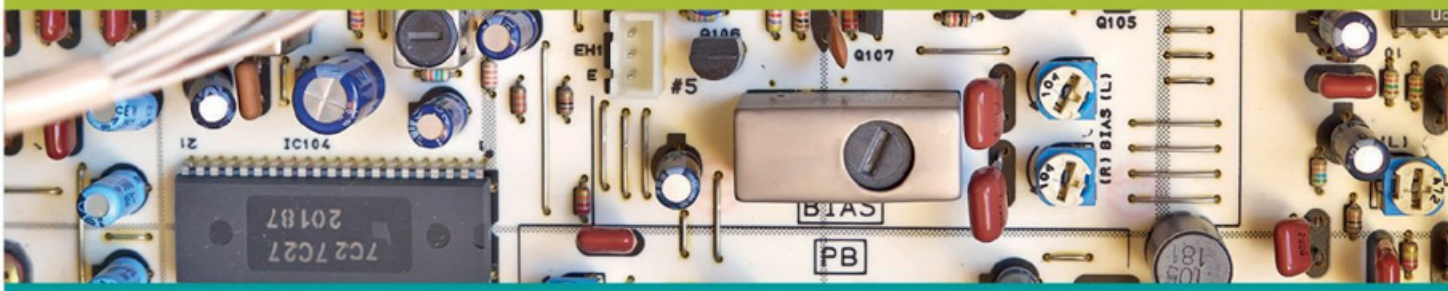
Pierre **Mayé**

L'USINE NOUVELLE

AIDE-MÉMOIRE

Composants électroniques



- Principes de fonctionnement
- Caractéristiques technologiques
- Domaines d'utilisation
- Applications concrètes

5e édition

DUNOD

Pierre **Mayé**

L'USINE NOUVELLE

Aide-mémoire
Composants électroniques

5e édition

Copyright © 2015 Dunod.

DUNOD

Photo de couverture : © Dimitrios - fotolia.com

Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.
Le Code de la propriété intellectuelle du 1er juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.
Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).



© Dunod, Paris, 2000, 2005, 2010, 2015
© Fréquences, Paris, 1989 pour la première édition
978-2-10-072282-2
5 rue Laromiguière, 75005 Paris
www.dunod.com

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2° et 3° a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).
Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

Copyright © 2015 Dunod.

Table des matières

1 . Résistances et potentiomètres 1

1.1 Principe et propriété 1
1.2 Caractéristiques technologiques des résistances fixes 9
1.3 Caractéristiques technologiques des résistances variables 18
1.4 Domaines d'utilisation des résistances fixes 21
1.5 Domaines d'utilisation des résistances variables 26

2 . Condensateurs 29

2.1 Principe et propriétés 29
2.2 Caractéristiques technologiques 41
2.3 Domaines d'utilisation 50

3 . Bobines 59

3.1 Principe et propriétés 59
3.2 Caractéristiques technologiques 67
3.3 Domaines d'utilisation 70

4 . Transformateurs 75

4.1 Principe et propriétés 75
4.2 Caractéristiques technologiques 80
4.3 Domaines d'utilisation 83

Copyright © 2015 Dunod.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

5 . Quartz et résonateurs en céramique 87

5.1 Principe et propriétés 87
5.2 Caractéristiques technologiques 94
5.3 Domaines d'utilisation 100

6 . Varistances 107

6.1 Principe et propriétés 107
6.2 Caractéristiques technologiques 110
6.3 Domaines d'utilisation 116

7 . Thermistances 121

7.1 Principe et propriétés 121
7.2 Caractéristiques technologiques 124
7.3 Domaines d'application 125

8 . Diodes 131

8.1 Principe et propriétés 131
8.2 Caractéristiques technologiques 140
8.3 Domaines d'utilisation 146

9 . Transistors bipolaires 157

9.1 Principe et propriétés 157
9.2 Caractéristiques technologiques 168
9.3 Domaines d'utilisation 172

10 . Transistors à effet de champ 179

10.1 Principe et propriétés 179
10.2 Caractéristiques technologiques 187
10.3 Domaines d'utilisation 188

Copyright © 2015 Dunod.

11 . Thyristors **191**

11.1 Principe et propriétés 191
11.2 Caractéristiques technologiques 198
11.3 Domaines d'utilisation 200

12 . Triacs **203**

12.1 Principe et propriétés 203
12.2 Caractéristiques technologiques 204
12.3 Domaines d'utilisation 206

13 . Composants optoélectroniques **215**

13.1 Principe et propriétés 215
13.2 Caractéristiques technologiques 219
13.3 Domaines d'utilisation 220

14 . Circuits intégrés analogiques **225**

14.1 Généralités 225
14.2 Amplificateur opérationnel 228
14.3 Régulateur de tension 235
14.4 Convertisseur à découpage 236
14.5 Temporisateur 238

15 . Convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique **241**

15.1 Convertisseurs analogique-numérique 241
15.2 Convertisseurs numérique-analogique 245

16 . Circuits intégrés logiques **249**

16.1 Généralités 249
16.2 Circuits combinatoires 252
16.3 Circuits séquentiels 254
16.4 Astables et monostables 257

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

17 . ASIC et circuits intégrés programmables 263

17.1 Circuits intégrés développés pour un client 263
17.2 Circuits intégrés programmables 264

18 . Microcontrôleurs 271

18.1 Généralités 271
18.2 Exemple 273
18.3 Programmation 276

19 . Interrupteurs et fusibles 279

19.1 Commutateurs et interrupteurs 279
19.2 Fusibles 282

20 . Piles et accumulateurs 289

20.1 Introduction 289
20.2 Piles 295
20.3 Accumulateurs 299

21 . Échauffement et dissipation thermique 305

21.1 Étude générale des échanges thermiques 305
21.2 Application aux composants électroniques 312

22 . Fiabilité des composants 319

22.1 Notions générales 319
22.2 Cas des composants électroniques 320

23 . Circuits imprimés 323

23.1 Présentation 323
23.2 Conception assistée par ordinateur 326
23.3 Fabrication 327

Copyright © 2015 Dunod.

24 . Documentation sur les composants **329**

24.1 Diverses formes de documents 329
24.2 Types de documents 332
24.3 Contenu d'une notice technique 332

Lexique **335**

Index **339**

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

1 Résistances et potentiomètres

Malgré leur comportement extrêmement simple, les résistances restent les éléments les plus répandus de l'électronique. Sur pratiquement toutes les cartes électroniques n'utilisant pas les composants montés en surface, on les remarque tout de suite grâce à leurs anneaux de différentes couleurs.

1.1 Principe et propriété

1.1.1 Définition

Un conducteur ohmique, appelé couramment **résistance,** est un dipôle (composant électronique à deux bornes) dont la caractéristique est une droite passant par l'origine.

1.1.2 Symboles

Sur les schémas, les résistances sont représentées par leur symbole normalisé (*figure 1.1*) ou parfois par un autre symbole plus ancien (*figure 1.2*).



Figure 1.1 Symbole normalisé d'une résistance.



Figure 1.2 Autre symbole d'une résistance.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

1.1.3 Loi d'Ohm

La tension u aux bornes d'une résistance idéale est proportionnelle à l'intensité i du courant qui la traverse. En convention récepteur (*figure 1.3*), cette relation s'écrit (loi d'Ohm) :

$$u = Ri$$

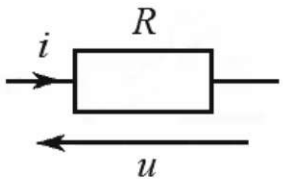


Figure 1.3 Résistance en convention récepteur.

Le coefficient de proportionnalité R est appelé **résistance du dipôle**. Une ambiguïté existe en français puisque l'on désigne par le même mot l'objet et un nombre R qui le caractérise. La langue anglaise évite ce problème en désignant l'élément par *resistor* et le nombre par *resistance*. Ce coefficient R chiffre la plus ou moins grande difficulté que rencontre le courant électrique pour traverser le dipôle.

Dans le système international, l'unité de résistance est l'ohm (symbole Ω) du nom du physicien allemand Georg-Simon Ohm qui a étudié les lois des circuits électriques. Dans la loi d'Ohm, la tension doit alors être exprimée en volts (V) et l'intensité du courant en ampères (A).

Devant la diversité des valeurs des résistances, on emploie les multiples et éventuellement les sous-multiples de l'ohm. Les correspondances sont données dans le *tableau 1.1*.

Tableau 1.1 Multiples et sous-multiples de l'ohm.

Nom	Symbole	Valeur en Ω
milliohm	mΩ	10^{-3}
kilo-ohm	kΩ	10^{3}
mégohm	MΩ	10^{6}

Pour les composants électroniques, on utilise surtout le kilo-ohm et le mégohm. Le milliohm apparaît seulement pour chiffrer des résistances parasites comme les résistances de contact. Les fils de liaison dans les

Copyright © 2015 Dunod.

montages électroniques sont des conducteurs de très faible résistance. On peut en général considérer que la tension à leurs bornes est négligeable quel que soit le courant qui les traverse : tout se passe comme si la résistance était nulle, on dit qu'il s'agit d'un court-circuit.

On utilise parfois aussi la **conductance** G, inverse de la résistance R :

$$G = \frac{1}{R}$$

L'unité de conductance est le siemens (symbole S) du nom de l'inventeur et industriel allemand Werner von Siemens.

1.1.4 Résistivité

La résistance dépend à la fois des dimensions du conducteur et de la nature du matériau utilisé. Par exemple, la résistance R d'un fil (*figure 1.4*) est proportionnelle à sa longueur l et inversement proportionnelle à sa section s :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

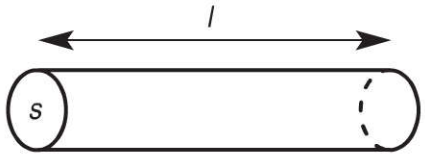


Figure 1.4 Résistance d'un fil conducteur.

Le coefficient ρ est caractéristique d'un matériau donné dans des conditions fixées et se nomme résistivité. L'unité de résistivité est l'ohm-mètre (symbole $\Omega \cdot$ m) puisque l s'exprime en mètres (m) et s en mètres carrés (m^2). Par exemple, la résistivité du cuivre à la température de 25 °C est $\rho = 1{,}7 \times 10^{-8}\ \Omega \cdot m$.

On utilise parfois aussi la conductivité σ, inverse de la résistivité ρ :

$$\sigma = \frac{1}{\rho}$$

L'unité de conductivité est le siemens par mètre (symbole S/m).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

1.1.5 Influence de la température

Dans une plage de température limitée, une résistance R dépend de la température θ (en degrés Celsius, °C) selon la loi :

$$R = R_0\left[1+\alpha\left(\theta-\theta_0\right)\right]$$

R_0 est la valeur de R à une température de référence θ_0 et α le coefficient de température qui dépend essentiellement du matériau conducteur utilisé et un peu de la plage de température considérée. Par exemple, pour le cuivre, $\alpha = 3{,}9 \times 10^{-3}\ °C^{-1}$ au voisinage de 20 °C (la valeur dépend un peu de la pureté du métal). Le coefficient de température est souvent donné en % /°C ou en ppm/°C.

Remarque

Plus précisément, c'est la résistivité qui suit la loi qui vient d'être citée. Pour la résistance, il faut théoriquement tenir compte également de la dilatation, mais son influence est très limitée.

1.1.6 Effet de peau

La résistance d'un conducteur augmente lorsque les variations du courant sont rapides. Cela est dû à l'effet de peau (appelé aussi effet pelliculaire ou effet Kelvin) : l'amplitude de la densité de courant décroît quand on s'éloigne de la surface du matériau.

Pour un conducteur cylindrique de rayon a parcouru par un courant sinusoïdal, le rapport de l'amplitude J_M de la densité de courant à la distance r de son axe à l'amplitude J_{M0} de la densité de courant à sa surface s'exprime par :

$$\frac{J_M}{J_{M0}} = \frac{\sqrt{\mathrm{ber}^2\dfrac{\sqrt{2}r}{\delta}+\mathrm{bei}^2\dfrac{\sqrt{2}r}{\delta}}}{\sqrt{\mathrm{ber}^2\dfrac{\sqrt{2}a}{\delta}+\mathrm{bei}^2\dfrac{\sqrt{2}a}{\delta}}}$$

où δ est la profondeur de pénétration, appelée aussi épaisseur de peau, qui s'exprime en fonction de la résistivité ρ du matériau, de sa perméabilité

Copyright © 2015 Dunod.

magnétique μ et de la fréquence *f* du courant par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}}$$

Les valeurs des fonctions de Kelvin ber et bei sont disponibles dans des tables. Il est alors possible de tracer la courbe de $\frac{J_M}{J_{Mo}}$ en fonction de *r*, avec $\frac{a}{\delta}$ en paramètre (*figure 1.5*).

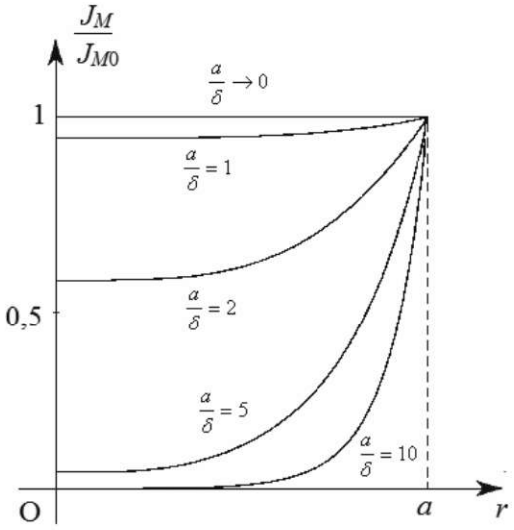


Figure 1.5 Courbes de l'amplitude de la densité de courant dans un fil en fonction de la distance à l'axe.

L'effet de peau est néfaste car il augmente les pertes. Une façon de le diminuer consiste à remplacer un fil par plusieurs conducteurs en parallèle isolés entre eux. C'est ce qui est fait dans un fil de litz (traduction servile de l'allemand *Litzendraht* qui signifie fil à brins isolés) utilisé dans certains câblages en haute fréquence.

1.1.7 Effet Joule

Un phénomène important dans une résistance est l'effet Joule (du nom du physicien anglais James-Prescott Joule qui a étudié les lois de la chaleur). Une résistance parcourue par un courant reçoit un travail électrique et le transforme en transfert thermique. Quand le courant est périodique, la puissance électrique *P* reçue (on parle de puissance dissipée par effet Joule) s'exprime en fonction de la tension efficace *U*, de l'intensité efficace

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

I du courant et de la résistance R par l'une des trois formules, équivalentes grâce à la loi d'Ohm :

$$P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$$

L'unité de puissance est le watt (symbole W), du nom de l'ingénieur écossais James Watt. On emploie assez souvent en électronique son sous-multiple, le milliwatt (mW) qui vaut 10^{-3} W.

Dans tous les cas, même si le courant n'est pas périodique, le travail électrique W_e reçu entre deux instants t_1 et t_2 par un conducteur ohmique de résistance R traversé par un courant d'intensité i s'écrit :

$$W = R\int_{t_1}^{t_2} i^2 \mathrm{d}t$$

L'unité de travail électrique est le joule (J).

La puissance dissipée par effet Joule dans un composant est un problème important en électronique. Tout d'abord, il s'agit d'une puissance perdue pour le circuit électrique et qui doit donc lui être fournie (en général par une source de tension continue), et ensuite, il se pose souvent un problème d'évacuation de la chaleur créée car les petites dimensions des montages compliquent les échanges thermiques. Ces questions se posent essentiellement d'une part, pour les montages qui traitent des courants assez élevés comme les amplificateurs de puissance ou les alimentations et d'autre part, pour les circuits de taille très réduite.

1.1.8 Bruit

Même lorsqu'elle n'est parcourue par aucun courant, une résistance est le siège d'un bruit thermique, ou bruit de Johnson, dû à l'agitation thermique des électrons. La densité spectrale de bruit V_b s'exprime en fonction de la constante de Boltzmann $k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ J/K, de la température thermodynamique T, de la résistance R et de la bande de fréquence Δf par la formule de Nyquist :

$$V_b = \sqrt{4kTR\Delta f}$$

Copyright © 2015 Dunod.

L'unité de V_b est le volt par racine carrée de hertz ($V/\sqrt{Hz}$).

Remarque

Dans l'étude du bruit, on définit de façon générale une densité spectrale de puissance (DSP) qui correspond à V_b^2 (le terme puissance est pris ici au sens de la théorie du signal) et dont l'unité est le volt au carré par hertz (V^2/Hz). Dans le cas particulier de l'électronique, on préfère prendre sa racine carrée.

Le bruit thermique est associé aux noms de Johnson et de Nyquist car il a été mesuré pour la première fois en 1927 par l'ingénieur américain d'origine suédoise John-Bertrand Johnson (1887-1970) des laboratoires Bell puis formalisé par Harry Nyquist (1889-1976), son collègue des mêmes laboratoires, également américain d'origine suédoise.

1.1.9 Associations

Association en série

On peut brancher deux résistances R_1 et R_2 en série (*figure 1.6*).

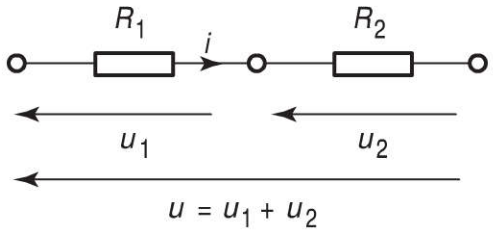


Figure 1.6 Association de deux résistances en série.

Le courant est le même dans les deux éléments, mais les tensions à leurs bornes s'ajoutent. Le dipôle résultant se comporte comme un conducteur ohmique dont la résistance est :

$$R = R_1 + R_2$$

Cette loi peut se généraliser à n conducteurs ohmiques en série :

$$R = \sum_{k=1}^{n} R_k$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Association en parallèle

Le deuxième mode d'association de résistances est le branchement en parallèle (*figure 1.7*).

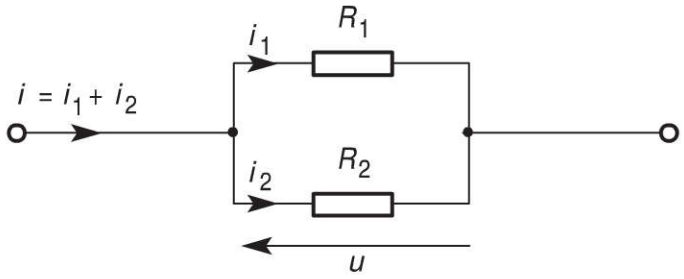


Figure 1.7 Association de deux résistances en parallèle.

La tension est la même pour les deux éléments, mais les courants qui les traversent s'ajoutent. Le dipôle résultant se comporte comme un conducteur ohmique dont la conductance est :

$$G = G_1 + G_2$$

soit, avec les résistances :

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

Pour plusieurs résistances, on a de même :

$$\frac{1}{R} = \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{R_k}$$

Dans le cas de deux résistances, on peut facilement obtenir R par la formule :

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

Cette dernière formule ne se généralise pas pour un nombre quelconque de résistances.

Cas des résistances de même valeur

Un cas particulier intéressant est celui où les valeurs des résistances sont identiques : deux résistances en série donnent une résistance de valeur

Copyright © 2015 Dunod.

double et deux résistances en parallèle équivalent à une résistance de valeur moitié.

1.1.10 Modèle d'une résistance réelle

Une résistance réelle présente des effets inductifs et capacitifs qui ont une influence non négligeable aux fréquences élevées (*figure 1.8*).

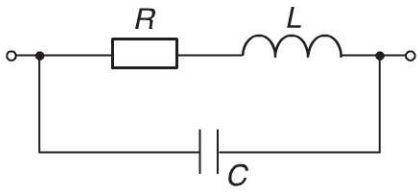


Figure 1.8 Modèle d'une résistance réelle.

1.2 Caractéristiques technologiques des résistances fixes

1.2.1 Précision

Le nombre indiqué sur le composant est la valeur nominale de la résistance. Du fait des tolérances de fabrication, la résistance réelle est un peu différente. Les constructeurs donnent une fourchette dans laquelle peut se trouver cette valeur. L'intervalle est défini par un pourcentage de la résistance nominale qui indique l'écart maximal, en plus ou en moins, qu'il peut y avoir entre la valeur réelle et la valeur nominale.

Par exemple, un composant marqué 10 kΩ, 5 % peut avoir une résistance réelle comprise entre 9,5 kΩ et 10,5 kΩ puisque 5 % de 10 kΩ correspond à un écart possible de 0,5 kΩ.

1.2.2 Valeurs normalisées

Du fait de la tolérance qui existe sur les valeurs de résistances, il est inutile de disposer d'un trop grand nombre de composants différents. En effet, avec l'exemple précédent, on voit que la valeur nominale 10,5 kΩ ne servirait à rien puisqu'une résistance réelle de ce type pourrait être identique à un élément marqué 10 kΩ.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Ainsi, on ne fabrique que des résistances dont les valeurs appartiennent à des séries normalisées conçues de telle façon qu'il y ait tout juste recouvrement des intervalles possibles pour les valeurs réelles correspondant à des valeurs nominales consécutives.

Par exemple, dans la série de précision 5 %, la valeur qui suit 10 kΩ est 11 kΩ. La résistance minimale que peut atteindre le composant marqué 11 kΩ est 10,45 kΩ (l'écart par rapport à la valeur nominale est 5 % de 11 kΩ, soit 0,55 kΩ). Le recouvrement n'intervient qu'entre 10,45 kΩ et 10,5 kΩ, ce qui est pratiquement négligeable. À chaque tolérance correspond une série normalisée. La norme CEI 60063, intitulée *Séries de valeurs normales pour résistances et condensateurs*, précise les valeurs correspondantes. Le *tableau 1.2* donne les différentes progressions utilisées. Les séries sont désignées par E6, E12... Les chiffres suivant la lettre E indiquent ainsi le nombre de valeurs dans une décade (par exemple entre 10 et 100, 100 non compris). Le tableau fournit les valeurs comprises entre 10 et 100, mais il suffit de multiplier par une puissance de 10 pour obtenir toutes les résistances possibles.

Tableau 1.2 Valeurs normalisées.

Progressions	Tolérances	Séries normalisées
E3		10 22 47
E6	± 20 %	10 15 22 33 47 68
E12	± 10 %	10 12 15 18 22 27 33 39 47 56 68 82
E24	± 5 %	10 11 12 13 15 16 18 20 22 24 27 30 33 36 39 43 47 51 56 62 68 75 82 91
E48	± 2 %	100 105 110 115 121 127 133 140 147 154 162 169 178 187 196 205 215 226 237 249 261 274 287 301 316 332 348 365 383 402 422 442 464 487 511 536 562 590 619 649 681 715 750 787 825 866 909 953
E96	± 1 %	100 102 105 107 110 113 115 118 121 124 127 130 133 137 140 143 147 150 154 158 162 165 169 174 178 182 187 191 196 200 205 210 215 221 226 232 237 243 249 255 261 267 274 280 287 294 301 309 316 324 332 340 348 357 365 374 383 392 402 412 422 432 442 453 464 475 487 499 511 523 536 549 562 576 590 604 619 634 649 665 681 698 715 732 750 768 787 806 825 845 866 887 909 931 953 976

Copyright © 2015 Dunod.

Les conducteurs ohmiques courants ont une tolérance de 5 %. On fait parfois appel à des résistances de précision, en général à 1 % ou à 2 %. Pour des applications spécifiques (étalonnages), on trouve des éléments très précis : 0,1 % par exemple.

Les résistances sont normalement disponibles entre quelques dixièmes d'ohm et quelques dizaines de mégohms, mais les valeurs courantes ne descendent pas en dessous de quelques ohms et ne vont pas au-delà de quelques mégohms.

1.2.3 Marquage

Les résistances sont souvent identifiées par différents anneaux de couleur tracés sur le corps du composant qui indiquent la valeur nominale et la tolérance. La norme CEI 60757, intitulée *Code de désignation de couleurs*, définit le marquage utilisé pour les composants électroniques. Les éléments ordinaires (5 % ou 10 %) comportent quatre anneaux (*figure 1.9*) tandis que les éléments de précision (1 % ou 2 %) en ont cinq (*figure 1.10*).

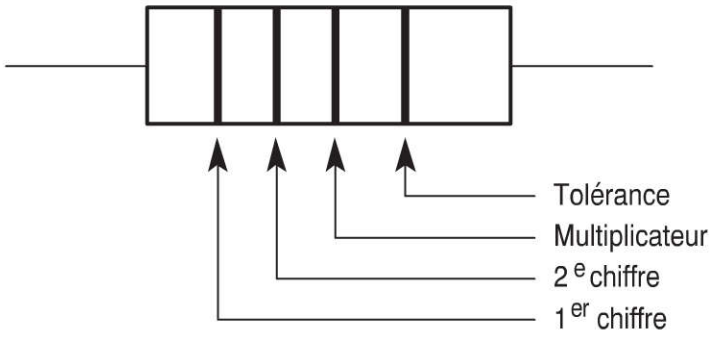


Figure 1.9 Marquage d'une résistance à 5 % ou 10 %.

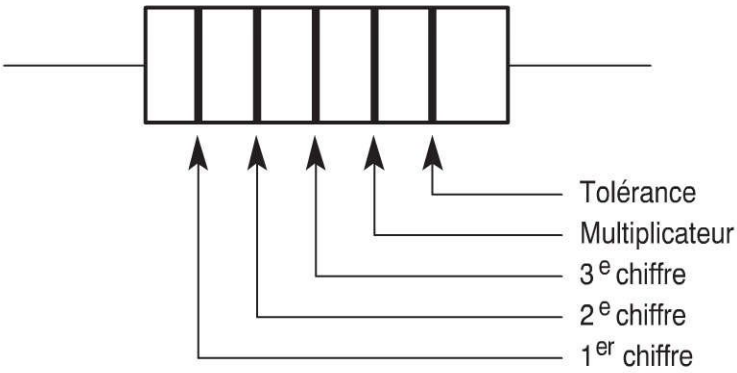


Figure 1.10 Marquage d'une résistance à 1 % ou 2 %.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Chaque couleur correspond à un chiffre, ainsi qu'il est indiqué dans le *tableau 1.3*. Il faut faire attention au sens de lecture : le dernier anneau est un peu séparé des autres.

Tableau 1.3 Code des couleurs pour le marquage des résistances.

Couleur	1er chiffre	2e chiffre	3e chiffre (éventuel)	Multiplicateur	Tolérance
Argent				× 0,01 Ω	10 %
Or				× 0,1 Ω	5 %
Noir		0	0	× 1 Ω	20 %
Marron	1	1	1	× 10 Ω	1 %
Rouge	2	2	2	× 100 Ω	2 %
Orange	3	3	3	× 1 kΩ	
Jaune	4	4	4	× 10 kΩ	
Vert	5	5	5	× 100 kΩ	
Bleu	6	6	6	× 1 MΩ	
Violet	7	7	7		
Gris	8	8	8		
Blanc	9	9	9		

Considérons un premier exemple (*figure 1.11*). Les deux premiers anneaux indiquent les chiffres significatifs de la valeur nominale de la résistance : jaune correspond à 4 et violet à 7. Le troisième anneau définit le multiplicateur : orange signifie × 1 kΩ. La résistance nominale est donc 47 kΩ. La précision est donnée par le quatrième anneau : or correspond à 5 %.

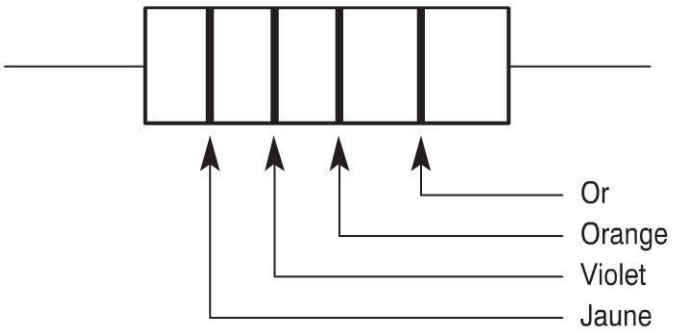


Figure 1.11 Exemple de marquage : résistance 47 kΩ, 5 %.

Copyright © 2015 Dunod.

Prenons un autre exemple (*figure 1.12*). Il s'agit d'une résistance de précision puisque son marquage comporte cinq bandes. Les trois premières indiquent les chiffres significatifs de la valeur nominale : blanc, orange et marron, soit 931. La quatrième bande donne le multiplicateur : noir signifie × 1 Ω. La résistance nominale est donc 931 Ω. La tolérance est indiquée par le dernier anneau : marron pour 1 %.

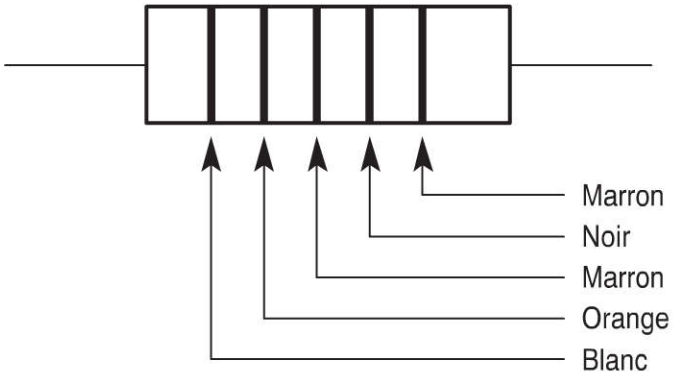


Figure 1.12 Exemple de marquage : résistance 931 Ω, 1 %.

1.2.4 Puissance maximale

Comme on l'a dit plus haut, une résistance dissipe une certaine puissance sous forme thermique : c'est l'effet Joule. Pour un composant donné, il existe une limite technologique de dissipation. Si l'on dépasse cette puissance maximale autorisée, l'élément risque de se dégrader : sa résistance est modifiée sans forcément que cela change l'aspect du composant. Si la limite est fortement dépassée, la résistance noircit et peut même se détruire. Les résistances ordinaires ont une puissance maximale de 1/4 W. On utilise également des résistances de puissance supérieure lorsque c'est nécessaire : 1/2 W, 1 W, 2 W, 5 W… Les éléments de puissance sont nettement plus encombrants sur les circuits imprimés et évidemment plus chers. Il importe donc de chiffrer correctement la puissance nécessaire afin d'utiliser ces composants à bon escient. On peut employer une des trois formules citées plus haut. Par exemple, on branche une résistance de 4,7 kΩ sous une tension continue de 12 V. La puissance dissipée par effet Joule est alors :

$$P = \frac{12^2}{4700} = 0{,}03 \text{ W}$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Une résistance 1/4 W convient parfaitement. Sous la même tension de 12 V, on connecte un élément de 470 Ω. La puissance est dans ce cas :

$$P = \frac{12^2}{470} = 0{,}3 \text{ W}$$

Une dissipation de 1/4 W est insuffisante, il faut au moins 1/2 W. On voit que pour les éléments soumis à une tension fixée, on a intérêt à choisir des résistances de valeurs élevées lorsque c'est possible : les puissances dissipées restent alors faibles.

1.2.5 Technologies

De nombreuses technologies existent pour la fabrication des résistances, mais seules quelques-unes apparaissent fréquemment.

Résistances à couche de carbone

Les résistances à couche de carbone ont longtemps été les plus répandues, mais elles sont actuellement supplantées par les résistances à couche métallique. Elles sont destinées à tous les usages courants. Leurs performances sont correctes et leur prix est faible. On les rencontre dans des gammes de précision moyenne : 5 % par exemple. La dissipation maximale peut aller jusqu'à 2 W (on trouve essentiellement 1/4 W, 1/2 W, 1 W et 2 W). Ces résistances sont toujours marquées par le code des couleurs (*figure 1.13*).



Figure 1.13 Résistance à couche de carbone.

Copyright © 2015 Dunod.

Résistances à couche métallique

Les résistances à couche métallique ont des caractéristiques supérieures, mais leur prix est un peu plus élevé. Elles sont destinées aux applications professionnelles et elles occupent une grande part du marché. Leur précision est bonne : parfois 5 %, mais aussi 2 % ou 1 %. Ces résistances ont une bonne stabilité (c'est-à-dire que leur valeur ne se modifie pas beaucoup au cours du temps). Certaines fabrications de ce type sont même à haute stabilité. La dissipation maximale peut aller jusqu'à 1 W ou 2 W. Le marquage est souvent effectué avec le code des couleurs, mais les séries de précision sont parfois marquées en clair : la valeur et la tolérance sont indiquées en chiffres sur le corps du composant (par exemple 1 kΩ ± 1 %). En l'absence d'indication contraire, les résistances rencontrées sur les schémas sont à couche métallique.

Résistances bobinées

Pour des puissances plus élevées, on dispose de résistances bobinées (*figure 1.14*). On rencontre différentes présentations suivant les puissances et les performances : résistances moulées, vitrifiées... Les dissipations sont de quelques watts, quelques dizaines de watts ou plus. Le marquage est en clair. Les tolérances sont assez moyennes (10 %, 5 %...) bien qu'il existe des séries de bonne précision, mais à des prix élevés. Les résistances bobinées d'usage courant ne sont pas utilisables aux hautes fréquences car elles sont inductives.



Figure 1.14 Résistance bobinée vitrifiée.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

1.2.6 Résistances CMS

Les résistances existent aussi comme composants montés en surface (CMS). Cette technologie occupe la plus grande part de marché pour les résistances de faible puissance. Le marquage est en clair : les chiffres significatifs et la puissance de 10 sont indiqués sur le boîtier avec la lettre R signifiant ohm (*figure 1.15*). Par exemple, une résistance marquée 470 R a une valeur 470 Ω et une autre marquée 103 a une valeur de 10×10^3 Ω, soit 10 kΩ.



Figure 1.15 Résistance CMS.

1.2.7 Réseaux de résistances

Les réseaux de résistances comportent plusieurs conducteurs ohmiques placés dans un même boîtier. Les résistances sont souvent de même valeur et elles peuvent être indépendantes ou posséder un point commun (*figure 1.16*). Il existe néanmoins des réseaux de résistances différentes dans des configurations plus particulières comme le diviseur de tension.

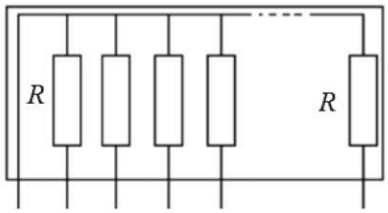


Figure 1.16 Réseau de résistances à un point commun.

Les boîtiers des réseaux de résistances sont soit du type SIP (*Single In-line Package*) présentant une seule rangée de connexions (*figure 1.17*), soit du type DIP (*Dual In-line Package*) présentant une double rangée de connexions. Il existe aussi des réseaux de résistances CMS.

Copyright © 2015 Dunod.



Figure 1.17 Réseau de résistances en boîtier SIP.

1.2.8 Normes

Les principales normes concernant les résistances fixes sont indiquées dans le *tableau 1.4*.

Tableau 1.4 Normes concernant les résistances fixes.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 60115-1	2006	Résistances fixes utilisées dans les équipements électroniques - Partie 1 : spécification générique
UTE C83-220	1976	Composants électroniques - Résistances fixes de précision - Recueil de spécifications particulières
NF C93-217	1972	Résistances fixes bobinées de précision à faible dissipation - Prescriptions générales
NF EN 140101	2008	Spécification particulière cadre : résistances fixes à couche et à faible dissipation
NF EN 140400	2005	Spécification intermédiaire : résistances fixes à faible dissipation pour montage en surface (CMS)
NF EN 140401	2009	Spécification particulière cadre : résistances fixes à couches et à faible dissipation pour montage en surface (CMS)
NF EN 140402	2000	Spécification particulière cadre : résistances fixes bobinées à faible dissipation pour montage en surface (CMS)
NF EN 60062	2005	Codes de marquage des résistances et des condensateurs
NF EN 60751	2008	Thermomètres à résistance de platine industriels et capteurs thermométriques en platine

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

1.3 Caractéristiques technologiques des résistances variables

1.3.1 Potentiomètres de réglage

Ces éléments sont utilisés lorsque l'on veut pouvoir régler manuellement un paramètre électrique de façon régulière.

■ Potentiomètre rotatif

Les potentiomètres les plus classiques sont constitués d'un axe relié à un curseur qui se déplace sur une piste de carbone de forme circulaire (*figure 1.18*). On trouve les potentiomètres courants dans la série E3 (valeurs 1 ; 2,2 ; 4,7) avec une tolérance de 20 %. Les valeurs s'échelonnent entre 100 Ω et 4,7 MΩ. La puissance est couramment de 1/4 W et peut parfois aller jusque 1 W. Le plus souvent la loi de variation est linéaire, c'est-à-dire que la résistance comprise entre le curseur et une extrémité du potentiomètre est proportionnelle à l'angle de rotation de l'axe, mais on trouve aussi des lois non linéaires pour des applications particulières : la loi logarithmique est notamment employée en audio. Enfin, le potentiomètre peut être éventuellement muni d'un interrupteur.



Figure 1.18 Potentiomètre rotatif.

Copyright © 2015 Dunod.

Potentiomètre à glissière

On utilise aussi parfois des potentiomètres à glissière, notamment sur certains appareils audio. La piste de carbone est rectiligne au lieu d'être circulaire. Le curseur se déplace simplement en translation le long d'une glissière.

Potentiomètre bobiné

Pour des puissances plus élevées, on trouve des potentiomètres bobinés. Les dissipations sont de quelques watts ou quelques dizaines de watts, parfois plus. Les valeurs sont en général celles de la série E3.

Potentiomètre multitour

Lorsqu'une grande précision de réglage est nécessaire, on fait appel à un potentiomètre multitour. L'axe commande une vis à faible pas. On y adapte éventuellement un bouton compte-tours qui permet de bien repérer une valeur de réglage. Ces composants sont évidemment d'un coût beaucoup plus élevé que les résistances variables ordinaires et leur emploi est limité.

1.3.2 Résistances ajustables

Résistance ajustable à piste de carbone

Ces composants sont ajustés à la construction de l'appareil ou lors de réglages occasionnels, mais ne font pas l'objet d'un usage régulier. Les résistances ajustables sont formées d'un curseur qui frotte sur une piste de carbone, mais ne possèdent pas d'axe (*figure 1.19*). Il faut se munir d'un tournevis pour les actionner. De faible encombrement sur les circuits imprimés (souvent 1 cm), les ajustables sont disponibles en deux versions : l'une à câbler horizontalement (solution la moins fragile), l'autre à câbler verticalement (solution la moins encombrante). Les valeurs s'échelonnent entre 100 Ω et 4,7 MΩ, en série E3. La dissipation maximale est 1/10 W pour les petits modèles, 1/4 W pour des composants un peu plus grands.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit



Figure 1.19 Résistance ajustable verticale.

Résistance ajustable à piste de cermet

Pour les applications professionnelles, on trouve des composants de meilleures performances, par exemple les ajustables à piste de cermet, matériau composite formé de céramique (*cer*) et de métal (*met*). Enfin, lorsqu'une bonne précision de réglage est nécessaire, on fait appel à un ajustable multitour (parfois appelé *trimmer*). Une vis micrométrique permet de déplacer le curseur sur une piste rectiligne. Cette vis doit être manœuvrée par un petit tournevis (*figure 1.20*). On rencontre souvent des ajustables 10 tours, mais d'autres modèles sont disponibles. Leur prix est toutefois assez élevé.



Figure 1.20 Résistance ajustable multitour à piste de cermet.

1.3.3 Normes

Les principales normes concernant les résistances variables sont indiquées dans le *tableau 1.5*.

Copyright © 2015 Dunod.

Tableau 1.5 Normes concernant les résistances variables.

Numéro	Date	Contenu
NF C93-255	1984	Potentiomètres non bobinés de précision
NF C93-265	1971	Potentiomètres bobinés de précision - Prescriptions générales

1.4 Domaines d'utilisation des résistances fixes

Il est difficile de donner une liste exhaustive des usages possibles pour les résistances. On rencontre en effet ces composants dans pratiquement tous les montages électroniques, avec des configurations très diverses. Les résistances sont souvent associées à d'autres éléments, aussi de nombreux exemples apparaîtront dans les chapitres suivants à propos des applications de divers composants.

1.4.1 Conversion de tension en courant ou de courant en tension

Une résistance établit une relation de proportionnalité entre un courant et une tension : c'est la loi d'Ohm. Si l'on applique une tension aux bornes d'une résistance, on fixe le courant qui la traverse. La fonction inverse est elle aussi possible : on peut convertir un courant en une tension. Un exemple d'application est rencontré dans un convertisseur numérique analogique (CNA) : c'est un circuit qui permet d'obtenir un courant i dépendant de l'état logique de différentes entrées (*figure 1.21*).

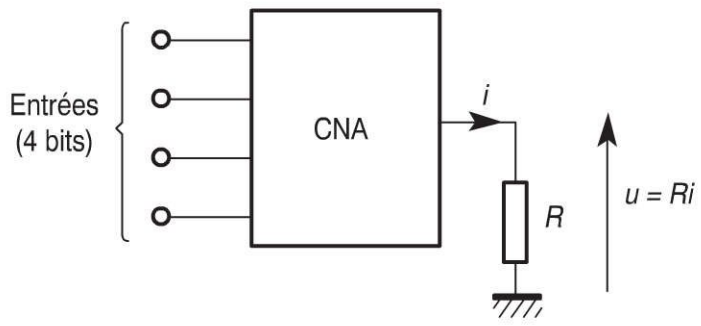


Figure 1.21 Conversion du courant de sortie d'un CNA en tension.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Ainsi, pour un convertisseur 4 bits dont les entrées binaires sont a_1, a_2, a_3 et a_4, l'intensité i du courant de sortie est :

$$i = \left(\frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{4} + \frac{a_3}{8} + \frac{a_4}{16} \right) I_0$$

I_0 est une constante fixée dans le montage. La tension de sortie u est alors :

$$u = Ri = \left(\frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{4} + \frac{a_3}{8} + \frac{a_4}{16} \right) RI_0$$

1.4.2 Polarisation d'un composant à semi-conducteur

Les résistances sont aussi associées aux composants à semi-conducteurs (diodes, transistors...) pour les polariser, c'est-à-dire pour fixer la position de leur point de fonctionnement en continu (tension et courant).

Prenons l'exemple simple d'une diode électroluminescente. Pour qu'elle soit allumée, il faut la polariser en direct, par exemple avec une source de tension V_{CC} en série avec une résistance R (*figure 1.22*).

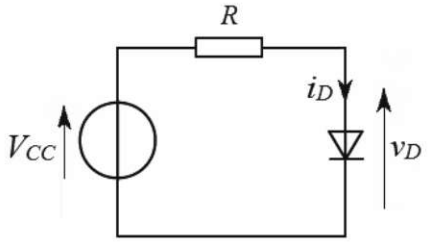


Figure 1.22 Polarisation d'une diode électroluminescente.

Le courant i_D qui traverse la diode électroluminescente et la tension v_D à ses bornes sont liés par la loi d'Ohm appliquée à la résistance R :

$$V_{CC} - v_D = Ri_D$$

Nous pouvons en déduire la valeur qu'il faut attribuer à R :

$$R = \frac{V_{CC} - v_D}{i_D}$$

Copyright © 2015 Dunod.

La diode électroluminescente, lorsqu'elle est dans l'état passant, maintient une tension pratiquement constante à ses bornes. Sa valeur dépend de la couleur (environ 1,8 V pour une diode électroluminescente rouge). Par ailleurs, le courant i_D fixe l'intensité lumineuse du rayonnement produit. Choisissons un courant $i_D = 15$ mA qui donne une luminosité satisfaisante pour une diode électroluminescente ordinaire. Si la tension du générateur est $V_{CC} = 5$ V, nous obtenons :

$$R = \frac{5 - 1{,}8}{15 \times 10^{-3}} = 213\ \Omega$$

Une valeur normalisée $R = 220\ \Omega$ convient.

1.4.3 Diviseur de tension

Le diviseur résistif est une configuration particulière très souvent employée permettant d'obtenir une tension inférieure à une tension dont on dispose déjà (*figure 1.23*).

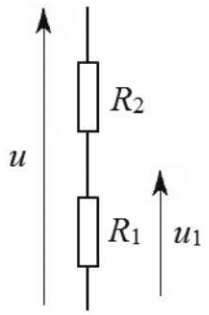


Figure 1.23 Diviseur résistif.

L'application de la loi des mailles et de la loi d'Ohm montre immédiatement que :

$$u_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u$$

Cette formule est très commode, mais il faut faire attention à l'utiliser à bon escient. Son application suppose que le circuit est à vide, c'est-à-dire en fait que le courant débité est négligeable. Si ce n'est pas le cas, le courant dérivé dans la charge modifie le résultat.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Avec la précision habituelle des calculs, on peut estimer que la formule est valable si le courant dans R_1 et R_2 (appelé courant de pont) est supérieur à 10 fois le courant débité. Un exemple typique d'application est le pont de polarisation de base d'un transistor bipolaire (*figure 1.24*).

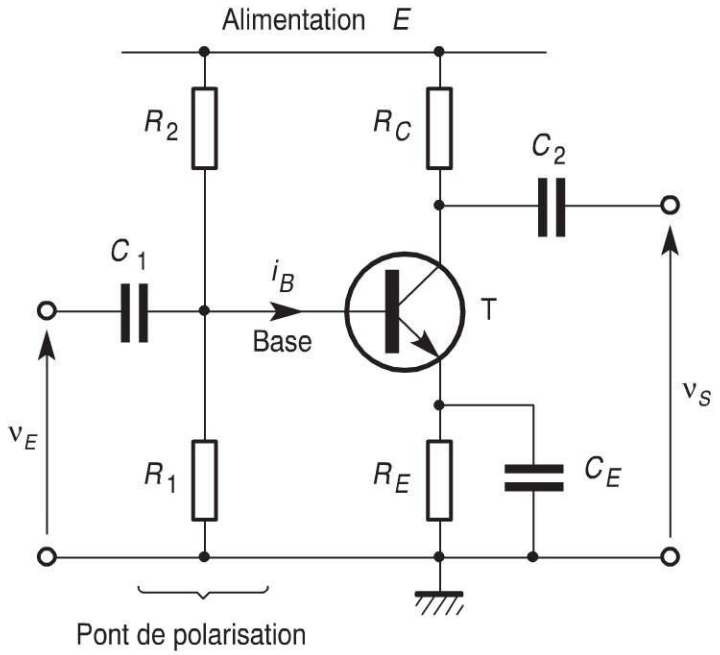


Figure 1.24 Polarisation d'un amplificateur à transistor.

