 D-8000 München 21  
 West Germany  
 Tel: (089) 5 70 95 01  
 Telex: 522772

NS Japan Ltd.  
 Sanescho Bldg. 5F  
 4-15 Nishi-Shinjuku  
 Shinjuku-Ku,  
 Tokyo 160, Japan  
 Tel: 3-299-7001  
 FAX: 3-299-7000

National Semiconductor Hong Kong Ltd.  
 Southeast Asia Marketing  
 Austin Tower, 4th Floor  
 22-26A Austin Avenue  
 Tsimshatsui, Kowloon, H.K.  
 Tel: 3-7231290, 3-7243645  
 Cable: NSSEAMKTG  
 Telex: 52996 NSSEA HX

National Semicondutores Do Brasil Ltda.  
 Av. Brig. Faria Lima, 830  
 8 Andar  
 01452 Sao Paulo, SP, Brasil  
 Tel: (55/11) 212-5066  
 Telex: 361-1131931 NSBR BR

National Semiconductor (Australia) PTY, Ltd.  
 21/3 High Street  
 Baywater, Victoria 3153  
 Australia  
 Tel: (03) 729-6333  
 Telex: AA32096



# Voltage Regulators

## LM117/LM217/LM317 3-terminal adjustable regulator

### General Description

The LM117/LM217/LM317 are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 1,5A over a 1,2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

### Features

- Adjustable output down to 1,2V
- Guaranteed 1,5A output current
- Line regulation typically 0,01%/V
- Load regulation typically 0,1%
- Current limit constant with temperature
- 100% electrical burn-in
- Eliminates the need to stock many voltages
- Standard 3-lead transistor package
- 80 dB ripple rejection

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated far from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejections ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded.

Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1,2V where most loads draw little current.

The LM117K, LM217K and LM317K are packaged in standard TO-3 transistor packages while the LM117H, LM217H and LM317H are packaged in a solid Kovar base TO-5 transistor package. The LM117 is rated for operation from -55°C to +150°C, the LM217 from -25°C to +150°C and the LM317 from 0°C to +125°C. The LM317T and LM317MP, rated for operation over a 0°C to +125°C range, are available in a TO-220 plastic package and a TO-202 package, respectively.

For applications requiring greater output current in excess of 3A and 5A, see LM150 series and LM138 series data sheets, respectively. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

LM117 Series Packages and Power Capability

DEVICE	PACKAGE	RATED POWER DISSIPATION	DESIGN LOAD CURRENT
LM117	TO-3	20W	1,5A
LM217	TO-39	2W	0,5A
LM317			
LM317T	TO-220	15W	1,5A
LM317M	TO-202	7,5W	0,5A

### Typical Applications

**1,2V—25V Adjustable Regulator**

<sup>1</sup>Optional—improves transient response  
<sup>\*</sup>Needed if device is far from filter capacitors

$$\uparrow\uparrow V_{OUT} = 1,25V \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

**Digitally Selected Outputs**

<sup>\*</sup>Sets maximum V<sub>OUT</sub>

**5V Logic Regulator with Electronic Shutdown\***

<sup>\*</sup>Min output ≈ 1.2V

absolute maximum ratings

Power Dissipation	Internally limited
Input-Output Voltage Differential	40V
Operating Junction Temperature Range	
LM117	-55°C to +150°C
LM217	-25°C to +150°C
LM317	0°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics (Note 1)

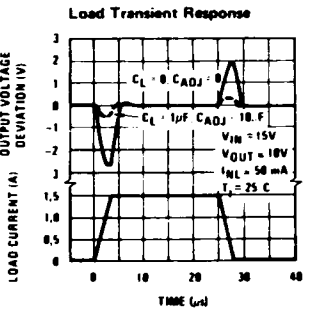
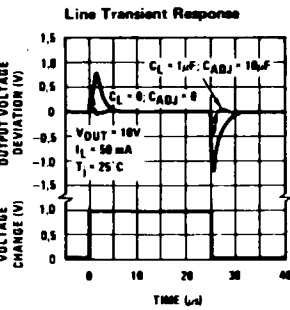
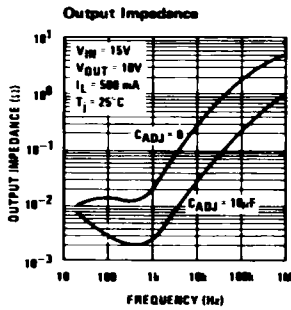
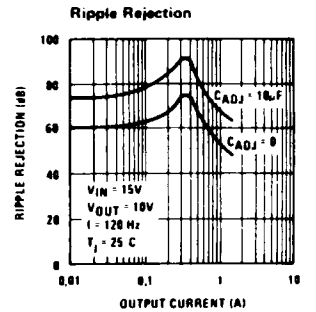
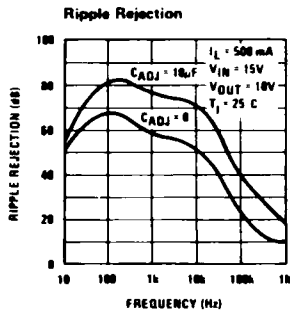
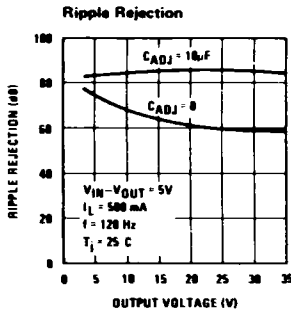
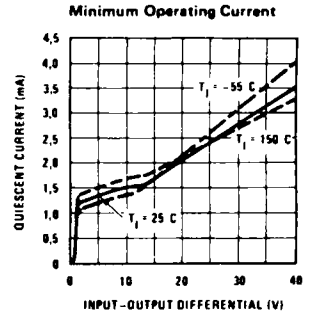
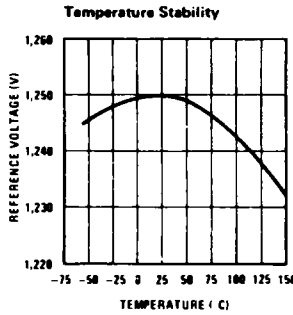
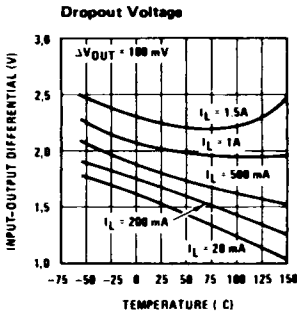
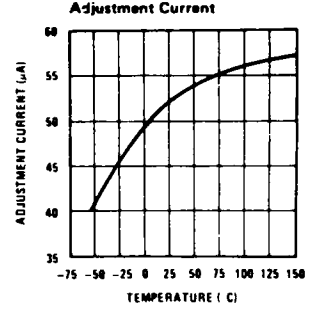
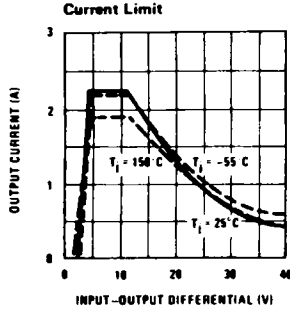
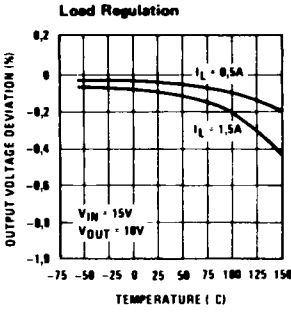
PARAMETER	CONDITIONS	LM117/217			LM317			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Line Regulation	$T_A = 25^\circ\text{C}, 3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 40\text{V}$ (Note 2)		0.01	0.02		0.01	0.04	%/V
Load Regulation	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $V_{OUT} \leq 5\text{V}$ , (Note 2)		5	15		5	25	mV
	$V_{OUT} \geq 5\text{V}$ , (Note 2)		0.1	0.3		0.1	0.5	%
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	$\mu\text{A}$
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_L \leq I_{MAX}$ $2.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	$\mu\text{A}$
Reference Voltage	$3 \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ , (Note 3) $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}, P \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 40\text{V}$ , (Note 2)		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 2) $V_{OUT} \leq 5\text{V}$		20	50		20	70	mV
	$V_{OUT} \geq 5\text{V}$		0.3	1		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_j \leq T_{MAX}$		1			1		%
Minimum Load Current	$V_{IN} - V_{OUT} = 40\text{V}$		3.5	5		3.5	10	mA
Current Limit	$V_{IN} - V_{OUT} \leq 15\text{V}$ K and T Package	1.5	2.2		1.5	2.2		A
	H and P Package	0.5	0.8		0.5	0.8		A
	$V_{IN} - V_{OUT} = 40\text{V}$ K and T Package		0.4			0.4		A
	H and P Package		0.07			0.07		A
RMS Output Noise, % of $V_{OUT}$	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}, f = 120\text{ Hz}$		65			65		dB
	$CADJ = 10\mu\text{F}$	66	80		66	80		dB
Long-Term Stability	$T_A = 125^\circ\text{C}$		0.3	1		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$
	K Package		2.3	3		2.3	3	$^\circ\text{C/W}$
	T Package					5		$^\circ\text{C/W}$
	P Package					12		$^\circ\text{C/W}$