On fixe la tension de base à partir de l'alimentation E avec des résistances R_1 et R_2. Lorsque l'on a déterminé l'ordre de grandeur de la composante continue I_B du courant de base à l'aide des caractéristiques du transistor, on choisit un courant de pont I_p égal à au moins $10I_B$, ce qui fixe la somme $R_1 + R_2$. La valeur de la tension de base désirée imposant le rapport de R_1 et R_2, ces deux résistances sont ainsi calculées.

1.4.4 Capteur de température

Une résistance peut être utilisée en capteur de température puisque sa valeur dépend de la température. Cependant, l'expression donnée plus haut pour la variation de la résistance R d'un conducteur en fonction de la température θ n'est pas suffisamment précise pour être exploitée dans le domaine de la mesure. Il faut alors faire appel à des formules plus complexes.

Copyright © 2015 Dunod.

Le métal le plus utilisé pour les capteurs thermométriques est le platine du fait de la stabilité de ses propriétés électriques et de sa faible réactivité chimique. Dans ce cas, la variation de la résistance R en fonction de la température θ est donnée par la formule de Callendar et Van Dusen, des noms du physicien britannique Hugh Longbourne Callendar, et du chimiste américain Milton S. Van Dusen :

$$R = R_0\left[1+\alpha\theta+\beta\theta^2+\gamma(\theta-100)\theta^3\right]$$

La norme NF EN 60751 intitulée *Thermomètres à résistance de platine industriels et capteurs thermométriques en platine* spécifie les exigences et la relation température/résistance pour les capteurs à résistance de platine industriels. Le capteur thermométrique en platine le plus utilisé est le modèle Pt100 qui a une résistance de 100 Ω à la température de 0 °C.

Pour obtenir une tension image de la température, il suffit d'imposer un courant continu fixé dans la résistance. La méthode de mesure de la tension doit éviter de prendre en compte les chutes de tension dans les connexions. C'est pour cela que l'on utilise souvent un montage 4 fils (*figure 1.25*). Par ailleurs, il faut limiter au maximum l'auto-échauffement de la résistance par le courant de mesure.

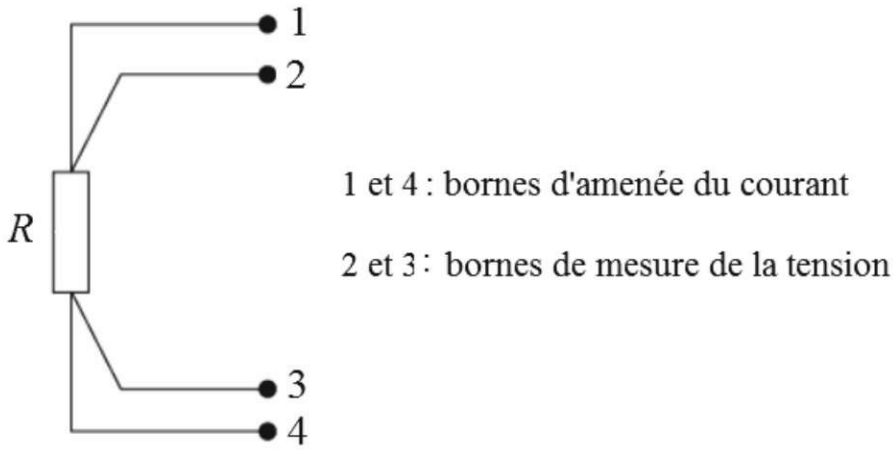


Figure 1.25 Montage 4 fils.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

1.5 Domaines d'utilisation des résistances variables

1.5.1 Montage en rhéostat

Dans le montage en rhéostat, la résistance variable est en série avec la charge et permet de régler ainsi l'intensité (*figure 1.26*).

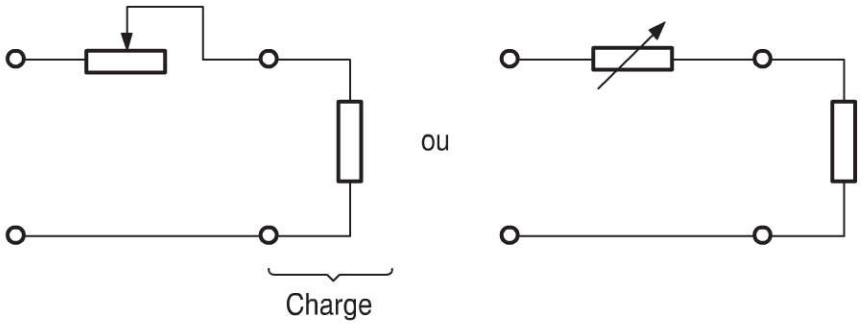


Figure 1.26 Résistance variable montée en rhéostat.

1.5.2 Montage en potentiomètre

Le montage en potentiomètre est un diviseur résistif où R_1 et R_2 sont variables, leur somme restant constante (*figure 1.27*).

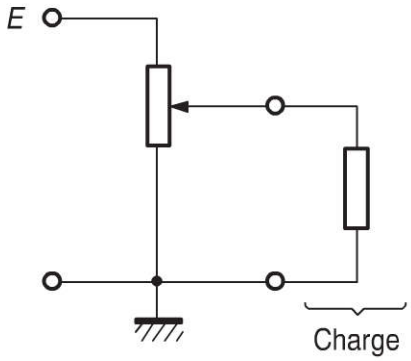


Figure 1.27 Résistance variable montée en potentiomètre.

On réalise alors un réglage de tension entre 0 et E. Pour obtenir un réglage entre d'autres limites, on associe au potentiomètre des résistances talons (ou butées) (figure *1.28*).

Copyright © 2015 Dunod.

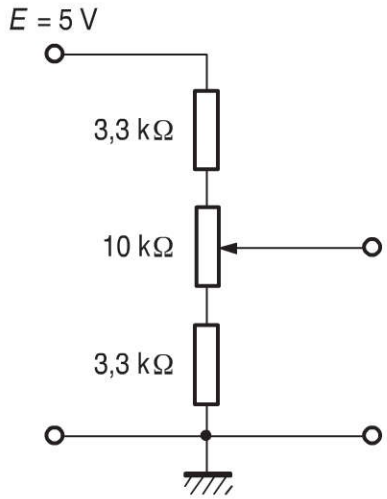


Figure 1.28 Potentiomètre avec résistances talons.

Par exemple, on souhaite obtenir un réglage entre 1 V et 4 V avec une alimentation de 5 V. Il faut donc une tension de 3 V aux bornes du potentiomètre et 1 V aux bornes de chaque résistance talon. Si l'on choisit un potentiomètre de 10 kΩ, il faut des résistances trois fois plus faibles (puisque le courant est le même dans les trois éléments), ce qui donne 3,3 kΩ. Cette valeur étant normalisée dans la série E12, on peut directement l'employer dans le montage.

1.5.3 Ajustage d'une résistance

Les résistances ajustables, comme leur nom l'indique, servent à ajuster un paramètre à la valeur désirée, par exemple pour compenser les écarts amenés par les imperfections des composants. Elles sont en général associées à une résistance fixe en série (*figure 1.29*).

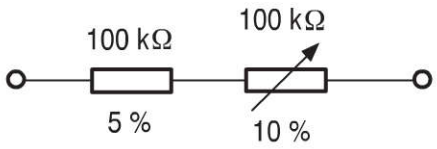


Figure 1.29 Ajustage d'une résistance.

Lors du choix des éléments, il faut tenir compte des tolérances qui existent sur les valeurs des résistances. Par exemple, sur le schéma proposé, on a associé une résistance fixe de 100 kΩ à 5 % et un ajustable de 100 kΩ à

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

10 %. La valeur réelle de la résistance fixe peut être comprise entre 95 kΩ et 105 kΩ et la résistance totale du potentiomètre peut aller de 90 kΩ à 110 kΩ. Pour la limite inférieure de la résistance de l'ensemble, le cas le plus défavorable apparaît lorsque l'élément fixe est à son maximum (le potentiomètre est à 0). On obtient alors 105 kΩ. Pour la valeur maximale, dans le pire des cas, la résistance fixe est à son minimum, 95 kΩ ainsi que la résistance totale du potentiomètre, à 90 kΩ, soit pour l'ensemble 185 kΩ. L'intervalle de réglage possible est, dans le cas le plus défavorable, de 105 kΩ à 185 kΩ.

On trouve aussi des ajustables associés à des circuits intégrés pour effectuer certains réglages. Par exemple, un amplificateur opérationnel est parfois muni de bornes permettant la compensation du décalage (*offset*). La valeur du potentiomètre à utiliser et le mode de branchement dépendent du type de circuit choisi (*figure 1.30*).

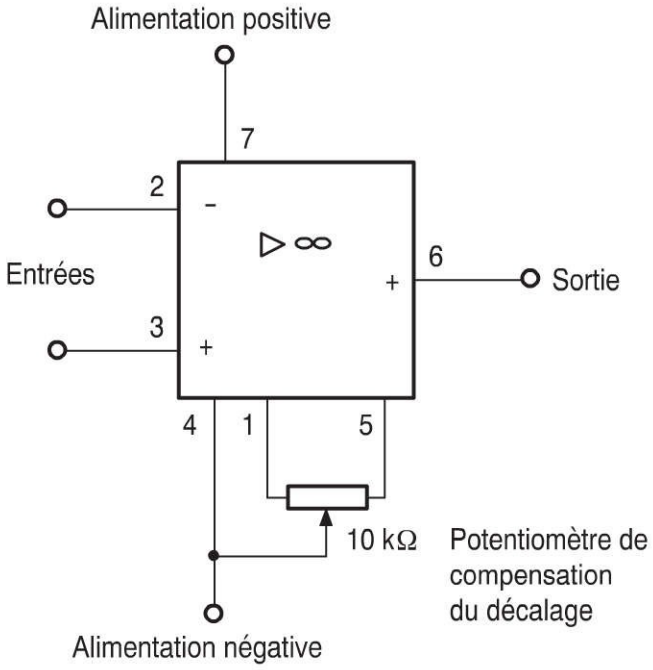


Figure 1.30 Potentiomètre de compensation du décalage pour un amplificateur opérationnel 741 (boîtier DIL 8 broches).

Copyright © 2015 Dunod.

2 Condensateurs

Moins nombreux que les résistances, les condensateurs sont cependant très répandus sur les circuits imprimés. À l'inverse des composants résistifs qui sont presque tous identiques, les condensateurs ont des formes et des encombrements très divers. Cela s'explique par les technologies variées qui conviennent aux différentes applications de ces éléments.

2.1 Principe et propriétés

2.1.1 Définition

Un condensateur est un composant électronique qui peut emmagasiner puis restituer une charge électrique.

2.1.2 Symboles

Sur les schémas, le condensateur est représenté par son symbole normalisé (*figure 2.1*).

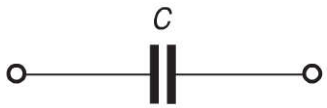


Figure 2.1 Symbole normalisé d'un condensateur.

Certains condensateurs sont polarisés du fait de leur technologie : l'armature notée + doit alors absolument être reliée au pôle positif de la tension. On les identifie par leur symbole normalisé (*figure 2.2*) ou par d'autres représentations (*figure 2.3*).



Figure 2.2 Symbole normalisé d'un condensateur polarisé.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

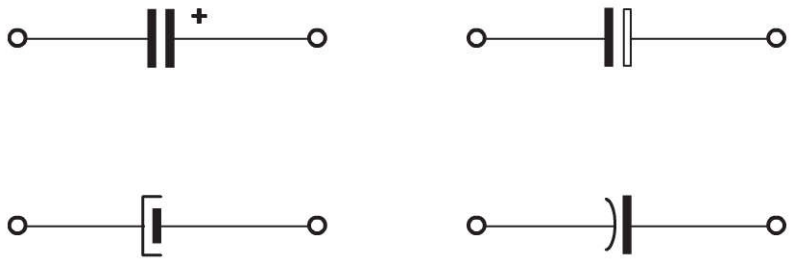


Figure 2.3 Divers symboles employés pour représenter les condensateurs polarisés (l'armature + est celle de droite sur tous ces schémas).

2.1.3 Capacité

Un condensateur est formé de deux armatures métalliques séparées par un isolant, le diélectrique. Quand on applique une tension continue entre les bornes du condensateur (qui sont reliées aux armatures), des charges + et – vont s'accumuler les unes en face des autres de chaque côté de l'isolant. On dit que le condensateur s'est chargé. Si ensuite on ôte la source de tension et que l'on connecte le condensateur sur une résistance, les charges vont s'écouler jusqu'à leur annulation. Le condensateur se décharge. Il faut bien remarquer qu'aucun courant ne traverse le condensateur (à cause de l'isolant), mais qu'un certain courant circule dans le reste du circuit pendant une durée assez brève lors des charges et des décharges. On dit qu'il s'agit d'un régime de fonctionnement transitoire. Lorsqu'un condensateur est chargé, il conserve l'électricité accumulée jusqu'à une décharge : le condensateur a une certaine mémoire. La quantité de charge q emmagasinée sous une tension u donnée (*figure 2.4*) dépend du condensateur employé. Pour un composant donné, la quantité de charge q est proportionnelle à la tension u entre ses bornes :

$$q = Cu$$

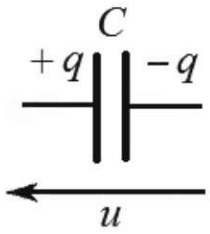


Figure 2.4 Charges dans un condensateur.

Copyright © 2015 Dunod.

La constante C est caractéristique du condensateur. Elle est appelée capacité et son unité dans le système international est le farad (symbole F) du nom du physicien anglais Michael Faraday. La quantité de charge s'exprime en coulombs (C) et la tension en volts (V).

Compte tenu des ordres de grandeur habituels, on emploie surtout les sous-multiples du farad : le microfarad (µF) qui vaut 10^{-6} F, le nanofarad (nF) qui vaut 10^{-9} F et le picofarad (pF) qui correspond à 10^{-12} F.

2.1.4 Relation entre tension et courant

Pour un condensateur idéal en convention récepteur (*figure 2.5*), la relation entre l'intensité i du courant qui le traverse, la tension u à ses bornes et sa capacité C est :

$$i = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

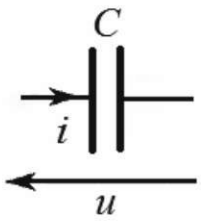


Figure 2.5 Condensateur en convention récepteur.

2.1.5 Énergie emmagasinée

Au point de vue énergétique, le comportement du condensateur est bien différent de celui de la résistance. Alors que cette dernière dissipe l'énergie électrique en la transformant en chaleur, le condensateur emmagasine l'énergie quand il se charge et la restitue lorsqu'il se décharge. Il n'y a pas de pertes d'énergie électrique (sauf de petits défauts dont l'importance est secondaire). Le condensateur chargé forme donc une réserve d'énergie. Ce phénomène est utilisé dans certaines applications comme on le verra plus loin.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

L'énergie W emmagasinée dans un condensateur de capacité C soumis à une tension u est donnée par la formule :

$$W = \frac{1}{2}Cu^2$$

L'unité d'énergie du système international est le joule (J).

2.1.6 Associations

On peut grouper les condensateurs en série ou en parallèle. L'association se comporte comme un nouveau condensateur. Pour deux éléments en série (*figure 2.6*), de capacités C_1 et C_2, on obtient un condensateur équivalent dont la capacité C est telle que :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

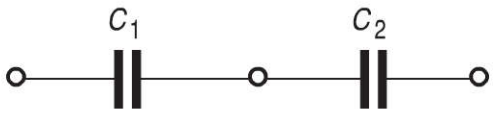


Figure 2.6 Condensateurs en série.

On en déduit :

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Deux condensateurs de capacités C_1 et C_2 branchés en parallèle (*figure 2.7*) donnent un condensateur équivalent de capacité :

$$C = C_1 + C_2$$

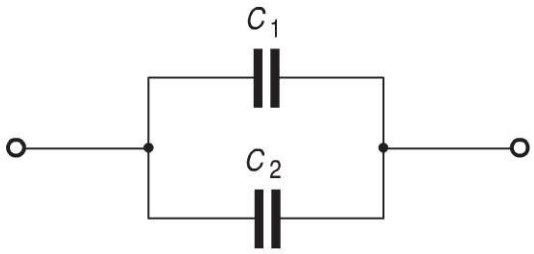


Figure 2.7 Condensateurs en parallèle.

Copyright © 2015 Dunod.

Les formules se généralisent facilement pour des groupements de plus de deux condensateurs.

Remarque

Les résultats sont différents de ceux qui ont été obtenus pour les résistances : pour des éléments en série, les résistances s'ajoutent tandis que ce sont les inverses des capacités qu'il faut considérer ; pour des éléments en parallèle, c'est le contraire.

On peut associer des condensateurs pour obtenir une capacité donnée, mais d'autres buts sont parfois recherchés. Par exemple, on ne dispose pas facilement de condensateurs non polarisés de fortes capacités. On peut simuler ces éléments par le groupement de deux condensateurs polarisés (*figure 2.8*).

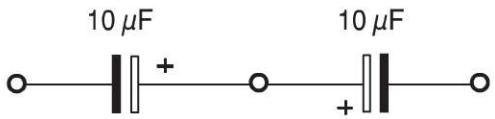


Figure 2.8 Association équivalente à un condensateur non polarisé de 5 µF.

Évidemment, la capacité de l'association se calcule par la formule citée plus haut. Deux condensateurs polarisés de 10 µF simulent un élément non polarisé dont la capacité est :

$$C = \frac{10}{2} = 5 \text{ µF}$$

Un autre groupement parfois rencontré est la mise en parallèle sur une ligne d'alimentation (*figure 2.9*). Du fait des ordres de grandeur très différents choisis pour les deux capacités, on peut estimer que le petit condensateur non polarisé n'a aucune influence sur la capacité résultante qui est environ 100 µF. En réalité, le problème se pose autrement du fait des imperfections des condensateurs. Les éléments de forte capacité ont de mauvaises propriétés aux hautes fréquences (voir les notions de technologie un peu plus loin). On se sert donc du gros condensateur polarisé pour un

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

fonctionnement aux fréquences basses et c'est le petit condensateur non polarisé qui prend le relais aux fréquences élevées.

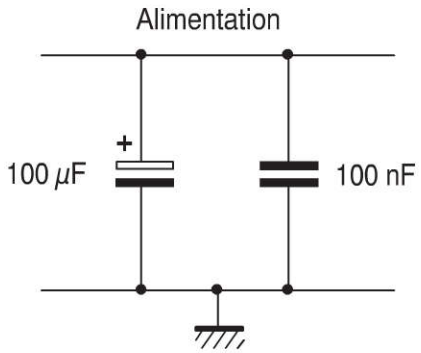


Figure 2.9 Groupement de deux condensateurs agissant dans des domaines de fréquences différents.

2.1.7 Courbes de charge et de décharge

La charge la plus simple est obtenue quand le courant I est constant. En effet, dans ce cas la tension u aux bornes du condensateur croît linéairement avec le temps t :

$$u = \frac{I}{C}t$$

Il faut cependant prendre garde au fait que cette formule ne s'applique que si le condensateur est totalement déchargé au départ (la tension est nulle à $t = 0$). On peut tracer la courbe représentant la tension u en fonction du temps t : on obtient un segment de droite (*figure 2.10*).

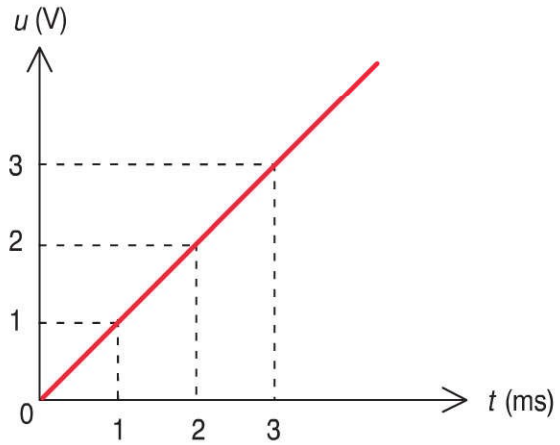


Figure 2.10 Charge d'un condensateur à courant constant.

Copyright © 2015 Dunod.

Le tracé a été fait pour un condensateur de capacité 1 µF chargé avec un courant constant de 1 mA. On utilise ce dispositif dans les générateurs de rampes et les générateurs de signaux triangulaires (la décharge étant alors aussi à courant constant).

Dans la plupart des applications, les condensateurs ne sont pas chargés à courant constant. Un générateur de tension continue E est branché en série avec une résistance R et le condensateur C (*figure 2.11*).

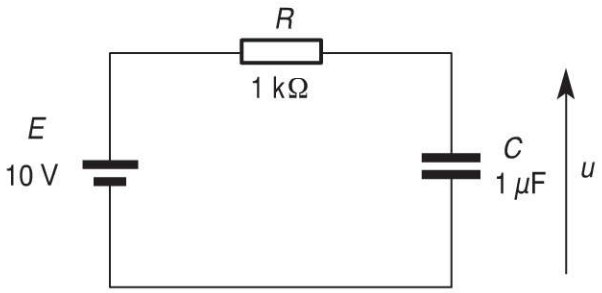


Figure 2.11 Circuit de charge d'un condensateur par un générateur de tension et une résistance.

Si le circuit est fermé à $t = 0$, le condensateur étant complètement déchargé, l'évolution de la tension u se fait suivant une courbe (*figure 2.12*). Cette courbe est une exponentielle d'équation :

$$u = E\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

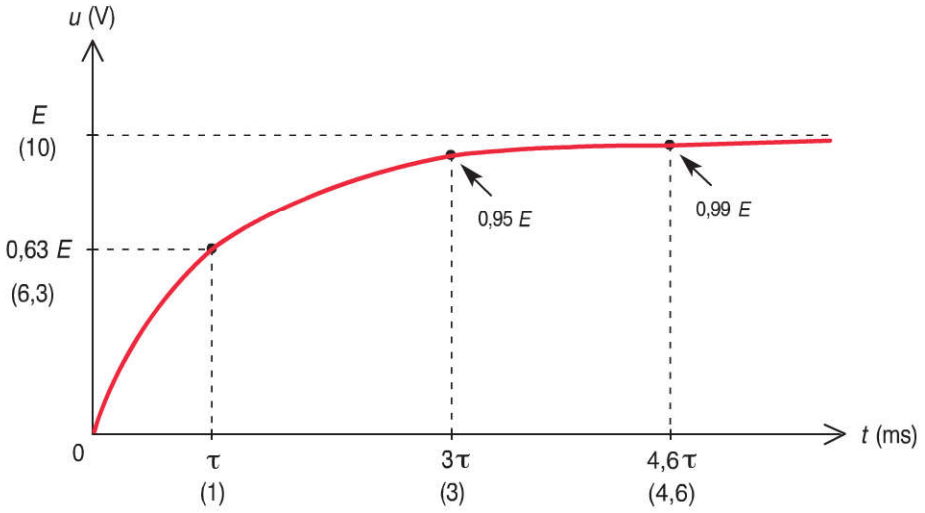


Figure 2.12 Évolution de la tension aux bornes d'un condensateur chargé par un générateur de tension et une résistance.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

La charge commence assez rapidement puis se ralentit de plus en plus. Pour chiffrer la durée de la charge, on définit la constante de temps du circuit par :

$$\tau = RC$$

Quelques valeurs remarquables sont données dans le *tableau 2.1*.

Tableau 2.1 Valeurs remarquables pour la courbe de charge du condensateur.

t	u
t	$0{,}63E$
3τ	$0{,}95E$
$4{,}6\tau$	$0{,}99E$

La décharge du condensateur est obtenue en remplaçant le générateur E par un court-circuit (*figure 2.13*).

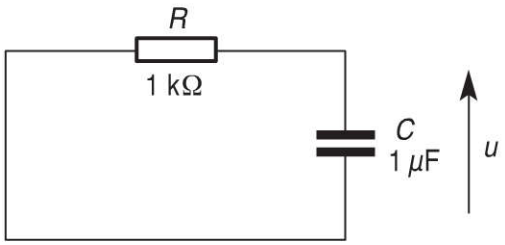


Figure 2.13 Circuit de décharge du condensateur.

Il faut bien noter qu'il ne suffit pas d'ôter le générateur puisque le circuit serait alors ouvert et le courant de décharge ne pourrait pas circuler. L'évolution de la tension aux bornes du condensateur est encore représentée par une exponentielle (*figure 2.14*) dont l'équation est :

$$u = E\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

Il suffit de renverser le tracé précédent pour l'obtenir. On a donc les valeurs particulières du *tableau 2.2*.

Copyright © 2015 Dunod.

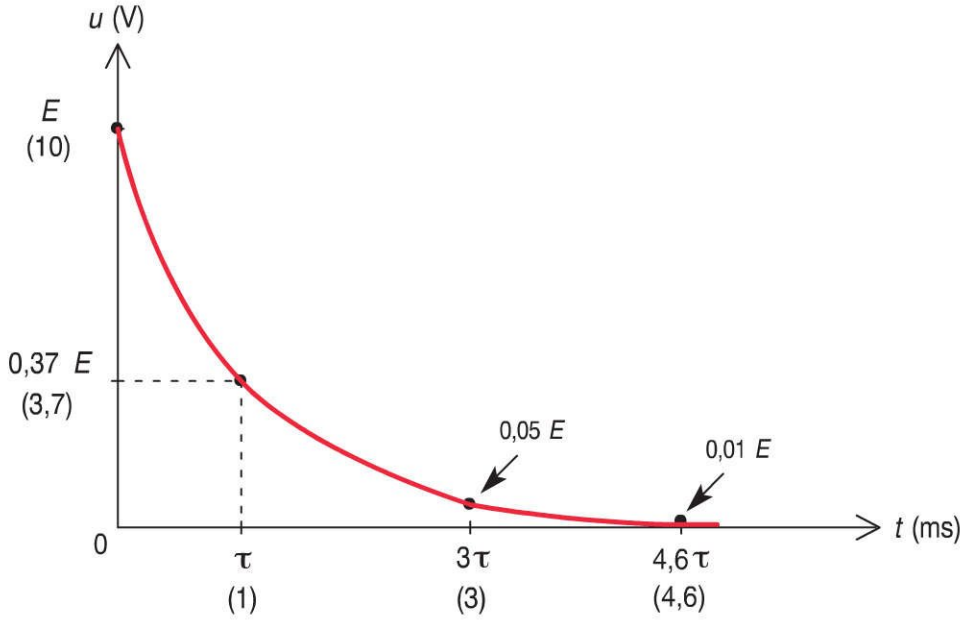


Figure 2.14 Évolution de la tension aux bornes du condensateur lors de sa décharge.

Tableau 2.2 Valeurs remarquables pour la courbe de décharge du condensateur.

t	u
t	$0{,}37E$
3τ	$0{,}05E$
$4{,}6\tau$	$0{,}01E$

On peut remarquer qu'une charge ou une décharge est pratiquement terminée au bout de quelques constantes de temps : au bout de 5τ, on atteint la valeur finale à moins de 1 % près.

Les charges et décharges exponentielles sont utilisées dans de nombreux montages : astables, monostables...

2.1.8 Comportement en régime sinusoïdal permanent

Comme le courant alternatif change de sens périodiquement, les condensateurs se chargent et se déchargent sans arrêt. Ce mouvement continuel donne l'impression qu'un courant alternatif traverse le condensateur alors

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

qu'aucune charge ne passe d'une armature à l'autre. En régime sinusoïdal permanent à fréquence donnée, on constate deux choses :

- la tension et le courant sont en quadrature, c'est-à-dire sont déphasés de 90 °, la tension étant en retard par rapport au courant (*figure 2.15*) ;
- la valeur efficace U de la tension aux bornes du condensateur est proportionnelle à l'intensité efficace I du courant :

$$U = ZI$$

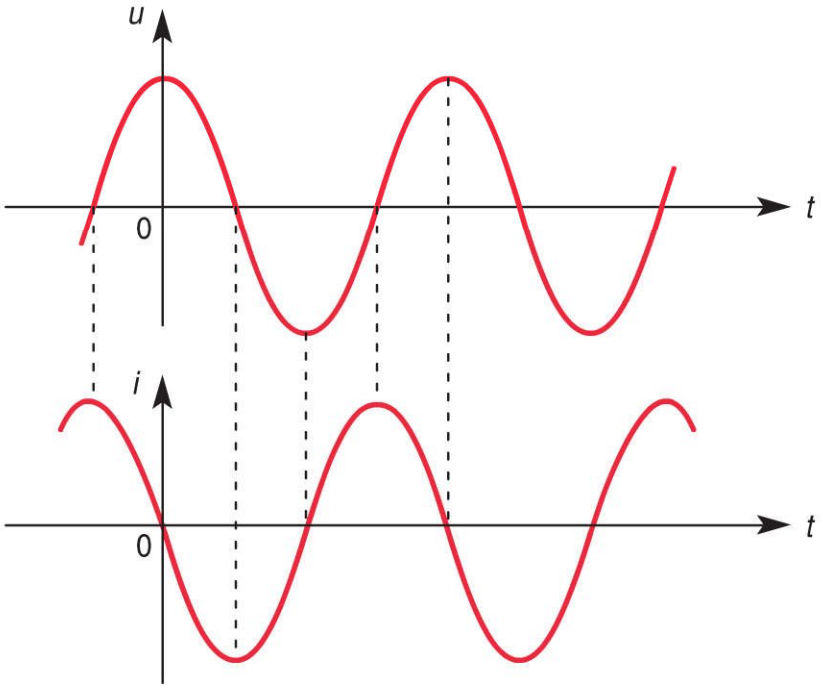


Figure 2.15 Tension et courant en quadrature.

Le coefficient Z est l'impédance du condensateur qui dépend de la fréquence f (ou de la pulsation $\omega = 2\pi f$) :

$$Z = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{2\pi fC}$$

La notion d'impédance pour un condensateur est voisine de la notion de résistance puisque la relation entre U et I a même forme que la loi d'Ohm. Toutefois, des différences importantes sont à noter. Tout d'abord,

Copyright © 2015 Dunod.

l'impédance ne se définit qu'en régime sinusoïdal permanent alors que la résistance est une grandeur indépendante des formes du courant et de la tension. En deuxième lieu, l'impédance d'un circuit ne décrit pas complètement son fonctionnement en sinusoïdal : il faut lui associer la connaissance du déphasage du courant par rapport à la tension. Pour terminer, l'impédance varie avec la fréquence des signaux, alors que la résistance est une constante. Cependant, en tenant compte des diverses restrictions qui viennent d'être exposées, on peut raisonner sur les impédances un peu comme sur les résistances. Les variations de l'impédance des condensateurs sont exploitées pour la réalisation des filtres de fréquence.

On peut regrouper les relations entre valeurs efficaces et entre phases grâce aux grandeurs complexes $\underline{U}$ et $\underline{I}$ associées à la tension et au courant :

$$\underline{U} = \underline{Z}\,\underline{I}$$

Le coefficient dans cette relation est l'impédance complexe $\underline{Z}$ du condensateur :

$$\underline{Z} = \frac{1}{\mathrm{j}C\omega}$$

2.1.9 Modèle d'un condensateur réel

Le diélectrique n'étant pas un isolant parfait, un condensateur réel peut être modélisé par un condensateur idéal de capacité C en parallèle avec une résistance de valeur élevée appelée résistance de fuites R_f (*figure 2.16*).

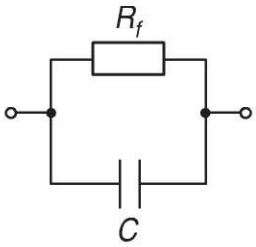


Figure 2.16 Modèle du condensateur prenant en compte sa résistance de fuites.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

En continu, un condensateur chargé puis isolé finit toujours par se décharger. C'est la résistance de fuites qui modélise cette autodécharge. Théoriquement, le condensateur doit se décharger exponentiellement avec une constante de temps $\tau_f = R_f C$. Pratiquement, le résultat est un peu différent, la modélisation des fuites par une résistance constante n'étant qu'une approximation.

En régime sinusoïdal, le courant n'est pas rigoureusement en quadrature avance par rapport à la tension. Sur un diagramme de Fresnel, le vecteur **I** représentant le courant dans le condensateur réel se construit comme la somme du vecteur $\mathbf{I_C}$, correspondant au courant dans le condensateur idéal de capacité C, en quadrature avance par rapport à la tension, et du vecteur $\mathbf{I_f}$ correspondant au courant dans la résistance de fuites, en phase avec la tension (*figure 2.17*). L'angle δ entre les vecteurs **I** et $\mathbf{I_C}$ est appelé angle de pertes. On chiffre habituellement les fuites d'un condensateur par la tangente de l'angle de pertes qui s'exprime par :

$$\tan\delta = \frac{I_f}{I_C} = \frac{1}{R_f C\omega}$$

Quand l'intensité du courant est élevée et surtout quand elle présente des pics (par exemple dans les régulateurs à découpage), il faut compléter le modèle par une résistance en série R_S de faible valeur qui est due aux résistances des connexions et des électrodes. Aux hautes fréquences, on doit également ajouter une inductance parasite L. On obtient alors un modèle

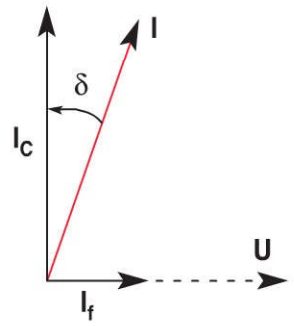


Figure 2.17 Diagramme de Fresnel d'un condensateur avec résistance de fuites.

Copyright © 2015 Dunod.

plus complet du condensateur réel (*figure 2.18*). Les paramètres de ce schéma ne sont constants que dans certaines limites, il faut parfois prendre en compte leurs variations, en particulier avec la fréquence.

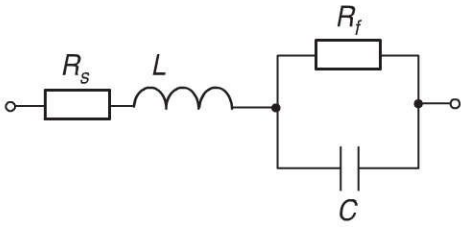


Figure 2.18 Modèle complet du condensateur.

2.2 Caractéristiques technologiques

2.2.1 Valeurs et précision

De la même façon que pour les résistances, les capacités des condensateurs disponibles appartiennent aux séries normalisées indiquées dans le *tableau 1.2*. Toutefois, le problème est un peu moins simple pour les condensateurs. Du fait des technologies différentes employées, on ne dispose pas d'éléments de précision identique dans toute la gamme des valeurs possibles. Pour les capacités les plus courantes, entre 1 nF et 1 µF, on trouve souvent des progressions E12, avec des précisions de 10 % ou 5 %. Pour les valeurs plus faibles (1 pF à 1 nF) et plus élevées (1 µF à 47 mF environ), on se contente en général de séries E6 ou même E3 car les précisions sont médiocres : ± 20 % et même – 20 %, + 50 % pour les fortes valeurs.

2.2.2 Tension maximale

Si une tension trop importante est appliquée aux bornes du condensateur, le diélectrique se perce et le composant est détruit : c'est le claquage du condensateur. Il existe donc une tension limite précisée par les constructeurs pour chaque modèle. Suivant la technologie et la capacité du condensateur, les tensions maximales sont assez variables : quelques volts à plusieurs milliers de volts.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

2.2.3 Marquage

Les condensateurs sont en général marqués en clair : la capacité et la tension limite sont indiquées en chiffres sur le corps du composant, avec ou sans indication d'unité. Par exemple, un condensateur polycarbonate marqué 47n 250 a une capacité de 47 nF et une tension maximale de 250 V. Un condensateur tantale marqué 10/25 a une capacité de 10 µF et une tension de 25 V.

2.2.4 Technologies

La grande variété des matériaux diélectriques employés conduit à de nombreux types de condensateurs de propriétés diverses. L'usage de telle ou telle technologie dépend de la gamme de capacités et des performances attendues. En particulier, les différents types de condensateurs ont un domaine de fréquence qui leur est propre. On ne fera ici que citer les principales caractéristiques des familles technologiques les plus répandues.

Condensateurs à film plastique

Les condensateurs les plus utilisés sont à film plastique (*figure 2.19*). De nombreuses variétés de plastiques peuvent être employées : polyester, polystyrène, polycarbonate, polypropylène… Les condensateurs à film plastique ont de bonnes performances. Les pertes sont réduites. La tension maximale est en général de plusieurs centaines de volts (parfois quelques dizaines de volts, plus rarement quelques milliers de volts). Les valeurs s'échelonnent entre 1 nF et quelques microfarads. Les tolérances sont habituellement de 5 % ou 10 %, plus rarement de 20 %. On rencontre aussi des séries de précision à 1 % ou 2 %. Dans un laboratoire courant, on trouve au moins un assortiment complet de condensateurs à film plastique en progression E6 ou E12. Dans les applications, on essaie en général de choisir les valeurs de capacités dans la gamme des condensateurs à film plastique, lorsque cela est possible. Toutefois, certains domaines exigeront d'autres ordres de grandeur de capacités et on fera alors appel à des technologies différentes.

Copyright © 2015 Dunod.

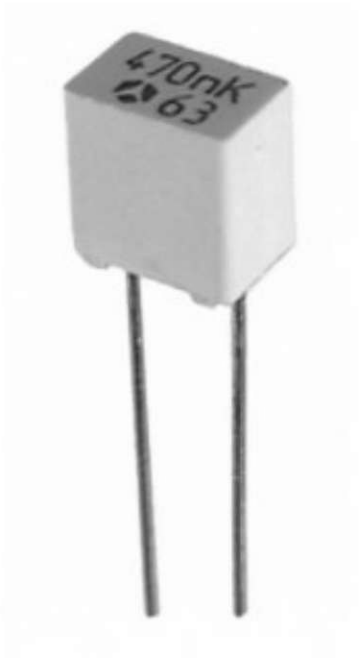


Figure 2.19 Condensateur à film polyester.

Condensateurs céramiques

La deuxième grande catégorie est formée par les condensateurs céramiques (*figure 2.20*). De nombreuses variantes existent, mais on peut cependant donner des caractéristiques communes à tous ces condensateurs. Tout d'abord, les condensateurs céramiques sont surtout destinés à une utilisation en hautes fréquences. Les pertes peuvent être importantes



Figure 2.20 Condensateur céramique.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

en particulier aux fréquences basses. Les valeurs s'échelonnent entre 1 pF et 100 nF environ. La précision est en général médiocre : 20 % est une valeur courante. Il existe cependant des séries plus précises. Les condensateurs céramiques seront surtout utilisés dans des applications où la valeur exacte de la capacité n'a pas d'importance.

Condensateurs électrolytiques

Pour les fortes valeurs de capacité, on fait appel aux condensateurs électrolytiques à l'aluminium, plus simplement appelés condensateurs chimiques (*figure 2.21*). On trouve ces composants pour des capacités comprises entre 1 µF et quelques millifarads, voire parfois quelques dizaines de millifarads. Les condensateurs chimiques ne peuvent être utilisés qu'aux basses fréquences. Ils sont polarisés : un mauvais sens de branchement peut amener l'explosion du composant. Les tensions de service sont assez faibles : quelques dizaines de volts. On trouve toutefois des tensions plus élevées pour des applications particulières. Les tolérances sont médiocres : souvent – 20 %, + 50 %. Ces condensateurs sont encombrants (particulièrement pour les valeurs élevées de capacité et de tension) et leur prix croît rapidement pour les fortes capacités et les tensions de service importantes. On n'utilisera donc ces éléments que si cela est absolument nécessaire et pour des applications où la valeur exacte de la capacité n'est pas importante.



Figure 2.21 Condensateur électrolytique.

Condensateurs au tantale

On trouve également des capacités élevées (0,1 µF à quelques centaines de microfarads) pour les condensateurs au tantale (*figure 2.22*). Ces derniers sont moins encombrants et plus fiables que les chimiques à l'aluminium.

Copyright © 2015 Dunod.



Figure 2.22 Condensateur au tantale.

Ils sont polarisés et leurs tensions de service sont faibles (quelques volts ou quelques dizaines de volts). Leur coût est plus élevé que pour les condensateurs à l'aluminium.

Éléments de comparaison

On vient de constater qu'il faut prêter un minimum d'attention à la technologie des condensateurs pour les utiliser correctement. On peut résumer les ordres de grandeur des capacités que l'on trouve couramment pour chaque type (*figure 2.23*) et les domaines de fréquence utilisables

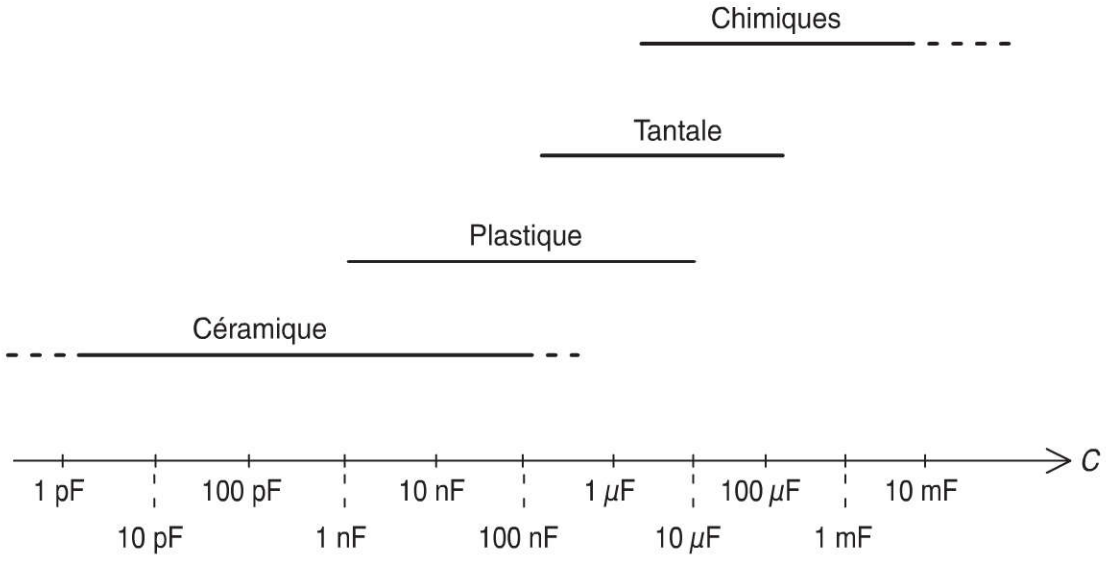


Figure 2.23 Ordre de grandeur des capacités disponibles pour les différents types de condensateurs.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

(*figure 2.24*). Il s'agit là de caractéristiques approchées pour des fabrications courantes et l'on peut évidemment rencontrer des modèles particuliers qui sortent des limites données.

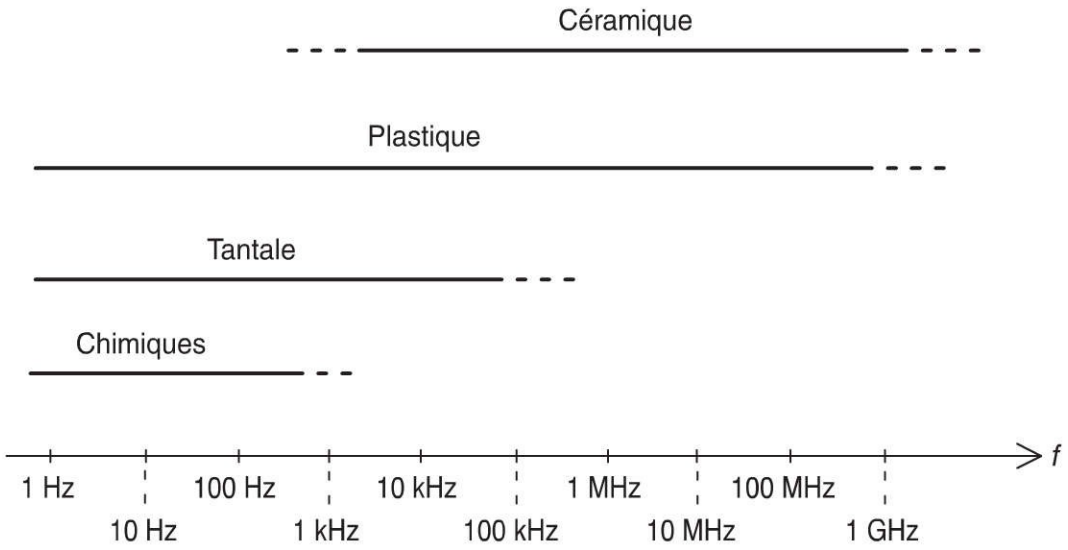


Figure 2.24 Domaines de fréquence utilisables pour les différents types de condensateurs.

Condensateurs CMS

Les condensateurs existent aussi comme composants montés en surface (CMS). Certains présentent un marquage en clair, mais beaucoup ne comportent aucun marquage (*figure 2.25*).



Figure 2.25 Condensateur CMS.

Copyright © 2015 Dunod.

2.2.5 Condensateurs variables

On ne dispose pas en général de condensateurs variables, sauf dans quelques cas particuliers. On peut d'abord citer pour mémoire des composants que l'on ne rencontre plus aujourd'hui : les condensateurs à lame d'air qui sont formés d'une armature fixe et d'une armature mobile montée sur un axe. En faisant tourner l'armature, on fait varier la surface des plaques en regard, ce qui se traduit par une modification de la capacité. Il n'y a pas de diélectrique, ce rôle est joué par l'air présent entre les armatures. Les capacités sont donc très faibles. Ce genre de matériel n'était utilisé que pour l'accord des circuits oscillants des récepteurs radio. On trouve aussi des ajustables à la céramique ou au plastique. Ces petits condensateurs ont de faibles capacités (quelques picofarads ou quelques dizaines de picofarads). Le réglage se fait à l'aide d'une vis.