Note 1: Unless other wise specified, these specifications apply  $-55^\circ\text{C} \leq T_j \leq +150^\circ\text{C}$  for the LM117,  $-25^\circ\text{C} \leq T_j \leq +150^\circ\text{C}$  for the LM217 and  $0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$  for the LM317;  $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$  and  $I_{OUT} = 0.1\text{A}$  for the TO-5 package and  $I_{OUT} = 0.5\text{A}$  for the TO-3 package and TO-220 package. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2W for the TO-5 and 20W for the TO-3 and TO-220.  $I_{MAX}$  is 1.5A for the TO-3 and TO-220 package and 0.5A for the TO-5 package.

Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Note 3: Selected devices with tightend tolerance reference voltage available.

typical performance characteristics (K and T Packages)





## application hints

In operation, the LM117 develops a nominal 1,25V reference voltage,  $V_{REF}$ , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor  $R_1$  and, since the voltage is constant, a constant current  $I_1$  then flows through the output set resistor  $R_2$ , giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$

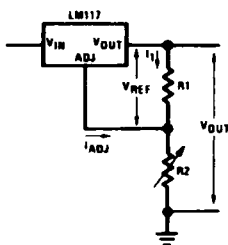


FIGURE 1.

Since the 100 $\mu$ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM117 was designed to minimize  $I_{ADJ}$  and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

### External Capacitors

An input bypass capacitor is recommended. A 0,1 $\mu$ F disc or 1 $\mu$ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM117 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 $\mu$ F bypass capacitor 80 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 $\mu$ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use are solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 $\mu$ F in aluminum electrolytic to equal 1 $\mu$ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0,5 MHz. For this reason, 0,01 $\mu$ F disc may seem to work better than a 0,1 $\mu$ F disc as a bypass.

Although the LM117 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 $\mu$ F solid tantalum (or 25 $\mu$ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability.

### Load Regulation

The LM117 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 $\Omega$ ) should be tied directly to the output of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0,05 $\Omega$  resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0,05 $\Omega$   $\times$   $I_L$ . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0,05 $\Omega$  (1 +  $R_2/R_1$ ) or in this case, 11,5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 $\Omega$  set resistor.

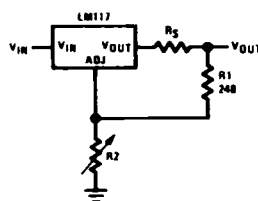


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Load

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. However, with the TO-5 package, care should be taken to minimize the wire length of the output lead. The ground of  $R_2$  can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

### Protection Diodes

When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 $\mu$ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge

current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of  $V_{IN}$ . In the LM117, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 15A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25 $\mu$ F or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge

occurs when *either* the input or output is shorted. Internal to the LM117 is a 50 $\Omega$  resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10 $\mu$ F capacitance. *Figure 3* shows an LM117 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.

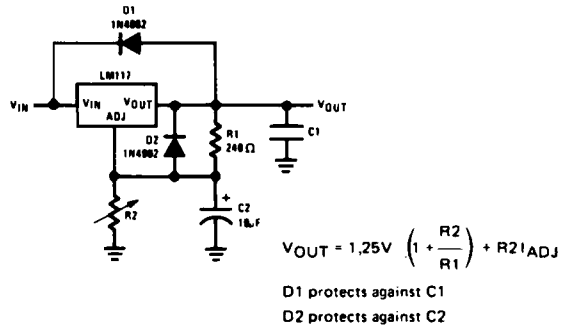
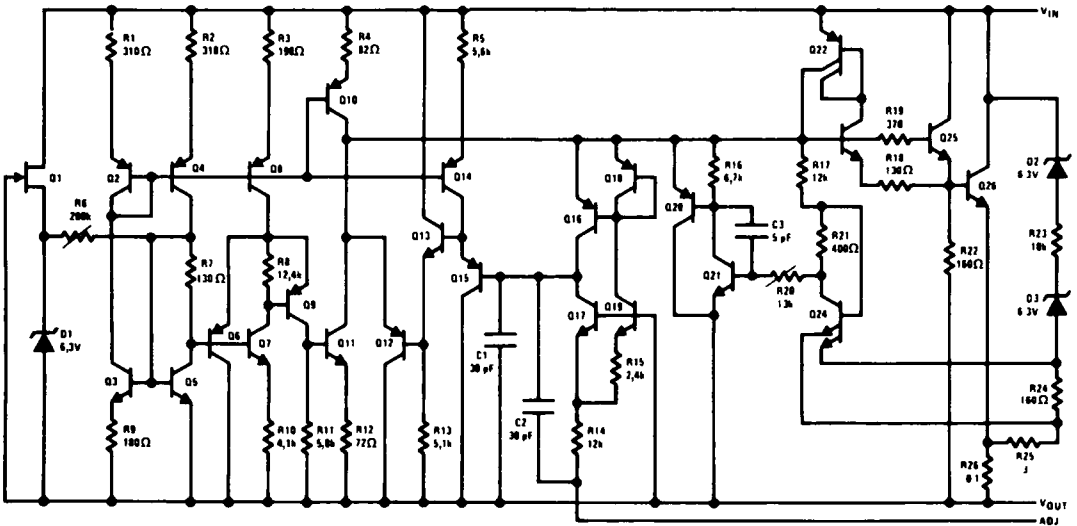