2.2.6 Normes

Les principales normes concernant les condensateurs sont indiquées dans le *tableau 2.3*.

Tableau 2.3 Normes concernant les condensateurs.

Numéro	Date	Contenu
NF C83-100	1981	Condensateurs fixes - Spécification générique
NF EN 60384-1	2006	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 1 : spécification générique
NF EN 60384-2	2012	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 2 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes pour courant continu à diélectrique en film de téréphtalate de polyéthylène métallisé
NF EN 60384-3	2008	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 3 : spécification intermédiaire : condensateurs fixes électrolytiques au tantale pour montage en surface à électrolyte solide en dioxyde de manganèse
NF EN 60384-4	2008	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 4 : Spécification intermédiaire - Condensateurs électrolytiques en aluminium à électrolyte solide (MnO2) et non solide

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Tableau 2.3 Suite.

Numéro	Date	Contenu
CEI 60384-5	1993	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 5 : Spécification intermédiaire : Condensateurs fixes à diélectrique en mica pour courant continu de tension nominale ne dépassant pas 3 000 V - Choix des méthodes et règles générales
NF EN 60384-6	2006	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 6 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes pour courant continu à diélectrique en film de polycarbonate métallisé
CEI 60384-7	1978	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques. Septième partie : spécification intermédiaire : condensateurs fixes pour courant continu à film de polystyrène. Choix des méthodes d'essai et règles générales
NF EN 60384-8	2005	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 8 : spécification intermédiaire : condensateurs fixes à diélectrique en céramique, classe 1
NF EN 60384-9	2005	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 9 : spécification intermédiaire : condensateurs fixes à diélectrique en céramique de classe 2
NF EN 60384-11	2013	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 11 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes pour courant continu à diélectrique en film de polytéréphtalate d'éthylène à armatures en feuilles métalliques
NF EN 60384-13	2012	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 13 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes pour courant continu à diélectrique en film de polypropylène à armatures en feuilles métalliques
NF EN 60384-14	2005	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 14 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes d'antiparasitage et raccordement à l'alimentation
NF EN 60384-16	2006	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 16 : spécification intermédiaire : condensateurs fixes pour courant continu à diélectrique en film de polypropylène métallisé
NF EN 60384-17	2006	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 17 : spécification intermédiaire : condensateurs fixes pour tension alternative et pour impulsions à diélectrique en film de polypropylène métallisé

Copyright © 2015 Dunod.

Tableau 2.3 Suite.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 60384-18	2008	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 18 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes électrolytiques en aluminium pour montage en surface à électrolyte solide (MnO2) et non solide
NF EN 60384-19	2006	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 19 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes chipses pour courant continu à diélectrique en film de polytéréphtalate d'éthylène métallisé
NF EN 60384-20	2000	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 20 : spécification intermédiaire : condensateurs fixes pour montage en surface pour courant continu à diélectrique en film de sulfure de polyphénylène métallisé
NF EN 60384-21	2012	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 21 : spécification intermédiaire - Condensateurs multicouches fixes à diélectriques en céramique pour montage en surface, de classe 1
NF EN 60384-22	2012	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 22 : spécification intermédiaire - Condensateurs multicouches fixes à diélectriques en céramique pour montage en surface, de classe 2
NF EN 60384-23	2006	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 23 : spécification intermédiaire - condensateurs fixes pour montage en surface pour courant continu à diélectrique en film de polyéthylène naphtalate métallisé
NF EN 60384-24	2006	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 24 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes électrolytiques au tantale pour montage en surface à électrolyte solide en polymère conducteur
NF EN 60384-25	2006	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 25 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes électrolytiques en aluminium pour montage en surface à électrolyte solide en polymère conducteur
NF EN 60384-26	2011	Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques - Partie 26 : spécification intermédiaire - Condensateurs fixes électrolytiques en aluminium à électrolyte solide en polymère conducteur

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

2.3 Domaines d'utilisation

Les condensateurs ont de multiples usages. Dans certains cas, on exploite le fait qu'ils accumulent une certaine énergie, dans d'autres cas, c'est la variation de leur impédance avec la fréquence qui est utile.

2.3.1 Accumulation d'énergie

L'exemple le plus frappant de l'accumulation d'énergie est le flash d'un appareil photo. Les piles chargent un condensateur pendant un certain temps, puis le condensateur se décharge brusquement dans le tube du flash. La quantité d'énergie fournie pendant cette brève durée permet l'obtention de l'éclair.

2.3.2 Filtrage d'une alimentation continue

Dans les alimentations continues à partir du secteur, on utilise un gros condensateur pour le filtrage (*figure 2.26*).

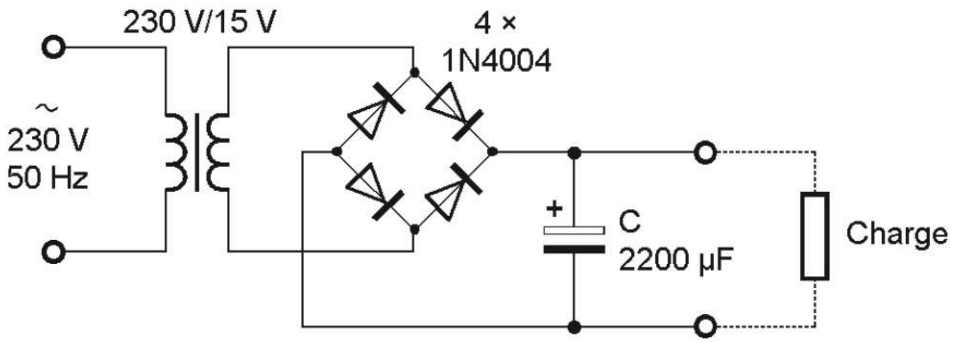


Figure 2.26 Alimentation continue avec condensateur de filtrage.

Le pont de diodes redresse le signal alternatif obtenu au secondaire du transformateur. En l'absence de condensateur, on observe la tension éloignée du continu (*figure 2.27*).

Si l'on branche le condensateur, mais que l'alimentation ne débite aucun courant, le condensateur se charge lors de la première montée puis garde sa charge (*figure 2.28*).

Copyright © 2015 Dunod.

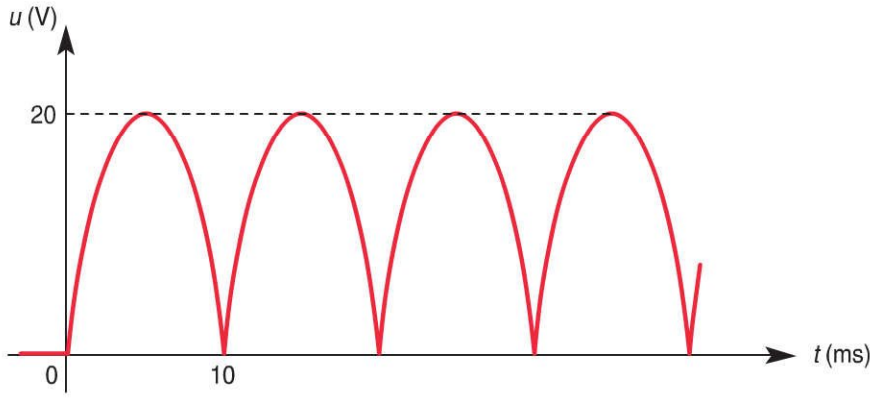


Figure 2.27 Allure de la tension redressée (sans filtrage).



Figure 2.28 Tension redressée et filtrée pour une alimentation à vide.

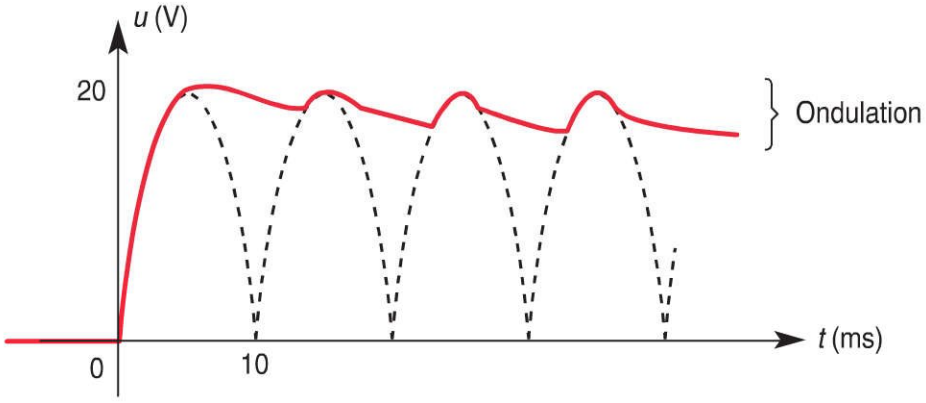


Figure 2.29 Tension de sortie de l'alimentation en présence d'un courant débité.

Lorsque l'alimentation débite, le condensateur se décharge légèrement puis se recharge périodiquement (*figure 2.29*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Si la capacité est assez élevée, la tension est sensiblement continue. On utilise habituellement de gros condensateurs chimiques (centaines ou milliers de microfarads). Il n'y a ici pas de problème puisque la fréquence est basse (100 Hz car il y a deux motifs identiques dans une période du secteur 50 Hz), et que la valeur exacte de la capacité n'est pas déterminante (il faut simplement un minimum, que l'on assurera avec une certaine marge de sécurité).

2.3.3 Découplage d'une ligne d'alimentation

Dans le même ordre d'idées, on trouve les condensateurs de découplage connectés sur les lignes d'alimentation d'un montage (*figure 2.30*).

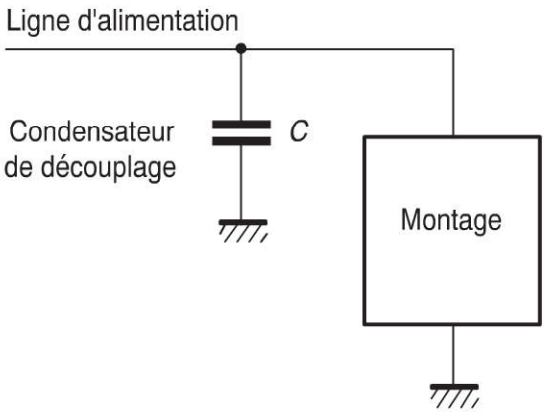


Figure 2.30 Condensateur de découplage sur une ligne d'alimentation.

La tension d'alimentation est normalement continue et le condensateur se charge lors de la mise sous tension du montage puis conserve cette charge. En réalité, la tension continue d'alimentation n'est pas rigoureusement constante à cause des parasites et des chutes de tension créées par les courants consommés par les circuits. En branchant un condensateur entre la ligne d'alimentation et la masse, on élimine ces variations de tension qui pourrait perturber le fonctionnement du montage. En effet, le condensateur, grâce à son énergie accumulée, apporte une certaine inertie à la tension. En cas de brève variation de l'alimentation, le condensateur n'a pas le temps de modifier sa charge et maintient la tension constante. Pour remplir correctement son rôle, le condensateur doit être connecté au plus près

Copyright © 2015 Dunod.

du circuit afin qu'il ne puisse pas y avoir de chute de tension entre le découplage et le montage lui-même. Suivant la nature des signaux à éliminer, on utilisera la technologie appropriée pour le condensateur. Les variations étant souvent rapides (parasites de commutation par exemple), on fait souvent appel à des condensateurs céramiques. Si des variations lentes sont à craindre (résidu d'ondulation secteur par exemple), il faut disposer d'une capacité plus élevée et on emploie alors des éléments chimiques. Si l'on veut éliminer des variations lentes ou rapides, on utilise une association formée par un condensateur céramique et un chimique comme on l'a déjà indiqué. Dans les montages à circuits intégrés, il faut réaliser suivant les cas un découplage par circuit ou par groupe de circuits. La valeur des capacités à employer est indiquée dans les spécifications des composants.

2.3.4 Filtrage

La variation de l'impédance d'un condensateur avec la fréquence est exploitée dans les filtres. Ces circuits permettent d'éliminer certaines composantes d'un signal et d'en conserver d'autres (celles qui appartiennent à la bande passante du filtre). Le condensateur laisse facilement passer les composantes de hautes fréquences (son impédance est alors faible) mais s'oppose au passage des composantes de basses fréquences (son impédance est alors élevée). Ainsi, suivant le branchement du ou des condensateurs, on peut favoriser les fréquences basses, moyennes ou hautes et réaliser un filtre passe-bas, passe-bande ou passe-haut. Par exemple, on sépare les aigus (fréquences élevées) et les graves (fréquences basses) à la sortie d'un amplificateur audio (*figure 2.31*). Les bobines viennent renforcer l'effet des condensateurs.

2.3.5 Liaison alternative

Un autre emploi fréquent pour le condensateur est le circuit de liaison. Il faut souvent séparer les composantes continues qui constituent la polarisation et les composantes alternatives qui forment le signal utile. Au chapitre précédent, on a donné le schéma d'un amplificateur à transistor. On

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

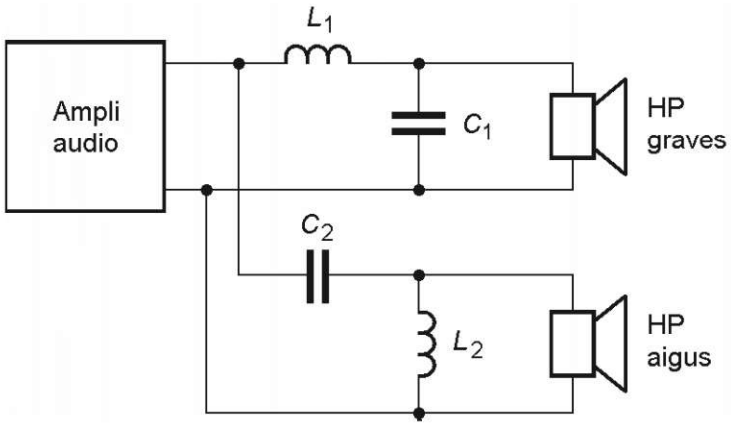


Figure 2.31 Séparation des graves et des aigus par un filtre passe-haut et un filtre passe-bas.

a vu que la tension de polarisation de base était fixée par les résistances R_1 et R_2. Pour que le générateur qui fournit le signal à amplifier ne modifie pas le point de polarisation, on a placé un condensateur de liaison C_1 à l'entrée. Comme le courant continu ne peut pas traverser un condensateur, il n'y a effectivement aucune influence. C_2 joue le même rôle à la sortie. Toutefois, pour que la liaison soit correcte, il faut que le condensateur laisse passer le signal utile. Pour que l'on puisse considérer que le résultat est correct, il suffit que l'impédance du condensateur soit faible devant la résistance d'entrée R_e de l'amplificateur, c'est-à-dire la résistance qui est vue par le signal variable entre les bornes d'entrée après le condensateur. En effet, le circuit se ramène à un diviseur d'impédances (*figure 2.32*).

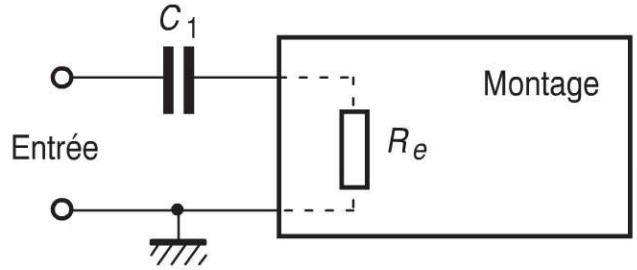


Figure 2.32 Condensateur de liaison à l'entrée d'un circuit.

La chute de tension dans C_1 est négligeable si :

$$\frac{1}{2\pi f C_1} \ll R_e$$

Copyright © 2015 Dunod.

On en déduit une valeur minimale pour C_1. On choisit souvent un coefficient de 10 en prenant :

$$\frac{1}{2\pi f C_{1\min}} = \frac{R_e}{10}$$

et donc :

$$C_{1\min} = \frac{10}{2\pi f R_e}$$

Si le signal comporte des composantes de diverses fréquences, il faut vérifier la relation pour toutes les fréquences. Pour cela, il suffit de la vérifier pour la fréquence la plus faible.

Par exemple, un amplificateur fonctionne en audiofréquences (20 Hz à 20 kHz environ). Sa résistance d'entrée est 10 kΩ (on la calcule dans l'étude de l'amplificateur). La capacité de liaison d'entrée doit bien jouer son rôle, même à 20 Hz, sa valeur minimale est :

$$C_{1\min} = \frac{10}{2\pi \times 20 \times 10 \times 10^3} = 7{,}96 \text{ µF}$$

On choisit ensuite une valeur normalisée supérieure. S'agissant d'une capacité élevée, on ne dispose en général que d'une progression E6 ou E3. On prend donc $C_1 = 10$ µF.

2.3.6 Transformation de front en impulsion

On utilise aussi des condensateurs pour créer des impulsions à partir d'une tension carrée : c'est le montage dérivateur (*figure 2.33*).

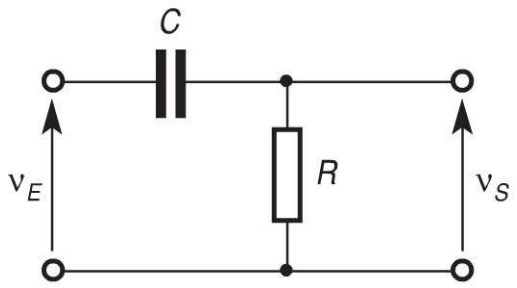


Figure 2.33 Montage dérivateur permettant de générer des impulsions à partir d'un signal carré.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Lors d'un front montant appliqué à l'entrée, le condensateur transmet la discontinuité à la sortie car il ne peut pas se charger instantanément. Ensuite, la résistance étant soumise à une différence de potentiel, il circule un courant qui charge le condensateur. Si la constante de temps *RC* est faible, la phase de charge est brève et on peut considérer que le signal apparu en sortie est une impulsion. Le fonctionnement est similaire lors des fronts descendants (*figure 2.34*).

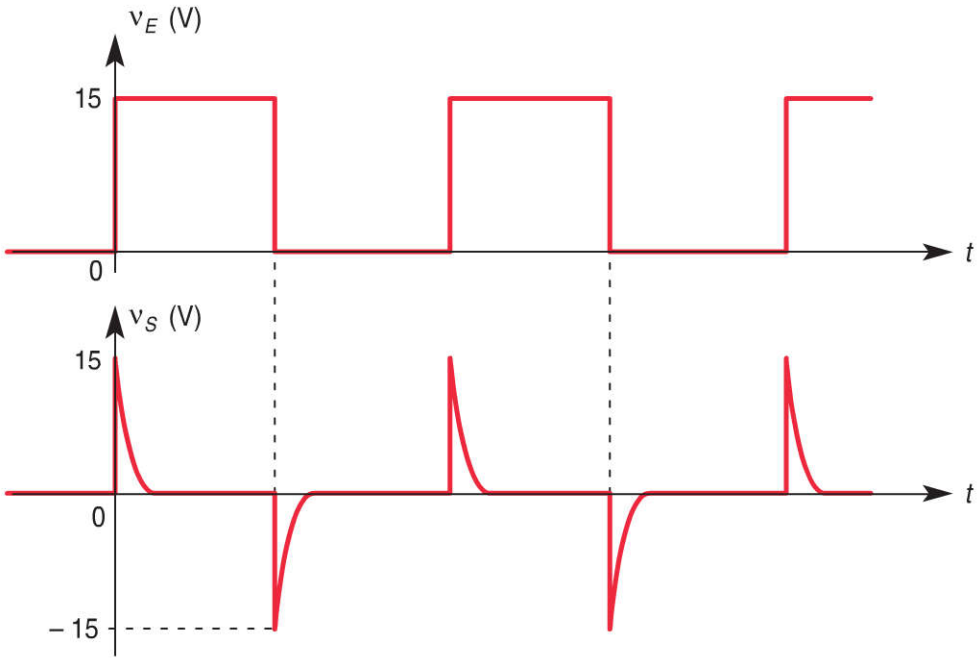


Figure 2.34 Impulsions en sortie du dérivateur.

2.3.7 Génération de signaux

Les condensateurs permettent aussi de faire évoluer des tensions ou des courants pendant une durée déterminée et ainsi réaliser des générateurs de signaux ou des temporisateurs. On emploie pour cela un circuit de commutation (en général intégré), un condensateur et une ou plusieurs résistances. Un montage très classique est le générateur de signaux carrés (ou circuit astable) réalisé avec un temporisateur intégré 555 (*figure 2.35*).

Le condensateur se charge et se décharge périodiquement. Les charges se font à travers R_A et R_B tandis que les décharges se font à travers R_B et le circuit intégré. Ce dernier effectue des commutations lorsque la tension v_C aux bornes du condensateur atteint $V_{CC}/3$ ou $2V_{CC}/3$ (*figure 2.36*).

Copyright © 2015 Dunod.

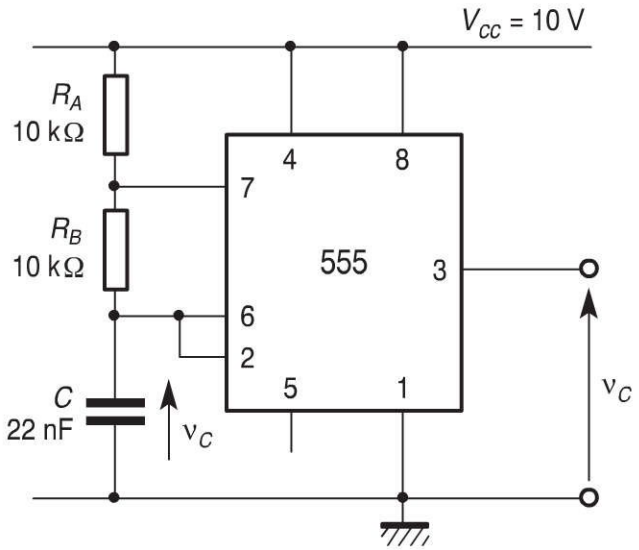


Figure 2.35 Générateur de signaux carrés à circuit intégré 555 (les numéros correspondent au boîtier DIL 8 broches).

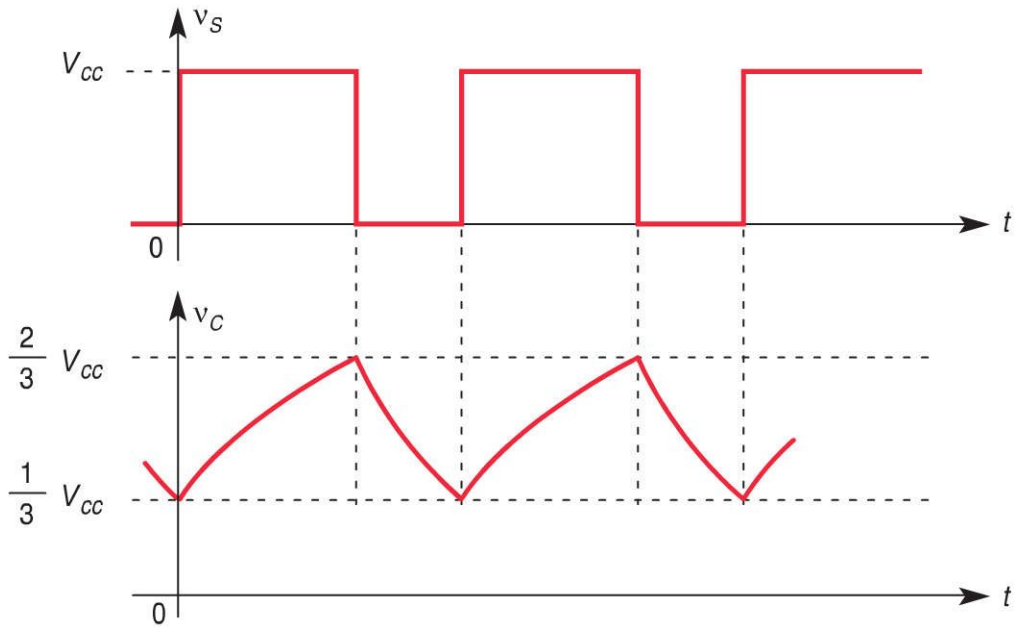


Figure 2.36 Évolution des tensions dans le générateur de signaux carrés.

La fréquence des signaux correspond à la formule :

$$f = \frac{1}{(R_A + 2R_B)C\ln 2}$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

La valeur obtenue est fixée par les résistances R_A et R_B et la capacité C, en fait par l'intermédiaire des constantes de temps de la charge $(R_A + R_B)C$ et de la décharge R_BC. On voit ici l'importance de la tolérance sur les composants. Un condensateur de bonne précision est nécessaire. On emploie donc un composant au plastique, ou parfois un céramique de bonne qualité. Cette remarque est valable pour tous les montages dont une caractéristique de sortie (durée, fréquence...) dépend de la valeur exacte d'une capacité. Avec les éléments du schéma, on obtient une fréquence de 2,19 kHz :

$$f = \frac{1}{\left(10 \times 10^{3} + 2 \times 10 \times 10^{3}\right) \times 22 \times 10^{-9} \ln 2} = 2{,}19 \text{ kHz}$$

Il existe plusieurs petits logiciels permettant de calculer la fréquence et le rapport cyclique du signal carré obtenu en sortie d'un astable à 555 à partir des données des résistances et de la capacité. D'autres logiciels, plus intéressants pour le concepteur, calculent les valeurs à donner aux composants pour obtenir une fréquence et un rapport cyclique fixés. On trouve facilement ces programmes gratuits sur Internet.

Copyright © 2015 Dunod.

3 Bobines

Les composants inductifs sont souvent mal connus et peu appréciés par les électroniciens. En effet, en basses fréquences, les bobinages sont lourds et encombrants et on ne les utilise que lorsque c'est vraiment nécessaire. En revanche, en hautes fréquences, les bobines sont de petite taille et leur emploi est plus intéressant.

3.1 Principe et propriétés

3.1.1 Définition

Une bobine est un composant constitué d'un enroulement de fil conducteur qui est le siège d'un phénomène d'auto-induction.

3.1.2 Symboles

Une bobine peut être représentée par son symbole normalisé (*figure 3.1*), mais on rencontre aussi d'autres symboles (*figure 3.2*).

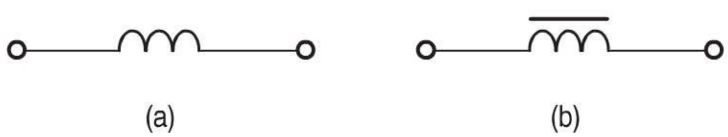


Figure 3.1 Symboles normalisés pour une bobine (la représentation (b) est employée s'il y a un noyau ferromagnétique).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

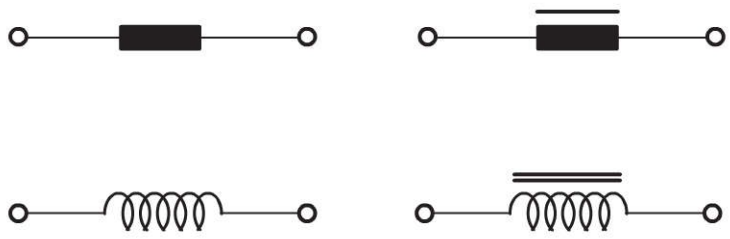


Figure 3.2 Divers symboles rencontrés pour la représentation des bobines.

3.1.3 Inductance

Une bobine est formée d'un fil enroulé soit dans l'air, soit sur un noyau ferromagnétique (*figure 3.3*).

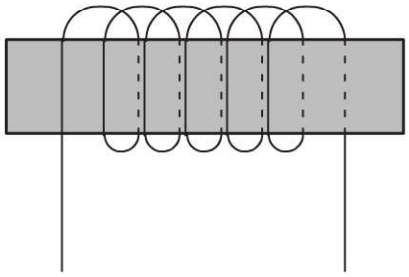


Figure 3.3 Bobine enroulée sur un noyau ferromagnétique.

Un conducteur parcouru par un courant crée un champ magnétique (comme un aimant). La présence d'un noyau ayant des propriétés ferromagnétiques augmente considérablement le champ magnétique obtenu. Si une bobine de N spires de section S est soumise à un champ magnétique B, on appelle flux Φ la quantité :

$$\Phi = NBS$$

L'unité de flux est le weber (symbole Wb). Si le champ magnétique a été créé par l'enroulement lui-même, on parle de flux propre. Tant que le courant i n'est pas trop élevé, le flux Φ est proportionnel au courant qui l'a engendré :

$$\Phi = Li$$

Copyright © 2015 Dunod.

Le coefficient L est l'inductance (ou auto-inductance) de la bobine. La traduction anglaise est *self-inductance*, ce qui explique que l'on parle parfois dans le langage courant de *self* pour désigner une bobine. L'unité d'inductance est le henry (symbole H), du nom du physicien américain Joseph Henry connu pour ses études sur le phénomène d'auto-induction. On utilise les sous-multiples : le millihenry (mH) et le microhenry (µH).

3.1.4 Relation entre tension et courant

Pour une bobine idéale en convention récepteur (*figure 3.4*), la relation entre l'intensité i du courant qui le traverse, la tension u à ses bornes et son inductance L est :

$$u = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

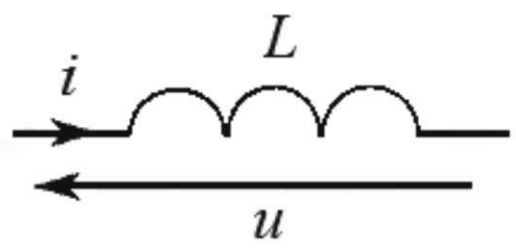


Figure 3.4 Bobine en convention récepteur.

3.1.5 Énergie emmagasinée

Du point de vue énergétique, le comportement de la bobine ressemble à celui du condensateur : les deux composants emmagasinent de l'énergie. La différence est que la bobine stocke l'énergie sous forme électromagnétique alors que le condensateur utilise la forme électrostatique.

L'énergie W emmagasinée dans une bobine d'inductance L parcourue par un courant i est donnée par la formule :

$$W = \frac{1}{2}Li^2$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

On utilise dans certains cas les échanges d'énergie entre bobines et condensateurs (circuit oscillant *LC*). Une bobine idéale n'aurait aucune perte d'énergie, mais en réalité, le conducteur employé pour l'enroulement a aussi une certaine résistance qui entraîne des pertes par effet Joule. L'effet de cette résistance est négligeable devant celui de l'inductance dans certaines applications, mais il modifie un peu les choses dans de nombreux cas. Le fait que l'énergie stockée corresponde à une circulation de courant donne à la bobine un effet d'inertie pour le courant. En particulier, ce courant ne peut pas être discontinu et la présence d'une bobine en série dans une connexion ralentit les variations de l'intensité. On constate un certain parallèle entre condensateur et bobine : le premier a un effet d'inertie sur la tension tandis que la seconde a un effet d'inertie sur le courant.

3.1.6 Non-linéarité

Si la présence d'un noyau ferromagnétique a l'avantage de donner une inductance beaucoup plus élevée, elle a aussi l'inconvénient d'amener une non-linéarité dans le fonctionnement de la bobine. Quand le courant est faible, le flux est proportionnel à l'intensité, mais, à partir d'un certain seuil, le flux ne croît plus aussi vite puis se stabilise pratiquement : c'est le phénomène de saturation. Si une bobine est saturée, on ne peut plus employer la notion d'inductance. Une caractéristique importante d'un bobinage est donc le courant maximal possible sans atteindre la saturation. En dehors des pertes par effet Joule déjà citées, les bobines à noyau ont également des pertes ferromagnétiques. Il s'agit d'une puissance perdue à cause de deux phénomènes : l'hystérésis, qui est un comportement différent selon que le courant est croissant ou décroissant, et les courants de Foucault qui sont des courants induits dans les masses métalliques. Pour les applications, il est important de savoir que ces pertes ferromagnétiques augmentent avec la fréquence et dépendent de la nature du matériau qui forme le noyau.

Copyright © 2015 Dunod.

3.1.7 Associations

On peut associer les bobines en série ou en parallèle, mais ces groupements sont très peu utilisés. Les lois d'association pour les inductances sont les mêmes que celles qui ont été citées pour les résistances.

3.1.8 Établissement du courant dans une bobine

Si l'on applique une tension constante U à une bobine, le courant augmente linéairement :

$$i = \frac{U}{L}t$$

Cette loi de variation n'est toutefois valable que tant que la bobine n'est pas saturée. Les variations de l'intensité i du courant en fonction du temps t sont représentées par un segment de droite (*figure 3.5*). On a choisi pour le tracé une inductance de 10 mH soumise à une tension de 10 V.

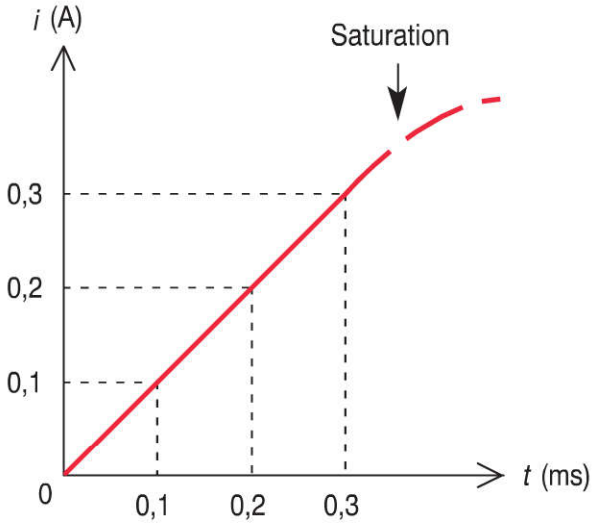


Figure 3.5 Établissement du courant dans une bobine soumise à une tension constante.

Si le courant s'établit à travers une résistance R (*figure 3.6*), la courbe est une exponentielle (*figure 3.7*) identique à celle qui représente la tension lors de la charge d'un condensateur (voir chapitre 2).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

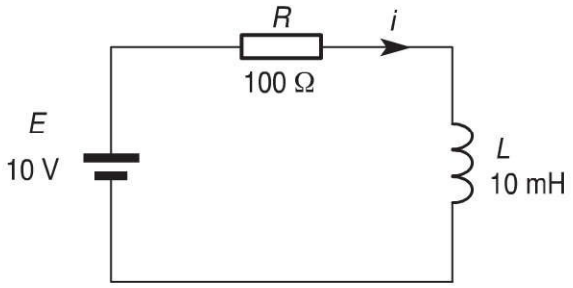


Figure 3.6 Établissement du courant dans une bobine à travers une résistance.

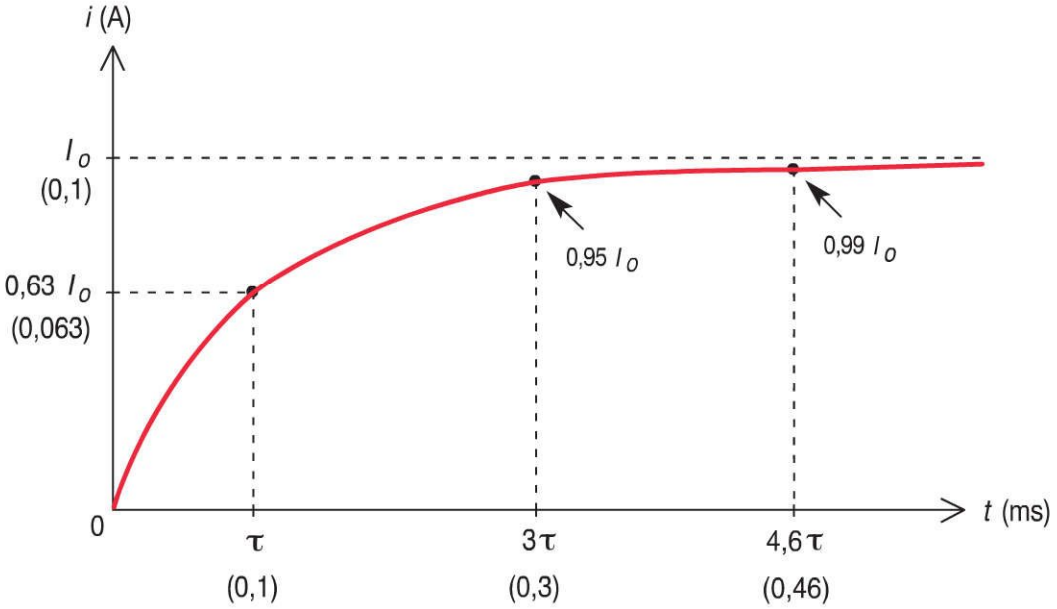


Figure 3.7 Évolution du courant dans la bobine.

La constante de temps est dans ce cas :

$$\tau = \frac{L}{R}$$

Au bout de quelques constantes de temps, le courant est stabilisé à sa valeur de repos :

$$I_0 = \frac{E}{R}$$

Les phénomènes sont similaires lors de l'extinction du courant (*figures 3.8* et *3.9*).

Copyright © 2015 Dunod.

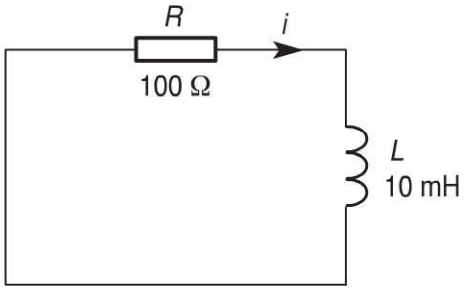


Figure 3.8 Circuit pour l'extinction du courant dans la bobine.

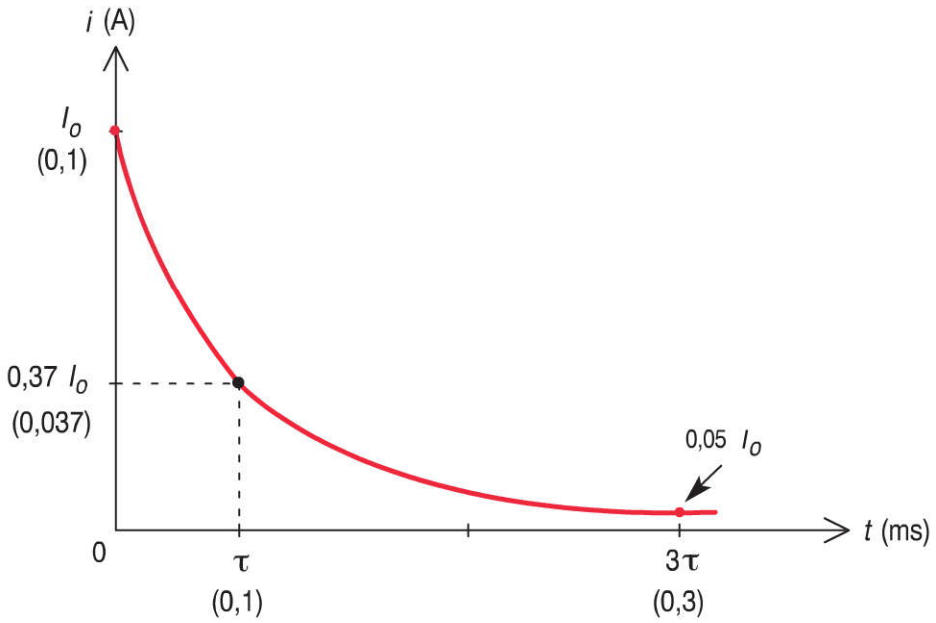


Figure 3.9 Évolution du courant lors de son extinction.

Il ne faut pas ouvrir le circuit contenant la bobine : le courant ne pouvant s'annuler brusquement à cause de l'énergie emmagasinée dans la bobine, il se produirait un arc électrique entre les contacts ouverts.

3.1.9 Comportement en régime sinusoïdal permanent

Pour une bobine idéale (résistance négligeable), la tension et le courant sont en quadrature, mais, contrairement à ce qui se passe pour un condensateur, c'est le courant qui est en retard sur la tension (*figure 3.10*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

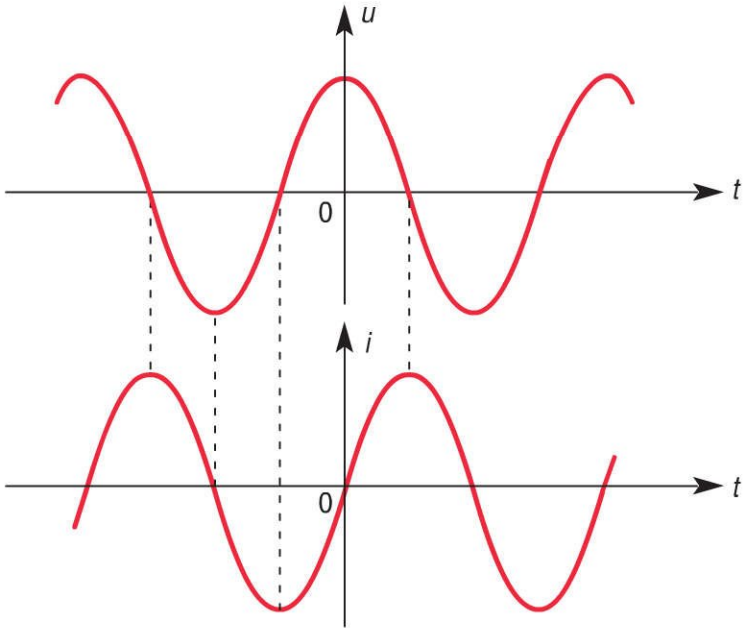


Figure 3.10 Tension et courant en quadrature.

L'impédance augmente avec la fréquence f (ou avec la pulsation ω) et s'exprime par la formule :

$$Z = L\omega = 2\pi fL$$

Cette variation de l'impédance, opposée à celle qui est observée pour un condensateur, est également utilisée dans certains filtres.

On peut regrouper les relations entre valeurs efficaces et entre phases grâce aux grandeurs complexes $\underline{U}$ et $\underline{I}$ associées à la tension et au courant :

$$\underline{U} = \underline{Z}\,\underline{I}$$

Le coefficient dans cette relation est l'impédance complexe $\underline{Z}$ de la bobine :

$$\underline{Z} = \mathrm{j}L\omega$$

3.1.10 Modèle d'une bobine réelle

Une bobine est constituée d'un enroulement de fil qui a une certaine résistivité. Elle peut donc être modélisée par l'association en série d'une bobine idéale d'inductance L et d'une petite résistance r (*figure 3.11*).

Copyright © 2015 Dunod.

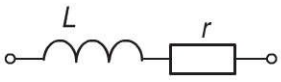


Figure 3.11 Modèle d'une bobine prenant en compte sa résistance série.

Quand la fréquence est élevée, il faut également prendre en compte la capacité parasite entre les spires. Pour cela, on ajoute un condensateur en parallèle (*figure 3.12*).

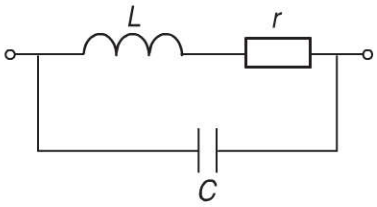


Figure 3.12 Modèle d'une bobine aux fréquences élevées.

3.2 Caractéristiques technologiques

3.2.1 Technologies

Bobines à noyau de fer

Les noyaux de fer ne peuvent être utilisés que pour des fréquences limitées à quelques centaines de hertz. Au-delà, les pertes ferromagnétiques deviennent trop importantes.

Bobines à noyau de ferrite

Aux fréquences moyennes ou hautes, on utilise des bobines à noyau de ferrite. Dans cette catégorie de matériaux, on trouve de nombreux types différents destinés à des domaines divers. La plage des fréquences utilisables est une caractéristique essentielle des ferrites : elle peut être située entre 1 kHz et 100 kHz pour certaines références, mais s'étend de 100 MHz à 1 GHz pour d'autres. Le deuxième paramètre important est

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

l'inductance spécifique A_L. L'inductance L d'un bobinage est proportionnelle au carré du nombre de spires N. A_L est le coefficient de proportionnalité :

$$L = A_L N^2$$

De nombreuses présentations différentes existent pour les bobinages sur ferrites. Pour les faibles courants (fil fin), on a souvent recours à un « pot » formé de deux coupelles maintenues par un étrier. L'enroulement est bobiné sur un petit support plastique placé à l'intérieur des coupelles. Pour des courants plus élevés, on choisit des noyaux en EI ou des tores.

On rencontre aussi des bobines miniatures de forme et de dimensions comparables à celles d'une résistance (*figure 3.13*). On dispose d'inductances pouvant aller de 0,1 µH à 10 mH. Certains modèles sont marqués en clair, d'autres suivant un code des couleurs (*figure 3.14*). Le *tableau 3.1* donne la signification des couleurs.



Figure 3.13 Bobine miniature.

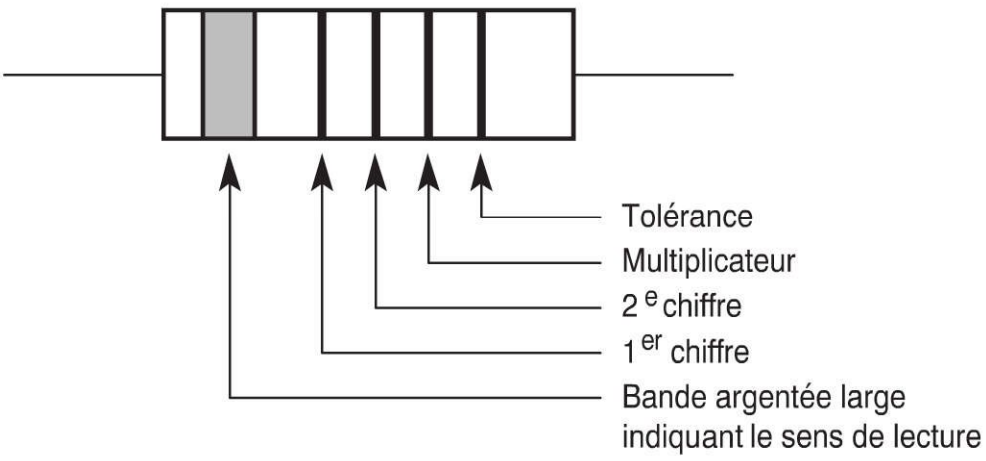


Figure 3.14 Marquage d'une bobine miniature par le code des couleurs.

Copyright © 2015 Dunod.

Tableau 3.1 Signification du code des couleurs pour le marquage des bobines miniatures.

Couleur	1er anneau 1er chiffre	2e anneau 2e chiffre	3e anneau Multiplicateur	4e anneau Tolérance
Noir		0	× 1 µH	
Marron	1	1	× 10 µH	
Rouge	2	2	× 100 µH	
Orange	3	3	× 1 mH	
Jaune	4	4		
Vert	5	5		
Bleu	6	6		
Violet	7	7		
Gris	8	8		
Blanc	9	9		
Rien				20 %
Argent				10 %
Or				5 %

Un cas particulier apparaît lorsque l'inductance est inférieure à 10 µH : il n'y a pas de bande de multiplicateur, mais la virgule décimale est indiquée par un anneau de couleur or (*figure 3.15*).

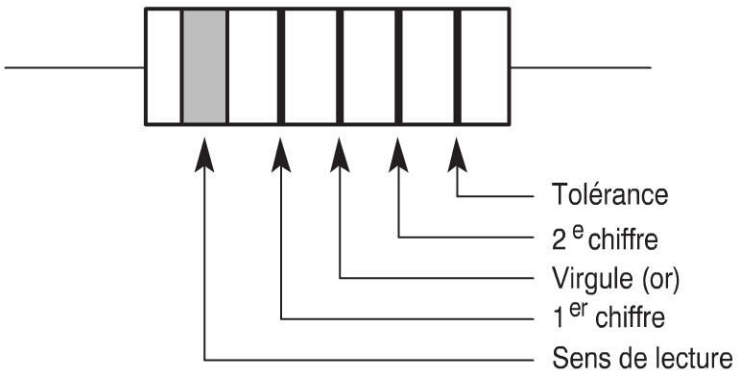


Figure 3.15 Cas particulier des inductances inférieures à 10 µH.

Bobines à air

En hautes fréquences, on emploie des bobines à air. L'inductance obtenue est faible, mais son effet est suffisant pour des signaux dans les dizaines ou centaines de mégahertz. L'absence de noyau ferromagnétique évite les

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

problèmes de saturation. Ce type de bobine a aussi l'avantage d'être léger et peu encombrant. Il arrive que l'on utilise aussi des bobines à air pour des fréquences peu élevées afin d'éviter les problèmes de non-linéarités liés aux matériaux magnétiques, mais il faut un nombre important de spires pour obtenir les inductances nécessaires.

Bobines CMS

Les bobines existent aussi comme composants montés en surface (CMS), particulièrement pour les faibles inductances.

3.2.2 Normes

Les principales normes concernant les bobines sont indiquées dans le *tableau 3.2*.

Tableau 3.2 Normes concernant les bobines.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 62358	2004	Noyaux de ferrite - Inductance spécifique normalisée (AL) et tolérances associées
NF EN 61605	2005	Inductances fixes utilisées dans les équipements électroniques et de télécommunications - Codes pour le marquage
NF EN 61248	1998	Transformateurs et inductances destinés aux équipements électroniques et de télécommunications - Partie 1 : spécification générique
NF EN 62674-1	2013	Composants inductifs à haute fréquence - Partie 1 : inductances fixes pour montage en surface utilisées dans les matériels électroniques et les équipements de télécommunications

3.3 Domaines d'utilisation

Aux basses fréquences, on trouve peu de bobinages, leur encombrement et leur poids les rendant d'usage difficile.

3.3.1 Filtrage

On rencontre quelques bobinages dans les filtres passifs comme ceux qui ont été décrits au chapitre précédent. Les bobines renforcent l'effet de filtrage déjà obtenu par les condensateurs : quand la fréquence augmente,

Copyright © 2015 Dunod.

l'impédance des bobines croît tandis que celle des condensateurs diminue. Aux basses fréquences, on préfère les filtres actifs qui associent des résistances, des condensateurs et des amplificateurs opérationnels : ils permettent d'obtenir de bonnes caractéristiques sans bobinage encombrant. Cependant, ces filtres actifs exigent une alimentation continue. Quand celle-ci n'est pas disponible, il est parfois préférable de recourir aux filtres passifs. C'est en particulier le cas pour les filtres d'enceintes acoustiques. On peut faire appel à des bobines à air pour éviter les distorsions de non-linéarité. Dans le domaine des fréquences plus élevées, les bobines sont beaucoup moins encombrantes et leur usage ne pose aucun problème. On utilise donc systématiquement des cellules de filtres *LC* (bobine et condensateur) que l'on peut associer dans différentes configurations.

Un cas particulier de filtrage se rencontre dans les liaisons des appareils avec le secteur : c'est l'antiparasitage. En effet, la tension sinusoïdale du secteur est entachée d'un certain nombre de parasites dus principalement à des commutations de courants importants : interrupteurs mécaniques, thyristors, triacs, alimentations à découpage... Les circuits électroniques risquent d'être perturbés par ces parasites. Il est possible d'éliminer cette éventualité en utilisant des filtres d'un côté dans les liaisons des équipements perturbateurs et d'un autre côté dans les liaisons des montages qui peuvent être sensibles aux parasites. Le spectre de ces perturbations étant situé dans les hautes fréquences, il est facile d'utiliser des bobines et des condensateurs pour le filtrage (*figure 3.16*).

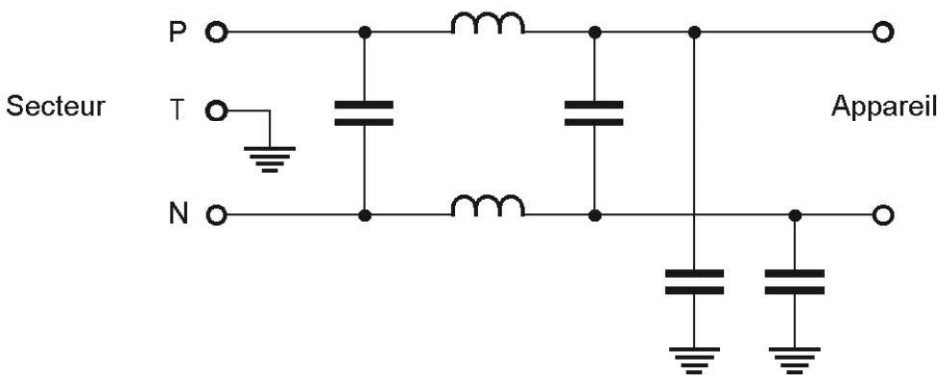


Figure 3.16 Filtre secteur antiparasite.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Les bobines lissent le courant dans les fils de ligne et les condensateurs affaiblissent les variations brusques des tensions entre les deux fils de ligne et entre fil de ligne et terre.

3.3.2 Lissage du courant

Les convertisseurs de tension par découpage utilisent tous un composant inductif, bobine ou transformateur. Diverses configurations sont rencontrées : montages élévateurs, abaisseurs ou inverseurs. Les schémas comprennent en général un circuit intégré, une bobine, quelques résistances et condensateurs et éventuellement une diode et des transistors. Le rôle de la bobine dans ce type de montages est d'accumuler une certaine énergie pendant une phase du fonctionnement et de la restituer dans une autre phase afin de lisser le courant. On emploie des noyaux de ferrites puisque les signaux sont assez rapides (fréquences de commutation de plusieurs dizaines de kilohertz). Le filtrage final qui permet d'obtenir une tension continue est effectué par un condensateur. Un exemple de convertisseur élévateur utilise un circuit intégré *Maxim* de référence MAX630 (*figure 3.17*).

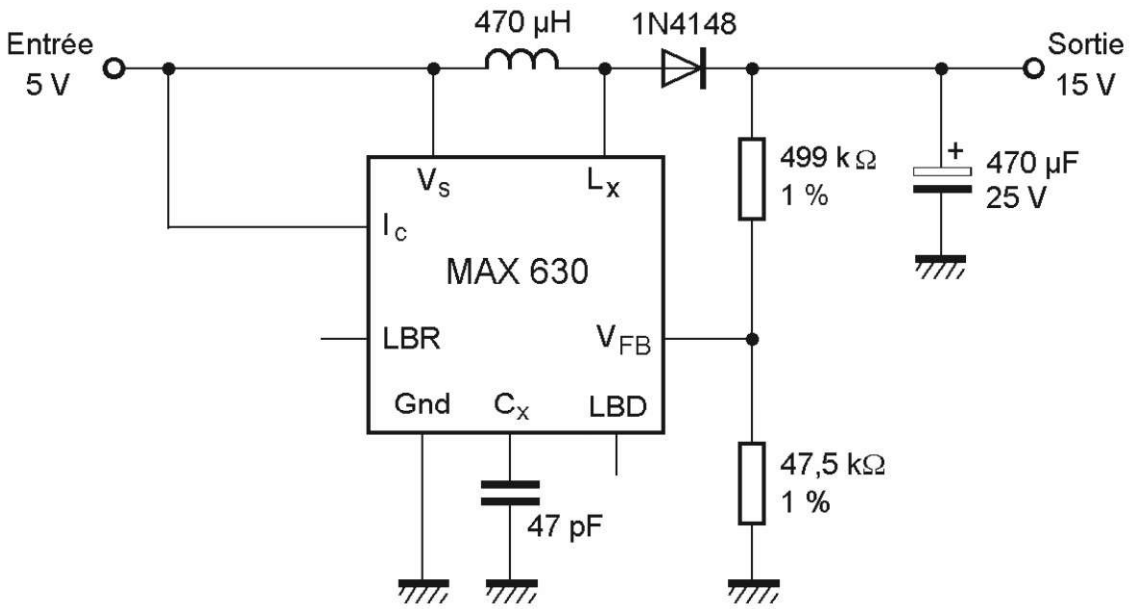


Figure 3.17 Convertisseur élévateur de tension.

Copyright © 2015 Dunod.

Le montage permet d'obtenir une tension fixe de 15 V à partir d'une tension disponible de 5 V. Les résistances du pont diviseur de sortie sont à 1 % (série E96) car ce sont elles qui fixent la valeur précise de la tension de sortie.

3.3.3 Circuit sélectif LC

Aux fréquences élevées, on associe souvent une bobine et un condensateur pour former un circuit accordé (appelé aussi circuit résonnant ou circuit oscillant). Ce circuit a la particularité d'être un filtre sélectif. On l'utilise par exemple dans les amplificateurs en classe C (*figure 3.18*).

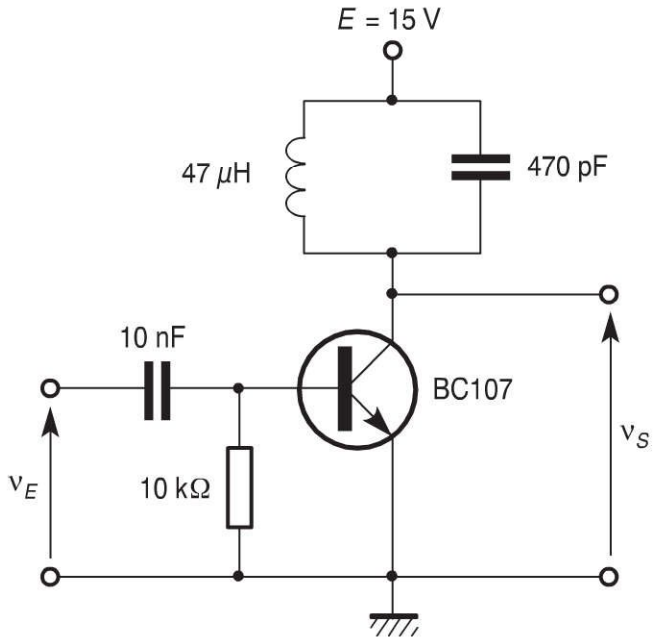


Figure 3.18 Amplificateur sélectif en classe C.

Dans ce montage, le transistor a une polarisation de base négative grâce au condensateur d'entrée qui se charge à la mise sous tension. Le transistor ne conduit donc que pendant une brève durée à chaque période du signal d'entrée. Pour reconstituer une sinusoïde en sortie, on filtre le courant de collecteur (formé de pics) par le circuit accordé sur la fréquence d'entrée. Avec les valeurs proposées sur le schéma, la fréquence d'accord est environ 1 MHz.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

3.3.4 Bobine d'arrêt

Les bobines sont aussi utilisées en hautes fréquences pour la polarisation des transistors. Ce sont les bobines d'arrêt (appelées selfs de choc dans le jargon électronicien). Par exemple, on peut utiliser cette solution dans un oscillateur *LC* du type Colpitts (*figure 3.19*).

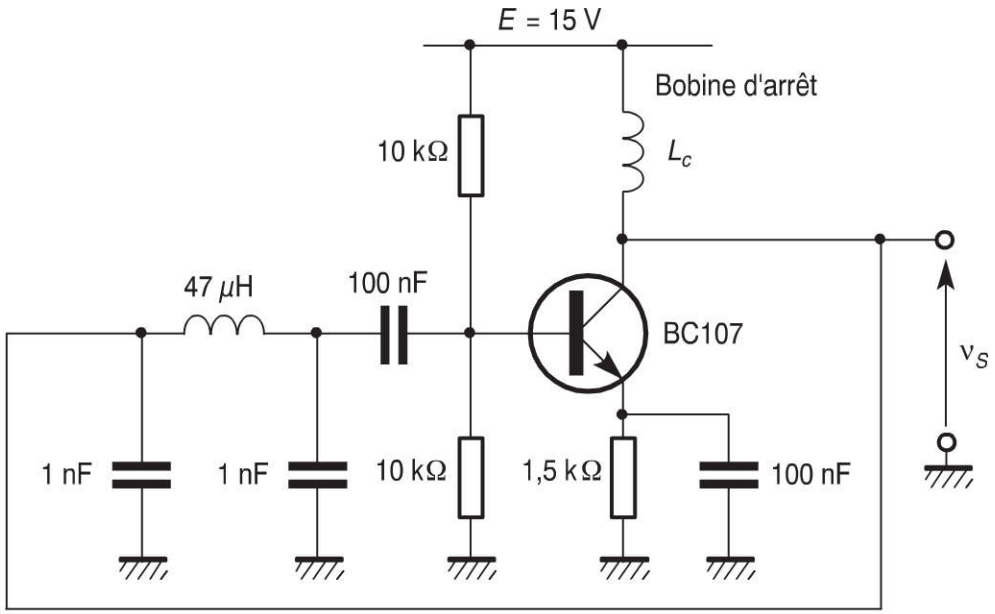


Figure 3.19 Oscillateur Colpitts avec polarisation du collecteur par une bobine d'arrêt.

Sa fréquence d'oscillation est fixée à environ 1 MHz par la cellule formée de la bobine de 47 µH et des deux condensateurs de 1 nF. Le transistor est relié à l'alimentation du côté collecteur par une bobine d'arrêt. Pour la composante continue (polarisation), cette bobine est presque un court-circuit tandis que pour les signaux de haute fréquence, c'est presque un circuit ouvert. Les bobines d'arrêt jouent donc le rôle inverse de celui des condensateurs de liaison. On peut ainsi aiguiller les courants continus et les courants alternatifs dans des branches différentes. De plus, il n'y a pas de pertes par effet Joule dans la bobine (en fait des pertes très faibles), contrairement à ce qui se passe dans les résistances de polarisation des amplificateurs en basses fréquences.

Copyright © 2015 Dunod.

4 Transformateurs

Le transformateur est un dispositif utilisé pour assurer une isolation galvanique entre deux parties de circuit ou pour modifier la valeur efficace d'une tension alternative.

4.1 Principe et propriétés

4.1.1 Définition

Un transformateur est un appareil statique à induction électromagnétique, à deux enroulements ou plus, destiné à transformer un système de tension(s) et courants(s) alternatifs en un autre système de tension(s) et courant(s) alternatifs, de valeurs généralement différentes et de même fréquence, en vue de transférer une puissance électrique.

4.1.2 Symboles

Les transformateurs peuvent être représentés par leur symbole normalisé (*figure 4.1*) ou par d'autres symboles (*figure 4.2*).

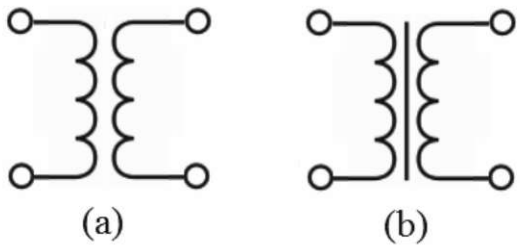


Figure 4.1 Symboles normalisés pour un transformateur (la variante (b) indique la présence d'un noyau ferromagnétique).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

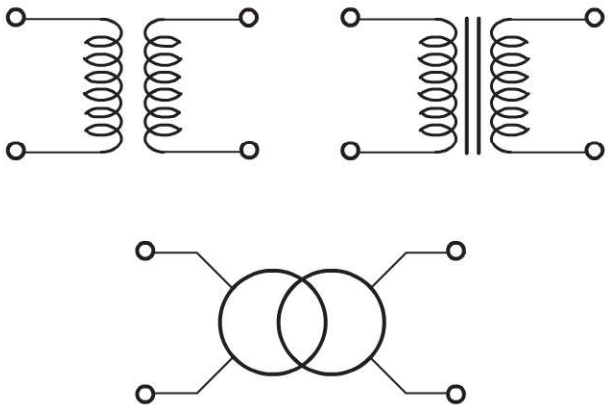


Figure 4.2 Divers symboles rencontrés pour la représentation des transformateurs.

4.1.3 Constitution

Un transformateur est constitué d'un noyau ferromagnétique fermé réalisé avec un matériau de forte perméabilité sur lequel sont placés deux enroulements (*figure 4.3*). L'une de ces bobines, appelée *primaire*, est alimentée par une source de tension alternative et l'autre enroulement, nommé *secondaire*, est relié à une charge. Pour l'étude du principe, on place habituellement les deux enroulements sur deux colonnes distinctes du circuit magnétique. La disposition réelle est différente : les bobines sont concentriques pour minimiser les flux de fuite et le primaire et le secondaire sont soit répartis sur les deux colonnes, soit placés sur une colonne centrale, le flux se refermant par deux colonnes latérales (voir la partie consacrée aux caractéristiques technologiques).

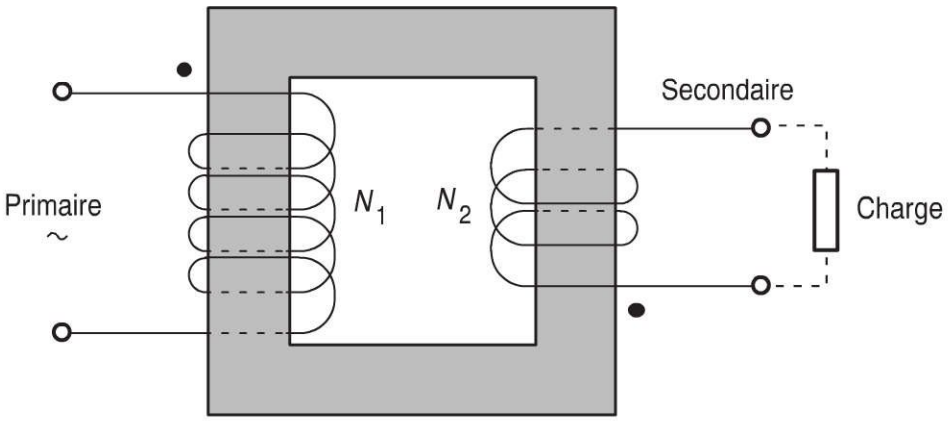


Figure 4.3 Principe d'un transformateur.

Copyright © 2015 Dunod.

4.1.4 Principe

Le primaire, alimenté par une source de tension alternative, est parcouru par un courant alternatif qui créé un flux magnétique variable dans le noyau. Le secondaire est alors le siège d'une force électromotrice induite. Si le circuit est fermé sur un récepteur, il apparaît un courant qui donne une force magnétomotrice s'opposant à celle du primaire. Comme le flux est imposé par la tension de la source alternative, la force magnétomotrice résultante est inchangée et le primaire appelle un courant qui permet le maintien de l'état magnétique du noyau. On peut ainsi transférer une puissance du primaire vers le secondaire sans aucun contact électrique. Dans son principe, l'appareil est réversible, l'un quelconque des enroulements pouvant être choisi comme primaire. En pratique, le rôle des deux bobines est cependant bien défini.

Il est important de noter qu'un transformateur ne fonctionne qu'avec des signaux variables. Il n'a pas d'équivalent en continu (la fonction correspondante ne peut alors être réalisée que par un circuit électronique).

4.1.5 Pointage des enroulements

Les symboles sont insuffisants pour connaître totalement le branchement d'un transformateur à partir d'un schéma car les deux extrémités des enroulements ne sont pas équivalentes. En effet, le sens de bobinage détermine le sens du champ magnétique créé et donc les polarités instantanées des tensions induites. Les deux possibilités sont le pas à gauche et le pas à droite. L'important est de savoir si les deux enroulements sont de même sens ou de sens contraire. Pour conserver une information sur les sens de bobinage avec le symbole du transformateur, une extrémité de chaque enroulement est munie d'un point (*figure 4.4*). Ces bornes homologues correspondent à des points de même polarité instantanée.

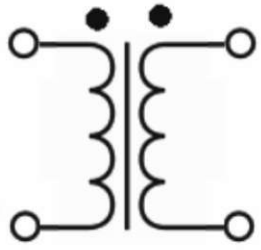


Figure 4.4 Pointage des enroulements.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

4.1.6 Modèle du transformateur idéal

Des hypothèses très simplificatrices permettent de rendre compte des propriétés essentielles du dispositif : c'est le modèle du transformateur idéal. On considère que le circuit magnétique présente une réluctance nulle et n'est source d'aucune perte et que les enroulements ont une résistance nulle.

Choisissons les conventions de signe qui permettent d'obtenir des signes + dans les relations (*figure 4.5*).

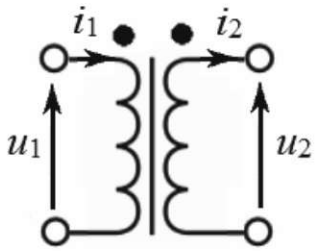


Figure 4.5 Conventions de signe.

Nous avons alors :

$$\frac{u_2}{u_1} = k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{k}$$

avec :

$$k = \frac{N_2}{N_1}$$

Le nombre k est le rapport de transformation de l'appareil. Il est égal au rapport du nombre de spires N_2 de l'enroulement secondaire au nombre de spires N_1 de l'enroulement primaire. C'est un nombre sans dimension.

Les transformateurs peuvent être abaisseurs ($k < 1$) ou élévateurs ($k > 1$). Un cas particulier est le transformateur d'isolement ($k = 1$). Il ne modifie pas la tension, mais permet d'avoir un isolement électrique entre les circuits branchés au primaire et au secondaire.

Copyright © 2015 Dunod.

Un transformateur permet également de réaliser une adaptation d'impédance. Pour un transformateur idéal, si une résistance R est branchée entre les bornes du secondaire, la résistance R' vue aux bornes du primaire est divisée par le carré du rapport de transformation k :

$$R' = \frac{R}{k^2}$$

4.1.7 Modèle du transformateur réel

Le comportement des transformateurs s'écarte en plusieurs points de celui qui est prévu avec le modèle idéal. Tout d'abord, les enroulements présentent une certaine résistance, ce qui conduit à des pertes par effet Joule. Ensuite, la réluctance du circuit magnétique est faible, mais n'est pas nulle et il existe des fuites de flux. Enfin, les non-linéarités du matériau magnétique (saturation et hystérésis) entraînent des pertes ferromagnétiques.

Le transformateur réel peut être décrit par un schéma équivalent pour rendre compte de l'ensemble des imperfections (*figure 4.6*). Ce modèle fait intervenir un transformateur idéal fictif, associé à des résistances et des inductances.

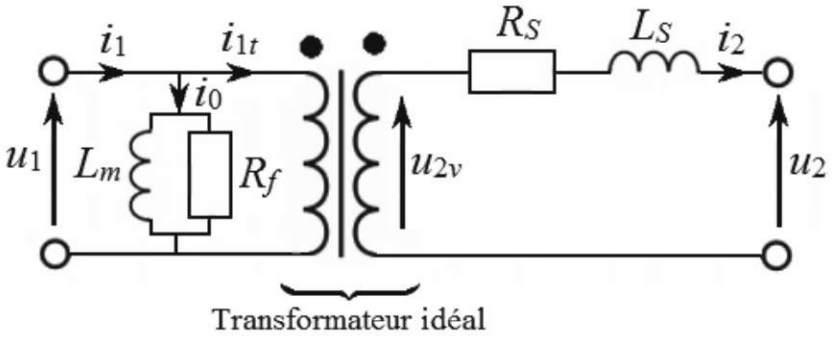


Figure 4.6 Schéma équivalent du transformateur réel.

Le schéma fait apparaître la tension u_{2v} aux bornes du secondaire à vide :

$$u_{2v} = ku_1$$

Le nombre k est le rapport de transformation de l'appareil. Il est toujours égal au rapport du nombre de spires N_2 de l'enroulement secondaire au

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

nombre de spires N_1 de l'enroulement primaire, mais il ne s'identifie au rapport des tensions que dans le fonctionnement à vide.

i_{1t} est appelé courant de travail ou courant utile car c'est lui qui assure le transfert d'énergie du primaire vers le secondaire et i_0 est le courant à vide.

La bobine d'inductance L_m correspond à la magnétisation du circuit magnétique et la résistance R_f rend compte des pertes ferromagnétiques. La résistance R_S modélise les pertes par effet Joule dans les deux enroulements et la bobine d'inductance L_S permet de tenir compte des fuites de flux.

4.2 Caractéristiques technologiques

4.2.1 Transformateurs à noyau de fer

On trouve principalement dans cette catégorie les transformateurs d'alimentation branchés sur le réseau de fréquence 50 Hz. Le noyau ferromagnétique, indispensable, ici, est réalisé en tôles d'acier au silicium. Il est feuilleté pour limiter les courants de Foucault et ainsi diminuer les pertes correspondantes. On emploie en général une découpe des tôles en EI (*figure 4.7*).

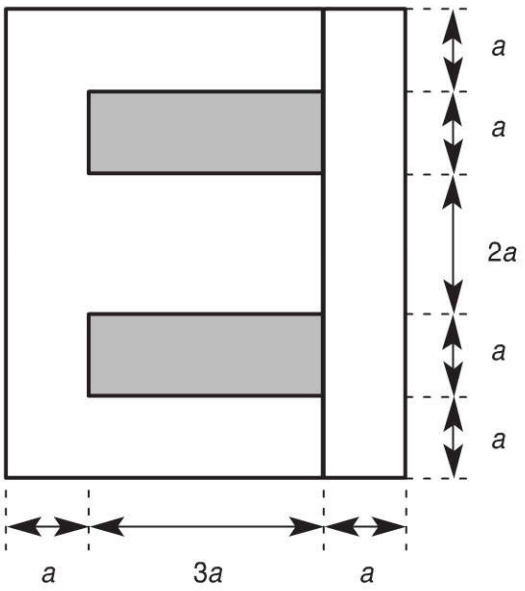


Figure 4.7 Découpage des tôles en EI.

Copyright © 2015 Dunod.

Les diverses dimensions sont multiples d'une longueur élémentaire *a* comme le montre la figure. Les bobinages sont placés sur la partie centrale du noyau. Le primaire et le secondaire sont superposés, contrairement à ce qui a été représenté sur le schéma de principe. Cette disposition permet de limiter les fuites de flux entre les enroulements. Le transformateur est souvent maintenu par un étrier et les bornes des bobinages sont sorties sur des cosses (*figure 4.8*). D'autres modèles sont moulés et peuvent être soudés directement sur le circuit imprimé (*figure 4.9*).

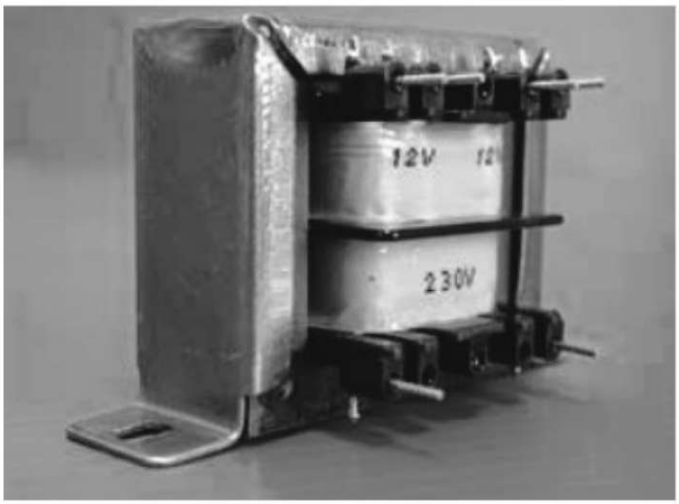


Figure 4.8 Transformateur à étrier.



Figure 4.9 Transformateur moulé pour circuit imprimé.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

On trouve aussi des transformateurs toriques (*figure 4.10*) qui ont de bonnes performances et en particulier ne rayonnent pas. Ils sont particulièrement appréciés dans le domaine audio. Leur prix est cependant plus élevé.



Figure 4.10 Transformateur torique.

De nombreux transformateurs ont un secondaire à point milieu ou même à prises multiples. Cela permet de disposer de plusieurs valeurs de tensions. Dans les alimentations, on utilise suivant les cas le secondaire complet ou les deux demi-secondaires (voir plus loin les applications).

Les principales caractéristiques d'un transformateur d'alimentation se définissent en régime sinusoïdal permanent. Ce sont les valeurs efficaces nominales U_{1n} et U_{2n} des tensions au primaire et au secondaire et la puissance apparente nominale S_n. Cette dernière permet de définir le courant maximal que l'on peut demander au secondaire : c'est le produit de la valeur efficace U_{2v} de la tension du secondaire à vide et de l'intensité efficace nominale I_{2n} du courant débité :

$$S_n = U_{2v} I_{2n}$$

L'unité de puissance apparente est le voltampère (symbole VA).

Les modèles que l'on rencontre habituellement sont prévus pour une tension primaire de 230 V et possèdent un ou deux secondaires dont les

Copyright © 2015 Dunod.

tensions nominales sont souvent : 6 V, 9 V, 12 V, 15 V, 18 V et 24 V. Les puissances apparentes disponibles habituellement vont de 3 VA à 100 VA. Le transformateur est d'autant plus lourd (et encombrant et cher) que sa puissance apparente est élevée.

4.2.2 Transformateurs à noyau de ferrite

Les transformateurs à noyau de ferrite sont utilisés aux fréquences moyennes ou hautes. L'utilisation de ce matériau permet de limiter les pertes ferromagnétiques qui augmentent avec la fréquence. Par exemple, dans les alimentations à découpage avec isolement, le transformateur est en général bobiné sur un tore de ferrite. Cette forme de noyau permet de limiter le rayonnement magnétique du composant.

4.2.3 Transformateurs d'impulsions

Des transformateurs à noyau de ferrite particuliers sont également disponibles pour les circuits d'amorçage des thyristors : ce sont les transformateurs d'impulsions (voir plus loin les applications). Ces éléments se présentent en général dans des boîtiers plastiques de petites dimensions dont les picots se soudent directement sur les circuits imprimés. Le rapport de transformation est souvent de 1 et de nombreux modèles possèdent plusieurs enroulements secondaires indépendants permettant un isolement sur plusieurs voies.

4.2.4 Normes

Les principales normes concernant les transformateurs sont indiquées dans le *tableau 4.1*.

4.3 Domaines d'utilisation

4.3.1 Alimentation sur secteur

Aux basses fréquences, la principale application des transformateurs est l'alimentation sur secteur classique. En effet, un isolement entre le réseau

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Tableau 4.1 Normes concernant les transformateurs.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 61248	1998	Transformateurs et inductances destinés aux équipements électroniques et de télécommunications - Partie 1 : spécification générique
NF EN 61558-2-6	2009	Sécurité des transformateurs, bobines d'inductance, blocs d'alimentation et produits analogues pour des tensions jusqu'à 1100 V - Partie 2-6 : règles particulières et essais pour les transformateurs de sécurité et les blocs d'alimentation incorporant des transformateurs de sécurité
NF EN 61558-2-2	2007	Sécurité des transformateurs, alimentations, bobines d'inductance et produits analogues - Partie 2-2 : règles particulières et essais pour les transformateurs de commande et les alimentations incorporant les transformateurs de commande

et le montage électronique est pratiquement toujours nécessaire, ne serait-ce que pour d'évidentes raisons de sécurité. Outre ce rôle, le transformateur d'alimentation sert également à abaisser la tension en vue d'obtenir des niveaux continus convenant aux circuits à alimenter : on ne dépasse pas en général quelques dizaines de volts, les valeurs 5 V ou 15 V étant très fréquentes. On utilise principalement deux configurations pour les alimentations : le montage à pont de Graetz déjà rencontré au chapitre 2 et le montage « va-et-vient » (*figure 4.11*).

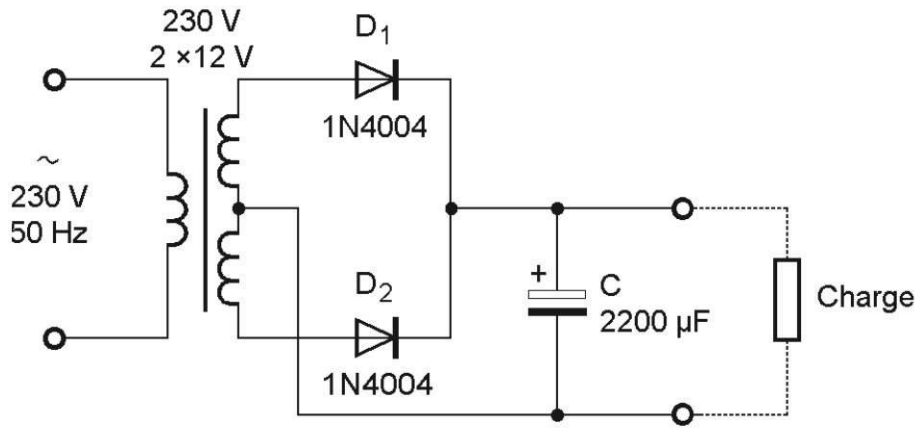


Figure 4.11 Alimentation continue utilisant un transformateur à point milieu.

Copyright © 2015 Dunod.

Ce dernier ne nécessite que deux diodes pour le redressement, mais exige un transformateur à point milieu. Les performances des deux montages sont voisines, mais on préfère souvent le pont de Graetz dans les réalisations.

4.3.2 Alimentations à découpage

Les alimentations à découpage font également appel à des transformateurs. Dans le régulateur à récupération d'énergie (montage *flyback*), le transformateur sert à emmagasiner puis à restituer de l'énergie dans deux phases de fonctionnement répétées périodiquement. La commande peut être réalisée par un circuit intégré spécialisé (*figure 4.12*). Dans l'exemple choisi, le circuit de commande n'est pas isolé.

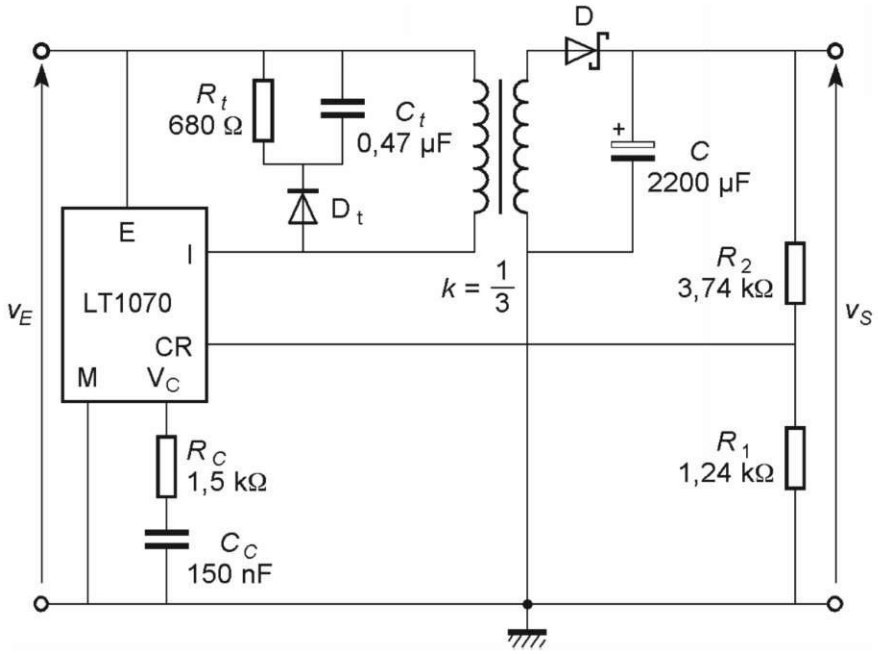


Figure 4.12 Régulateur à découpage à récupération d'énergie.

4.3.3 Commande des composants de puissance

Le transformateur d'impulsions permet la commande des thyristors. Il transmet les impulsions issues du générateur de déclenchement en assurant un isolement galvanique entre circuit de puissance (thyristor) et circuit de commande (*figure 4.13*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

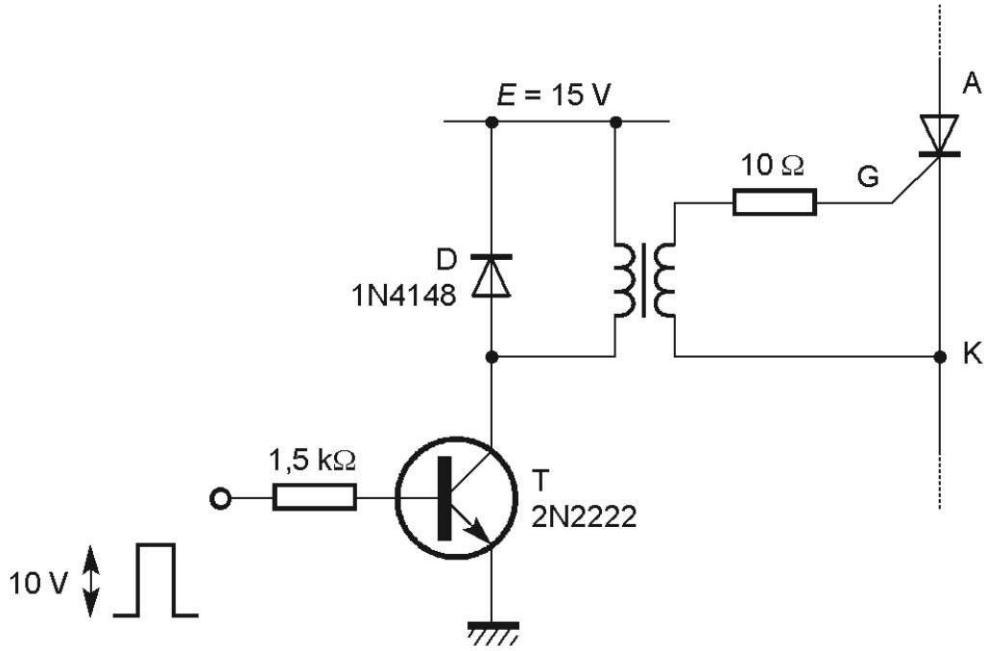


Figure 4.13 Commande d'un thyristor par un transformateur d'impulsions.

Le schéma représente la commande d'un thyristor unique sans indiquer la configuration du circuit de puissance. Le primaire du transformateur est commandé par un transistor fonctionnant en commutation. D est une diode de roue libre : elle permet l'écoulement du courant lorsque le transistor est bloqué (pour démagnétiser le transformateur d'impulsions). Les transformateurs se rencontrent également dans les circuits de commande des transistors de puissance.

Copyright © 2015 Dunod.

5 Quartz et résonateurs en céramique

Les quartz et les résonateurs en céramique sont des composants très connus du fait de leur utilisation dans l'horloge des circuits numériques.

5.1 Principe et propriétés

5.1.1 Définition

Un résonateur est un composant électronique qui, associé avec d'autres éléments appropriés, est capable d'osciller de façon stable à une fréquence très précise. Deux types de matériaux piézoélectriques sont utilisés pour cela : le quartz et certaines céramiques.

Remarque

Le composant électronique est un résonateur à quartz ou un résonateur en céramique, mais dans le langage courant, le terme « quartz » désigne aussi bien le matériau que le composant électronique qui l'utilise.

5.1.2 Symbole

Un résonateur à quartz ou un résonateur en céramique est représenté par son symbole normalisé (*figure 5.1*). Celui-ci est une représentation simplifiée de la lame de matériau piézoélectrique insérée entre deux plaques métalliques.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit



Figure 5.1 Symbole normalisé du résonateur à quartz ou du résonateur en céramique.

5.1.3 Effet piézoélectrique

La piézoélectricité est un phénomène découvert par les frères Pierre et Jacques Curie en 1880. C'est la propriété que possèdent certains matériaux de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique et, réciproquement, de se déformer quand on leur applique un champ électrique. Le quartz et certaines céramiques possèdent des propriétés piézoélectriques. Ils sont utilisés dans les composants électroniques appelés **résonateurs**.

La partie active des résonateurs est une fine plaquette munie de deux électrodes. Si on applique une tension entre les deux électrodes fixées au matériau, c'est-à-dire si on place ce dernier dans un champ électrique, il se déforme. C'est ce couplage électromécanique qui donne au résonateur ses caractéristiques électriques particulières.

Le quartz est un cristal d'oxyde de silicium SiO_2. C'est un matériau piézoélectrique qui possède des propriétés très intéressantes. Les céramiques piézoélectriques ont des performances inférieures, mais elles sont meilleur marché et mieux adaptées pour des résonateurs à fréquences assez basses.

Dans la suite, nous parlerons surtout des résonateurs à quartz, mais beaucoup de résultats s'appliquent également aux résonateurs en céramique.

5.1.4 Coupes

L'utilisation du quartz impose que le cristal soit découpé en lames qui doivent être très précisément orientées par rapport à ses axes cristallographiques.

Copyright © 2015 Dunod.

Il existe plusieurs coupes utilisées selon les applications et baptisées de noms conventionnels (AT, BT, CT,...). La coupe la plus employée pour les horloges des circuits numériques est la coupe AT.

5.1.5 Modélisation

Le comportement électrique d'un quartz ou d'un résonateur en céramique peut être représenté par un dipôle comportant une bobine, deux condensateurs et une résistance, appelé modèle de Butterworth et Van Dyke (*figure 5.2*).

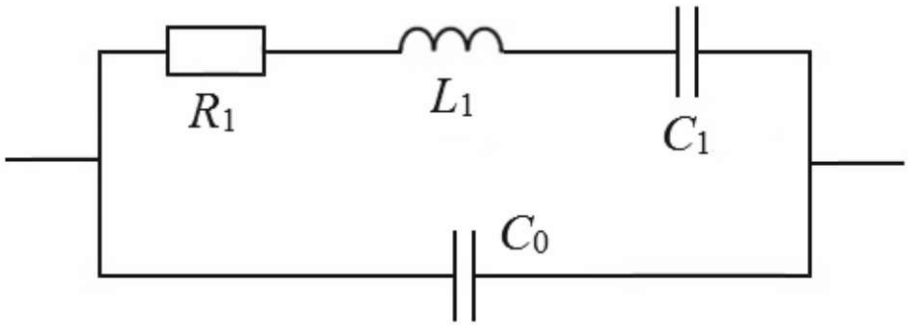


Figure 5.2 Modèle de Butterworth et Van Dyke.

R_1 est la résistance dynamique, C_1 la capacité dynamique, L_1 l'inductance dynamique et C_0 la capacité parallèle. Cette dernière correspond à la capacité des électrodes sur le cristal et aux connexions correspondantes.

Exemple de valeurs pour un quartz en mode parallèle de fréquence nominale 1 MHz : L_1 = 4,2 H, C_1 = 6 fF ; R_1 = 240 Ω ; C_0 = 3,4 pF.

5.1.6 Réponse en fréquence

■ Étude simplifiée

L'étude complète de la réponse en fréquence d'un quartz présente quelques difficultés et il est intéressant de commencer par une étude simplifiée en négligeant les pertes du quartz, c'est-à-dire en considérant que R_1 est nulle.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

L'admittance complexe $\underline{Y}$ du quartz est la somme des admittances des deux branches en parallèle :

$$\underline{Y} = jC_0\omega + \frac{1}{jL_1\omega + \frac{1}{jC_1\omega}}$$

soit :

$$\underline{Y} = j\left(C_1 + C_0\right)\omega \frac{1 - L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}\omega^2}{1 - L_1 C_1 \omega^2}$$

Cette admittance s'annule pour une pulsation ω_p appelée pulsation de résonance parallèle :

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}}$$

c'est-à-dire pour une fréquence f_p appelée fréquence de résonance parallèle :

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}}$$

Au voisinage de la fréquence f_p, le quartz se comporte à peu près comme un circuit résonnant parallèle (sans pertes).

L'impédance complexe $\underline{Z}$ du quartz est l'inverse de l'admittance complexe $\underline{Y}$:

$$\underline{Z} = \frac{1}{\underline{Y}}$$

ce qui conduit à :

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\left(C_1 + C_0\right)\omega} \frac{1 - L_1 C_1 \omega^2}{1 - L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}\omega^2}$$

Copyright © 2015 Dunod.

Cette impédance s'annule pour une pulsation ω_s appelée pulsation de résonance série :

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

c'est-à-dire, pour une fréquence f_s appelée fréquence de résonance série :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

Au voisinage de la fréquence f_s, le quartz se comporte à peu près comme un circuit résonnant série (sans pertes).