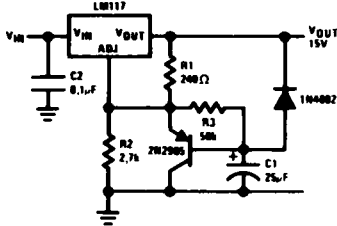
FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

schematic diagram

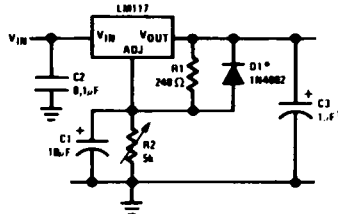


typical applications (con't)

Slow Turn-On 15V Regulator

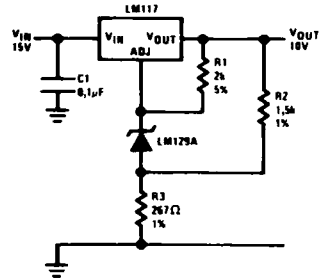


Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

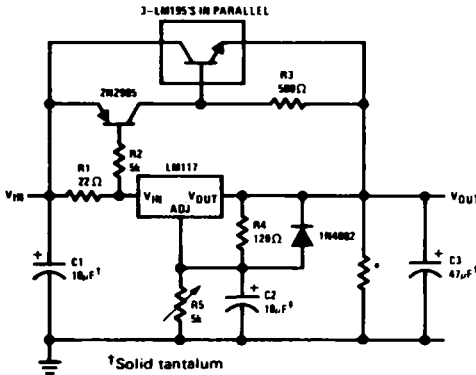


†Solid tantalum  
\*Discharges C1 if output is shorted to ground

High Stability 10V Regulator

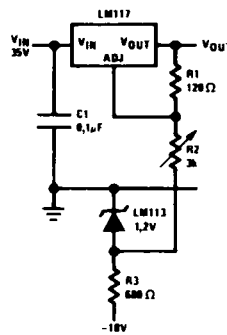


High Current Adjustable Regulator

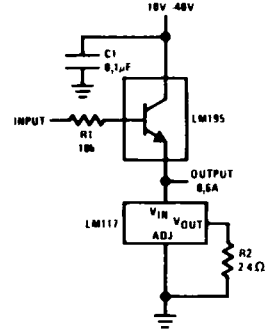


†Solid tantalum  
\*Minimum load current = 30 mA  
‡Optional—improves ripple rejection

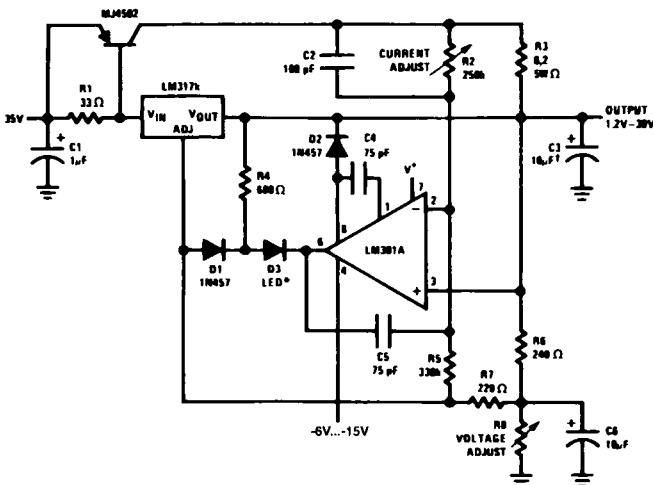
0...30V Regulator



Power Follower

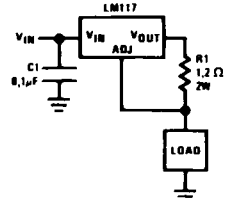


5A Constant Voltage/Constant Current Regulator

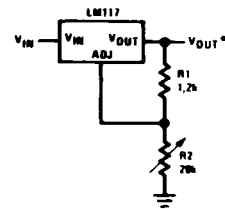


†Solid tantalum  
\*Lights in constant current mode

1A Current Regulator



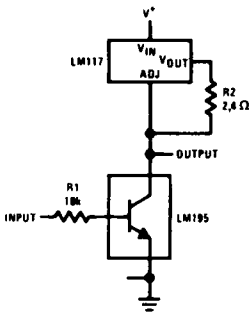
1.2V-20V Regulator with Minimum Program Current



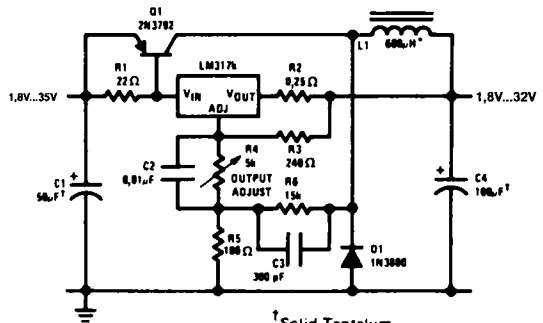
\*Minimum load current = 4 mA

typical applications (con't)

High Gain Amplifier

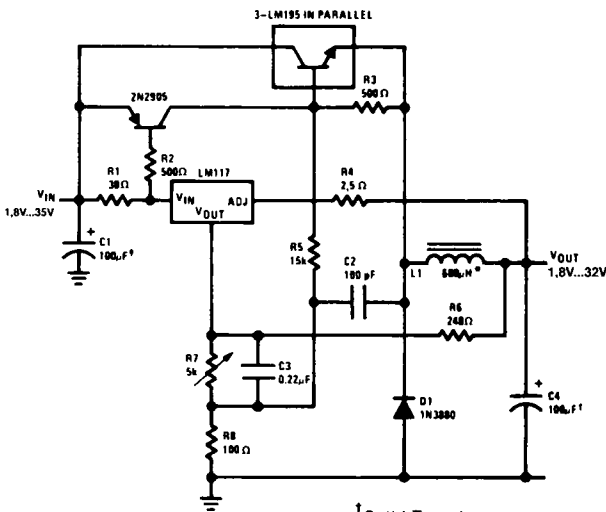


Low Cost 3A Switching Regulator



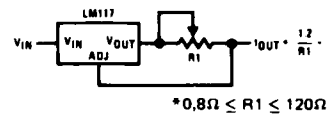
† Solid Tantalum  
\* Core—Arnold A-254168-2 60 turns

4A Switching Regulator with Overload Protection



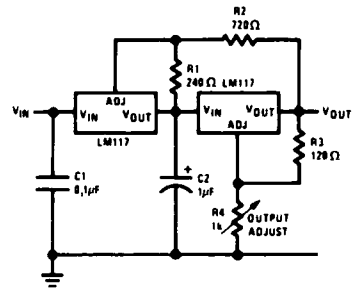
† Solid Tantalum  
\* Core Arnold A-254168-2 60 turns