Les deux pulsations de résonances sont reliées par :

$$\omega_p = \omega_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}$$

L'impédance du quartz sans perte est un nombre imaginaire pur qui peut s'écrire :

$$\underline{Z} = jX$$

X étant la réactance du quartz qui s'exprime par :

$$X = -\frac{1}{(C_1 + C_0)\omega} \frac{1 - L_1 C_1 \omega^2}{1 - L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0} \omega^2}$$

Il est commode d'introduire les pulsations de résonance dans cette formule :

$$X = -\frac{1}{(C_1 + C_0)\omega} \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}}$$

Copyright © 2015 Dunod.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Étude complète

En considérant le modèle complet du quartz, l'admittance complexe $\underline{Y}$ devient :

$$\underline{Y} = jC_0\omega + \frac{1}{R_1 + jL_1\omega + \frac{1}{jC_1\omega}}$$

ce qui conduit à :

$$\underline{Z} = \frac{1 - L_1C_1\omega^2 + jR_1C_1\omega}{-R_1C_1C_0\omega^2 + j[(C_1 + C_0)\omega - L_1C_1C_0\omega^3]}$$

Cette expression permet de tracer les courbes du module $|\underline{Z}|$ et de l'argument $\arg \underline{Z}$ de l'impédance du quartz en fonction de la fréquence (*figure 5.3*).

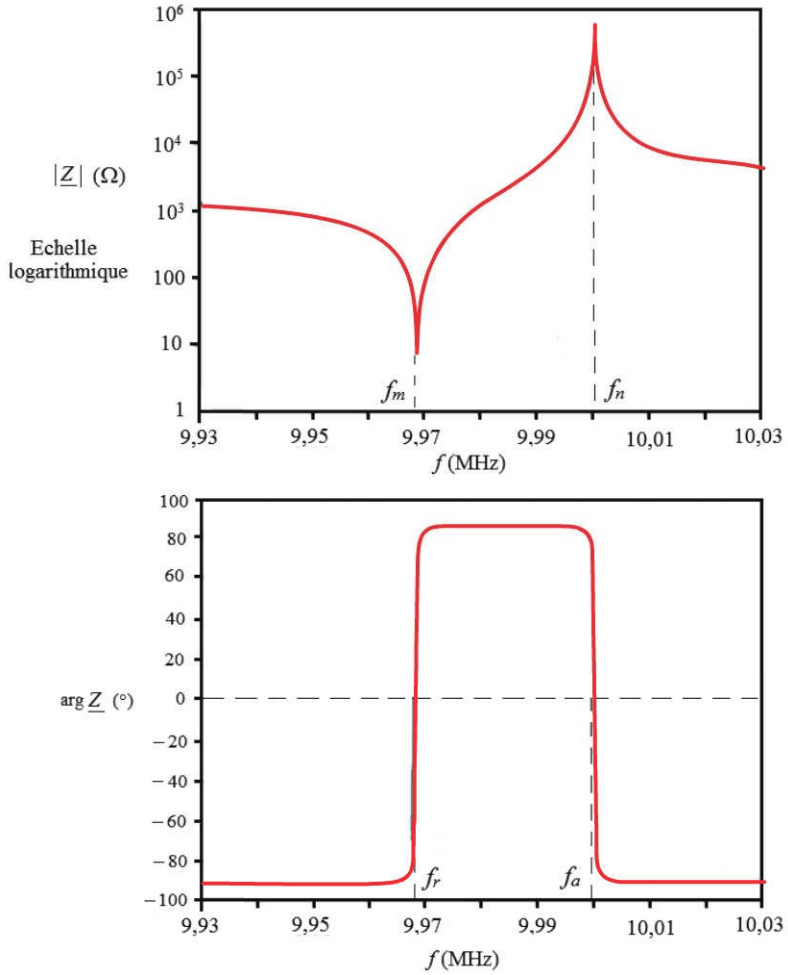


Figure 5.3 Courbes du module et de l'argument de l'impédance du quartz en fonction de la fréquence (tracées dans un domaine de fréquence restreint).

Copyright © 2015 Dunod.

Remarques

- Les courbes ont été tracées dans un domaine de fréquence restreint autour des points particuliers des deux courbes.
- Le module de l'impédance est représenté en échelle logarithmique car ses variations sont très étendues.

Le module présente un minimum pour la fréquence f_m et un maximum pour la fréquence f_n. L'argument s'annule pour deux autres fréquences particulières, f_r et f_a. Les fréquences f_m et f_r sont très proches, mais différentes ($f_m < f_r$). Il en est de même pour les fréquences f_n et f_a ($f_n > f_a$). L'écart est bien visible sur un diagramme d'admittance (représentation de $\underline{Y}$ dans le plan complexe avec la fréquence en paramètre) tracé dans un domaine de fréquence restreint autour des valeurs particulières (*figure 5.4*).

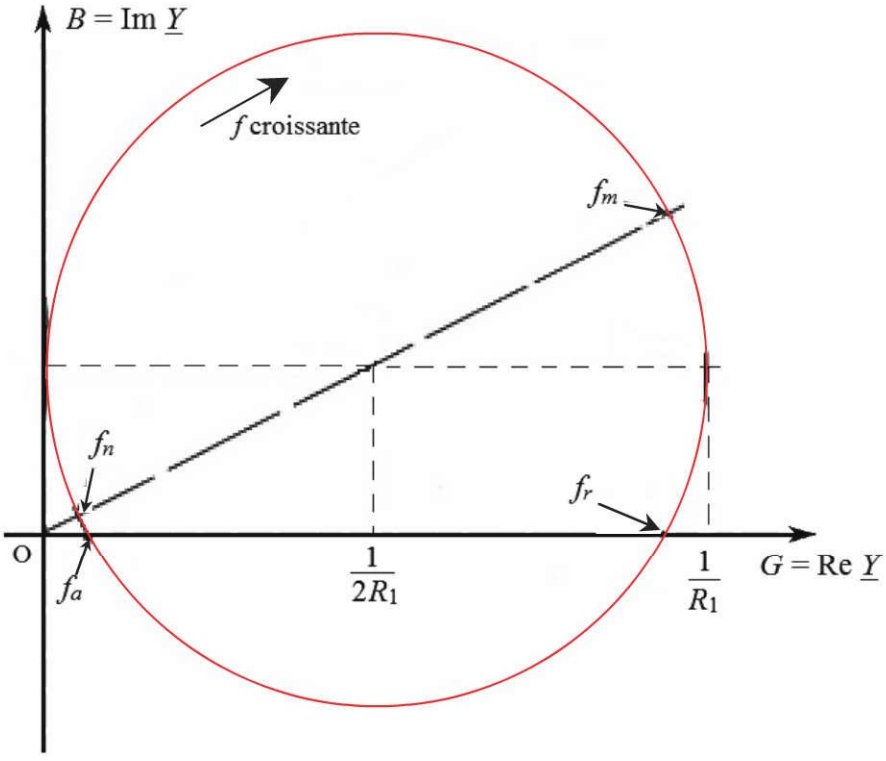


Figure 5.4 Diagramme d'admittance (tracé dans un domaine de fréquence restreint).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Le comportement du quartz diffère de celui d'un circuit résonnant série ou parallèle (avec pertes) car l'argument de l'impédance ne s'annule pas pour les fréquences correspondant au minimum et au maximum du module de l'impédance. Toutefois, les écarts sont si faibles qu'en pratique on peut assimiler f_m et f_r à f_s d'une part et f_a et f_n à f_p d'autre part et conserver pour un quartz réel les expressions établies avec un quartz sans pertes, même si rigoureusement, $f_m < f_s < f_r$ et $f_a < f_p < f_n$.

On considère alors que la valeur minimale du module de l'impédance est égale à R_1 (on voit sur le diagramme d'admittance que ce n'est pas rigoureusement exact, mais l'écart est minime).

5.2 Caractéristiques technologiques

5.2.1 Paramètres d'un quartz

Fréquence nominale

La fréquence nominale f_N d'un résonateur piézoélectrique est la fréquence utilisée pour l'identifier. Elle est indiquée à une température donnée (25 °C en général), avec une capacité de charge spécifiée.

Tolérance

La tolérance est la variation relative maximale de fréquence par rapport à la fréquence nominale à une température donnée (25 °C en général) :

$$\frac{\Delta f}{f} = \left(\frac{f - f_N}{f_N}\right)_{\max}$$

Elle est exprimée en ppm (parties par million).

Effet de la température

La stabilité en fréquence est caractérisée par la variation relative maximale de fréquence par rapport à la fréquence à la température de 25 °C (en ppm), dans une plage de température donnée. Cette variation dépend de la coupe du cristal et de l'angle de coupe (*figure 5.5*).

Copyright © 2015 Dunod.

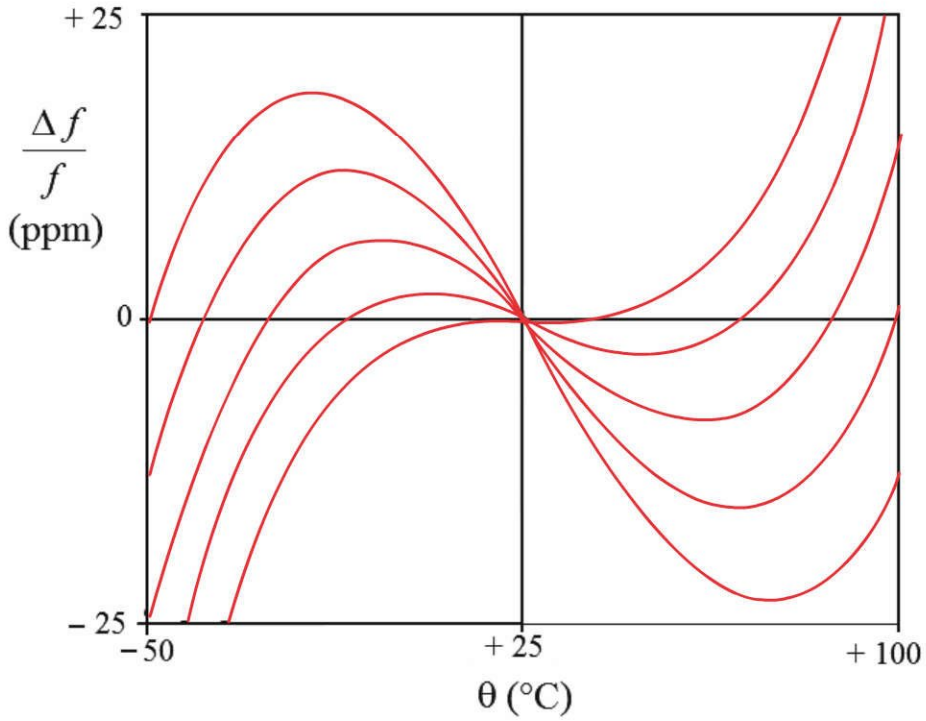


Figure 5.5 Courbes de la variation relative de fréquence en fonction de la température pour différents angles de coupe d'un cristal de coupe AT.

Pour une coupe AT, la variation relative de fréquence $\frac{\Delta f}{f}$ est une fonction cubique de la température θ :

$$\frac{\Delta f}{f} = a_1\left(\theta - \theta_i\right) + a_3\left(\theta - \theta_i\right)^3$$

θ_i est la température d'inversion (de l'ordre de 25 °C). Les coefficients a_1 et a_3 dépendent de l'angle de coupe.

Vieillissement

Le vieillissement est caractérisé par la variation relative maximale de fréquence (en ppm) pendant une durée donnée (par exemple un an).

Capacité de charge

La capacité de charge C_L d'un quartz est la capacité totale des composants extérieurs vue des bornes du quartz. Elle tient compte des condensateurs placés dans le circuit et des capacités de câblage.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Résonateur en mode série et résonateur en mode parallèle

Dans certains montages, le quartz travaille à la fréquence de résonance série f_s. On dit qu'il s'agit d'un résonateur en mode série et sa fréquence nominale f_N est égale à f_s. La capacité de charge C_L du quartz n'intervient pas.

Dans d'autres montages, les plus nombreux, le quartz travaille à une fréquence située dans l'intervalle $]f_s, f_p[$. On dit qu'il s'agit d'un résonateur en mode parallèle et sa fréquence nominale f_N est la fréquence de résonance en charge f_L définie pour une capacité de charge C_L donnée. Elle correspond à la pulsation ω_L telle que :

$$\underline{Z} + \frac{1}{jC_L\omega_L} = 0$$

c'est-à-dire, en négligeant les pertes du quartz :

$$\frac{1}{j(C_1 + C_0)\omega_L} \frac{1 - \dfrac{\omega_L^2}{\omega_s^2}}{1 - \dfrac{\omega_L^2}{\omega_p^2}} + \frac{1}{jC_L\omega_L} = 0$$

ce qui donne, en tenant compte de la relation entre ω_p et ω_s :

$$\omega_L = \omega_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0 + C_L}}$$

soit :

$$f_L = f_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0 + C_L}}$$

Remarque

Il n'y a aucune différence matérielle entre un résonateur en mode série et un résonateur en mode parallèle, c'est uniquement la spécification de la fréquence nominale qui n'est pas la même selon les applications dans lesquelles ils vont être utilisés.

Copyright © 2015 Dunod.

Facteur de qualité

Le facteur de qualité Q d'un quartz est égal au facteur de qualité du circuit résonnant série formé par R_1, L_1 et C_1 :

$$Q = \frac{L_1\omega_s}{R_1} = \frac{1}{R_1 C_1 \omega_s} = \frac{1}{R_1}\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

Ajustage de la fréquence

Il est possible d'ajuster la fréquence d'un quartz en mode parallèle en choisissant bien sa capacité de charge C_L. L'étendue d'ajustage de la fréquence est une qualité importante pour les quartz utilisés dans les oscillateurs commandés par une tension.

Pour chiffrer la façon dont la fréquence peut être ajustée, on donne un paramètre D_L (connu sous le nom anglais *pullability*) défini comme l'écart relatif entre la fréquence de résonance en charge f_L et la fréquence de résonance série f_s :

$$D_L = \frac{f_L - f_s}{f_s}$$

Cet écart s'exprime habituellement en ppm. Compte tenu de l'ordre de grandeur des capacités ($C_1 << C_0 + C_L$), il est possible de faire une approximation dans la formule de la fréquence de résonance en charge f_L obtenue ci-dessus :

$$f_L \approx f_s\left(1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_1)}\right)$$

ce qui donne pour le paramètre D_L :

$$D_L = \frac{C_1}{2\left(C_0 + C_L\right)}$$

On définit aussi la sensibilité d'ajustage de la fréquence S par :

$$S = \frac{\partial D_L}{\partial C_L}$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Ce paramètre s'exprime habituellement en ppm/pF. En dérivant l'expression précédente, nous obtenons :

$$S = -\frac{C_1}{2\left(C_0 + C_L\right)^2}$$

Fréquences partielles

Un quartz présente une résonance série non seulement à la fréquence fondamentale f_s, mais aussi à des fréquences partielles (*overtone frequencies* en anglais), très proches des multiples impairs de la fréquence fondamentale (*figure 5.6*). Il existe aussi des résonances à des fréquences un peu supérieures à la fréquence fondamentale et aux fréquences partielles : ce sont les fréquences indésirables (*spurious frequencies* en anglais).

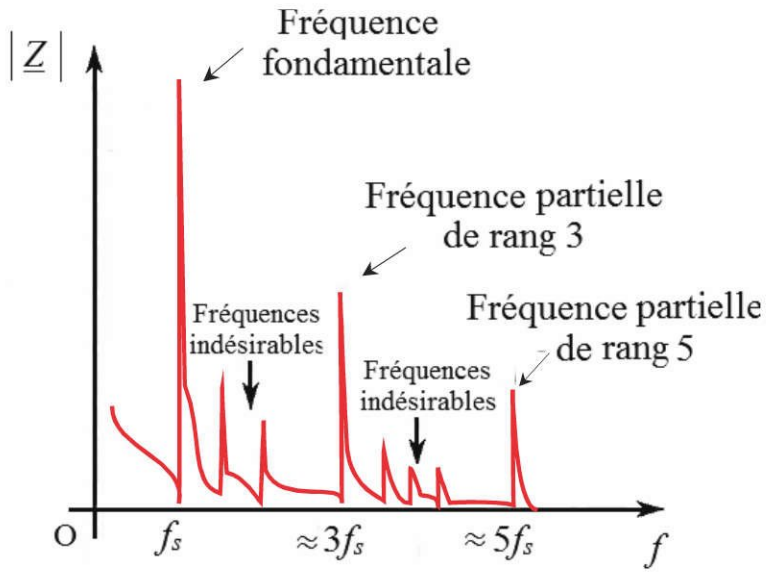


Figure 5.6 Fréquences partielles et fréquences indésirables.

Remarque

Les rapports des fréquences partielles à la fréquence fondamentale ne sont pas des entiers, même s'ils en sont proches : ce ne sont donc pas des fréquences harmoniques.

Copyright © 2015 Dunod.

Un quartz est taillé pour privilégier une fréquence de résonance (fondamentale ou partielle), mais cela ne l'empêche pas de pouvoir osciller sur une fréquence autre que celle qui a été prévue si le montage n'est pas adapté. Pour utiliser une fréquence partielle, il faut placer le quartz dans un montage qui la favorise (en général à l'aide d'un circuit LC supplémentaire). L'utilisation des fréquences partielles est intéressante pour obtenir des fréquences élevées (plusieurs dizaines de mégahertz).

5.2.2 Boîtiers

Les quartz sont en général disponibles dans des boîtiers métalliques (*figure 5.7*).



Figure 5.7 Quartz en boîtier HC-49U/S.

Les quartz existent également en CMS (*figure 5.8*).

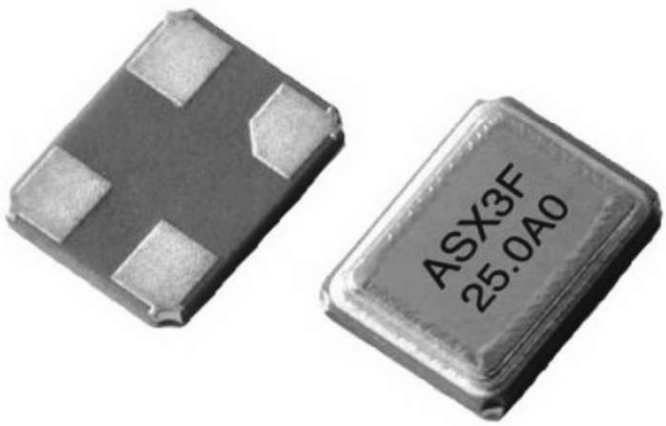


Figure 5.8 Quartz CMS.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

5.2.3 Normes

Les principales normes concernant les résonateurs à quartz ou en céramique sont indiquées dans le *tableau 5.1*.

Tableau 5.1 Normes concernant les résonateurs à quartz ou en céramique.

Numéro	Date	Contenu
NF C93-611	1975	Dispositifs piézoélectriques - Quartz oscillateurs - Prescriptions générales
NF C01-561	1991	Vocabulaire électrotechnique - Chapitre 561 : dispositifs piézoélectriques pour la stabilisation des fréquences et le filtrage
CEI 60122-2-1	1991	Quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence - Deuxième partie : guide pour l'emploi des résonateurs à quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence - Section un : résonateurs à quartz comme base de temps dans les microprocesseurs
CEI 60368-2-1	1988	Filtres piézoélectriques - Deuxième partie : guide d'emploi des filtres piézoélectriques - Section 1 : filtres à quartz
NF EN 60368-2-2	2000	Filtres piézoélectriques - Partie 2 : guide d'emploi des filtres piézoélectriques - Section 2 : filtres à céramique piézoélectrique

5.3 Domaines d'utilisation

5.3.1 Génération de signaux de fréquence stable

Principe

L'application principale du quartz est la génération d'une tension de fréquence très stable. Ce circuit se rencontre en particulier comme horloge des circuits numériques. Le montage classique est l'oscillateur de Pierce, du nom du physicien américain George-Washington Pierce (1872 - 1956) qui utilise un résonateur à quartz en mode parallèle. L'oscillateur comporte un amplificateur constitué d'un inverseur CMOS avec une résistance R' en contre-réaction et un filtre constitué d'une résistance R, d'un quartz Q et de deux condensateurs C_a et C_b (*figure 5.9*).

Habituellement, l'inverseur et la résistance R' sont intégrés dans le circuit numérique et l'utilisateur ne doit ajouter à l'extérieur que le quartz Q, les deux condensateurs C_a et C_b et la résistance R. Il arrive que cette dernière soit absente : c'est alors la résistance de sortie de l'inverseur qui joue son rôle.

Copyright © 2015 Dunod.

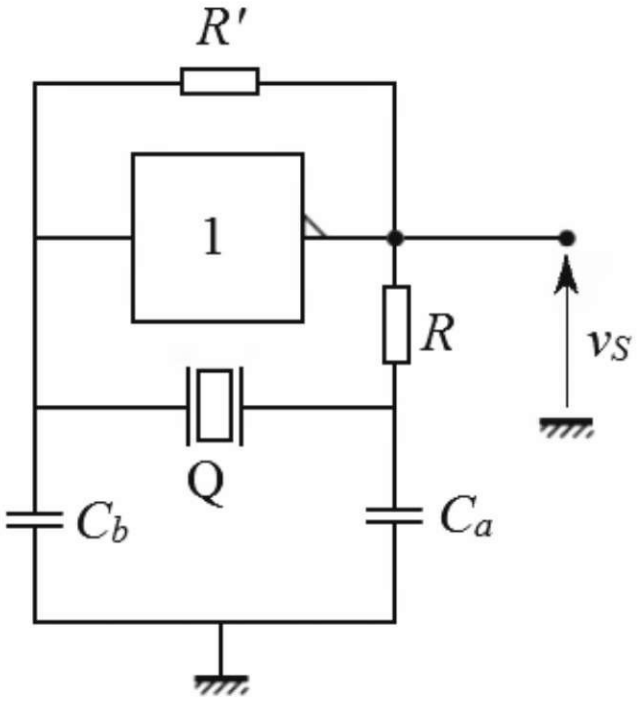


Figure 5.9 Oscillateur de Pierce.

La résistance *R*' polarise l'inverseur dans la partie centrale de la zone linéaire de sa caractéristique de transfert. En effet, pour les composantes continues, le schéma se simplifie puisque le quartz et les condensateurs se comportent comme des circuits ouverts (*figure 5.10*).

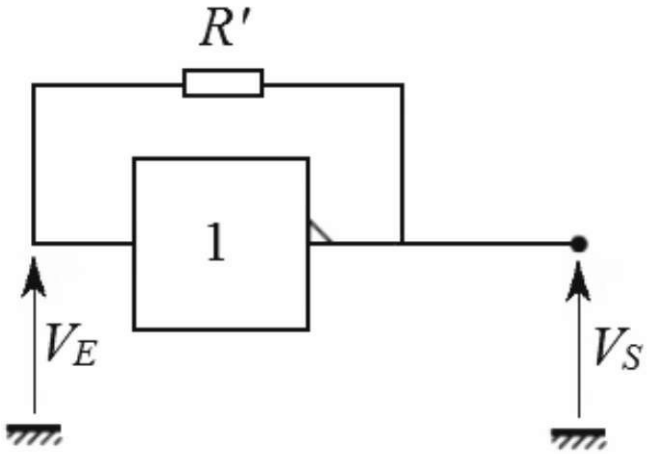


Figure 5.10 Schéma simplifié pour l'étude de la polarisation.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Du fait de l'absence de courant dans l'entrée de l'inverseur CMOS en régime statique, les composantes continues des tensions d'entrée et de sortie sont égales :

$$V_S = V_E$$

Le point de polarisation s'obtient par intersection de la caractéristique de transfert de l'inverseur et de la droite d'équation $V_E = V_S$ (*figure 5.11*).

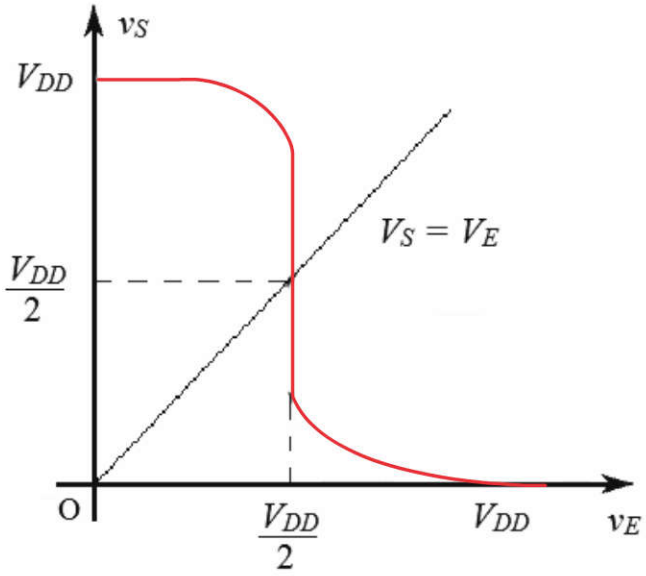


Figure 5.11 Détermination du point de polarisation.

Les coordonnées du point obtenu avec la caractéristique typique correspondent à la moitié de la tension d'alimentation V_{DD} :

$$V_E = \frac{V_{DD}}{2}$$

$$V_S = \frac{V_{DD}}{2}$$

Ce résultat n'est toutefois qu'indicatif car les caractéristiques de l'inverseur présentent une dispersion importante. Cela n'a pas d'importance car ce qui compte, c'est que le point de polarisation soit bien dans la partie centrale

Copyright © 2015 Dunod.

de la zone linéaire, ce qui est toujours le cas. L'amplification A de l'amplificateur ainsi constitué est égale au coefficient directeur de la zone linéaire.

La valeur de la résistance R' n'a aucune influence sur le résultat précédent. On choisit donc systématiquement une valeur très élevée (quelques mégohms à quelques dizaines de mégohms) afin que cette résistance n'intervienne pas sur le fonctionnement dynamique de l'oscillateur. C'est ce que nous supposerons pour la suite.

L'application du théorème de Thévenin et de la formule du diviseur de tension permet d'obtenir la transmittance complexe $\underline{B}$ du filtre :

$$\underline{B} = \frac{1}{1 - XC_b\omega + jR[(C_a + C_b)\omega - XC_aC_b\omega^2]}$$

L'application du critère de Barkhausen conduit à l'expression de la fréquence d'oscillation f_0 :

$$f_0 = f_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0 + \frac{C_aC_b}{C_a + C_b}}}$$

et à la condition d'oscillation :

$$|A| > \frac{C_b}{C_a}$$

Remarque

Le résonateur est en mode parallèle et la capacité de charge C_L est celle des condensateurs C_a et C_b en série à laquelle il faut ajouter la capacité de câblage C_c :

$$C_L = \frac{C_aC_b}{C_a + C_b} + C_c$$

La fréquence d'oscillation f_0 de l'oscillateur correspond bien à la fréquence de résonance en charge f_L (sans tenir compte de la capacité de câblage C_c qui n'a pas été considérée dans le calcul précédent).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

L'allure de la tension de sortie n'est ni sinusoïdale, ni carrée, mais se rapproche plus ou moins de l'une ou l'autre de ces formes selon les paramètres du circuit. L'amplitude de la tension de sortie dépend de la tension d'alimentation de l'inverseur et elle est fixée grâce à la non-linéarité de l'inverseur.

Oscillateurs à quartz complets

Les fabricants commercialisent des circuits hybrides comportant un oscillateur à quartz complet avec un étage de sortie, l'ensemble étant placé dans un petit boîtier (*figure 5.12*).



Figure 5.12 Oscillateur à quartz.

Les oscillateurs à quartz sont classés en quatre catégories :

- l'oscillateur à quartz simple en boîtier (SPXO, *simple packaged crystal oscillator*) qui est un oscillateur piloté par résonateur à quartz, sans moyen de commande ou de compensation de la température, présentant une caractéristique fréquence-température déterminée pratiquement par le résonateur à quartz utilisé ;
- l'oscillateur à quartz commandé par une tension (VCXO, *voltage controlled crystal oscillator*) qui est un oscillateur piloté par résonateur à quartz, dont on peut faire varier la fréquence ou la moduler selon une loi spécifiée, par l'application d'une tension de commande ;

Copyright © 2015 Dunod.

- l'oscillateur à quartz à compensation de température ou pilote compensé en température (PCT ou TCXO, *temperature compensated crystal oscillator*) qui est un oscillateur piloté par résonateur à quartz dont la dérive de fréquence due à la température est réduite au moyen d'un système de compensation incorporé au dispositif ;
- l'oscillateur à quartz à enceinte à température régulée (OCXO, *oven controlled crystal oscillator*) qui est un oscillateur piloté par résonateur à quartz, dans lequel le résonateur au moins est à température régulée.

5.3.2 Filtrage

Les quartz et les résonateurs en céramique permettent également de réaliser des filtres passifs très sélectifs. Un filtre est composé d'une suite de quartz dans le but de réduire la bande passante à la valeur souhaitée (*figure 5.13*).

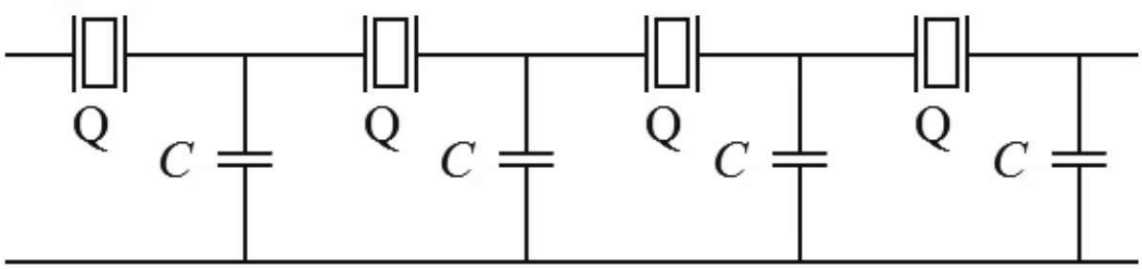


Figure 5.13 Structure de filtre à quartz.

Les qualités d'un filtre dépendent principalement des caractéristiques des éléments résonants utilisés. Les résonateurs piézoélectriques sont supérieurs aux circuits résonants classiques LC en ce qui concerne certaines caractéristiques telles que le facteur de qualité (Q), l'influence de la température et du vieillissement, les dimensions et la masse. De ce fait, une grande variété de filtres piézoélectriques se trouve actuellement dans le commerce, utilisant soit un quartz, soit un résonateur en céramique (*figure 5.14*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit



Figure 5.14 Filtre 10,7 MHz à résonateur en céramique.

Copyright © 2015 Dunod.

6 Varistances

Les varistances sont utilisées aussi bien en électronique pour la protection des composants ou des dispositifs contre des surtensions d'origines diverses (foudre, décharge électrostatique, surtension de commutation,…) qu'en électrotechnique pour la réalisation de parafoudres dans les installations et les réseaux de distribution. C'est le premier domaine qui nous intéresse ici.

6.1 Principe et propriétés

6.1.1 Définition

Une varistance est un dipôle dont la résistance varie fortement en fonction de la tension appliquée (*figure 6.1*).

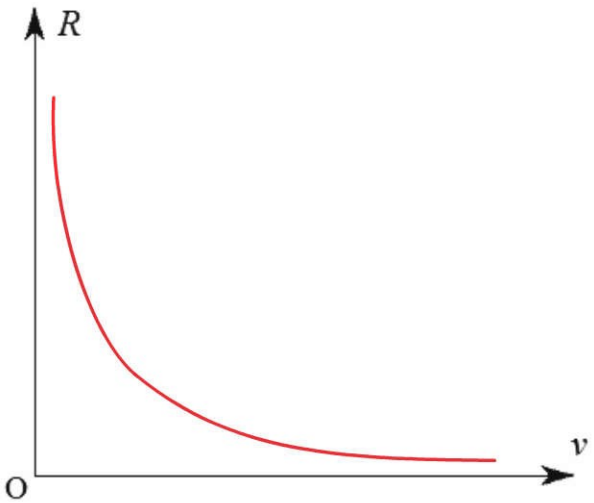


Figure 6.1 Allure de la courbe de la résistance en fonction de la tension.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Le terme vient de l'anglais *varistor*, contraction de *variable resistor*. Une autre appellation anglaise est VDR (*Voltage Dependent Resistor*).

6.1.2 Symboles

Les varistances sont représentées par leur symbole normalisé (*figure 6.2*) ou parfois par un autre symbole (*figure 6.3*).

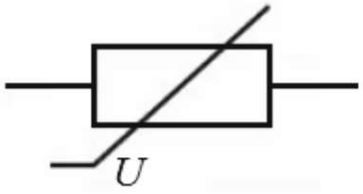


Figure 6.2 Symbole normalisé d'une varistance.

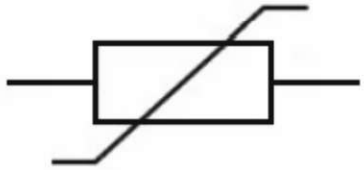


Figure 6.3 Autre symbole d'une varistance.

6.1.3 Constitution

Une varistance est constituée d'une céramique polycristalline composite formée de grains d'un oxyde métallique et de couches intergranulaires à base d'autres oxydes métalliques. Les varistances utilisées actuellement sont à base d'oxyde de zinc (ZnO) avec environ 2 % (composition molaire) d'autres oxydes (oxydes de bismuth, cobalt, manganèse,…). La poudre d'oxydes métalliques est frittée le plus souvent sous forme de disque. L'ensemble est recouvert d'une résine époxyde et muni de deux connexions métalliques pour former le composant.

Compte tenu de cette constitution, le composant est parfois désigné par l'appellation MOV pour *Metal Oxide Varistor* (varistance à oxyde métallique). Il existait autrefois d'autres types de varistances, aujourd'hui abandonnés.

Copyright © 2015 Dunod.

6.1.4 Relation entre courant et tension

Orientons la tension v et le courant i en convention récepteur (*figure 6.4*).

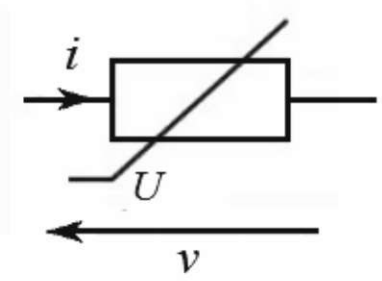


Figure 6.4 Orientations en convention récepteur.

De façon approchée et dans certaines limites, la relation entre l'intensité du courant dans une varistance et la tension à ses bornes est de la forme :

$$i = Av^{\alpha}$$

ou, ce qui est équivalent :

$$v = Bi^{\beta}$$

A et B sont des constantes spécifiques au modèle, α est le coefficient de non-linéarité (sans dimension) et β son inverse.

Comme l'unité de i est l'ampère (A) et celle de v le volt (V), A s'exprime en A/V^{α} et B en V/A^{β}.

6.1.5 Modèle d'une varistance réelle

Le dimensionnement d'une varistance exige de déterminer la tension et le courant obtenus lorsqu'elle joue son rôle de protection. Une simulation avec un logiciel comme PSPICE est alors parfois nécessaire et il faut disposer d'un modèle assez précis pour décrire le fonctionnement du composant (*figure 6.5*).

L est l'inductance des connexions du composant, R_p et C sont respectivement la résistance et la capacité de la couche intergranulaire et R_B est la résistance des grains de ZnO.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

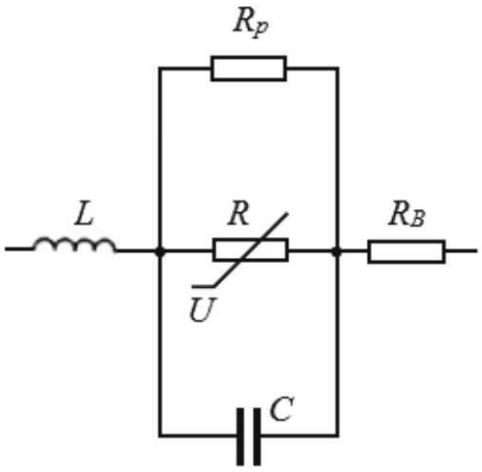


Figure 6.5 Modèle d'une varistance réelle.

La présence de l'inductance augmente le temps de réponse de la varistance. Il est donc souhaitable de monter le composant avec des liaisons aussi courtes que possible afin de réduire L au strict minimum. Si c'est le cas, ce paramètre peut être omis dans le modèle équivalent. Sinon, on estime l'inductance linéique à 1 nH/mm.

6.2 Caractéristiques technologiques

6.2.1 Présentation

Les varistances les plus fréquentes dans les appareils électroniques sont en forme de disque (*figure 6.6*).

Les varistances existent également en CMS.

6.2.2 Marquage

Les varistances sont marquées en clair. La référence est spécifique à chaque fabricant, mais elle contient habituellement une indication de la tension.

Par exemple, une varistance de référence S20K275 chez Epcos possède une valeur efficace maximale de la tension de fonctionnement de 275 V.

Copyright © 2015 Dunod.



Figure 6.6 Varistance en forme de disque.

6.2.3 Caractéristique

Le fonctionnement d'une varistance est décrit par une caractéristique donnant la relation entre la tension v à ses bornes et l'intensité i du courant qui la traverse, en convention récepteur. On peut représenter i en fonction de v ou v en fonction de i (*figure 6.7*).

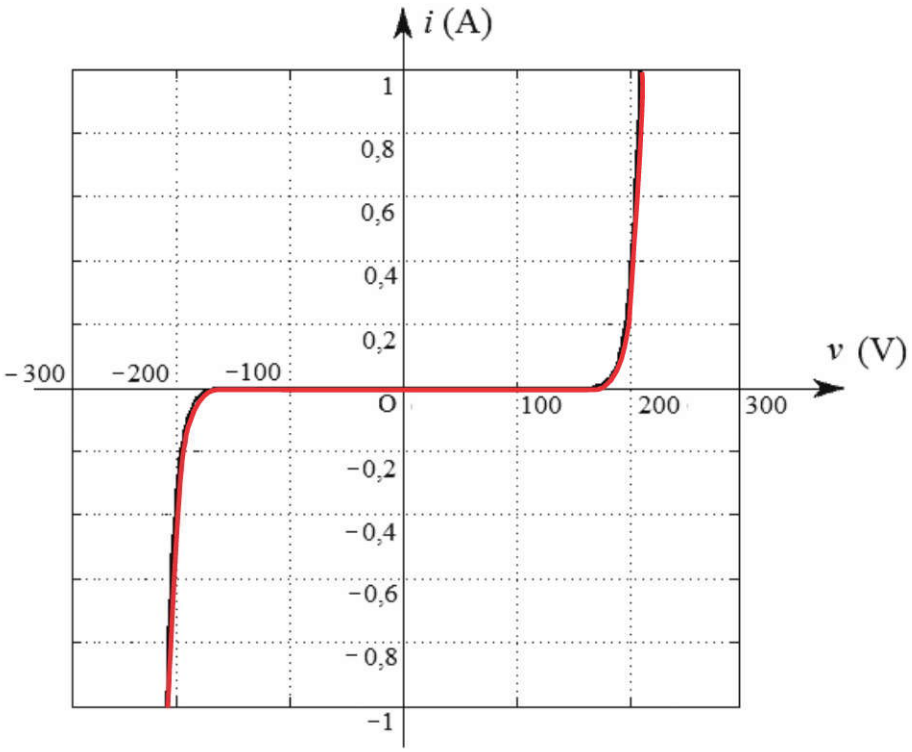


Figure 6.7 Caractéristique d'une varistance.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Souvent, la courbe n'est tracée que dans le premier quadrant. Du fait du comportement symétrique de la varistance, la caractéristique complète s'obtient en complétant par symétrie par rapport au point O.

Pour mieux représenter le comportement du composant aussi bien dans la zone à forte résistance que dans la zone à faible résistance, on utilise souvent une échelle logarithmique sur les deux axes (*figure 6.8*).

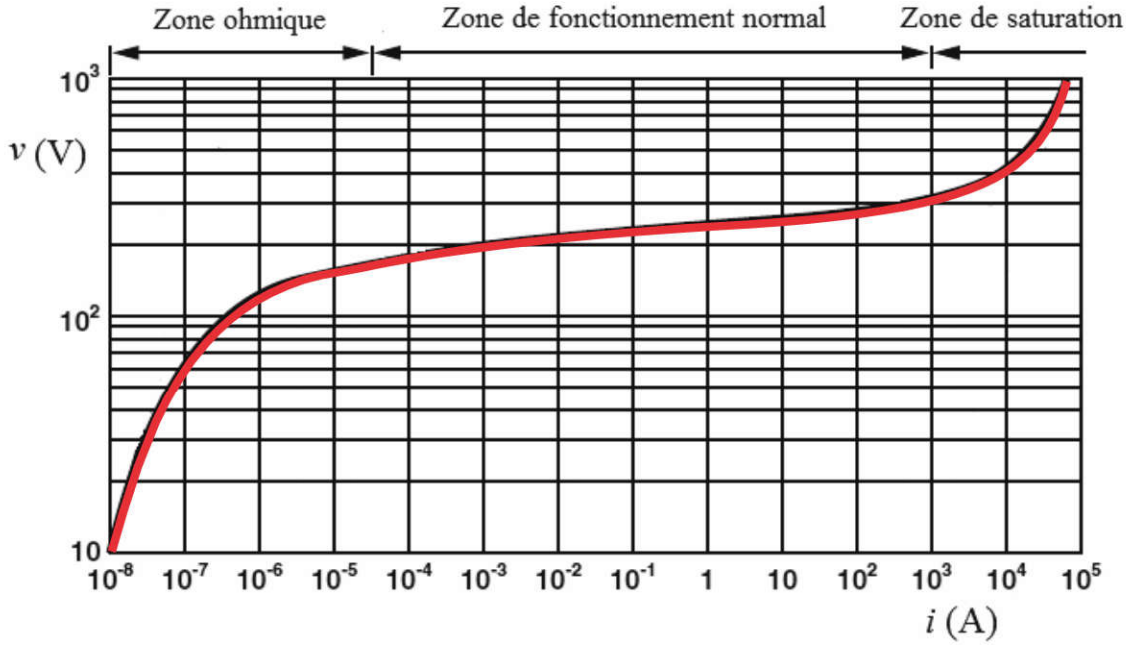


Figure 6.8 Caractéristique d'une varistance avec une échelle logarithmique sur les deux axes.

Cette représentation fait apparaître trois domaines de fonctionnement :

- la zone ohmique où la varistance présente une résistance très élevée dépendant fortement de la température,
- la zone de fonctionnement normal où la courbe correspond bien à la formule $i = Av^{\alpha}$ et n'est que peu sensible à la température,
- la zone de saturation.

6.2.4 Tolérance

La fabrication d'une varistance conduit à une certaine tolérance sur sa caractéristique, en général de ± 10 % (*figure 6.9*).

Copyright © 2015 Dunod.

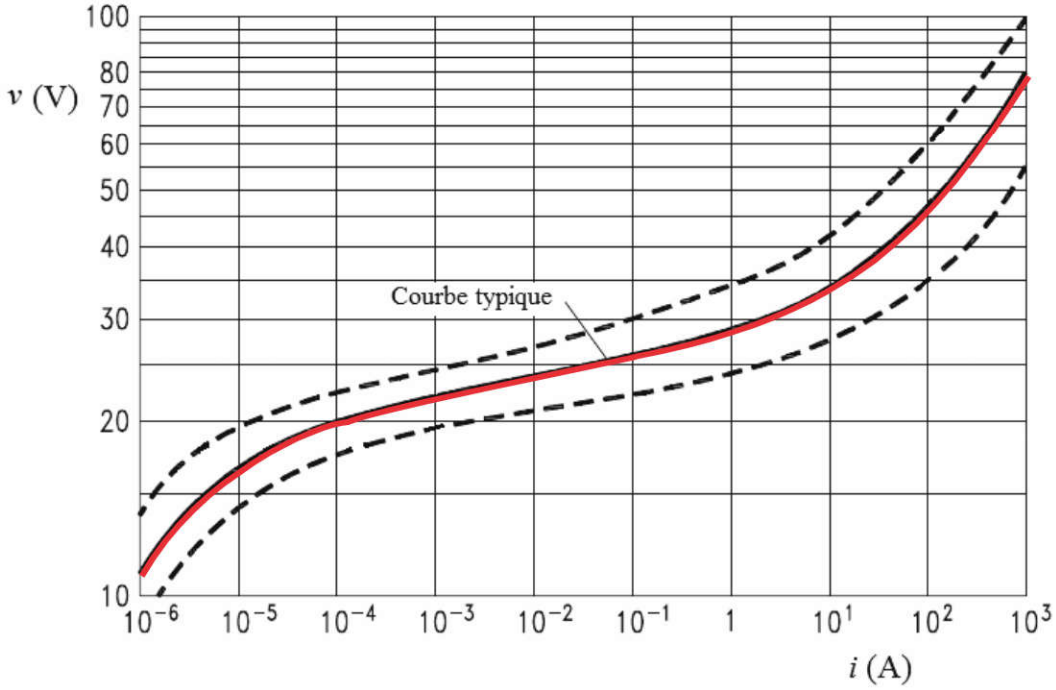


Figure 6.9 Tolérance sur la caractéristique d'une varistance.

Les constructeurs ne tracent pas l'ensemble de la courbe avec sa zone de dispersion, mais seulement la partie utile à l'utilisateur : la caractéristique inférieure pour $i < 1$ mA et la caractéristique supérieure pour $i > 1$ mA (*figure 6.10*). En effet, la première partie de la courbe représente le cas le plus défavorable pour chiffrer le courant de fuite tandis que la seconde partie correspond au pire des cas pour chiffrer la tension d'écrêtage (niveau de protection).

La discontinuité qui apparaît à $i = 1$ mA n'a aucune signification physique, il s'agit uniquement du passage de la courbe la plus basse à la courbe la plus haute.

6.2.5 Paramètres

Tension nominale (ou tension de varistance)

C'est la tension aux bornes de la varistance quand elle est parcourue par un courant continu d'intensité 1 mA. Ce point n'a pas de signification physique particulière, mais il est utilisé conventionnellement pour comparer les caractéristiques de modèles différents.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

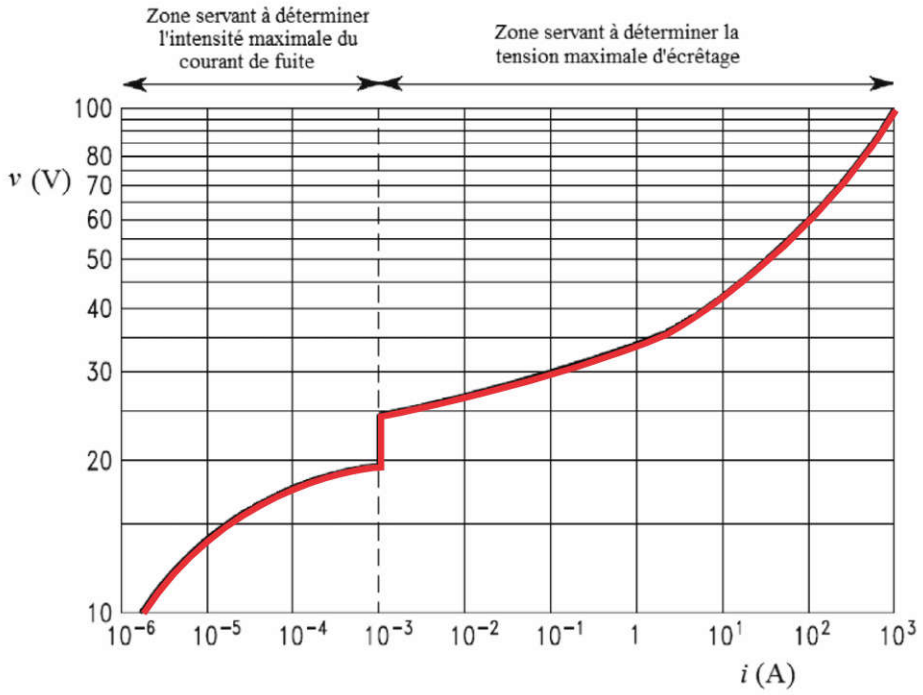


Figure 6.10 Parties de la caractéristique d'une varistance servant à l'utilisateur.

Tension continue maximale de fonctionnement

C'est la plus grande tension continue qui peut être appliquée en permanence aux bornes du composant. Le courant de fuite traversant la varistance est alors très faible.

Valeur efficace maximale de la tension alternative de fonctionnement

C'est la plus grande valeur efficace de la tension sinusoïdale qui peut être appliquée en permanence aux bornes du composant.

Tension maximale d'écrêtage (niveau de protection)

C'est le maximum de la tension aux bornes de la varistance quand elle est parcourue par une impulsion de courant 8 µs/20 µs spécifiée par la norme CEI 60060-2 (*figure 6.11*).

Énergie maximale admissible

C'est la plus grande énergie pour laquelle la tension de varistance change de ± 10 % quand une impulsion unique de courant 10 µs/1000 µs est appliquée.

Copyright © 2015 Dunod.

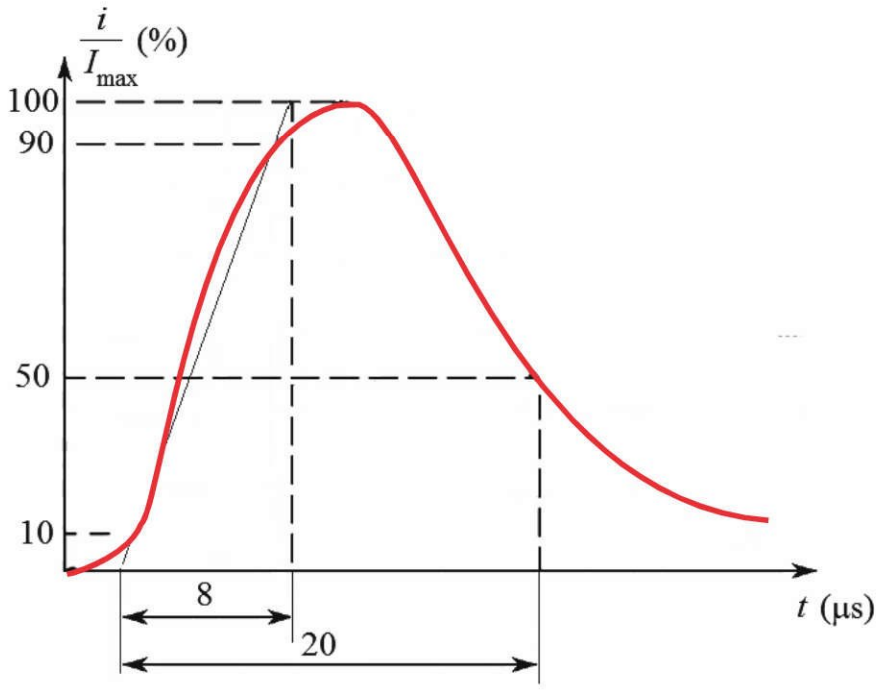


Figure 6.11 Impulsion de courant normalisée 8 µs/20 µs.

Surintensité maximale (8 µs/20 µs)

C'est le plus grand courant pour lequel la tension de varistance change de ± 10 % quand une impulsion de courant normalisée 8 µs/20 µs est appliquée une fois ou deux fois avec un intervalle de 5 min.

6.2.6 Normes

Les principales normes concernant les varistances sont indiquées dans le *tableau 6.1*.

Tableau 6.1 Normes concernant les varistances.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 61051-1	2013	Varistances utilisées dans les équipements électroniques - Partie 1 : spécification générique
CEI 61051-2	1991	Varistances utilisées dans les équipements électroniques - Deuxième partie : spécification intermédiaire pour varistances pour limitations de surtensions transitoires
CEI 61051-2/A1	2009	Modification 1 à la publication CEI 61051-2 de janvier 1991

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

6.3 Domaines d'utilisation

6.3.1 Protection

Les varistances sont principalement utilisées comme élément de protection de composants ou d'équipements pouvant être soumis à des surtensions. Leur résistance chute très fortement en présence d'une surtension (même très brève), protégeant ainsi le reste du montage. Le dispositif concerné est souvent branché sur le réseau électrique 230 V ou sur une ligne de télécommunication. La varistance se monte en parallèle sur l'élément à protéger (*figure 6.12*).

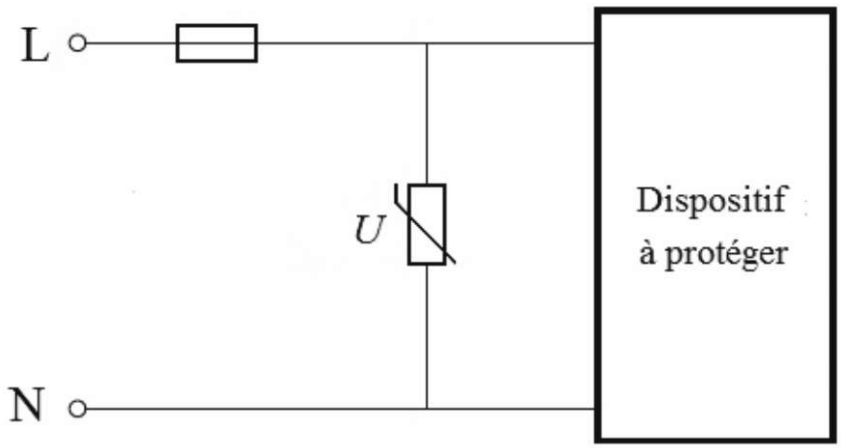


Figure 6.12 Protection d'un dispositif par une varistance en parallèle.

Dans les conditions normales de fonctionnement (absence de surtension), la résistance de la varistance est très élevée et le courant passe dans le dispositif à protéger. La varistance est alors soumise à la tension du réseau et elle est traversée en permanence par un courant très faible (courant de fuite). Par contre en cas de surtension, la résistance de la varistance chute brutalement, la tension est écrêtée et le courant passe essentiellement dans ce composant. L'énergie accompagnant la surtension est dissipée par la varistance. Il faut que ce composant soit capable de supporter cette énergie sans se détériorer.

Copyright © 2015 Dunod.

6.3.2 Exemples

Ce type de protection s'applique par exemple à l'entrée d'une alimentation continue (*figure 6.13*).

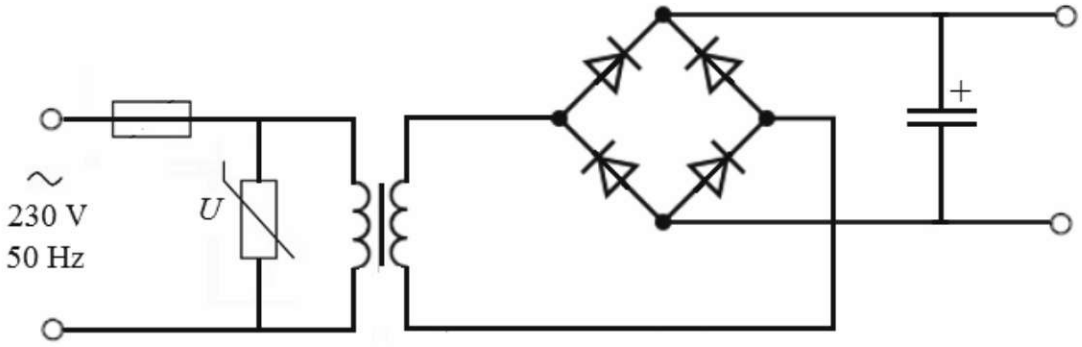


Figure 6.13 Protection d'une alimentation.

Les pics de tension sont dangereux pour les semi-conducteurs employés dans les relais statiques. Il est conseillé de placer une varistance à leurs bornes (*figure 6.14*).

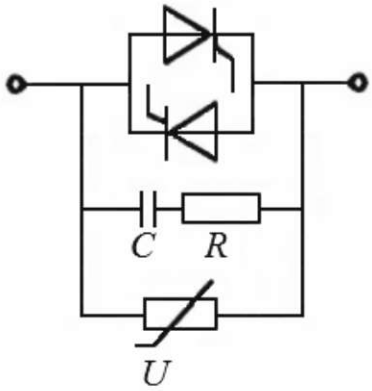


Figure 6.14 Protection d'un relais statique.

Certains modèles de relais statiques commercialisés comportent une varistance montée par le constructeur. Si ce n'est pas le cas, l'utilisateur peut lui-même ajouter cette protection à l'extérieur du dispositif.

6.3.3 Principe de la protection

Considérons un dispositif alimenté par un générateur de tension de force électromotrice e_s (pouvant présenter des surtensions) et de résistance interne R_s et protégé par une varistance (*figure 6.15*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

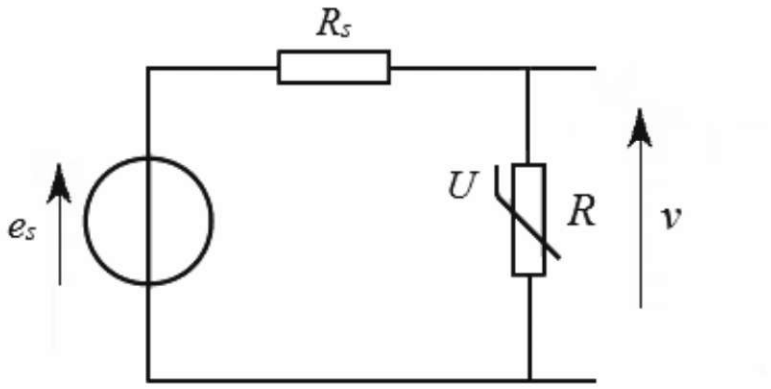


Figure 6.15 Schéma équivalent d'un dispositif protégé par une varistance.

Nous avons supposé pour simplifier que l'impédance du générateur est purement résistive, mais ce n'est pas toujours le cas. Cette impédance est par exemple celle du réseau électrique ou d'une ligne téléphonique. Nous supposons également que le dispositif ne consomme aucun courant. Cette hypothèse est parfaitement vérifiée car lors de l'application d'une surtension, la varistance présente une résistance très faible et le courant d'entrée du dispositif est tout à fait négligeable devant la surintensité traversant le composant de protection.

Dans ces conditions, la tension v et l'intensité i sont liées à la fois par la caractéristique de la varistance et par l'équation du modèle de Thévenin du générateur :

$$v = e_s - R_s i$$

Cette relation correspond à l'équation d'une droite dans le plan de la caractéristique de la varistance : c'est la droite d'attaque. La tension v et l'intensité i sont les coordonnées du point d'intersection de la caractéristique de la varistance et de la droite d'attaque tracée pour la plus grande valeur de e_s obtenue lors de la surtension (*figure 6.16*). Nous avons supposé que le pic de tension était positif, ce qui donne un point dans le premier quadrant. Si le pic est négatif, la construction est la même, mais dans le troisième quadrant.

Copyright © 2015 Dunod.

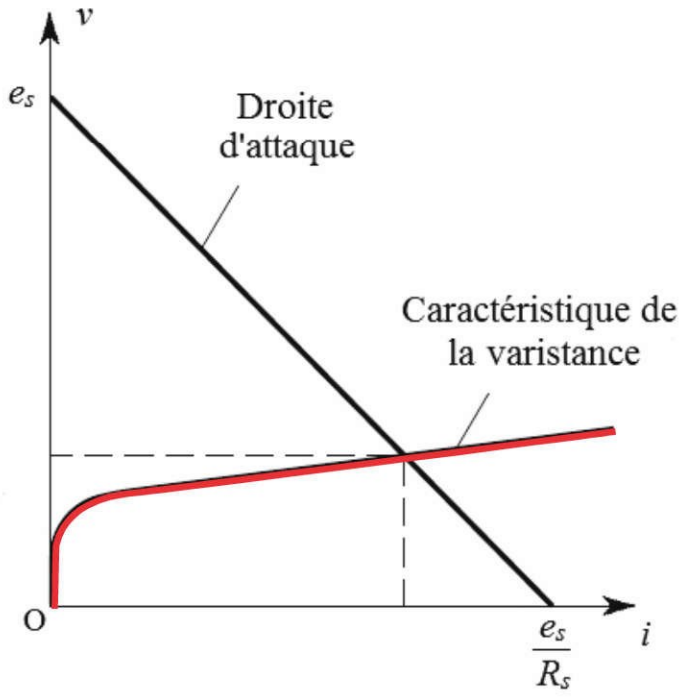


Figure 6.16 Principe de la protection par varistance.

Compte tenu de l'allure de la caractéristique de la varistance, la tension est limitée à une valeur tout à fait raisonnable. Par contre, comme la valeur de R_s est en général faible, le courant traversant la varistance est important. Le composant doit être capable d'absorber l'énergie correspondante. Si l'intensité est très élevée, le fusible branché à l'entrée du dispositif peut ouvrir le circuit, mais ce n'est évidemment pas le but.

6.3.4 Choix de la varistance

Le choix d'une varistance se fait en trois étapes :

- sélectionner les varistances adaptées pour la tension de fonctionnement normal du dispositif à protéger ;
- calculer la surintensité i, l'énergie absorbée W et la puissance moyenne dissipée P et choisir une varistance telle que $i < i_{max}$, $W < W_{max}$ et $P < P_{max}$ avec une marge de sécurité ;
- déterminer la tension maximale en cas de surtension et la comparer à la tension supportée par le dispositif à protéger.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Il faut choisir une varistance dont la tension est un peu supérieure à la tension présente à ses bornes en fonctionnement normal afin que la puissance consommée par le composant soit très faible en l'absence de surtension. Par exemple, quand le dispositif à protéger est branché sur le réseau 230 V, il faut utiliser une varistance 275 V. En effet, la norme CEI 60038 spécifie que la valeur efficace de la tension du réseau présente une tolérance de ± 10 %, ce qui donne un maximum de 253 V, incompatible avec une varistance 250 V.

Copyright © 2015 Dunod.

7 Thermistances

Les thermistances sont des composants à semi-conducteur sans jonction utilisés comme capteurs de température ou comme dispositifs de protection.

7.1 Principe et propriétés

7.1.1 Définition

Une thermistance est un dipôle dont la résistance varie fortement et de façon non linéaire en fonction de la température.

Le terme vient de l'anglais *thermistor*, contraction de *thermal resistor*.

7.1.2 Thermistances CTN et CTP

On distingue deux catégories de thermistances :

- les thermistances CTN (Coefficient de Température Négatif, en anglais NTC, *Negative Temperature Coefficient*) dont la résistance diminue avec la température (*figure 7.1*) ;
- les thermistances CTP (Coefficient de Température Positif, en anglais PTC, *Positive Temperature Coefficient*) dont la résistance augmente avec la température, tout au moins dans une plage de température déterminée (*figure 7.2*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

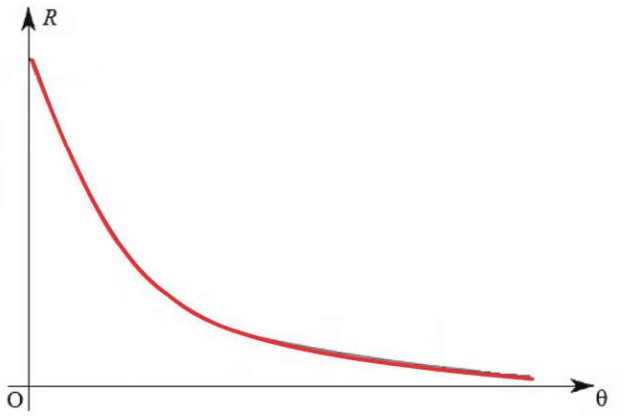


Figure 7.1 Allure de la courbe de la résistance *R* d'une thermistance CTN en fonction de la température θ.

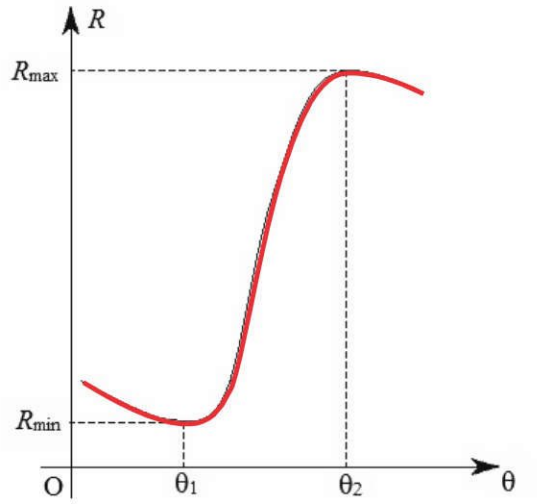


Figure 7.2 Allure de la courbe de la résistance *R* d'une thermistance CTP en fonction de la température θ.

7.1.3 Symboles

Les thermistances sont représentées par leur symbole normalisé (*figures 7.3* et *7.4*).

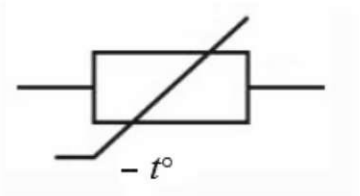


Figure 7.3 Symbole normalisé d'une thermistance CTN.

Copyright © 2015 Dunod.

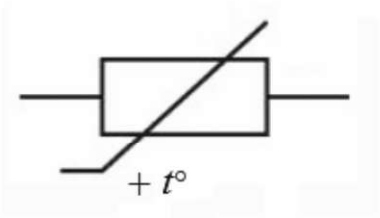


Figure 7.4 Symbole normalisé d'une thermistance CTP.

7.1.4 Constitution

Les thermistances CTN sont constituées d'un mélange d'oxydes métalliques semi-conducteurs pressé sous forme de disque. Les thermistances CTP sont formées de céramiques semi-conductrices à base de titanate de baryum $BaTiO_3$.

7.1.5 Expression de la résistance en fonction de la température

Si l'auto-échauffement par effet Joule est négligeable, la formule de Steinhart et Hart donne une relation entre la résistance R d'une thermistance CTN et la température thermodynamique T :

$$\frac{1}{T} = a + b\ln\frac{R}{R_0} + c\left(\ln\frac{R}{R_0}\right)^3$$

R_0 est une résistance de référence qui correspond en général à la résistance de la thermistance à la température de 25 °C. a, b et c sont les coefficients de Steinhart et Hart dont les valeurs sont données dans la notice de certaines thermistances ou peuvent être déterminées par la mesure de la résistance à trois températures différentes. L'unité de R et R_0 est l'ohm (Ω), celle de T est le kelvin (K) et celle de a, b et c est l'inverse de kelvin (K^{-1}).

La formule de Steinhart et Hart est parfois utilisée avec une résistance de référence de 1 Ω (qui est alors omise bien que cela détruise l'homogénéité de la formule). Il faut prendre garde que les valeurs des trois coefficients sont alors différentes.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

La formule précédente peut être simplifiée sur une plage limitée de température :

$$R = R_0 \, e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}$$

R_0 est la résistance à la température thermodynamique de référence T_0 et B est une constante caractéristique du composant appelée parfois indice de sensibilité thermique. L'unité de R et R_0 est l'ohm (Ω), celle de T, T_0 et B est le kelvin (K). La valeur de B est comprise entre 3 000 K et 5 000 K. L'approximation est en général suffisante en pratique, mais la valeur de B ne peut être considérée comme constante que dans une plage de température limitée.

7.2 Caractéristiques technologiques

7.2.1 Présentation

Les thermistances sont en général en forme de disque (*figure 7.5*).

Les thermistances CTN et CTP existent en CMS.

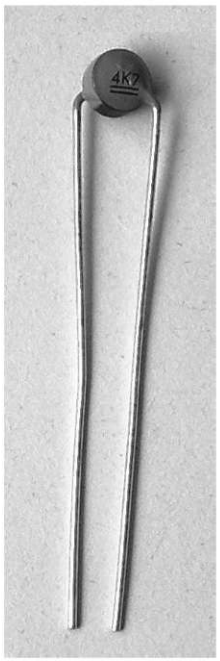


Figure 7.5 Thermistance en forme de disque.

Copyright © 2015 Dunod.

7.2.2 Normes

Les principales normes concernant les thermistances sont indiquées dans le *tableau 7.1*.

Tableau 7.1 Normes concernant les thermistances.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 60738-1	2006	Thermistances à coefficient de température positif à chauffage direct - Partie 1 : spécification générique
NF EN 60539-1	2012	Thermistors à coefficient de température négatif à chauffage direct – Partie 1 : spécification générique
NF EN 60539-2	2011	Thermistors à coefficient de température négatif à chauffage direct – Partie 2 : spécification intermédiaire - Montage en surface de thermistors à coefficient de température négatif

7.3 Domaines d'application

Les thermistances CTN sont principalement utilisées comme capteurs de température. Elles sont par exemple utilisées pour détecter de faibles variations de température.

7.3.1 Avantages et inconvénients

Avantages

- Faible coût
- Sensibilité bien supérieure à celle des résistances métalliques
- Mesure pratiquement ponctuelle grâce à la petite taille permise par la résistivité élevée des semi-conducteurs
- Faible inertie thermique grâce à la petite taille et donc temps de réponse très court

Inconvénients

- Tolérances de fabrication élevées
- Interchangeabilité médiocre
- Dérive des caractéristiques avec le temps

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

7.3.2 Sensibilité et coefficient de température

La sensibilité d'une thermistance peut être définie comme pour tous les capteurs, mais on préfère souvent chiffrer la même qualité par le coefficient de température, paramètre propre aux capteurs de température de nature résistive.

La sensibilité S d'un capteur de température est définie par :

$$S = \frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}$$

Son unité est l'ohm par kelvin (Ω/K).

Le coefficient de température α_R d'une résistance est défini par :

$$\alpha_R = \frac{1}{R}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}$$

Son unité est l'inverse de kelvin (K^{-1}). La variation relative de résistance est souvent exprimée en pourcentage.

Pour une thermistance CTN, avec la formule simplifiée, la dérivée de R par rapport à T est :

$$\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T} = R_0 B\left(-\frac{1}{T^2}\right)\mathrm{e}^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)} = -\frac{B}{T^2}R$$

cela donne :

$$S = -\frac{B}{T^2}R$$

et :

$$\alpha_R = -\frac{B}{T^2}$$

Le coefficient de température d'une thermistance varie fortement avec la température. Sa valeur absolue décroît avec la température, mais elle reste toujours bien supérieure à celle des résistances métalliques.

Copyright © 2015 Dunod.

7.3.3 Linéarisation

On souhaite linéariser la caractéristique du capteur dans une plage de température située autour d'une valeur T_m pour laquelle la thermistance possède une résistance R_m. Une méthode simple consiste à placer une résistance R_l en parallèle de la thermistance (*figure 7.6*).

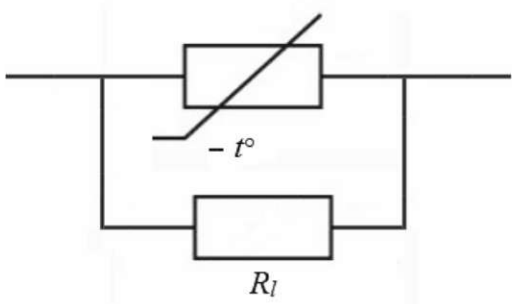


Figure 7.6 Résistance de linéarisation.

La résistance R_c équivalente à l'association en parallèle est :

$$R_c = \frac{RR_l}{R + R_l}$$

La résistance R_c est fonction de la température T. Pour que la courbe correspondante soit à peu près linéaire dans la plage souhaitée, il faut qu'elle présente un point d'inflexion pour $T = T_m$, ce qui exige d'annuler la dérivée seconde de la fonction pour cette valeur de température :

$$\frac{\mathrm{d}^2 R_c}{\mathrm{d}T^2} = 0$$

Exprimons les dérivées successives de la fonction :

$$\frac{\mathrm{d}R_c}{\mathrm{d}T} = R_l \frac{\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}(R + R_l) - R\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}}{(R + R_l)^2} = \frac{R_l^2}{(R + R_l)^2}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 R_c}{\mathrm{d}T^2} = \frac{R_l^2}{(R + R_l)^2}\frac{\mathrm{d}^2 R}{\mathrm{d}T^2} - \frac{2R_l^2}{(R + R_l)^3}\left(\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}\right)^2$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Cette dérivée seconde s'annule si :

$$(R+R_l)\frac{\mathrm{d}^2R}{\mathrm{d}T^2}=2\left(\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}\right)^2$$

et donc pour :

$$R_l=\frac{2\left(\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}\right)^2}{\frac{\mathrm{d}^2R}{\mathrm{d}T^2}}-R$$

Pour une thermistance CTN, avec la formule simplifiée, nous avons déjà calculé la dérivée première de R par rapport à T :

$$\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}=-\frac{B}{T^2}R$$

Il reste à calculer la dérivée seconde :

$$\frac{\mathrm{d}^2R}{\mathrm{d}T^2}=\frac{2B}{T^3}R-\frac{B}{T^2}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}=\frac{2BT+B^2}{T^4}R$$

L'expression de la résistance de linéarisation R_l est ainsi :

$$R_l=\frac{2\left[\left(-\frac{B}{T_m^2}\right)^2R_m\right]^2}{\frac{2BT_m+B^2}{T_m^4}R_m}-R_m$$

soit :

$$R_l=\frac{B-2T_m}{B+2T_m}R_m$$

Copyright © 2015 Dunod.

7.3.4 Conditionneurs

Diviseur de tension

Le conditionneur le plus simple est le diviseur de tension. Une source de tension continue de force électromotrice E alimente un diviseur résistif formé par la thermistance et une résistance fixe R_1 (*figure 7.7*).

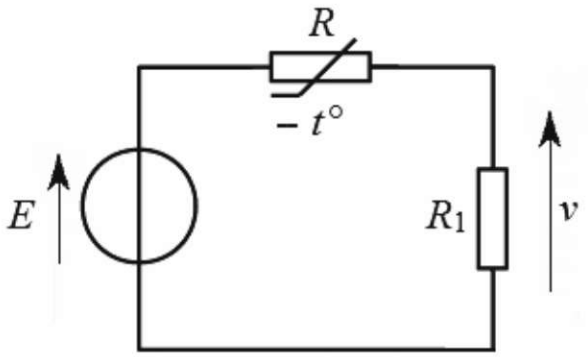


Figure 7.7 Diviseur de tension.

La tension de sortie est prise aux bornes de la résistance fixe R_1 :

$$v = \frac{R_1}{R + R_1} E$$

La tension v est fonction de la résistance R de la thermistance et donc de la température. Cependant, la relation n'est pas linéaire. De plus, le résultat est sensible aux variations éventuelles de la force électromotrice E.

Pont de Wheatstone

De meilleures performances sont obtenues avec un pont de Wheatstone (inventé par le scientifique britannique Samuel-Hunter Christie puis popularisé par le physicien anglais Charles Wheatstone).

La thermistance est placée dans un pont de Wheatstone qui délivre une tension v (*figure 7.8*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

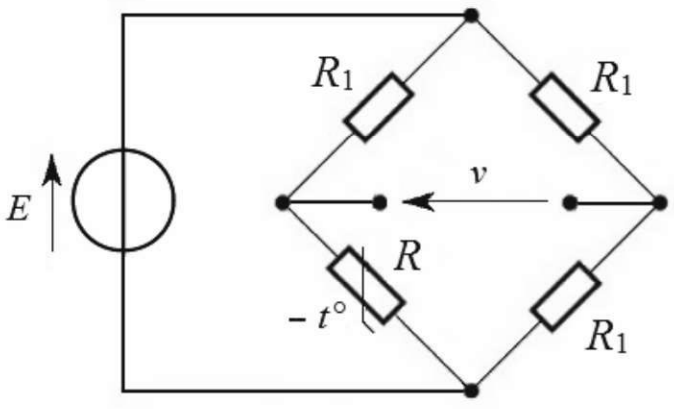


Figure 7.8 Pont de Wheatstone.

En appliquant deux fois la formule du diviseur de tension, nous obtenons :

$$v = \left(\frac{R}{R + R_1} - \frac{1}{2} \right) E$$

La résistance R_1 des trois éléments du pont est choisie de façon que la résistance R de la thermistance varie autour de R_1 dans la gamme de température utilisée :

$$R = R_1 + \Delta R \text{ avec } \Delta R \ll R_1$$

Nous avons ainsi :

$$v = \frac{\Delta R}{2(2R_1 + \Delta R)} E$$

et donc, en tenant compte que $\Delta R \ll R_1$:

$$v \approx \frac{\Delta R}{4R_1} E$$

La tension v obtenue est proportionnelle à la variation de résistance ΔR. Le montage est donc linéaire. Comme la tension v est faible, il faut ensuite l'amplifier par un amplificateur de différence.

Copyright © 2015 Dunod.

8 Diodes

La diode est un composant à semi-conducteur très simple. Son usage est répandu aussi bien en électronique de signal qu'en électronique de puissance.

8.1 Principe et propriétés

8.1.1 Définition

Une diode est un dispositif à semi-conducteur à deux bornes dont la caractéristique tension-courant est celle d'une seule jonction PN.

8.1.2 Symboles

On représente une diode par son symbole normalisé (*figure 8.1*) ou par d'autres symboles (*figure 8.2*). Les deux bornes sont appelées anode (A) et cathode (K).

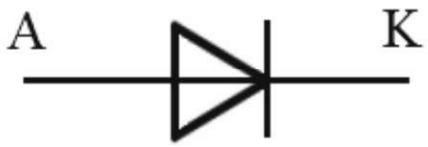


Figure 8.1 Symbole normalisé d'une diode.



Figure 8.2 Autres formes rencontrées pour le symbole d'une diode.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

8.1.3 Constitution

Une diode est un dipôle passif et non-linéaire. Passif parce que ce composant ne peut jamais fournir d'énergie au circuit, et non linéaire parce que la tension à ses bornes n'est pas proportionnelle au courant. Pour former une diode, on utilise un matériau semi-conducteur (le silicium en général) sur lequel on crée une jonction en dopant différemment deux zones, c'est-à-dire en ajoutant des impuretés qui modifient le comportement électrique de la substance. On crée ainsi une zone P et une zone N (*figure 8.3*).

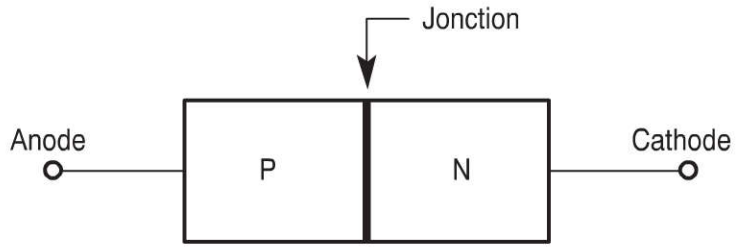


Figure 8.3 Constitution de principe d'une diode.

C'est la jonction qui donne à la diode ses propriétés particulières. La connexion reliée à la partie dopée P est l'anode et celle qui est reliée à la partie N est la cathode.

8.1.4 Caractéristique

La tension et le courant sont orientés en convention récepteur (*figure 8.4*).

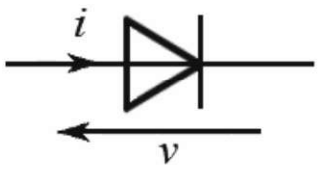


Figure 8.4 Orientations en convention récepteur.

La caractéristique d'une diode est la représentation graphique de l'intensité i du courant en fonction de la tension v (*figure 8.5*). On dit que la diode est polarisée en inverse quand $v < 0$ et qu'elle est polarisée en direct quand $v > 0$.

Copyright © 2015 Dunod.

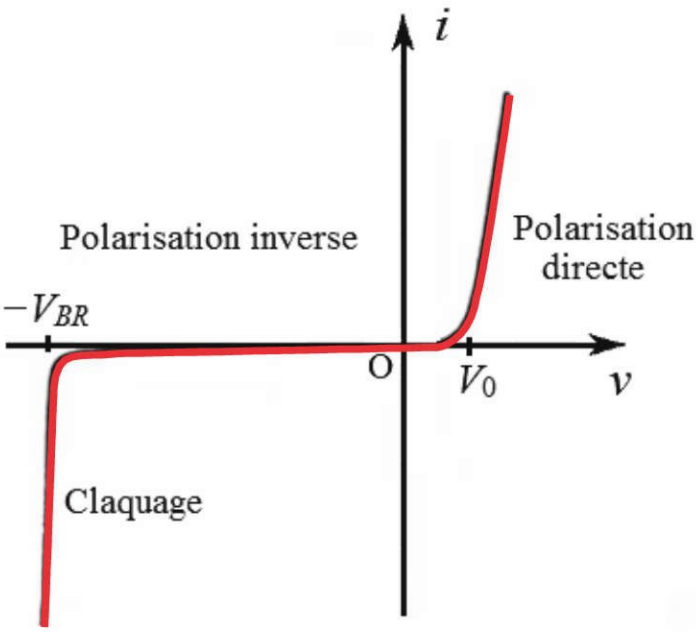


Figure 8.5 Caractéristique d'une diode.

En polarisation inverse, l'intensité i du courant est négative. Sa valeur absolue est très faible tant que la tension v n'est pas plus négative qu'une valeur $-V_{BR}$ (V_{BR} est appelée tension de claquage) : on dit que la diode est bloquée. Lorsque la tension v devient plus négative que $-V_{BR}$, la valeur absolue de l'intensité i du courant croît rapidement : c'est le claquage de la jonction. Ce phénomène est dû soit à l'effet d'avalanche, soit à l'effet Zener. Le claquage n'est pas destructif à condition que le courant soit limité à une valeur raisonnable par une résistance. La tension reste alors très voisine de la valeur $-V_{BR}$. Cette zone ne doit jamais être atteinte pour une diode ordinaire, mais elle est utilisée avec une diode Zener.

En polarisation directe, l'intensité i du courant est positive. Celle-ci reste très faible tant que la tension v n'a pas atteint une valeur V_0 appelée tension de seuil : la diode est encore bloquée. Pour une diode au silicium, ce seuil V_0 est de l'ordre de 0,6 V à température ordinaire ($T = 300$ K). Quand la tension v dépasse la tension de seuil V_0, l'intensité i du courant augmente rapidement : on dit que la diode est passante ou conductrice. Pour ne pas dépasser l'intensité maximale autorisée, la tension v doit rester légèrement supérieure à la tension de seuil V_0. Afin ne pas risquer une destruction, il ne faut donc jamais appliquer directement une tension v

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

positive à une diode. La polarisation directe peut être obtenue par exemple par une source de tension en série avec une résistance ou par une source de courant.

8.1.5 Équation

Hors zone de claquage, l'équation de la caractéristique est de la forme :

$$i = I_S\left(e^{\frac{v}{\eta v_T}} - 1\right)$$

- I_S est le courant de saturation dont la valeur dépend du type de diode et de la température (10^{-12} A à 10^{-8} A à température ordinaire $T = 300$ K).
- V_T est la tension thermodynamique donnée par la formule :

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

où $k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ J/K est la constante de Boltzmann, T la température thermodynamique et $q = 1{,}60 \times 10^{-19}$ C la charge élémentaire. À température ordinaire ($T = 300$ K), $V_T = 25{,}9$ mV.

- η est un coefficient dépendant de la diode et dont la valeur est comprise entre 1 et 2.

8.1.6 Modélisation de la caractéristique

L'utilisation de la caractéristique réelle d'une diode n'est pas très commode. Seule une construction graphique du point de fonctionnement est possible. En pratique, il est intéressant d'approcher la courbe par des segments de droite (linéarisation par morceaux). Dans la suite, nous nous plaçons en dehors de la zone de claquage qui n'est pas atteinte dans le fonctionnement normal d'une diode ordinaire.

Une première simplification consiste à considérer que le courant est nul quand la diode est bloquée et qu'il est fonction affine de la tension quand

Copyright © 2015 Dunod.

la diode est passante (*figure 8.6*). Cette modélisation représente une bonne approximation, sauf au voisinage du coude de la caractéristique réelle.

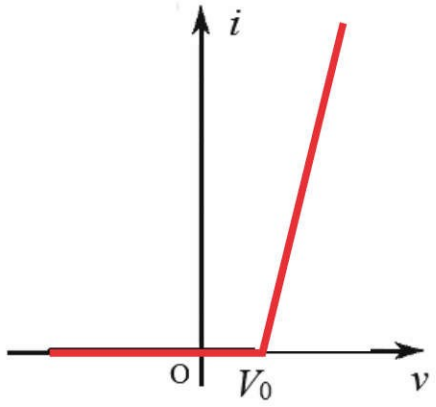


Figure 8.6 Première simplification de la caractéristique.

La diode passante peut alors être décrite par un modèle de Thévenin (*figure 8.7*).

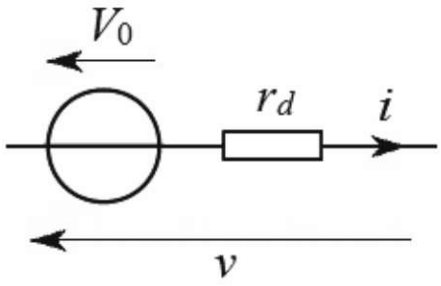


Figure 8.7 Modèle deThévenin d'une diode passante.

Une deuxième simplification considère que le segment de la caractéristique qui correspond à la diode passante est parallèle à l'axe des ordonnées (*figure 8.8*). Cette modélisation est valable si le courant dans la diode passante ne varie pas trop.

Une troisième simplification néglige la tension aux bornes de la diode passante : c'est le modèle de la diode idéale (*figure 8.9*), valable si les tensions du montage sont grandes devant la tension de seuil de la diode.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

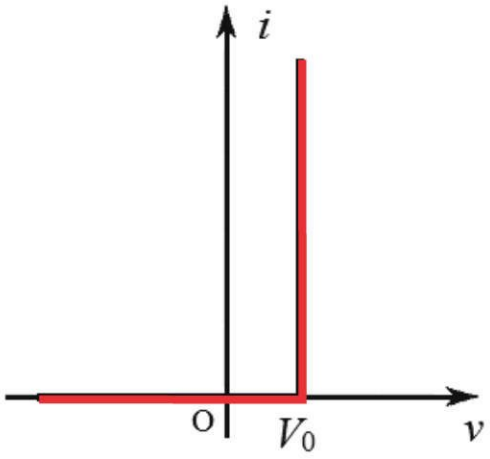


Figure 8.8 Deuxième simplification de la caractéristique.

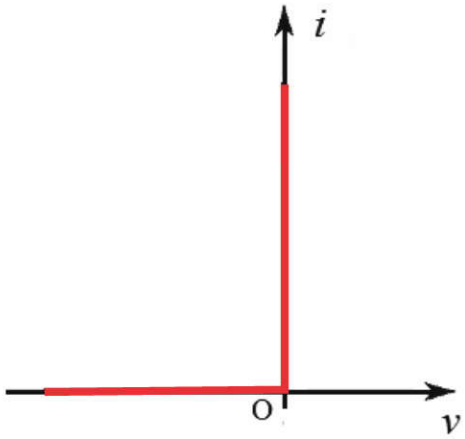


Figure 8.9 Troisième simplification de la caractéristique.

8.1.7 Influence de la température

Tous les composants à semi-conducteur sont sensibles à la température. C'est un inconvénient, sauf quand on veut les utiliser en capteurs de température.

- Le courant de saturation I_S double tous les 7 °C (pour une diode au silicium).
- La tension de seuil diminue avec la température θ. Autour de 25 °C, le coefficient de température est environ :

$$\frac{dV_0}{d\theta} = -2{,}2\,\text{mV} / °\text{C}$$

Copyright © 2015 Dunod.

8.1.8 Diode Zener

Lorsque la diode est utilisée dans la zone de claquage, elle conserve une tension à peu près constante à ses bornes, la valeur dépendant du composant choisi. Pour les diodes ordinaires, on cherche à rejeter ce phénomène le plus loin possible : la tension correspondante est souvent de plusieurs centaines de volts. Dans certains cas, on veut au contraire utiliser cette zone de claquage afin de maintenir une tension constante : on fait appel pour cela à des éléments particuliers, les diodes stabilisatrices de tension ou diodes Zener, pour lesquelles la tension de claquage est faible (quelques volts ou quelques dizaines de volts) et bien définie. On les représente par leur symbole normalisé (*figure 8.10*) ou par d'autres schémas (*figure 8.11*).

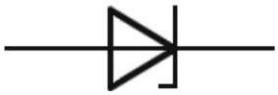


Figure 8.10 Symbole normalisé d'une diode Zener.

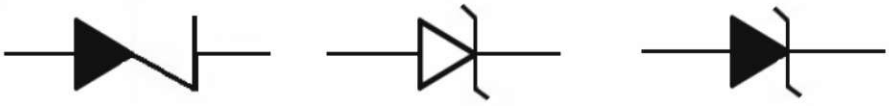


Figure 8.11 Autres représentations utilisées pour une diode Zener.

Le claquage de la diode peut être dû à deux mécanismes différents : l'effet Zener et l'effet d'avalanche. Le premier intervient pour $|V_{BR}| < 5\,\text{V}$ et le second pour $|V_{BR}| > 7\,\text{V}$. Les deux phénomènes coexistent pour $5\,\text{V} < |V_{BR}| < 7\,\text{V}$.

En gardant les mêmes conventions de signe que pour une diode ordinaire, la tension et l'intensité sont négatives dans la zone utile de la caractéristique d'une diode Zener. Il est donc fréquent de changer les orientations pour obtenir deux grandeurs positives (*figure 8.12*). Le domaine de fonctionnement se retrouve ainsi dans le premier quadrant (*figure 8.13*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

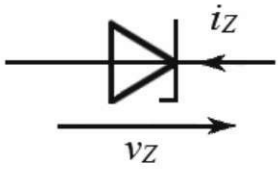


Figure 8.12 Orientations pour une diode Zener.

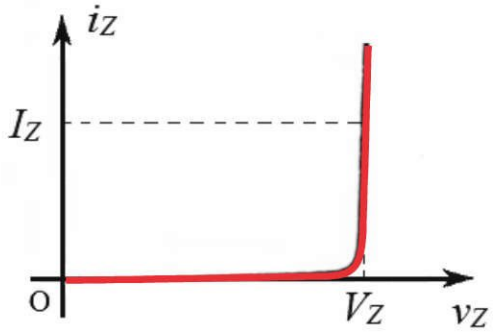


Figure 8.13 Partie utile de la caractéristique d'une diode Zener.

La tension nominale V_Z de la diode Zener est la valeur de v_Z obtenue pour une valeur spécifiée I_Z de l'intensité i_Z du courant.

Les diodes Zener sont sensibles à la température θ. Le coefficient de température α_Z de la tension est défini par :

$$\alpha_Z = \frac{dV_Z}{d\theta}$$

Ce coefficient peut être positif ou négatif selon la valeur de V_Z (car l'effet Zener et l'effet d'avalanche ont des comportements différents). Il est nul pour une valeur de V_Z de l'ordre de 5 V (*figure 8.14*). De ce fait, quand on peut choisir la tension (par exemple quand la diode est associée à un diviseur résistif), on privilégie les valeurs de V_Z conduisant à une faible influence de la température comme 5,6 V.

8.1.9 Diode varicap

Une diode polarisée en inverse se comporte essentiellement comme une très grande résistance (courant très faible), mais également, en régime variable, comme un petit condensateur. En effet, la jonction présente une

Copyright © 2015 Dunod.