Precision Current Limiter

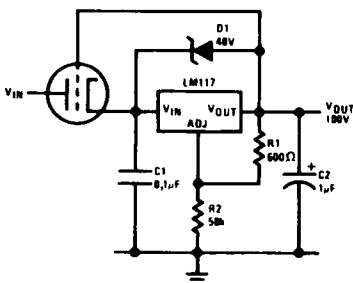


\*  $0.8 \leq R1 \leq 120 \Omega$

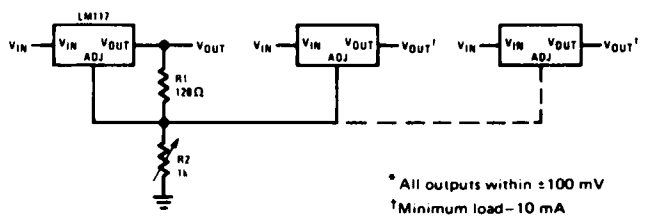
Tracking Preregulator



High Voltage Regulator



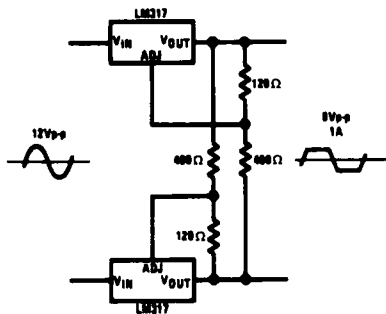
Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control\*



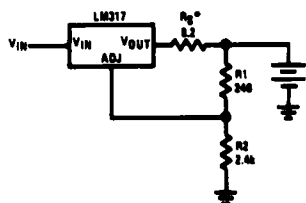
\* All outputs within  $\pm 100$  mV  
† Minimum load—10 mA

typical applications (con't)

AC Voltage Regulator

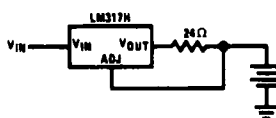


12V Battery Charger

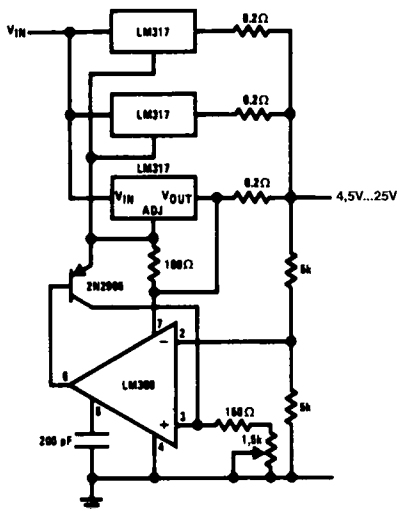


\*R<sub>g</sub>—sets output impedance of charger  $Z_{OUT} = R_S \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$   
 Use of R<sub>g</sub> allows low charging rates with fully charged battery.

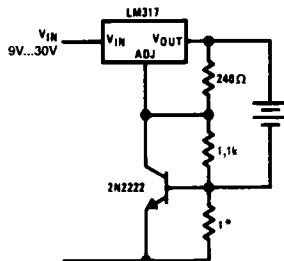
80 mA Constant Current Battery Charger



Adjustable 4A Regulator



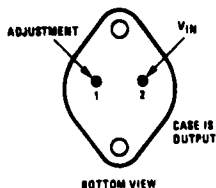
Current Limited 6V Charger



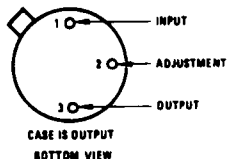
\*Sets peak current (0.6A for 1Ω)

connection diagrams

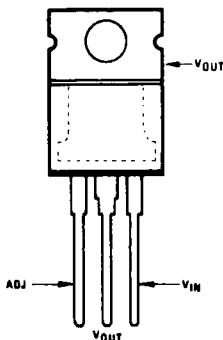
Metal Can Package



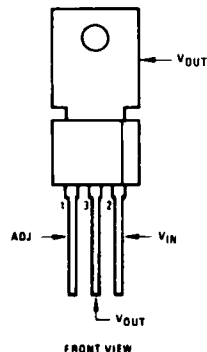
Metal Can Package



Plastic Package



Plastic Package



Order Number LM117K, LM217K  
 or LM317K  
 See Package 18

Order Number LM117H, LM217H  
 or LM317H  
 See Package 9

Order Number LM317T  
 See Package 26

Order Number LM317P  
 See Package 37

Manufactured under one or more of the following U.S. patents: 3083262, 3189798, 3231797, 3303356, 3317871, 3323071, 3381071, 3408542, 3421025, 3426423, 3440498, 3518750, 3519897, 3557431, 3560765, 3585218, 3571630, 3575608, 3579058, 3593069, 3597840, 3607469, 3617859, 3631312, 3633052, 3638131, 3648071, 3651565, 3693248.

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described; no circuit patent licenses are implied; and National reserves the right, at any time without notice, to change said circuitry.



# INDEX

## A

absorption diélectrique	222	d'annulation	419
accélérateur, condensateur	63	d'isolement	464, 466
adaptatif, système optique	169	de compensation	175
affaissement	133	de différence	425
affichage multiplexé	305	de laboratoire	241
alimentation		de mesure	405, 424
à découpage	366	de précision	395
amplificateur	251	différentiel	98, 105, 185, 425
auto-élévateur	431	différentiel à haute tension	427
auxiliaire	366	émetteur commun	76, 82
bloc secteur	387	en alternatif	179
courant constant	384	en continu	179
de laboratoire	328	<i>FET</i>	129
découplage	461	gain commutable	151
faible bruit	379	gain variable	139
faible dérive	379	haute tension	169
haute tension	373	inverseur	177, 238
lecture à distance	326	logarithmique	175, 217, 395
modulaire	387	magnétique	371
non régulée	330	non linéaire	175
ondulation	334	non-inverseur	178, 237
précision	379	paire à rétroaction série	241
programmable	328	piézo	169
push-pull	323	pseudo-différentiel	464
régisseur	354	<i>push-pull</i>	67, 322
régulée	187	RIAA	185
réjection	406	sommateur	185
symétrique	47, 354	stabilité thermique	93
alimentation régulée	104	tension	76
contre-réaction dans	104	tension continue	100
discret	187	transconductance	79
alimentation simple		transimpédance	79, 238
amplificateur opérationnel	227	transrésistance	79, 184
amplificateur		vidéo	453
à découpage	418, 420, 422	zéro automatique	418
à gain fini	235	amplificateur différentiel	
alimentation	251	à <i>FET</i>	131
atténuation	71	annulation de $V_{BE}$	101
audio	91	asymétrique	100
avec rétroaction négative	239	chemin de retour	100
base commune	103	déphaseur	101
bruit	432	effet Miller	102
cascode	79, 102	gain	100
charge active	87	mode commun	98
classe A	91	paire à longue queue	100
CMOS linéaire	157	source de courant	100
commande par tension	140	amplificateur inverseur,	
continu	396	impédance d'entrée	178
		amplificateur opérationnel	

	176, 224, 225	intégrateur	196
à faible puissance	211, 213, 215	inverseur-suiveur	183
ajustage au laser	403	inversion de phase	191
alimentation simple	192, 227	le 741 et ses amis	212
amplificateur différentiel	185	logarithmique	217
amplificateur inverseur	177	non compensé	246, 249
amplificateur non-inverseur	178	<i>output impedance</i>	191
amplificateur sommateur	185	<i>output swing</i>	191
annulation		plage d'entrée différentielle	191
de la tension de décalage	192, 195	plage de tensions d'entrée	
auto-échauffement	403	de mode commun	191, 227
avertissements	182	posemètre	230
bande passante	412	programmable	211, 213, 215
charge capacitive	223, 417	redresseur	188
collecteur ouvert	233	règles d'or	177
<i>common-mode input range</i>	191	répandu	211
compensation	246, 410	rétroaction en continu	183
compensation de fréquence	246	saturation	182
compensation de polarisation	400	<i>slew rate</i>	192
compensation du décalage	403	source de courant	180, 181
compromis	210	stabilisé par découpage	403, 405
courant d'entrée	177, 190, 195	suiveur	179
courant de décalage	196, 401	suiveur avec auto-élévateur	183
courant de décalage à l'entrée	191	surcompensé	251
courant de polarisation	195, 400	symbole	176
courant de polarisation moyen	190	tampon de puissance	186
courant de sortie	194	temps d'établissement	412
de précision	395	tension d'entrée différentielle	183
dé-compensé	250	tension de décalage	195
déphasage	192	tension de décalage à l'entrée	192
dérive de la tension		vitesse de montée	192, 194, 407
de décalage	192, 402	zéro automatique	400
<i>differential input range</i>	191	amplitude	16
différentiateur	227	crête à crête	16
distorsion	193	efficace	16
distorsion de croisement	416	anti-traction	331
écrêteur actif	223	antistatique	171
erreur de gain	415	appauvrissement	113
erreurs d'entrée	400	appel de courant	367, 372
erreurs de sortie	407	arbitraire, phase	301
excursion de sortie	191	atténuateur	19
faible bruit	452	audio, amplificateur	91
gain	192, 194	auto-élévateur	94, 96, 134, 183
gain en boucle fermée	236	impédance	96
idéal	190, 191, 193	auto-transformateur	58
impédance d'entrée	191, 400		
impédance de sortie	191, 417	<b>B</b>	
influence de la température	193	<i>back diode</i>	49
<i>input bias current</i>	190	balayage, générateur	19
<i>input current</i>	190	ballast	313, 317
<i>input impedance</i>	191	bande latérale unique	300
<i>input offset current</i>	191	bande passante, bruit	457
<i>input offset voltage</i>	192		



barrière de potentiel		carte-mère	56
capteur de température	345	cas le plus défavorable	68
référence	330, 336	cascade, <i>RC</i> en	267
base commune	103	cascode	79, 128
Black Harold	175, 236	miroir de courant	89
Blackmann, relation d'impédance	239	source de courant à <i>JFET</i>	128
blindage magnétique	461	Cauer, filtre	274
Bode, diagramme	246	<i>CAZ (commutating auto-zero)</i>	424
bootstrap	94	CEI, cordon	331
<i>break-before-make</i>	147	césium, étalon de fréquence	308
bruit	17, 432	charge	12
amplificateur à découpage	420	active	132
amplificateur différentiel	449	capacitive	223, 417
bande passante	457	de grille	162, 400, 420
courant	440	inductive	52
de courant	441	injection	149
de grenaille	435, 441	chatterton	333
de popcorn	451	choc électrique	333
de scintillement	436, 448	chute de tension	354
densité	437	circuit accordé	87
facteur	438	<i>Q</i>	88
<i>FET</i>	448	comme charge de transistor	137
gaussien	458	circuit bouchon	41
haute fréquence	448	circuit intégré	61
Johnson	434	circuit <i>LC</i> , charge de collecteur	87
Johnson, comme source de test	455	circuit ouvert	9
mesure	453	circuit parallèle	2
pseudo-aléatoire	457	circuit résonnant	42
référence de tension	344	circuit série	2
résistance	444	claquage, collecteur-émetteur	64
rose	436, 456	claquage, base-émetteur	68
source	453	claquage secondaire	160, 326
température	439	classe A, amplificateur	91
tension	440	<i>CMOS</i>	
transistor	440	commutateur	142
Zener	344	commutateur analogique	142
budget d'erreur	396	courant de repos	154
		linéaire	156
<b>C</b>		protection	149, 171
canal	113	verrouillage	150
canal N	113	coaxial, connecteur	56
canal P	113	coefficient de température	
capacité		courant de collecteur	159
de grille <i>MOSFET</i>	161	courant de drain	159
des <i>FET</i>	141	des <i>FET</i>	121
câble blindé	135	fuite de grille	135
charge	223	référence	342
contre-réaction	102	collecteur	
des <i>FET</i>	146	auto-élévateur	97
jonction	102	claquage	64
Miller	102	Colpitts, oscillateur	302
capteur de température	345	commutateur	220, 244
		amplificateur opérationnel	187

# INDEX

analogique	124	connecteur	
CMOS	119, 141, 148, 220, 244	BNC	55
compensation $R_{ON}$	244	broche	56
défaut de linéarité	141, 146	coaxial	55
diaphonie	147	encartable	56
FET	220, 244	fiche banane	55
JFET	244	LEMO	56
logique	153	MHV	56
MOSFET	154, 220, 244	multi-points	56
puissance	153, 158, 168	phono	56
transfert de charge	148	SMA	56
transistor	220, 244	TNC	55
transitoires	148	type D	56
vidéo	144	type F	56
commutation de puissance	124	type N	55
comparateur	101, 232, 233	constante de Boltzmann	79, 435
amplificateur différentiel	101	contre-réaction	86, 94
compensation		par l'émetteur	84
amplificateur	175	alimentation régulée	104
amplificateur à rétroaction	175	effet sur l'impédance d'entrée	87
amplificateur opérationnel	246	parallèle	158
annulation de pôle	250	résiteur d'émetteur	84
pôle dominant	248	convertisseur continu-continu	336
surcompensation	251	convertisseur courant-tension	184
complexe	31	convertisseur tension/fréquence	295
condensateur		coude	273
accélérateur	63	coupe-bande	280
amplificateur d'isolement	469	couplage	
compensation de fuite	399	capacitif	26, 64, 459
d'accélération	234	croisé	412
de blocage	36	de charge	420
de compensation	410	magnétique	460
de découplage	42	courant	
décharge	23	condensateur	23
découplage	50, 316, 371	d'ionisation par impact	136
domaine des fréquences	24	de fuite	135
domaine du temps	24	de grille	135
effet mémoire	222	de grille dynamique	137
équation différentielle	23	de polarisation	135
faibles fuites	396	de repos	154
filtrage	334	de repos, choix du	211
filtrage d'alimentation	42	définition	2
filtre	42	diode régulatrice	294, 384
flottant	152, 364, 382, 424	dynamique	156
mémoire	396	gain	107
puissance	33	limitation	166, 316
réactance	30	régulateur	384
réactance (abaque)	37	shunt	383
temporisation	42	source	180, 181
types	21	court-circuit	9
variable	58	protection	69
conductance	7	court-circuitant	147
conduction en classe A	156		