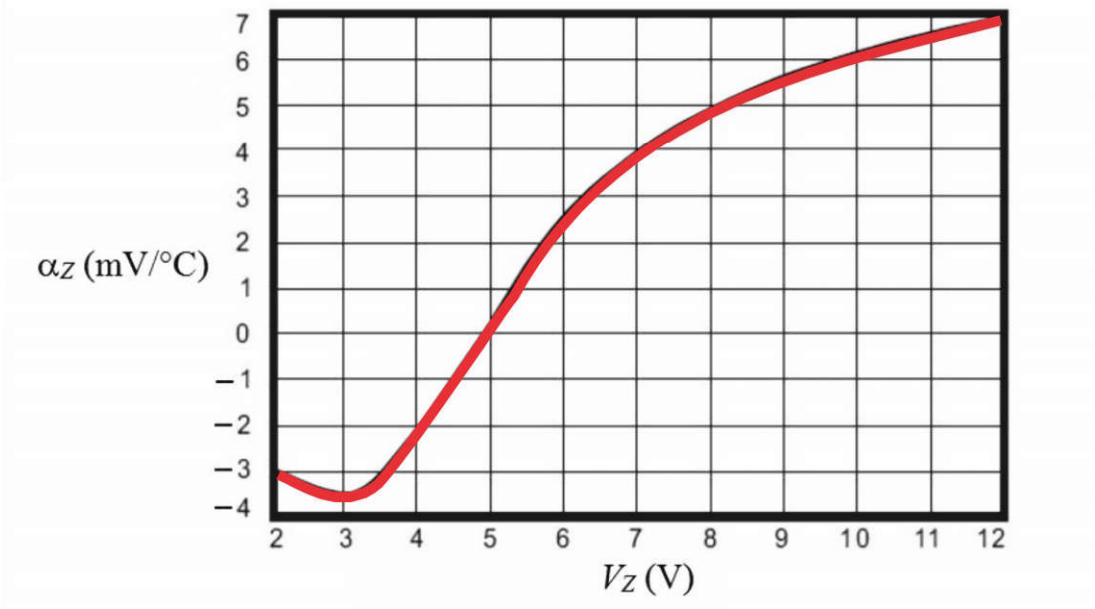


Figure 8.14 Coefficient de température en fonction de la tension nominale.

certaine capacité, de par son fonctionnement (cette valeur est bien supérieure à une capacité parasite entre électrodes). Ce qui est intéressant pour les applications, c'est que cette capacité interne de la diode varie avec la tension appliquée au composant. On peut ainsi obtenir des condensateurs à capacité commandée par une tension. Toutefois, les capacités restent faibles (quelques picofarads à quelques centaines de picofarads). Des diodes sont spécialement prévues pour cet usage : les diodes à capacité variable, souvent nommées varicap. On les représente par leur symbole normalisé (*figure 8.15*) ou par d'autres schémas (*figure 8.16*).

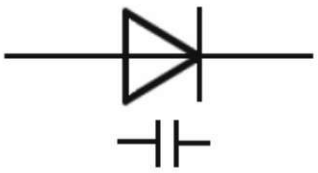


Figure 8.15 Symbole normalisé d'une diode à capacité variable.



Figure 8.16 Autre représentation rencontrée pour une diode à capacité variable.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

La capacité C_T d'une diode polarisée en inverse dépend de la tension v appliquée selon une loi de la forme :

$$C_T = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{v}{V_0}\right)^{\gamma}}$$

où C_0 est la capacité de la diode non polarisée, V_0 est la tension de seuil (de l'ordre de 0,6 V pour une diode au silicium) et γ un exposant qui dépend du type de jonction.

8.1.10 Diode Schottky

Les diodes Schottky (du nom du physicien allemand Walter-Hans Schottky) utilisent une jonction métal-semi-conducteur au lieu d'une jonction PN. Elles ont des caractéristiques analogues à celles des diodes classiques, mais leur tension de seuil est plus faible (0,2 V à 0,4 V) et elles sont plus rapides. Elles présentent cependant des tensions de claquages plus faibles et sont aussi plus coûteuses.

On les représente par leur symbole normalisé (*figure 8.17*) ou par d'autres schémas (*figure 8.18*).

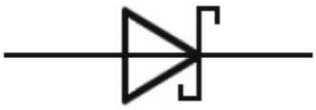


Figure 8.17 Symbole normalisé d'une diode Schottky.



Figure 8.18 Autres représentations utilisées pour une diode Schottky.

8.2 Caractéristiques technologiques

8.2.1 Désignation

Il existe plusieurs types de désignation pour les composants électroniques. Les deux principaux sont le système américain JEDEC (*Joint Electron Device Engineering Council*) et le système européen Pro Electron.

Copyright © 2015 Dunod.

Dans le code JEDEC, les références des diodes commencent par 1N (le chiffre donne le nombre de bornes moins une) puis comportent un numéro d'ordre compris entre 100 et 9999.

Exemples : 1N4148 ;1N4004.

Dans le code Pro Electron, la première lettre indique le matériau utilisé, par exemple B pour le silicium, et la seconde lettre donne la fonction du composant, par exemple A pour une diode de signal, B pour une diode varicap, Y pour une diode de redressement et Z pour une diode Zener. Les deux lettres sont suivies d'un numéro d'ordre à trois chiffres. Un suffixe peut être utilisé, après un tiret. Pour les diodes de redressement, il donne la tension inverse de crête répétitive maximale V_{RRM}. Pour les diodes Zener, une lettre indique la précision (A pour 1 %, B pour 2 %, C pour 5 %, etc.) et un nombre donne la tension de Zener, la virgule décimale étant remplacée par la lettre V (4V7 pour 4,7 V par exemple).

Exemples : BY255 pour une diode de redressement au silicium ; BA102 pour une diode varicap au silicium ; BZX55-C6V2 pour une diode Zener au silicium série X55 avec une tolérance de 5 % et une tension nominale 6,2 V.

8.2.2 Limites de fonctionnement

Les principales limitations d'une diode sont données dans le *tableau 8.1*.

Tableau 8.1 Limites absolues d'une diode.

Symbole	Désignation
V_{RRM}	Tension inverse de pointe répétitive
V_{RWM}	Tension inverse de crête
V_R	Tension inverse continue
V_{RSM}	Tension inverse de pointe non répétitive
I_{FAV}	Courant direct moyen
I_{FRM}	Courant direct de pointe répétitif
$I_{F(OV)}$	Courant direct de surcharge prévisible
I_{FSM}	Courant direct non répétitif de surcharge accidentelle
I_F	Courant direct continu

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

8.2.3 Caractéristiques électriques

Les principales caractéristiques électriques données dans la notice d'une diode sont indiquées dans le *tableau 8.2*.

Tableau 8.2 Caractéristiques électriques d'une diode.

Symbole	Désignation
V_F	Tension directe (donnée pour une intensité spécifiée)
I_R	Courant inverse (donné pour une tension spécifiée)
V_{BR}	Tension de claquage
C_j	Capacité de jonction (donnée pour une tension spécifiée)
t_{rr}	Temps de recouvrement inverse

Remarque

Le temps de recouvrement inverse, qui chiffre la rapidité de blocage, est systématiquement donné pour les diodes de signal, mais pas pour les diodes de redressement ordinaires car il a peu d'importance dans les applications de ces dernières.

Des courbes peuvent préciser les variations de certains paramètres :

- le courant direct I_F en fonction de la tension directe V_F ;
- le courant inverse I_R en fonction de la tension inverse V_R ;
- le courant inverse I_R en fonction de la température θ ;
- la tension directe V_F en fonction de la température θ, etc.

8.2.4 Critères de choix

Les principaux critères de choix d'une diode sont le courant direct maximal, la tension inverse maximale et la rapidité. Les ordres de grandeur de ces paramètres sont très variés : le courant maximal peut être de 100 mA pour une diode utilisée en électronique de signal, mais aussi de 100 A pour un composant faisant partie d'un convertisseur de puissance. Les

Copyright © 2015 Dunod.

présentations de ces éléments sont évidemment très différentes et les prix ne sont pas non plus du même ordre de grandeur. Nous nous limiterons ici à présenter les petites diodes qui apparaissent le plus souvent dans les réalisations électroniques. Malgré un nombre élevé de références il n'y a en réalité que quelques catégories effectivement distinctes.

On distingue essentiellement deux types de composants : les diodes de signal et les diodes de redressement. Les premières sont rapides, mais ne supportent que des courants faibles. Les secondes acceptent des intensités plus élevées, mais sont relativement lentes. On peut citer la diode de signal la plus répandue et qui convient très souvent dans ce rôle : le modèle 1N4148. Sa tension inverse est 75 V et son courant est 225 mA. Pour le redressement, on rencontre très fréquemment les diodes de la série 400X. Elles supportent 1 A et leur tension maximale dépend de la référence exacte comme l'indique le *tableau 8.3*.

Tableau 8.3 Tensions maximales des diodes de la série 400X.

Référence	1N4001	1N4002	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007
Tension maximale (V)	50	100	400	600	800	1000

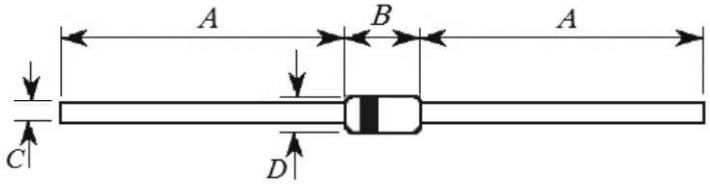
Étant donné que les prix des différentes variantes sont très voisins, on peut se contenter en général de n'utiliser qu'une seule référence. En raison de l'ordre de grandeur des tensions habituellement rencontrées, on peut par exemple choisir la diode 1N4004. Parfois, le courant maximal du composant doit être supérieur à 1 A. On fait alors appel à d'autres modèles comme la diode BY255 qui supporte 3 A.

8.2.5 Boîtiers

Les diodes utilisées en électronique sont dans des boîtiers cylindriques. Les diodes de signal comme la 1N4148 et les petites diodes Zener utilisent un boîtier DO-35 (*figure 8.19*) tandis que les petites diodes de redressement comme celles de la série 1N400X utilisent un boîtier DO-41 (*figure 8.20*). L'appellation DO utilisée dans la norme JEDEC signifie « *Diode Outline* ».

Les diodes existent en CMS, en général dans un boîtier SO23 (*figure 8.21*).

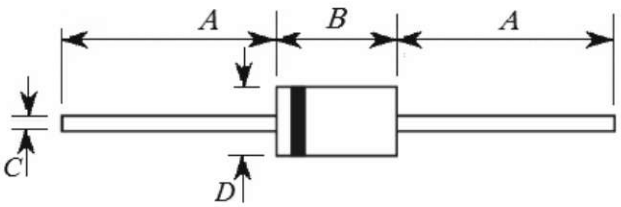
Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit



Dimensions en mm

	Min	Max
A	25,40	38,10
B	3,05	5,08
C	0,46	0,55
D	1,53	2,28

Figure 8.19 Boîtier DO-35.



Dimensions en mm

	Min	Max
A	25,40	
B	4,07	5,20
C	0,72	0,86
D	2,04	2,71

Figure 8.20 Boîtier DO-41.

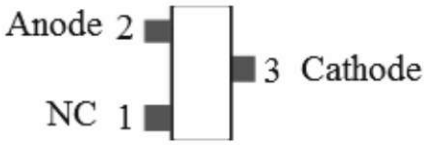


Figure 8.21 Boîtier SO23.

8.2.6 Marquage

La référence des diodes est souvent indiquée en clair. La cathode est alors indiquée par un anneau sur le corps du composant (*figure 8.22*).



Figure 8.22 Anneau permettant de repérer la cathode.

Certaines diodes sont marquées par un code de couleurs, la référence étant indiquée par quatre anneaux. Dans le système américain, un anneau est plus large que les autres. Il est placé du côté de la cathode (K) et indique

Copyright © 2015 Dunod.

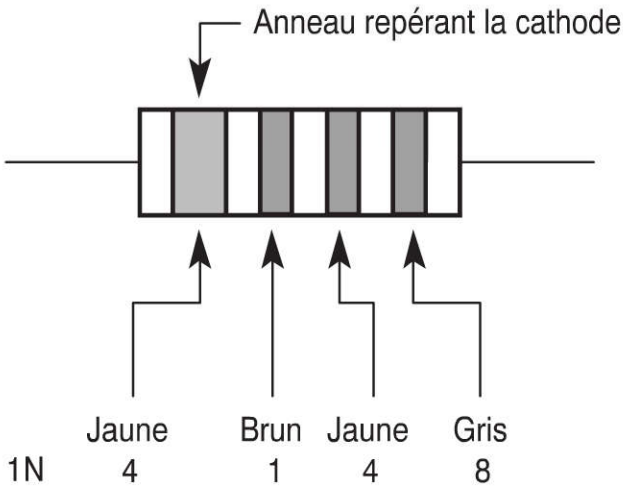


Figure 8.23 Marquage d'une diode par le code des couleurs.

le côté par lequel il faut commencer la lecture. Les couleurs des quatre anneaux correspondent au numéro d'ordre qui suit le préfixe 1N selon le codage habituel (*figure 8.23*).

8.2.7 Ponts moulés

On utilise souvent pour les redresseurs des ponts moulés qui comprennent les quatre diodes d'un montage double alternance de Graetz (*figure 8.24*).



Figure 8.24 Pont de Graetz moulé.

8.2.8 Normes

Les principales normes concernant les diodes sont indiquées dans le *tableau 8.4*.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Tableau 8.4 Normes concernant les diodes.

Numéro	Date	Contenu
NF C01-521	2002	Vocabulaire Électrotechnique International - Partie 521 : dispositifs à semi-conducteurs et circuits intégrés
CEI 60747-2	2000	Dispositifs à semi-conducteurs - Dispositifs discrets et circuits intégrés - Partie 2 : diodes de redressement
CEI 60747-3	2013	Dispositifs à semi-conducteurs - Partie 3 : dispositifs discrets : diodes de signal, diodes de commutation et diodes régulatrices

8.3 Domaines d'utilisation

8.3.1 Redressement

La diode est très intéressante pour le redressement des signaux alternatifs. Cette fonction se rencontre surtout dans les alimentations continues, mais on l'utilise aussi pour détecter l'amplitude d'une tension (par exemple dans certains amplificateurs à commande automatique de gain). Le montage le plus simple n'utilise qu'une seule diode (*figure 8.25*).

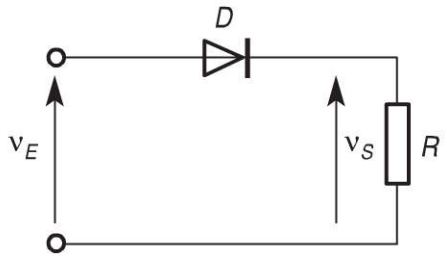


Figure 8.25 Redresseur simple alternance.

Si l'on applique une tension sinusoïdale à l'entrée du circuit, on obtient en sortie les alternances positives (*figure 8.26*).

En effet, si l'on néglige le seuil de conduction de la diode devant l'amplitude du signal d'entrée, on constate que l'élément redresseur est polarisé en direct pendant une demi-période et polarisé en inverse pendant l'autre demi-période. Ce montage est appelé redresseur simple alternance. Pour obtenir une tension sensiblement continue, on place un condensateur en parallèle sur la résistance (*figure 8.27*).

Copyright © 2015 Dunod.

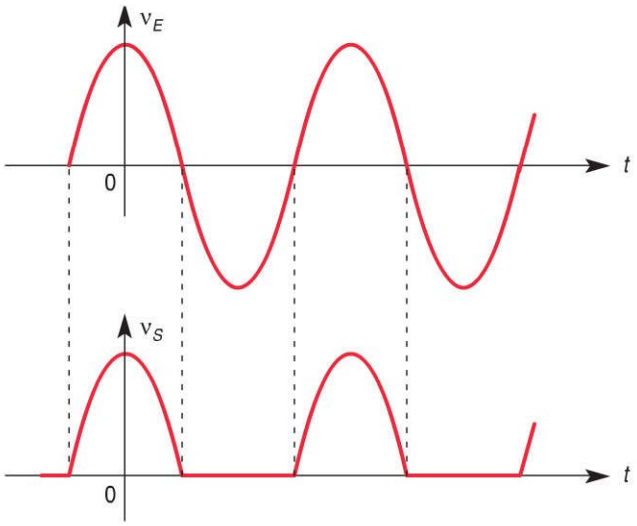


Figure 8.26 Allure de la tension de sortie du redresseur simple alternance quand la tension d'entrée est sinusoïdale.

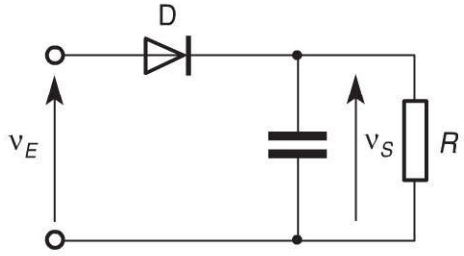


Figure 8.27 Redresseur avec condensateur de filtrage.

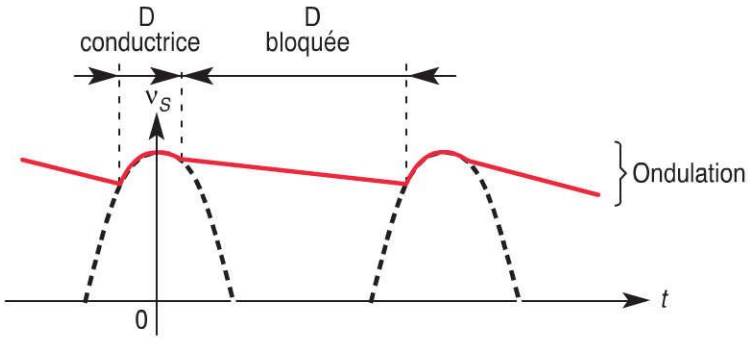


Figure 8.28 Allure de la tension de sortie du redresseur avec condensateur de filtrage.

On effectue ainsi un filtrage (voir chapitre 2). La tension de sortie en régime permanent présente alors une allure proche du continu (*figure 8.28*).

La diode n'est passante que pendant la durée nécessaire à la recharge du condensateur. Ce dernier assure l'alimentation de la résistance de charge

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

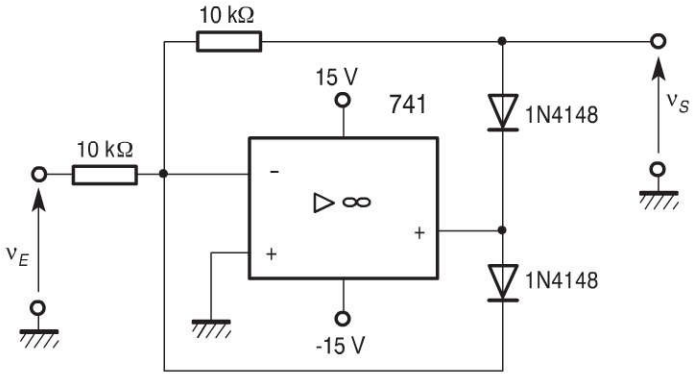


Figure 8.29 Redresseur sans seuil.

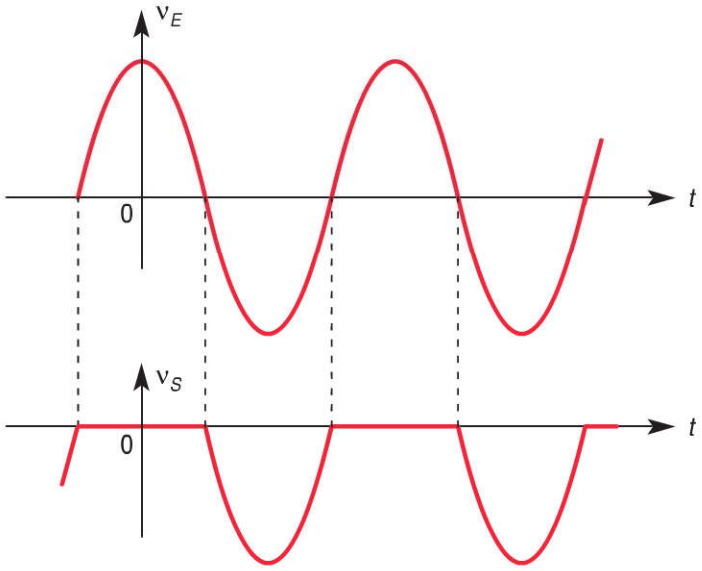


Figure 8.30 Tension redressée sans seuil.

lorsque la diode est bloquée. Ce montage élémentaire a des performances médiocres et n'est pas utilisé pour la conversion d'énergie (alimentations continues) mais seulement pour la détection d'amplitude d'un signal alternatif (amplificateurs, oscillateurs...). Dans ce dernier rôle, lorsque les tensions sont faibles et qu'une bonne précision est désirée, l'influence du seuil ne peut plus être négligée. L'emploi d'un amplificateur opérationnel associé à deux diodes permet de résoudre le problème (*figure 8.29*).

La tension de sortie est redressée simple alternance sans aucun effet de seuil. Il s'y ajoute une inversion de signe (*figure 8.30*).

Dans les alimentations continues, on utilise un redressement double alternance. Le filtrage de la tension de sortie est alors plus facile. Deux

Copyright © 2015 Dunod.

montages sont possibles : le pont de Graetz, étudié au chapitre 2 et le circuit « va-et-vient » abordé au chapitre 4.

8.3.2 Stabilisation de tension

Les diodes Zener servent surtout à la stabilisation des tensions. On peut ainsi réaliser des références de tension qui permettent d'obtenir une tension continue déterminée avec une bonne stabilité. Il faut pour cela disposer d'une alimentation de tension E supérieure à la valeur demandée en sortie et associer une résistance R à la diode Zener (*figure 8.31*).

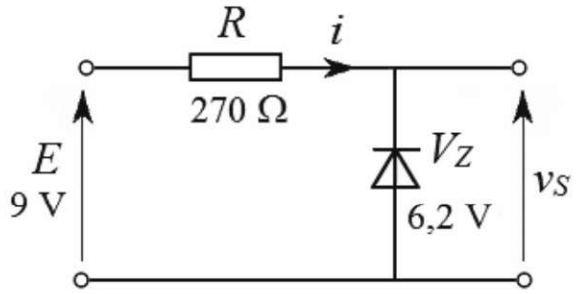


Figure 8.31 Stabilisation de tension par diode Zener.

La diode est polarisée en inverse et elle fixe la tension à ses bornes à une valeur choisie. La différence de tension entre l'alimentation et la diode Zener donne une chute de tension dans la résistance. Si le courant débité est négligeable, le courant dans la résistance passe aussi dans la diode. Il faut respecter deux conditions : le courant ne doit pas être trop élevé pour ne pas dépasser la dissipation maximale autorisée pour la Zener, mais sa valeur ne doit pas descendre en dessous de quelques milliampères pour rester dans la zone de stabilisation de la diode. On en déduit un minimum et un maximum pour la valeur de R si la puissance de la diode est imposée. On a toutefois intérêt à choisir le courant le plus faible possible pour économiser l'alimentation. On se place donc un peu au-dessus du minimum en prenant par exemple $i = 10$ mA. Avec une alimentation de 9 V et une diode Zener de 6,2 V, on calcule :

$$R = \frac{E - V_Z}{i}$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

soit :

$$R = \frac{9 - 6{,}2}{0{,}01} = 280\ \Omega$$

On prend la valeur normalisée immédiatement inférieure dans la série E12, 270 Ω. La puissance dissipée dans la Zener est alors :

$$P_Z = V_Z i = V_Z \frac{E - V_Z}{R}$$

Soit :

$$P_Z = 6{,}2 \times \frac{9 - 6{,}2}{270} = 0{,}064\,\text{W} \quad (64\ \text{mW})$$

Les diodes Zener courantes peuvent dissiper 400 mW, ce qui convient ici. Il reste à calculer la puissance dans la résistance :

$$P_R = \frac{(E - V_Z)^2}{R}$$

Soit :

$$P_R = \frac{(9 - 6{,}2)^2}{270} = 0{,}029\,\text{W} \quad (29\ \text{mW})$$

Une résistance 1/4 W convient bien.

On ne peut pas utiliser ce montage pour fournir un courant de sortie important, mais on peut lui demander quelques milliampères. Le courant dans la résistance n'est plus alors égal au courant dans la diode. Il faut appliquer la loi des nœuds (*figure 8.32*) :

$$i = i_Z + i_L$$

Pour un courant demandé $i_L = 5$ mA, on a :

$$i = 10 + 5 = 15\ \text{mA}$$

La valeur de résistance devient :

$$R = \frac{9 - 6{,}2}{0{,}015} = 187\ \Omega$$

Copyright © 2015 Dunod.

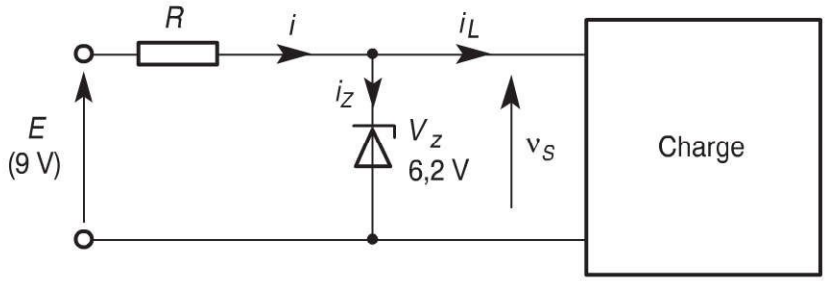


Figure 8.32 Stabilisateur chargé.

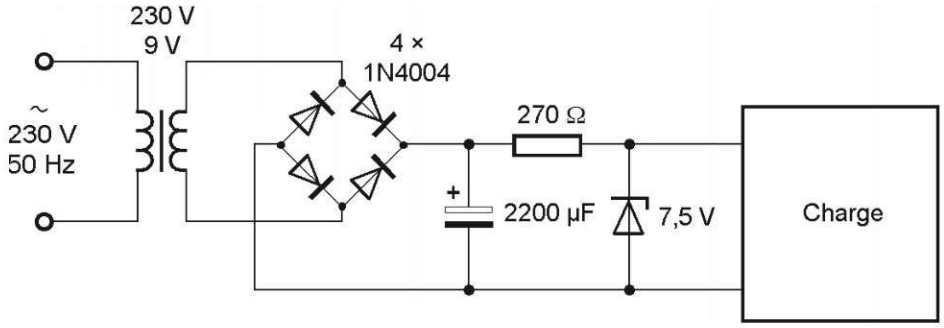


Figure 8.33 Alimentation stabilisée pour faible débit.

On choisit donc la valeur normalisée inférieure 180 Ω. Le reste du calcul est analogue.

Il est facile de réaliser une petite alimentation stabilisée quand le courant débité reste faible (*figure 8.33*).

La tension du secteur est abaissée par un transformateur qui assure également l'isolement. Un pont de diodes effectue le redressement, le filtrage étant obtenu par un condensateur chimique. La diode Zener et la résistance associée permettent de stabiliser la tension de sortie à 7,5 V. Ce montage très simple ne convient que pour des courants limités à quelques milliampères. Lorsque l'on a besoin d'un courant plus élevé, il faut faire appel à des transistors, ou, plus souvent, à des régulateurs intégrés (voir chapitre 14).

8.3.3 Protection

Dans certains montages, les diodes ont un rôle de protection : elles limitent certaines tensions afin d'éviter le dépassement de valeurs maximales

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

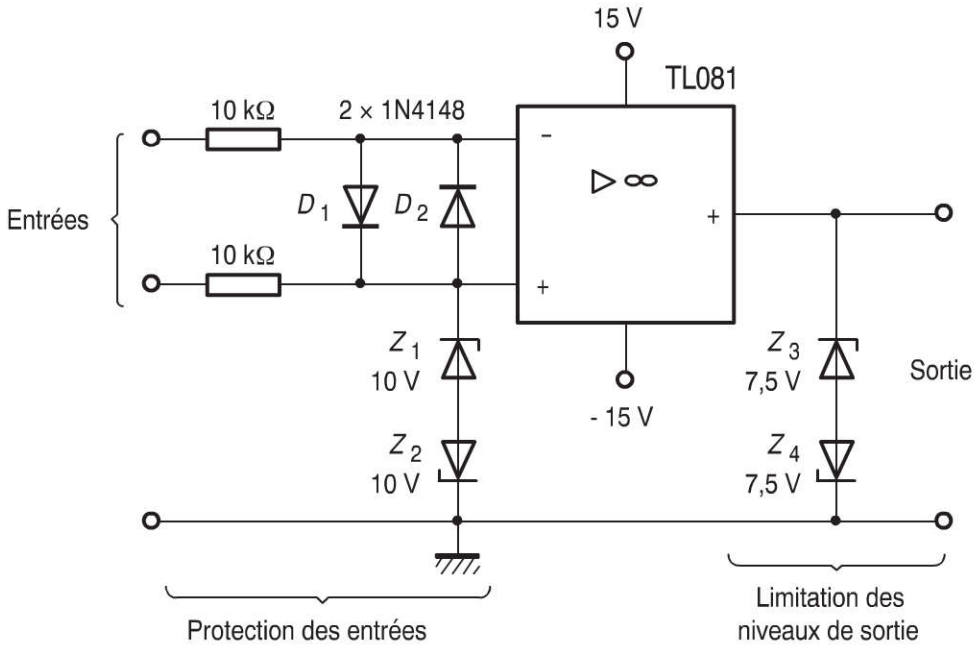


Figure 8.34 Comparateur à amplificateur opérationnel.

autorisées. Par exemple, considérons un comparateur à amplificateur opérationnel (*figure 8.34*).

La sortie est à l'état haut (8,1 V) si la tension appliquée à l'entrée E_1 est supérieure à la tension sur l'entrée E_2 et à l'état bas (– 8,1 V) dans le cas contraire. Si les bornes d'entrée sont accessibles, on risque d'y appliquer des tensions destructrices pour le circuit intégré. En effet, un amplificateur opérationnel a deux sortes de limitations d'entrée : la tension appliquée sur ces bornes ne doit pas dépasser 15 V (ou la tension d'alimentation si celle-ci est inférieure à 15 V) et la différence des tensions sur les entrées ne doit pas excéder 30 V (une Zener passante en inverse et l'autre en direct). Les diodes Zener Z_1 et Z_2 limitent la tension sur l'entrée + à 10,6 V, dans un sens et dans l'autre. Les diodes D_1 et D_2 limitent la différence des tensions d'entrée à 0,6 V dans un sens et dans l'autre. La tension présente sur l'entrée – est limitée par l'ensemble à 11,2 V (une diode ordinaire passante en série avec les deux diodes Zener). Le fonctionnement du comparateur n'est pas affecté par les protections car le signe de la différence des tensions n'est pas modifié.

Les diodes Zener Z_3 et Z_4 branchées en sortie de l'amplificateur opérationnel ont pour rôle de fixer les niveaux de tension. En leur absence,

Copyright © 2015 Dunod.

l'amplificateur opérationnel serait saturé, soit positivement, soit négativement et la tension de sortie vaudrait environ – 14 V ou 14 V pour une alimentation double de – 15 V et 15 V. L'une des diodes Zener est passante en sens inverse et l'autre en sens direct. La tension de sortie peut ainsi prendre les valeurs 8,1 V (un seuil de 0,6 V ajouté à la tension de Zener 7,5 V) et – 8,1 V. Cela permet d'adapter les niveaux de sortie à l'utilisation indépendamment de l'alimentation. Les valeurs de tension sont également mieux connues car les tensions de saturation d'un amplificateur opérationnel sont des paramètres dont on ne connaît que l'ordre de grandeur (1 à 2 V en dessous de l'alimentation). On remarque qu'ici aucune résistance n'est associée aux diodes Zener de sortie. Cela est dû au fait que le circuit intégré limite lui-même son courant de sortie (à environ 15 à 30 mA).

On a déjà rencontré au chapitre 4 une diode de roue libre dans un circuit de commande de thyristor par transformateur d'impulsions. On utilise cette configuration à chaque fois que l'on commande un circuit inductif (bobine, transformateur...) par un transistor en commutation. En effet, lors du blocage du transistor, il faut que le courant dans la bobine puisse continuer à s'écouler pour assurer l'évacuation de l'énergie électromagnétique emmagasinée. Quelques exemples d'applications souvent rencontrées : commande de relais (*figure 8.35*), convertisseurs et alimentations à découpage, hacheur pour moteur à courant continu...

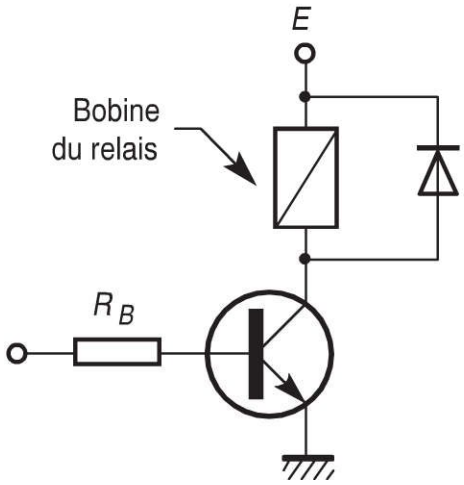


Figure 8.35 Commande d'un relais par un transistor et une diode de roue libre.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

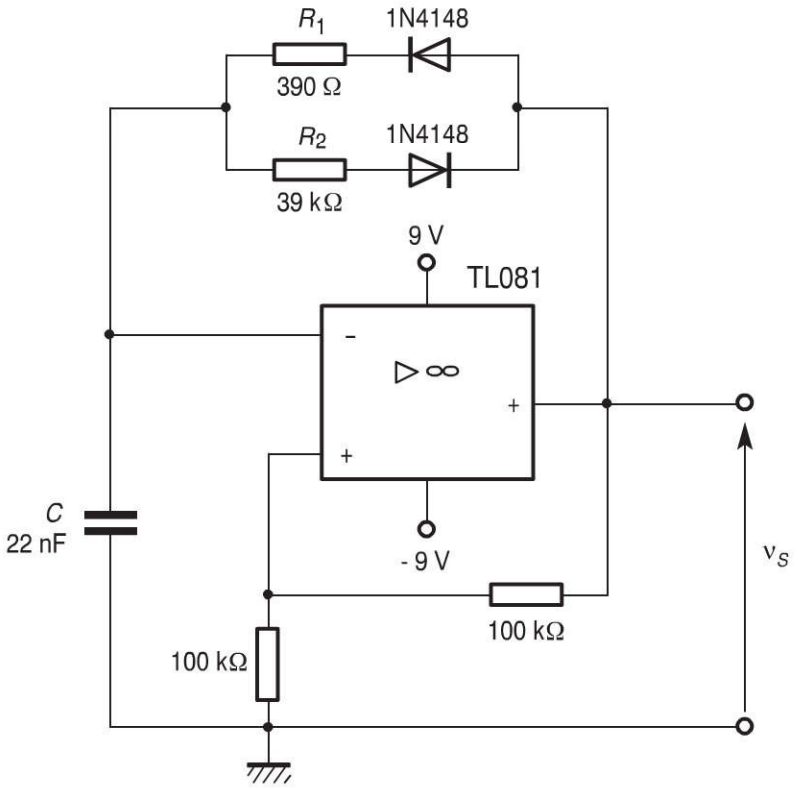


Figure 8.36 Générateur d'impulsions.

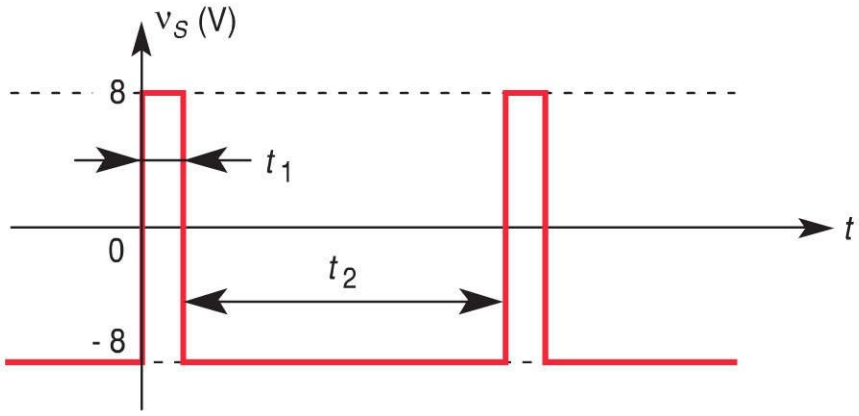


Figure 8.37 Allure de la tension de sortie du générateur d'impulsions (la largeur du pic est volontairement exagérée).

8.3.4 Aiguillage de courant

Les diodes sont aussi employées comme aiguillage de courant (*figure 8.36*).

Le montage est un générateur d'impulsions dont on fixe la durée grâce au courant aiguillé par les diodes dans deux résistances différentes suivant son sens (*figure 8.37*).

Copyright © 2015 Dunod.

L'amplificateur opérationnel, associé aux deux résistances de 100 kΩ, forme une bascule à hystérésis (*trigger* de Schmitt). Le condensateur se charge alternativement dans un sens et dans l'autre entre les deux seuils du *trigger*. Quand la sortie est à l'état haut, le courant traverse la résistance $R_1 = 390\ \Omega$ tandis que quand la sortie est à l'état bas, le courant de sens inverse traverse la résistance $R_2 = 39\ \text{k}\Omega$. Les diodes servent à aiguiller le courant dans des branches différentes pour obtenir des durées inégales pour l'état haut et l'état bas. On chiffre la dissymétrie de ces durées par le rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

C'est le quotient de la durée de l'état haut par la période. Le résultat est souvent donné en pourcentage. Pour le montage considéré le rapport cyclique est fixé par R_1 et R_2 suivant la formule :

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

Ce qui donne :

$$\alpha = \frac{390}{390 + 39 \times 10^3} = 0{,}01 \text{ soit } 1\ \%$$

La fréquence du signal de sortie est :

$$f = \frac{1}{(R_1 + R_2) C \ln 3}$$

Avec les valeurs numériques du schéma, la fréquence est voisine de 1 kHz :

$$f = \frac{1}{\left(390 + 39 \times 10^3\right) \times 22 \times 10^{-9} \ln 3} = 1050 \text{ Hz}$$

Il faut noter qu'il est nécessaire d'utiliser un amplificateur opérationnel suffisamment rapide dans ce montage. En effet, même si la fréquence n'est

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

pas très élevée (1 kHz), la durée du pic est assez brève (environ 10 µs). Un circuit du type TL081 peut convenir, mais un classique 741 est trop lent.

8.3.5 Capteur de température

La diode constitue un capteur de température très simple. En effet, la tension aux bornes d'une diode passante alimentée à courant constant est fonction de la température, avec un coefficient de température de l'ordre de – 2,2mV/°C.

Parmi les avantages de ce capteur de température, on peut citer une sensibilité thermique élevée et une bonne linéarité. Le principal inconvénient est la plage de température limitée (– 50 °C à 150 °C environ).

Copyright © 2015 Dunod.

9 Transistors bipolaires

La découverte du transistor est issue de recherches menées pendant la seconde guerre mondiale. John Bardeen, Walter Brattain et William Shockley en ont présenté le principe en 1947 aux laboratoires Bell aux États-Unis et ils reçurent le prix Nobel en 1956 pour leurs travaux. Le transistor est l'élément de base de l'électronique moderne. Si les circuits intégrés sont formés d'un grand nombre de transistors regroupés sur la même pastille de semi-conducteur, on trouve aussi dans certains domaines des transistors discrets (un seul élément par boîtier).

9.1 Principe et propriétés

9.1.1 Définition

Un transistor est un dispositif à semi-conducteurs susceptible de fournir une amplification de puissance électrique et possédant trois électrodes ou plus.

Un transistor bipolaire à jonctions est un transistor possédant au moins deux jonctions et dont le fonctionnement dépend à la fois des porteurs majoritaires et des porteurs minoritaires. Comme le transistor bipolaire est le plus répandu en composant discret parmi les différents types de transistors, on le nomme souvent simplement transistor, sans autre qualificatif.

9.1.2 Symboles

Les transistors bipolaires possèdent trois bornes appelées base (B), émetteur (E) et collecteur (C). Ils peuvent être de deux types, NPN ou PNP, qui ont chacun leur symbole normalisé (*figure 9.1*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

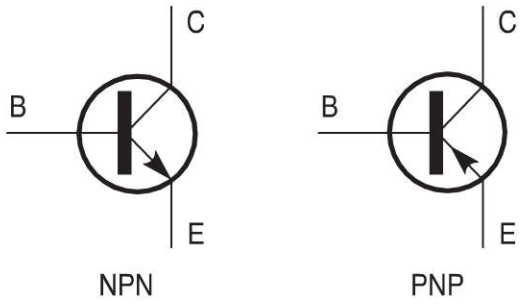


Figure 9.1 Symboles normalisés des transistors bipolaires.

9.1.3 Constitution

Un transistor est formé d'un barreau de semi-conducteur dans lequel on a créé deux jonctions. On obtient ainsi trois zones dopées de façons différentes. Deux variantes apparaissent suivant la nature des dopages (P ou N) : le transistor NPN (*figure 9.2*) et le transistor PNP (*figure 9.3*).

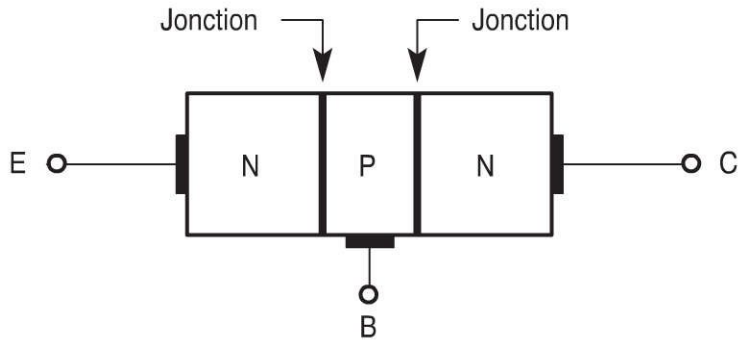


Figure 9.2 Constitution de principe d'un transistor NPN.

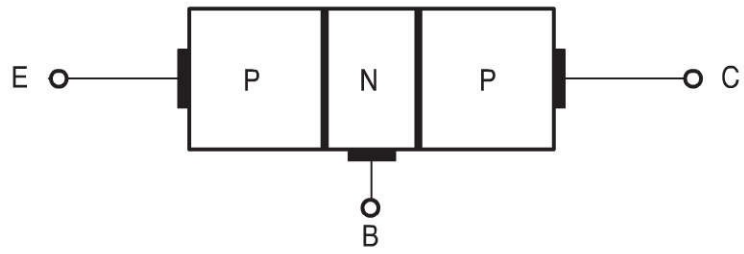


Figure 9.3 Constitution de principe d'un transistor PNP.

Copyright © 2015 Dunod.

9.1.4 Principe

Considérons un transistor NPN (*figure 9.4*). On peut définir trois tensions (v_{BE} entre base et émetteur, v_{CE} entre collecteur et émetteur et v_{CB} entre collecteur et base) et trois courants (i_B dans la base, i_C dans le collecteur et i_E dans l'émetteur). Cependant, ces six variables ne sont pas indépendantes. En effet, la loi d'additivité des tensions et la conservation des charges permettent d'écrire :

$$v_{CE} = v_{CB} + v_{BE}$$

$$i_E = i_C + i_B$$

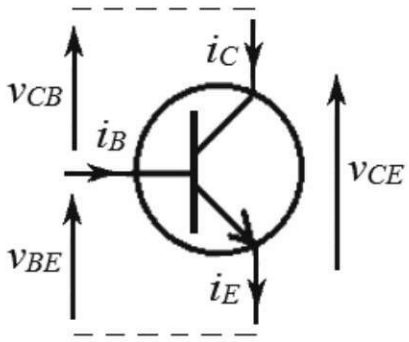


Figure 9.4 Tensions et courants pour un transistor NPN.

De ce fait, on ne considère habituellement que v_{BE}, v_{CE}, i_B et i_C.

Remarque

On a orienté le courant d'émetteur sortant du transistor et les courants de base et de collecteur entrant, ce qui donne des grandeurs positives pour un transistor NPN. Une autre convention est parfois utilisée, elle consiste à orienter les trois courants entrant dans le composant ce qui conduit à un courant d'émetteur négatif pour un transistor NPN.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Le transistor est un tripôle (élément à trois bornes), mais on l'utilise souvent comme un quadripôle, en choisissant une borne commune à l'entrée et la sortie.

Dans le montage de base, on relie un générateur de tension continue E_C et une résistance R_C entre le collecteur et l'émetteur du transistor et un autre générateur de tension continue E_B et une résistance R_B entre base et émetteur (*figure 9.5*).

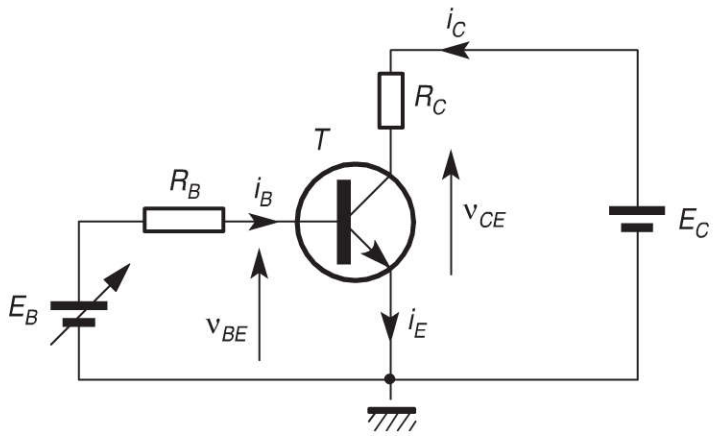


Figure 9.5 Transistor en émetteur commun (schéma de principe).

L'entrée du montage est côté base, la sortie côté collecteur et l'émetteur est la borne commune aux circuits d'entrée et de sortie : on dit que le transistor est monté en émetteur commun. En faisant varier la tension E_B, on peut atteindre les différents régimes de fonctionnement du transistor.

Si les polarités du générateur E_B sont inversées par rapport à celles de la figure, il n'y a aucun courant dans le montage : le transistor est bloqué. La tension v_{CE} entre collecteur et émetteur est égale à E_C puisqu'il n'y a aucune chute de tension dans R_C (*figure 9.6*).

Quand on met le générateur E_B dans le sens indiqué sur la figure (pôle + du côté de la base), il n'y a toujours aucun courant si E_B ne dépasse pas un seuil d'environ 0,6 V (comme pour une diode). Lorsque E_B dépasse le seuil, il apparaît des courants dans les différentes branches du circuit. Si l'on fait croître E_B, ces courants augmentent, la tension de base v_{BE} reste pratiquement constante, de 0,6 V à 0,7 V et la tension de collecteur v_{CE} diminue progressivement. Le courant de base i_B est assez faible devant les

Copyright © 2015 Dunod.