<b>D</b>			
Darlington	95, 105, 385	Zener programmable	343
complémentaire	95	dissipateur	317
fuite	95	distorsion, variation d'impédance	65
saturation	95	distorsion de croisement	92, 416
seuil	95	distribution gaussienne	435
super-bêta	95	diviseur de tension	7
dé-sensibilité	236	écrêteur	50
décalage thermique	422	équivalent de Thévenin	11
décharge		généralisation	35
condensateur	23	<i>DMOS</i>	158
électrostatique	170	double alternance, redresseur	45
<i>RC</i>	24	doubleur de tension	47
décibel (dB)	16	drain	104
découplage, condensateur	42, 50	<i>FET</i>	114
déformable, miroir	169	dynamique	
démarrage en douceur	372	courant	156
démultiplexeur analogique	143	impédance	68
densité de bruit	437	dynamique, courant	137
dépassement	272, 413		
détecteur de crête	133	<b>E</b>	
détecteur de passage à zéro	245	Early, effet	74, 88
détecteur de proximité	157	Ebers-Moll	
diagramme de phase	39	équation	61, 90
diapason, oscillateur	304	modèle	61
diaphonie	147	échantillonneur-bloqueur	
différence de retour	236		133, 151, 221
différentiateur	25, 284	échelon	18
amplificateur opérationnel	227	écrêtage	70, 182
domaine de fréquence	39	<i>CMOS</i> linéaire	157
différentiel, amplificateur	98	diode	50
diode	336, 338	diviseur de tension	50
à faible fuite	219	écrêteur	325
amortissement	378	actif	223
circuit de collecteur	63	effet mémoire, condensateur	222
compensation de seuil	52	effet Miller	128, 135, 163
de roue libre	362	efficace vrai	333
écrêtage	50	électrostatique, décharge	170
non linéaire	51	elliptique, filtre	274
palliatif pour la fuite de diode	220	emballement thermique	121, 159
polarisation de bases	93	émetteur	
porte	49	contre-réaction	84
réglable	94	découplage du résisteur	84
régulateur de courant	124, 128	impédance	81
régulatrice de courant	294, 384	résistance intrinsèque	81
rétablissement rapide	370	émetteur à la masse	82
Schottky	49, 336, 370	émetteur commun	
signal	48	amplificateur	72
suppression	64	polarisation	84
tunnel	15	émetteur-base, claquage	68
varicap	302	émetteur-suiveur	65
Zener	14, 336, 374	alimentation symétrique	71
Zener compensée	338	avec amplificateur opérationnel	186

# INDEX

couplage alternatif	70	impédance de sortie	133
gain	68, 82	jonction	114, 124
impédance	67	linéarisation	139
impédance de sortie	82	multiplexeur	143
isolement	67	oscillateur	125, 132, 302, 306
polarisation	70, 82	polarisation automatique	125
protection court-circuit	69	polarités	113
push-pull	67	région infraseuil	122
régulateur de tension	68	région linéaire	121
encartable, connecteur	56	remplacement	
enrichissement	113	des transistors bipolaires	113
équation différentielle,		résistance commandée	138
condensateur	23	<i>ROFF</i>	141
équilibre d'émetteur	161	<i>RON</i>	141
ET, porte	155	saturation	138
établissement, temps	150	source de courant	124
étalon atomique	308	suiveur	134
étoile de masse	325, 462	tampon	124
excursion, source de courant	73	tension de pincement	120
		tension de seuil	114, 120
		transconductance	113, 129
		types	113
<b>F</b>		filtre	
facteur de bruit	438	actif	276
facteur de crête	458	actif, auto-élévateur comme	184
facteur Y	455	bande passante de bruit	457
faible bruit, oscillateur	289	Bessel	273, 275
faible seuil, <i>MOSFET</i>	161	biquad	282
faible tension de déchet	352	Butterworth	273
<i>FET</i>	104, 113, 124, 126, 158	Cauer	274
amplificateur	129	commutation	
amplificateur différentiel	132	de condensateur	285, 287
appareils	123, 126, 138	comparaison	
appauvrissement	113	dans le domaine temporel	275, 277
applications	115	condensateur	42
capacité	141, 146	coupe-bande	41
caractéristiques universelles	119	crachement	59
charge active	132	de réjection	283
circuits de base	124	dépassement	272
commutateur	115, 225	déphasage	38, 40, 272
commutateur analogique	124, 141	double T	284
commutateur de puissance	124, 158	elliptique	274
compensation des fuites	396	Gauss	275
conduction de grille	115	largeur de bande constante	280
courant de grille	113	<i>LC</i>	302
courant de grille dynamique	135	marche d'escalier	457
courbes V-I	114	multi-étages	40
démultiplexeur	143	paramètre	271
détecteur de crête	133	passé-bande	269, 273
dispersion	122	passé-bas	37, 38, 267
échantillonneur-bloqueur	143	passé-bas, commutable	150
effet Miller	135, 137	passé-bas, commutateur à <i>FET</i>	144
enrichissement	113	passé-haut	36, 71
grille isolée	117		

passe-tout	269
phase linéaire	272, 275
pôles décalés	268
polyphasé	300
premier ordre	274
programmable	280, 281
<i>Q</i> constant	280
<i>RC</i> , bande passante de bruit	457
<i>RC</i> en cascade	267
<i>RLC</i> , bande passante de bruit	458
réponse aux impulsions	278
ronflement	59
Sallen et Key	270
sans inductance	269
secteur	331
sensibilité	269
Tchebychev	273
Thomson	275
tolérance	274
flottant, condensateur	152, 364
fluctuation-dissipation	435
fonction de transfert	7
fonction trigonométrique	299
fréquence	
angulaire	16
compensation	246
de coupure	104, 268
domaine	39
étalon	308
gain unitaire	104
réponse	16
synthétiseur	19
Fresnel, vecteur	39
front, détecteur	25
<i>f<sub>T</sub></i>	104
fuite, commutateur à <i>FET</i>	150
fusible	47, 318, 331
calibre	331
retardé	332
<b>G</b>	
GaAs, <i>FET</i>	119
gain	
amplificateur à transconductance	78
commande automatique	138
émetteur-suveur	82
en boucle	236
en boucle fermée	236
en boucle ouverte	236
en courant	61, 107
en courant, petits signaux	66
en tension	61

équation	235
programmable	151
puissance	61
unitaire	180
gaine thermorétractile	333
garde	135, 431, 469
Gauss, filtre	275
générateur d'impulsions	19
générateur de rampe	27
grille	
charge	148, 162
<i>CMOS</i>	171
couplage de charge	148
maillée	446
gyrateur	270
<b>H</b>	
Hartley, oscillateur	302
haute fréquence, effet Miller	102
haute tension, pilote piézo	169
Howland, source de courant	182
hystérésis	234
<b>I</b>	
<i>I<sub>DSS</sub></i>	120
impédance	
circuit parallèle	32
circuit série	32
d'entrée	237
de sortie	238
dynamique	14, 68
négative	14, 255
petits signaux	13
source	13
tampon à <i>FET</i>	133
Thévenin	13
impédance d'entrée	65, 76, 83, 87
d'un amplificateur inverseur	178
d'un amplif. non-inverseur	178
dans l'amplificateur	
à rétroaction	237
émetteur commun	76, 84
émetteur-suveur	65
impédance de sortie	
dans un amplificateur	
à rétroaction	238
émetteur commun	84
impulsion	18
indicateur	57
inductance	27
comme charge	52

## INDEX

face au condensateur	39	<b>M</b>	
réactance	32	magnétique	
réactance (abaque)	37	amplificateur	371
variable	58	blindage	461
intégrateur	26, 196, 243, 283	captation	460
amplificateur opérationnel	196, 224, 225	marche d'escalier	457
commutation de condensateur	286	maser	308
domaine de fréquence	39	masse	459
inter-régulation	371	étoile	325, 462
interférence	436	mélangeur équilibré	141
interrupteur	53	microphonie	437
effet Hall	54	microprocesseur	
logique	54	régulateur de tension	354
transistor	63	micropuissance	
va-et-vient	55	régulateur	354, 381
inverseur		Miller, effet	249
amplificateur	177	miroir de courant	88, 105
CMOS	153	charge active	101
condensateur flottant	152	effet Early	89
de tension	382	imperfections	88
inverseur-suiveur	183	rapports	89
isolement, amplificateur	464	Wilson	89
<b>J</b>		mode commun	98
<i>JFET</i>	113	annulation	464
commutateur	225, 244	taux de réjection	405
jupe	271	modulation	
<b>K</b>		largeur d'impulsion	362
Kirchhoff		moquette, coup de	170
complexe	32	<i>MOS</i> vertical	158
loi	2	<i>MOSFET</i>	396
<b>L</b>		capacité de grille	169
lampe, régulation d'amplitude	302	charge de grille	162
<i>LC</i> , circuit	41	claquage	135, 167
lecture	326, 381	commutateur de puissance	153, 158
LED	333	commutateur logique	153
limitation de courant	166, 316, 321	dérive du décalage	401, 405
<i>LinCMOS</i>	405	en parallèle	326
linéaire, <i>FET</i>	121	en série	376, 396
linéarité, défaut de	130	faible seuil	161
logarithmique		impédance de grille	162
amplificateur	217	série	142, 221, 225
convertisseur	52	substrat	117
logique		zone de sécurité	327
interrupteur	54	multimètres (encadré)	10
niveaux	19	multiplexeur analogique	143
<i>LSI</i> (intégration à grande échelle)	1	multiplieur, tension	47
		multiplier	140
		<b>N</b>	
		NON-ET, porte	155
		non-inverseur, amplificateur	178
		nœud	2

<b>O</b>	
Ohm, généralisation	31, 32
Ohm, loi	4
onde carrée	18
onde triangulaire	17
ondulation	45, 334
passe-bande	271
réjection	68
opto-coupleur	367, 368, 375, 464
oscillateur	267, 268, 270, 272, 274, 276, 278, 280, 282, 284, 286, 288, 290, 292, 294, 296, 298, 300, 302, 304, 306, 308, 310, 312
atomique	308
circuit intégré	307
Colpitts	302
commandé par tension	243, 295
compensé en température	307
dent de scie	288
diapason	304
<i>ECL</i>	306
faible bruit	289
faible distorsion	301
<i>FET</i>	132, 302, 306
harmonique	307
Hartley	302
haute fréquence	305
<i>JFET</i>	302
<i>LC</i>	302
modulaire	307
parasite	305
Pierce	306
quadrature	297, 299
quartz	132, 305
relaxation	289
salve couleur	307
saturation	301
sinusoïde	295
tableau de valeurs	299
triangulaire	288, 295
oscilloscope, sonde	59
<b>P</b>	
paire à longue queue	100
paire à rétroaction série	241
paire torsadée	464
parallèle, contre-réaction	158
parasite	436
oscillation	305
passe-bas, filtre	37, 38
passe-haut, filtre	36
passif, composant	61
phase, déphasage	38
phosphore, dopage	405
photo-multiplicateurs	373
pic	18
pic de commutation	299
Pierce, oscillateur	306
plage dynamique	395
plan s	40
point de sommation	237
point milieu, redresseur	47
polarisation	70
amplificateur <i>CMOS</i> linéaire	158
amplificateur	
en émetteur commun	84
automatique <i>JFET</i>	125
courant	135
émetteur à la masse	82
résisteur	161
source de courant	73
tension	70
polarisation déféctueuse	70
pôle	40
pôles décalés	268
pont, différentiateur	284
pont de Wien	301
porte	
diode	49
ET	155
NON-ET	155
potentiomètre	8, 58
tension de décalage de	
l'amplificateur opérationnel	192
potentiomètre ajustable	57
préamplificateur, faible bruit	447
précautions de manipulation,	
<i>MOSFET</i>	149, 170
programmable	
amplificateur opérationnel	211, 213, 215
protection,	
surtension	318, 323, 324, 376
protection modulaire	324
puissance	3
circuit réactif	33
condensateur	33
<i>FET</i>	158
<i>MOSFET</i>	158
purge, résisteur	336, 371, 376
<i>push-pull</i>	169
amplificateur	67
tampon à amplificateur opérationnel	186

# INDEX

## Q

quadrature, onde carrée	300
quadrature, oscillateur	297, 299
quartz, oscillateur à	158

## R

rampe	17
réactance	29
redressement	48
redresseur	336
actif	188, 223
double alternance	45
point milieu	47
pont	47, 336
rétablissement rapide	336
Schottky	336
signal	48
référence de tension	313, 336
règles d'or, limites	182
régulateur	
double	349
faible tension de déchet	349
fort courant	318
indirect	378
inverseur	362
suiveur	355
tension de déchet	318
tripode	348
régulateur de courant, diode	124, 128
régulateur de tension	
à quatre bornes	352
à trois bornes	352
comme source de courant	384
émetteur-suiveur	68
faible tension de déchet	352
flottant	376
haute tension	373
indirect	362
inverseur	362
micropuissance	354
pour microprocesseur	354
Zener	68
régulé,	
alimentation régulée discrète	104
relaxation, oscillateur	289
repliement	287, 321
réseau absorbeur RC	53
réseau beta	236
réseau de protection	171
réseau en T	179, 225, 399, 429
résistance	
charge de commutateur à FET	142

## FET

	138
intrinsèque de base	440, 449
négative	372
thermique	319
résisteur	3, 4
caractéristiques	5
coefficient de température	379
coefficient de tension	377
couche métallique	399
d'émetteur, stabilité thermique	93
d'équilibrage	121, 161
de polarisation	233
parallèle	6
précision	58
puissance	7
pull-up	233
purge	336, 376
raccourcis	6
série	5
variable	8, 58
rétablissement rapide	336
retardateur	24
réroaction	175
avec amplificateur à gain fini	235
effets	
sur les amplificateurs	236, 237
en continu	183
négative	175, 233
parallèle	237
positive	233
série	237
RIAA, amplificateur	185
RON	144
RON, compensation	142
rondelle isolante	321
rubidium, étalon de fréquence	308
<b>S</b>	
sample-and-hold	221
saturation	
amplificateur opérationnel	183
oscillateur	301
Schottky, diode	49
sécurité, zone de	160
signal	15
amplitude	16
générateur	19
sinusoïdal	15
SOA	160
voir zone de sécurité	74
sommateur	185
sortie, impédance de sortie	77



source de courant	9, 359, 384	d'entrée différentielle	183
améliorée avec rétroaction	175	de pincement	120
amplificateur différentiel	100	de seuil	120
amplificateur opérationnel	180, 181	définition	1
excursion	73	diviseur	7, 10, 35, 50, 70
Howland	182	doubleur	47
impédance	126	électrostatique	170
imperfections	74	multiplicateur	47
plage de tension de sortie	182	nombre complexe	31
polarisation	73	polarisation	70
programmable	72, 88	source	8
référence $V_{BE}$	75	thermistance	367
résisteur	72	Thévenin, généralisation	42
transistor	72, 129	Thévenin, théorème	8, 58
source de tension	8	thyristor	318, 370
source, <i>FET</i>	114	tolérance, filtres	274
SSB, bande latérale unique	300	transconductance	120, 129, 448
substrat	117	amplificateur	78, 79
<i>MOSFET</i>	163	de transistor	78
suiveur		définition	78
à <i>FET</i>	134	modèle	79
à <i>FET</i> appariés	134	transfert de charge	400
amplificateur opérationnel	179	transformateur	28, 333, 464, 466
avec auto-élévateur	183	caractéristiques	334
impédance de sortie	133	de ligne de transmission	447
tension de décalage	134	échauffement	47, 334
suppresseur de transitoires	331	indirect	378
surtension, facteur	280	pour minimiser le bruit	447
surtension inductive	53	torique	461
susceptance	78	variable	58
symétrique, alimentation	47	transimpédance, amplificateur	79
synthétiseur	19	transistor	
Sziklai, configuration	95	amplificateur de courant	62
		amplificateur	
<b>T</b>		en émetteur commun	76
tampon, gain unitaire	180, 418	appariés	96, 123, 132
tampon de puissance	186	auto-élévateur (bootstrap)	94
Tchebychev, filtre	273	ballast	321
télécommande	64	base commune	103
<i>tempco</i> de la tension de décalage	192	bêta	66
température		bipolaire	61
capteur	360	bloqué	69
jonction	318	capacité	102
transistor de compensation	74	cascode	75, 79, 89, 102
temps, domaine	23	charge inductive	107
temps d'établissement	150	charge stockée	104
temps de montée	272	circuit <i>LC</i>	
tension		comme charge de collecteur	87
amplificateur	76	claquage base-émetteur	68
continue, reconstitution	51	collecteur	
de décalage, suiveur à <i>FET</i>	134	comme source de courant	64
de déchet	318	compensation de température	74
		configuration Darlington	95

# INDEX

de puissance	318	gain	139
dissipation	318	inductance	58
écrêtage	70	résistance	138
effet de champ	113	résisteur	58
effet Early	74, 81, 89, 110	transformateur	58
effet Miller	101	Variac	58
émetteur-suiveur	64	varistance	53
en série	376	VCO	295, 299
faible bruit	442, 448	VCXO	307
interrupteur	63	ventilateur	320
mauvaise polarisation	71	verrouillage, <i>CMOS</i>	150
modèle d'Ebers-Moll	61	vidéo, commutateur	144
NPN	62	vieillessement, filtres	308
parallèle	326	vitesse de montée	
paramètres h	61	redresseur actif	188
PNP	62	VLSI, intégration à très grande échelle	1
point de fonctionnement au repos	70	<i>VMOS</i>	158
polarisation	66	vobulateur, (voir balayage)	19
polarisation appairée	86		
polarisation par diodes	93	<b>W</b>	
puissance	159	Widlar	313, 376
push-pull	322	Wien, pont	301
règle empirique	85	Wilson, miroir	89
règles pratiques	80		
résistance intrinsèque d'émetteur	82	<b>Z</b>	
saturation	63, 114	Zener	
saturé	69	à trois bornes	370
sensibilité à la température	81	avec émetteur-suiveur	68
source de courant	72, 128	coefficient de température	313
super-bêta	95	diode	13, 68, 336
tension de claquage		dissipation	68
collecteur-émetteur	74	programmable	343
transconductance	78, 129	puissance	68
unijonction	382	réduction des ondulations	69
zone active	64	compensée en température	337
transitoire		zone de sécurité	74, 160, 326, 373
commutateur analogique	148		
commutation	299		
transrésistance	184, 238		
amplificateur	79		
trigger de Schmitt	232, 234, 243, 289		
tunnel, diode	15		
<b>U</b>			
unijonction	289		
<b>V</b>			
valeur absolue	224		
valeur efficace	456, 458		
variable			
condensateur	58		

PHOTOCOPIEZ CE BON SI VOUS NE VOULEZ PAS LE DÉCOUPER

### POUR RECEVOIR GRATUITEMENT LE CATALOGUE DE TOUTES NOS PUBLICATIONS

il suffit de nous retourner ce bon (après l'avoir rempli)  
par télécopie au 01.44.72.28.44

ou par la poste en l'adressant à

PUBLITRONIC • BP11 564 • 75920 PARIS Cedex 19

En répondant aux quelques questions,  
vous contribuez à l'amélioration de nos services. Merci.

#### Vous avez eu connaissance de l'existence de ce livre

- en librairie : Laquelle ?..... Ville : .....
- en bibliothèque ..... Ville : .....
- par une annonce publicitaire  Elektor  Catalogue Publitrionic  
 Catalogue VPC .....  ailleurs : .....
- chez un revendeur de composants .....
- liste scolaire : Ecole : ..... Classe : .....

#### Vous l'avez trouvé

- ibidem  chez Publitrionic
- en librairie : Laquelle ?..... Ville : .....
- chez un revendeur : ..... Ville : .....
- autres (veuillez préciser) .....

#### Vos domaines de prédilection en électronique sont

- l'initiation et les principes théoriques
- l'audio et la musique
- les hautes-fréquences
- les techniques numériques
- les microcontrôleurs
- les micro-ordinateurs et l'informatique
- le modélisme
- les applications domestiques
- autres (veuillez préciser .....

#### Connaissez-vous le magazine Elektor ?

- Oui  je suis abonné  je l'achète régulièrement  
 je l'achète de temps en temps
- Non  je désire faire sa connaissance

Nom :

Prénom :  070

Adresse :

Code Postal :  Localité :

3615 code **ELEKTOR** (1,01 F/mm)  
pour une information complète et remise à jour périodiquement



cochez les cases correspondant à votre choix

## 10 bonnes raisons de lire\* ELEKTOR le magazine de l'électronicien créatif



1. ELEKTOR, le sérieux



2. ELEKTOR, la qualité



3. ELEKTOR, l'originalité



4. ELEKTOR, la clarté



5. ELEKTOR, la variété



6. ELEKTOR, la précision



8. ELEKTOR, le savoir-faire



9. ELEKTOR, l'imagination



10. ELEKTOR, les plus belles platines

**CHAQUE MOIS CHEZ  
VOTRE MARCHAND DE JOURNAUX  
abonnements :  
ELEKTOR  
21/23 rue des Ardennes • 75019 PARIS  
BP 11568 • 75920 PARIS Cedex 19**

\* ce sont aussi 10 bonnes raisons de s'abonner