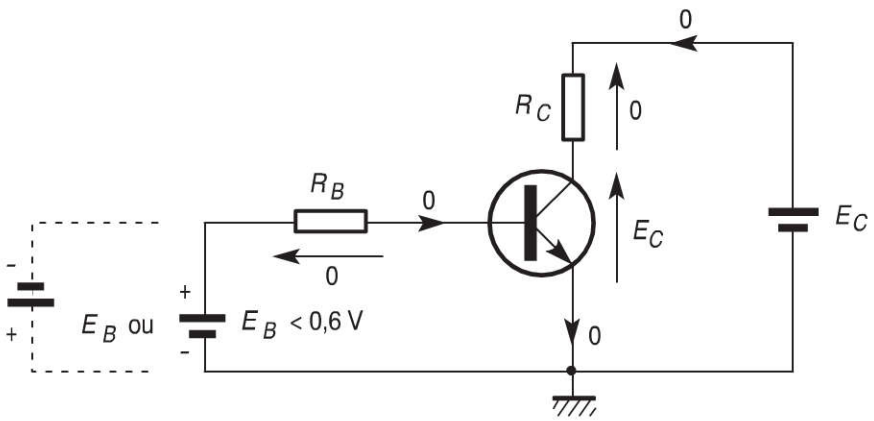


Figure 9.6 Transistor bloqué.

courants de collecteur i_C et d'émetteur i_E. Comme la tension v_{BE} est sensiblement constante, on peut facilement calculer i_B par la loi d'Ohm :

$$i_B = \frac{E_B - v_{BE}}{R_B} \text{ avec } v_{BE} \approx 0{,}6\,\text{V}$$

Le courant de collecteur augmente proportionnellement au courant de base :

$$i_C = \beta i_B$$

β (bêta) est un paramètre caractéristique du transistor nommé amplification en courant ou plus simplement gain. Son ordre de grandeur est variable : plusieurs centaines pour les petits transistors, quelques dizaines pour les composants de plus forte puissance. Le courant i_C crée une chute de tension dans R_C qui a pour conséquence de faire baisser la tension entre collecteur et émetteur :

$$v_{CE} = E_C - R_C i_C$$

Le courant d'émetteur i_E est la somme du courant de collecteur i_C et du courant de base i_B :

$$i_E = i_C + i_B$$

Comme i_B est en général faible devant i_C (à condition que β soit assez grand), on peut confondre i_E et i_C :

$$i_E \approx i_C$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Dans ce fonctionnement, le transistor est passant ou conducteur (*figure 9.7*).

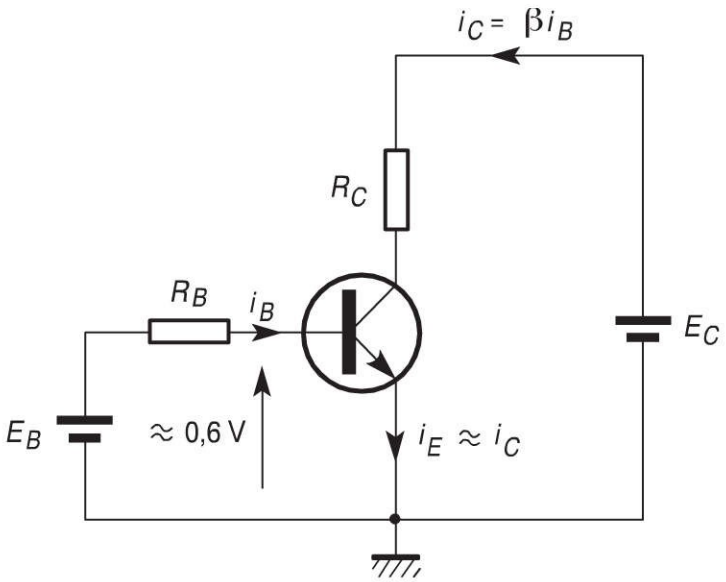


Figure 9.7 Transistor passant.

Si l'on continue à augmenter E_B, il arrive un moment où le courant i_C cesse de croître : le transistor est saturé (*figure 9.8*).

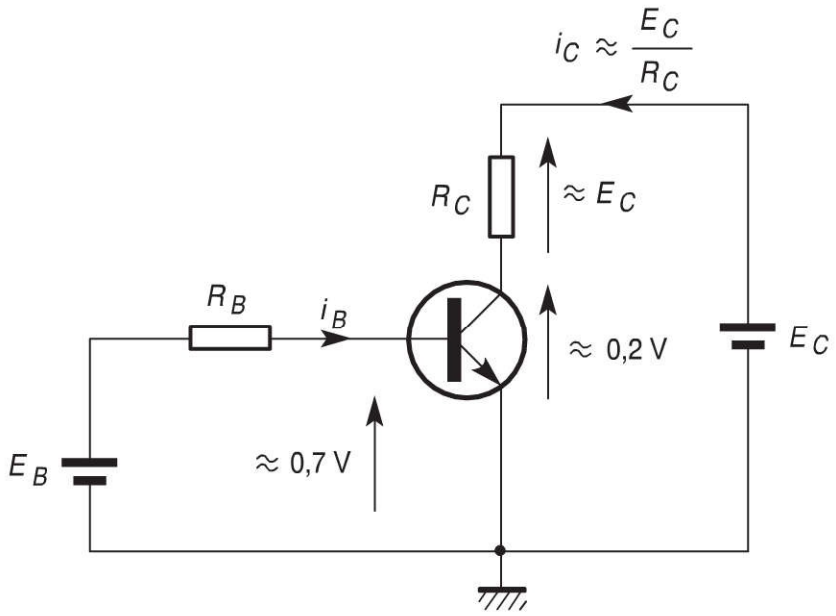


Figure 9.8 Transistor saturé.

Copyright © 2015 Dunod.

La tension v_{CE} est égale à une valeur très faible V_{CEsat} (quelques dixièmes de volt) qui est souvent négligée en première approximation et la chute de tension aux bornes de la résistance de collecteur est pratiquement égale à E_C.

Les deux états extrêmes, blocage et saturation, correspondent à un transistor qui fonctionne comme un interrupteur placé entre collecteur et émetteur et commandé par la base. On dit que le fonctionnement est en commutation. L'état conducteur est utilisé pour les applications en amplification.

Le raisonnement a été fait pour un transistor NPN. Pour un transistor PNP, les résultats sont analogues, mais les polarités des tensions et les sens des courants sont modifiés (*figure 9.9*).

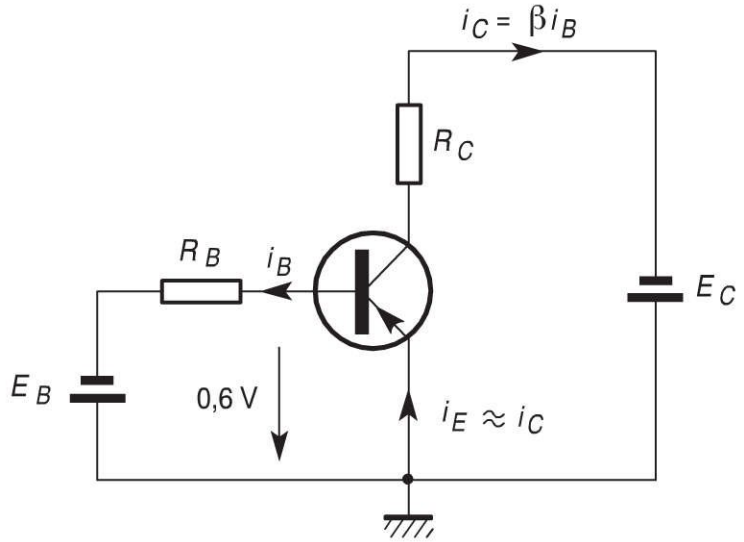


Figure 9.9 Polarités pour un transistor PNP.

9.1.5 Caractéristiques

Caractéristique d'entrée

Le réseau des caractéristiques d'entrée représente le courant de base i_B en fonction de la tension entre base et émetteur v_{BE} avec la tension entre collecteur et émetteur v_{CE} en paramètre. Comme la courbe dépend assez peu du paramètre, il est d'usage de ne tracer qu'une seule caractéristique d'entrée. Sa forme est similaire à celle de la caractéristique d'une diode

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

(*figure 9.10*). En polarisation inverse, un phénomène d'avalanche intervient pour une tension relativement faible, de 5 V à 10 V. Cette zone qui ne doit pas être atteinte n'est pas représentée sur la figure.

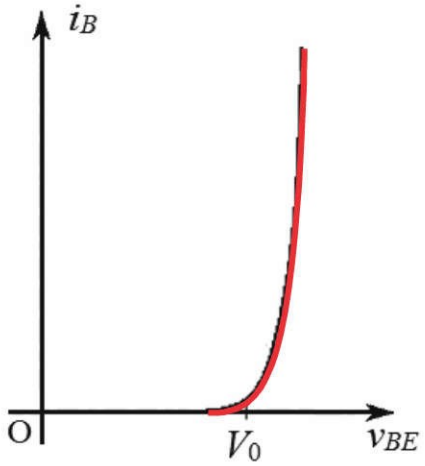


Figure 9.10 Caractéristique d'entrée.

Réseau des caractéristiques de sortie

Le réseau des caractéristiques de sortie représente le courant de collecteur i_C en fonction de la tension entre collecteur et émetteur v_{CE} avec le courant de base i_B en paramètre (*figure 9.11*). Un phénomène de claquage peut apparaître si la tension entre collecteur et émetteur v_{CE} est trop élevée. Cette zone qui ne doit pas être atteinte n'est pas représentée sur la figure.

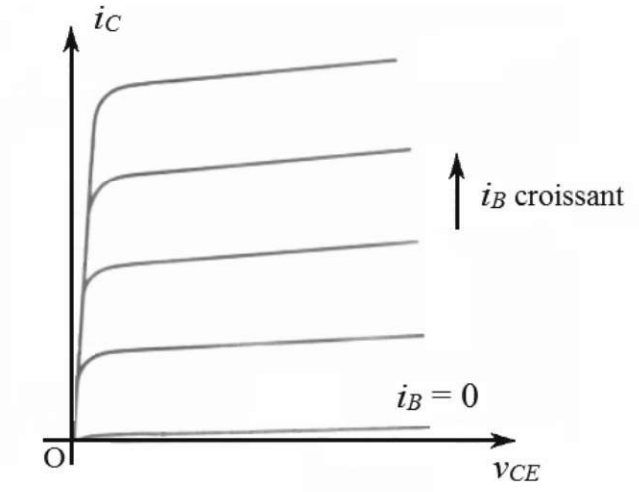


Figure 9.11 Réseau des caractéristiques de sortie.

Copyright © 2015 Dunod.

Caractéristique de transfert

Le réseau des caractéristiques de transfert représente le courant de collecteur i_C en fonction du courant de base i_B avec la tension entre collecteur et émetteur v_{CE} en paramètre. Comme la courbe dépend assez peu du paramètre pour le fonctionnement linéaire du transistor, il est d'usage de ne tracer qu'une seule caractéristique de transfert (*figure 9.12*).

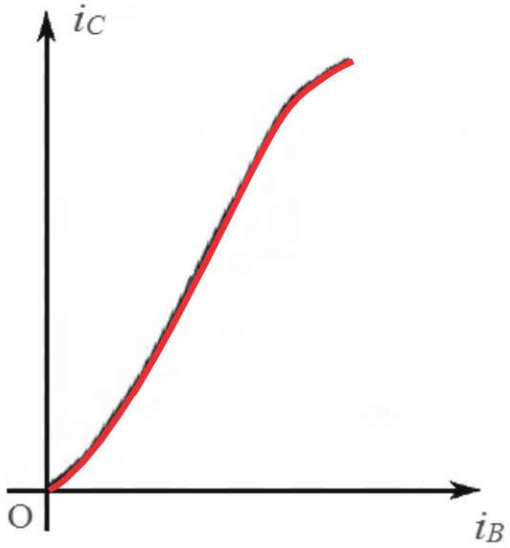


Figure 9.12 Caractéristique de transfert.

La courbe est pratiquement linéaire, ce qui correspond à :

$$i_C = \beta i_B$$

9.1.6 Point de fonctionnement

La relation entre i_C et v_{CE} imposée par les composants extérieurs au transistor correspond à l'équation d'une droite dans le plan des caractéristiques de sortie :

$$v_{CE} = E_C - R_C i_C$$

C'est la droite de charge. Son intersection avec la caractéristique de sortie pour le courant de base correspondant I_{B0} donne le point de fonctionnement M du transistor (*figure 9.13*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

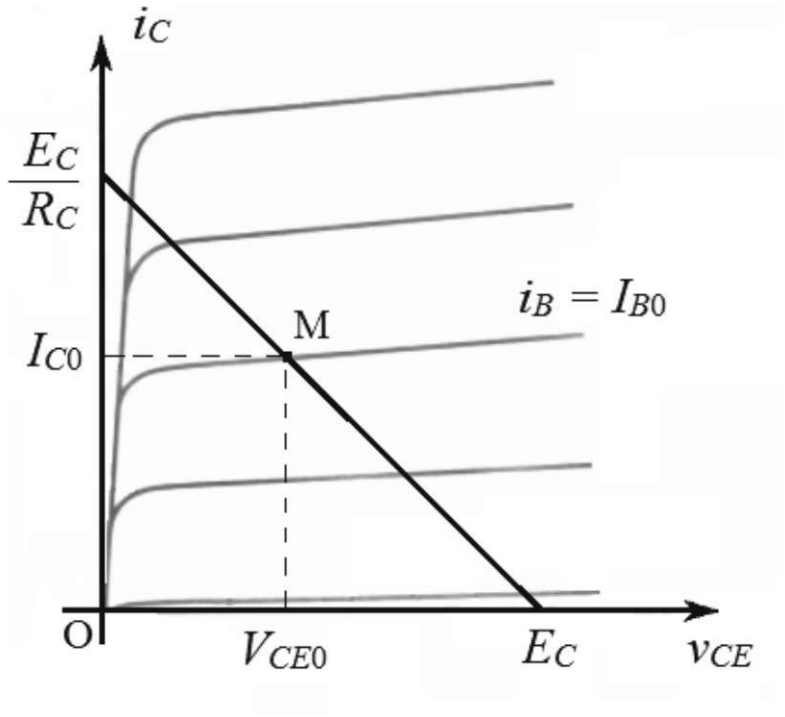


Figure 9.13 Point de fonctionnement dans le plan des caractéristiques de sortie.

Ce point de fonctionnement doit respecter les limitations imposées par le transistor :

- la tension maximale $V_{CE\max}$
- le courant maximal $I_{C\max}$
- la puissance maximale $P_{\max}$

Ces trois conditions limitent un domaine dans le plan des caractéristiques de sortie (*figure 9.14*). Pour la puissance, la frontière est une hyperbole d'équation :

$$i_C = \frac{P_{\max}}{v_{CE}}$$

Il s'agit de l'hyperbole de dissipation.

Copyright © 2015 Dunod.

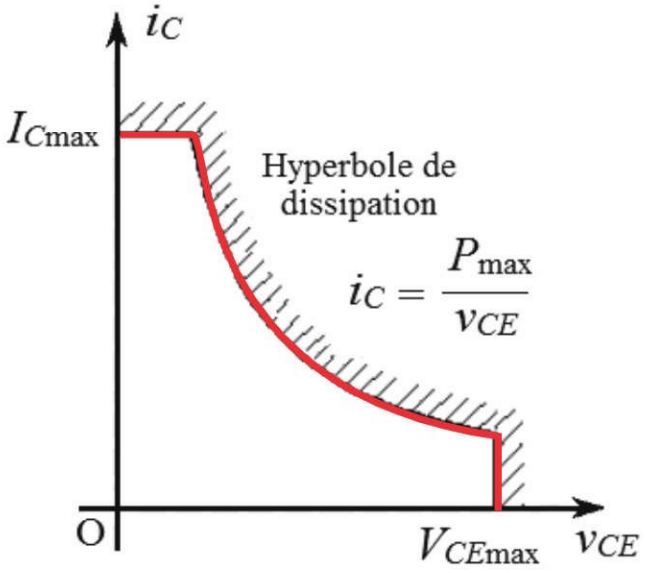


Figure 9.14 Domaine autorisé dans le plan des caractéristiques de sortie.

9.1.7 Influence de la température

Les caractéristiques d'un transistor bipolaire sont sensibles à la température θ qui modifie :

- la tension entre base et émetteur à l'état passant avec un coefficient de température qui vaut environ :

$$\frac{dv_{BE}}{d\theta} = -2{,}2 \text{ mV/°C}$$

- l'amplification en courant β avec un coefficient de température qui est approximativement :

$$\frac{1}{\beta}\frac{d\beta}{d\theta} = 0{,}6 \text{ %/°C}$$

Ces variations en fonction de la température provoquent un déplacement néfaste du point de fonctionnement qu'il faut chercher à minimiser lors de la conception d'un montage à transistor.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

9.2 Caractéristiques technologiques

9.2.1 Désignation

Comme pour les diodes, il existe plusieurs types de désignation dont les deux principaux sont le système américain JEDEC et le système européen Pro Electron.

Dans le code JEDEC, les références des transistors commencent par 2N (le chiffre donne le nombre de bornes moins une) puis comportent un numéro d'ordre compris entre 100 et 9999.

Exemples : 2N2222, 2N3055

Dans le code Pro Electron, la première lettre indique le matériau utilisé, par exemple B pour le silicium, et la seconde lettre donne la fonction du composant, par exemple C pour un transistor basse fréquence de faible puissance, D pour un transistor basse fréquence de puissance, F pour un transistor haute fréquence de faible puissance, L pour un transistor haute fréquence de forte puissance, S pour un transistor de commutation de faible puissance et U pour un transistor de commutation de forte puissance. Les deux lettres sont suivies d'un numéro d'ordre à trois chiffres. Une lettre supplémentaire peut indiquer un groupe d'amplification : A pour faible gain, B pour gain moyen et C pour gain élevé.

Exemple : BC107 pour un transistor basse fréquence de faible puissance au silicium, BD139 pour un transistor basse fréquence de puissance au silicium.

9.2.2 Critères de choix

Il existe un très grand nombre de références différentes pour les transistors. Le choix peut paraître difficile, mais en fait, dans bon nombre d'applications, seuls quelques paramètres sont importants et beaucoup de modèles différents peuvent convenir. Il faut d'abord déterminer le type de transistor à employer. Les composants les plus courants sont les transistors bipolaires NPN. On emploie des transistors PNP dans certains cas particuliers, en général en association avec des NPN. On peut citer

Copyright © 2015 Dunod.

l'amplificateur de puissance classe B qui utilise deux transistors complémentaires (un NPN et un PNP de caractéristiques similaires), et les transistors PNP dont on relie l'émetteur du côté alimentation positive pour éviter une inversion du signal de commande. Il faut noter que dans les montages anciens, on trouve au contraire surtout des transistors du type PNP (au germanium).

Les principaux critères de choix d'un transistor discret sont ses limites absolues (tension, courant et surtout puissance) et sa rapidité. Par exemple, pour un transistor bipolaire de type NPN, les valeurs maximales portent sur la tension entre collecteur et émetteur (V_{CE}), le courant de collecteur (I_C) et la puissance totale, à peu près égale à $V_{CE}I_C$. La limite sur la tension entre base et émetteur est également très importante, mais ce n'est pas en général un critère de choix du transistor, mais un paramètre à prendre en compte lors de la conception du montage. Pour chiffrer les ordres de grandeurs, un petit transistor courant, du type 2N2222 a pour limites :

$$V_{CE\max} = 30 \text{ V}$$
$$I_{C\max} = 0{,}8 \text{ A}$$
$$P_{\max} = 0{,}5 \text{ W}$$

La rapidité d'un transistor peut être chiffrée par la fréquence de transition f_T. Il faut toutefois prendre garde que ce nombre en général très élevé (f_T = 250 MHz pour le 2N2222) n'est pas du tout une fréquence maximale de fonctionnement. Tout d'abord, la fréquence de transition se définit en régime sinusoïdal et ne s'applique pas directement aux signaux réels qui contiennent des harmoniques (composantes sinusoïdales de fréquences multiples de celle du signal). De plus, f_T est la fréquence pour laquelle β est égal à 1, c'est-à-dire que le transistor ne sert alors plus à rien. Un paramètre plus significatif pour les applications en régime linéaire est la fréquence de coupure f_β du transistor : c'est la fréquence à laquelle β est égale à sa valeur en continu divisée par $\sqrt{2}$ (ce qui correspond à un affaiblissement de 3 décibels). f_β est reliée à f_T par la formule :

$$f_\beta \beta = f_T$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Par exemple, la valeur maximale de β pour un transistor 2N2222 est 300. La fréquence de coupure est alors, dans le cas le plus défavorable :

$$f_\beta = \frac{250}{300} = 0{,}83 \text{ MHz}$$

Bien que le gain ait diminué, le transistor reste utilisable au-delà de la fréquence de coupure. En effet, dans beaucoup de montages, il faut simplement que β soit supérieur à un minimum fixé, sa valeur exacte n'étant pas importante. C'est pour cela que β n'est pas un paramètre déterminant dans le choix d'un composant. Les dispersions sur ce gain sont en général très élevées et les constructeurs ne donnent qu'un minimum et un maximum. Par exemple, pour le 2N2222, β est compris entre 100 et 300. Ce sont des ordres de grandeur fréquents pour les petits transistors. Toutefois, il faut avoir à l'esprit que les transistors de plus fortes puissances ont des gains plus faibles.

9.2.3 Boîtiers

Les transistors sont présentés dans des boîtiers très divers (*figure 9.15*). Pour les petites puissances, on rencontre des boîtiers en plastique (TO-92) ou en métal (TO-18, TO-39...). Les transistors de plus fortes puissances utilisent souvent des gros boîtiers métalliques (TO-3) et pour les composants plus récents, des boîtiers en plastique avec un petit dissipateur thermique métallique (TO-220).

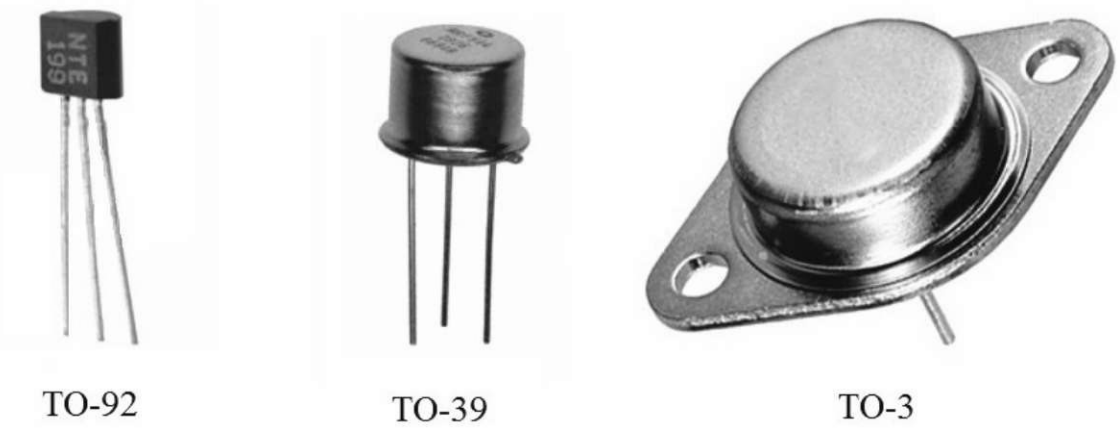


Figure 9.15 Divers boîtiers de transistors.

Copyright © 2015 Dunod.

Les brochages sont donnés en vue de dessous (contrairement aux circuits intégrés). Prenons comme exemple le 2N2222 en boîtier TO-18 (*figure 9.16*). L'ergot permet de repérer l'émetteur. Le collecteur est relié électriquement au boîtier.

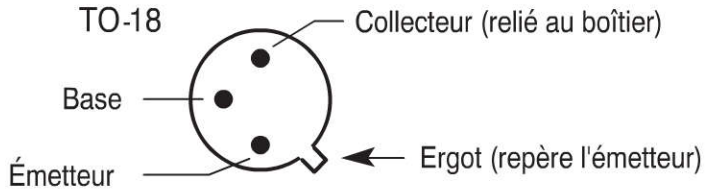


Figure 9.16 Brochage du transistor 2N2222 (vue de dessous).

Les transistors bipolaires existent en CMS, en général dans un boîtier SO23. Le marquage se fait par un code de deux à quatre caractères alphanumériques qui ne correspond pas directement à la référence. Le repérage des bornes diffère selon le composant.

9.2.4 Transistors dans les circuits intégrés

Les transistors bipolaires sont largement utilisés dans les circuits intégrés analogiques et plus modestement dans les circuits numériques (famille logique TTL). Ils sont parfois associés avec des transistors à effet de champ à jonction pour les étages d'entrée (amplificateurs opérationnels *bifet*) ou avec des transistors MOS (amplificateurs opérationnels *bimos*).

9.2.5 Normes

Les principales normes concernant les transistors bipolaires sont indiquées dans le *tableau 9.1*.

Figure 9.1 Normes concernant les transistors bipolaires.

Numéro	Date	Contenu
NF C01-521	2002	Vocabulaire Électrotechnique International - Partie 521 : dispositifs à semi-conducteurs et circuits intégrés
CEI 60747-7	2010	Dispositifs à semi-conducteurs - Dispositifs discrets - Partie 7 : transistors bipolaires

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

9.3 Domaines d'utilisation

Le transistor peut remplir de multiples fonctions dans tous les domaines de l'électronique. Toutefois, l'avènement des circuits intégrés a considérablement diminué le rôle des transistors discrets en permettant de simplifier la conception des montages. Certaines applications restent cependant du ressort des transistors : la puissance, les hautes fréquences et la hi-fi. On rencontre également quelques transistors dans les montages à circuits intégrés : ils remplissent des fonctions d'adaptation de niveaux de tension ou de courant.

9.3.1 Amplification

Le rôle premier du transistor est l'amplification. Un étage amplificateur en émetteur commun a été vu au chapitre 1. Ce montage n'est pas utilisé seul car ses performances sont médiocres. Il est associé à d'autres étages pour former une chaîne d'amplification. Chaque étage a un rôle particulier : les étages d'entrée (préamplificateurs) permettent d'obtenir une grande impédance d'entrée pour ne pas perturber la source de signal, les étages intermédiaires fournissent le gain en tension nécessaire et les étages de sortie amènent une amplification du courant afin que la puissance soit suffisante pour la charge. Les performances de l'ensemble sont améliorées par une contre-réaction (boucle de retour ramenant une fraction du signal de sortie à l'entrée). Cette structure est celle des amplificateurs utilisés dans le domaine audio. Hormis ce type d'application, les amplificateurs pour signaux de basses fréquences sont intégrés. En effet, l'amplificateur opérationnel permet de réaliser de tels montages avec une grande simplicité. Seul l'étage de sortie sera éventuellement en composants discrets. La structure la plus utilisée en basses fréquences est le montage complémentaire en classe B (*figure 9.17*).

Un transistor NPN conduit lorsque la tension d'entrée est positive tandis qu'un transistor PNP entre en action quand la tension d'entrée est négative. Les deux diodes servent à compenser le seuil de 0,6 V des transistors afin d'éviter une distorsion de la tension de sortie. Les transistors sont en général montés sur un dissipateur thermique (aussi appelé radiateur) : c'est une plaque métallique de forme particulière (elle présente souvent des ailettes) qui permet d'améliorer l'évacuation de la chaleur vers l'extérieur.

Copyright © 2015 Dunod.

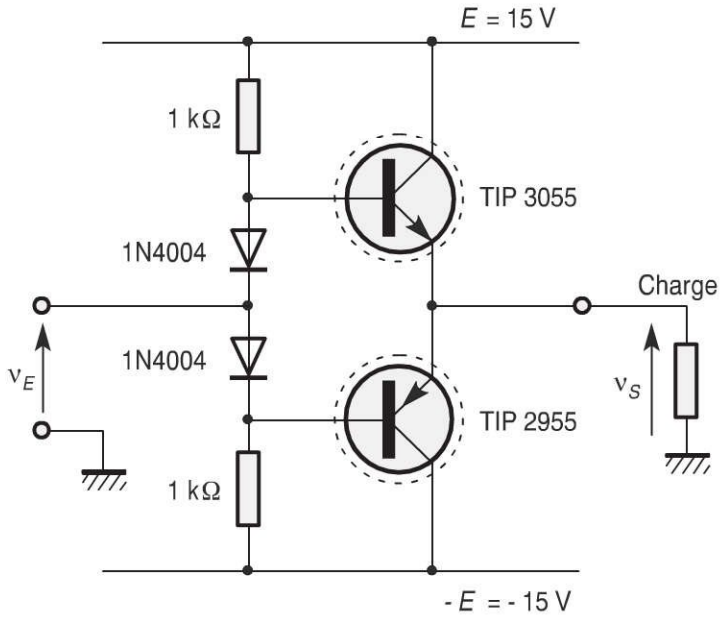


Figure 9.17 Amplificateur de puissance en classe B.

Dans le domaine des radiofréquences, on trouve des amplificateurs sélectifs qui utilisent des circuits résonnants (bobine et condensateur). Les étages de puissance polarisés en classe C (transistor passant pendant une brève durée dans une période) avec une charge sélective permettent d'obtenir un meilleur rendement que les montages fonctionnant en classe B. Un exemple a déjà été rencontré au chapitre 3.

9.3.2 Commutation

Les transistors sont également utilisés en commutation (*figure 9.18*).

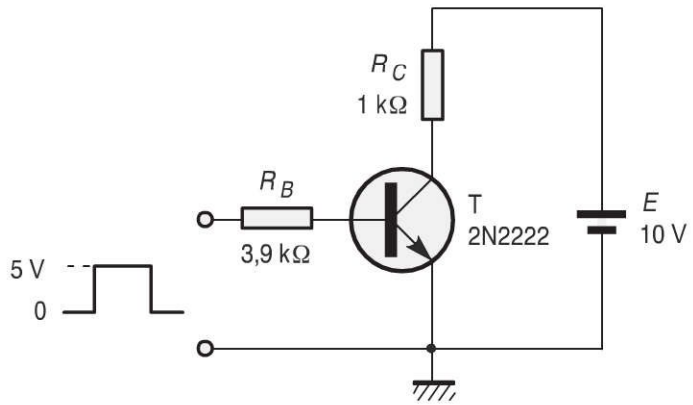


Figure 9.18 Transistor en commutation.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

La charge à alimenter est la résistance R_C. Le transistor se comporte comme un circuit ouvert lorsqu'il est bloqué et c'est pratiquement un court-circuit quand il est saturé. Il réalise ainsi un interrupteur (*figure 9.19*).

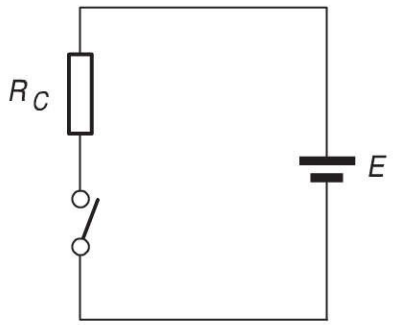


Figure 9.19 Transistor se comportant comme un interrupteur.

Pour avoir le résultat souhaité, il faut commander correctement le transistor. Pour bloquer le composant, il faut appliquer sur sa base une tension négative (ou tout au moins inférieure au seuil de l'ordre de 0,6 V). Pour obtenir la saturation, il faut que la tension appliquée sur la base par l'intermédiaire de la résistance R_B soit supérieure au seuil et que le courant i_B soit plus grand qu'un minimum $i_{B\min}$ donné par la formule :

$$i_{B\min} = \frac{I_{C\text{sat}}}{\beta}$$

$I_{C\text{sat}}$ est la valeur du courant de collecteur que l'on obtient si le transistor est bien saturé ($v_{CE} \approx 0$). Ici, on a :

$$I_{C\,\text{sat}} = \frac{E}{R_C}$$

La valeur minimale du courant de base donne une valeur maximale de la résistance R_B si le niveau d'entrée est fixé à V :

$$R_{B\max} = \frac{V - v_{BE}}{i_{B\min}} \text{ avec } v_{BE} \approx 0{,}7\,\text{V}$$

Copyright © 2015 Dunod.

Prenons par exemple une charge $R_C = 1\ \text{k}\Omega$ alimentée par une tension $E = 10$ V. Les niveaux du signal de commande sont 0 et 5 V. Vérifions que le transistor fonctionne bien en commutation. À l'état bas (0) de la tension d'entrée, le transistor est bloqué. Pour l'état haut (5 V), il faut voir si le courant de base est suffisant pour assurer la saturation. Le courant de collecteur est :

$$I_{C\,\text{sat}} = \frac{10}{1} = 10\ \text{mA}$$

Pour le transistor 2N2222, le constructeur donne pour β une fourchette de 100 à 300. Afin que le résultat soit valable quel que soit l'échantillon utilisé, il faut se placer dans le cas le plus défavorable qui puisse être atteint. Le transistor est d'autant plus difficile à saturer que la valeur minimale de i_B est élevée, et donc que β est faible. On lit donc dans la notice du composant le minimum $\beta_{\text{min}} = 100$. On calcule alors :

$$i_{B\,\text{min}} = \frac{10}{100} = 0{,}1\ \text{mA}$$

Pour tenir compte du fait que le calcul est approché et pour obtenir une saturation franche, on choisit une marge de sécurité importante. Il est d'usage de multiplier la valeur minimale de i_B par un nombre appelé coefficient de saturation. Sa valeur est choisie en fonction des ordres de grandeurs : on prend souvent 10 ou 20 pour les petits transistors alors qu'on se contente de 2 ou 3 pour un composant de forte puissance. Avec un facteur 10, le courant de base vaut ici :

$$i_B = 10 \times 0{,}1 = 1\ \text{mA}$$

On en déduit la valeur de la résistance R_B :

$$R_B = \frac{5 - 0{,}7}{1} = 4{,}3\ \text{k}\Omega$$

On prend la valeur immédiatement inférieure dans la série normalisée E12, soit 3,9 kΩ.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

On constate que le montage remplit deux fonctions. D'une part, il modifie les niveaux de tension (0 et 5 V pour la commande 0 et 10 V pour la charge). D'autre part, il amplifie le courant : on commande ici 10 mA par moins de 1 mA. Les transistors en commutation sont utilisés pour l'une de ces fonctions ou pour les deux simultanément. Il est important de bien respecter la condition de saturation. En effet, un transistor fonctionnant en commutation dissipe beaucoup moins de puissance que s'il fonctionnait en amplification. Un composant correctement dimensionné pour un fonctionnement prévu en commutation risque d'être détruit par échauffement excessif s'il est seulement conducteur au lieu d'être saturé.

Les paramètres qui limitent la rapidité des basculements sont les durées de commutation (temps de descente et de montée). Pour améliorer la rapidité, on utilise parfois un condensateur d'accélération placé en parallèle sur la résistance R_B (*figure 9.20*).

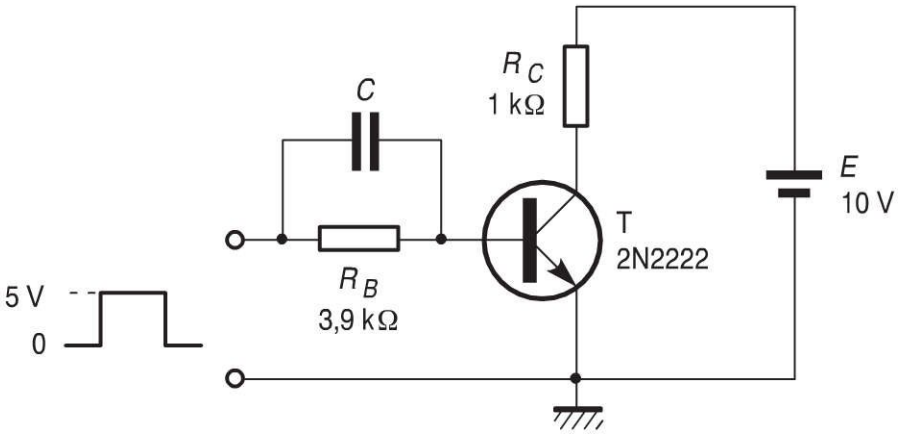


Figure 9.20 Condensateur d'accélération.

Au moment des commutations, le condensateur fournit un pic de courant qui a un effet accélérateur.

Lorsque les signaux de commande sont bipolaires (un niveau positif et un niveau négatif), il faut faire attention à respecter la valeur maximale autorisée pour la tension inverse entre base et émetteur (de l'ordre de 5 V à 6 V pour les transistors courants). Lorsque le niveau négatif de la commande dépasse cette limite, il faut ajouter une diode pour protéger le transistor (*figure 9.21*).

Copyright © 2015 Dunod.

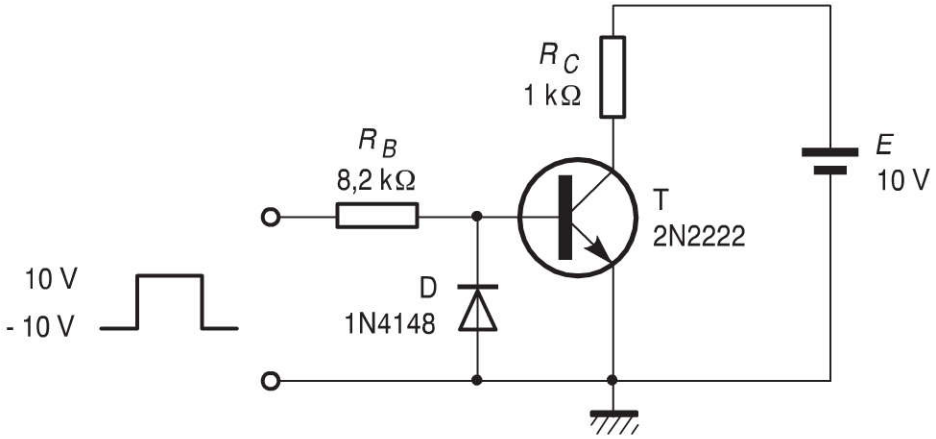


Figure 9.21 Diode de protection.

Lorsque la tension d'entrée est à 10 V, la diode est bloquée et sa présence ne change rien. En revanche, lorsque la tension vaut – 10 V, la diode est passante et elle fixe la tension v_{BE} à environ – 0,6 V, ce qui permet de bloquer le transistor en respectant la tension maximale autorisée en inverse entre base et émetteur. D'autres configurations peuvent être rencontrées, l'élément de protection étant toujours une diode.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

10 Transistors à effet de champ

Le principe des transistors à effet de champ est connu depuis plus longtemps que celui des transistors bipolaires (le premier brevet a été déposé en 1925 par le physicien Julius-Edgar Lilienfeld), mais les réalisations ne sont apparues que dans les années 1960. Le transistor MOS, l'une des variantes de transistor à effet de champ, a permis le développement des circuits intégrés complexes qui sont à la base de toute l'électronique numérique actuelle.

10.1 Principe et propriétés

10.1.1 Définition

Un transistor à effet de champ est un transistor dans lequel le courant circulant dans un canal conducteur est commandé par un champ électrique dû à une tension appliquée entre les bornes de grille et de source. Il est aussi qualifié d'unipolaire : son fonctionnement dépend de manière prépondérante de porteurs de charge d'une seule polarité.

10.1.2 Symboles

Les transistors à effet de champ possèdent trois bornes appelées source (S), drain (D) et grille (G). Les symboles dépendent des différentes variétés. Il existe deux grandes catégories :

- les transistors à effet de champ à jonction dans lesquels on distingue les transistors à canal N et ceux à canal P et qui peuvent être représentés par leurs symboles normalisés (*figure 10.1*) ou par d'autres schématisations

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

qui ont l'inconvénient de ne pas permettre de distinguer le drain de la source (*figure 10.2*) ;

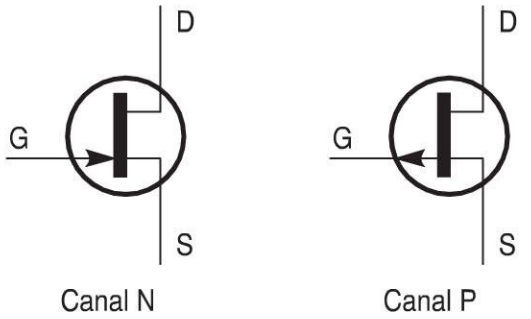


Figure 10.1 Symboles normalisés des TEC.

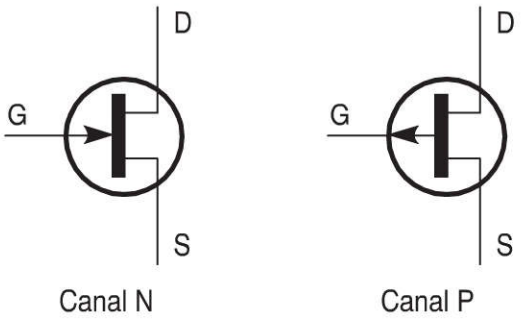


Figure 10.2 Autres représentations des TEC.

- les transistors MOS pour lesquels on retrouve les deux types de canaux, N ou P, mais où on distingue également les transistors à appauvrissement et ceux à enrichissement et qui peuvent être représentés par leurs symboles normalisés (*figure 10.3*) ou par des représentations symétriques (qui ne distinguent pas la source et le drain).

10.1.3 Principe

Transistors à effet de champ à jonction

Un transistor à effet de champ à jonction de grille est un transistor à effet de champ ayant une ou plusieurs régions de grille qui forment une ou plusieurs jonctions PN avec le canal.

Copyright © 2015 Dunod.

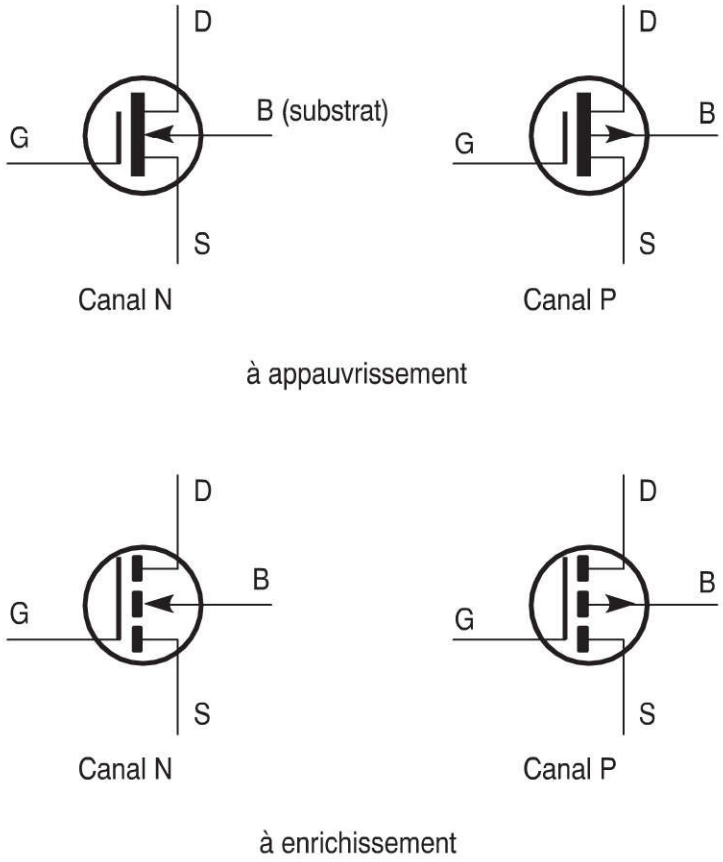


Figure 10.3 Symboles normalisés des transistors MOS.

Un transistor à effet de champ à jonction est nommé TEC ou FET (*Field-Effect Transistor* en anglais). On trouve aussi l'appellation plus complète mais un peu vieillie de JFET (*Junction Field-Effect Transistor* en anglais). Ce composant est formé d'un barreau de semi-conducteur dont les extrémités sont la source (S) et le drain (D). Une jonction, normalement bloquée est créée par la grille (G). Selon la nature du dopage du barreau, on distingue les TEC canal N ou canal P. Suivant la tension appliquée entre grille et source, le canal situé entre drain et source va plus ou moins se rétrécir et en conséquence, le courant va être modifié. Comme la jonction de grille est bloquée, il n'y a aucun courant qui circule dans cette électrode. C'est là un avantage certain du TEC sur le transistor bipolaire. La commande ne nécessite aucune puissance. La grandeur d'entrée est la tension v_{GS} entre grille et source alors que c'est le courant de base i_B pour le transistor bipolaire. On dit qu'un TEC est commandé en tension alors qu'un transistor bipolaire est commandé en courant.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Transistors MOS

Un transistor à effet de champ à grille isolée est un transistor à effet de champ ayant une ou plusieurs électrodes de grille isolées électriquement du canal. Un transistor à effet de champ métal-oxyde-semi-conducteur est un transistor à effet de champ à grille isolée dans lequel la couche isolante entre chaque électrode de grille et le canal est un oxyde.

Un transistor à effet de champ à grille isolée est appelé IGFET (*Insulated-Gate Field-Effect Transistor* en anglais) et un transistor à effet de champ métal-oxyde-semi-conducteur est nommé MOS (*Metal-Oxide-Semiconductor* en anglais). L'appellation complète, un peu vieillie, est MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* en anglais). On retrouve les deux types de canaux, N ou P. On distingue également les MOS à appauvrissement (*depletion* en anglais) et les MOS à enrichissement (*enhancement* en anglais). Les premiers fonctionnent comme les TEC à jonction : le canal se rétrécit lorsque l'on applique une tension de grille. Les seconds n'ont pas de canal préalable. C'est la tension appliquée qui permet la création de ce canal.

10.1.4 Caractéristiques

L'allure générale des caractéristiques des transistors à effet de champ à jonction et des transistors MOS est la même. Seuls les sens des courants et les polarités des tensions diffèrent. De ce fait, nous tracerons uniquement comme exemple les caractéristiques d'un transistor à effet de champ à jonction à canal N.

Caractéristique d'entrée

La caractéristique d'entrée représente le courant de grille i_G en fonction de la tension entre grille et source v_{GS}. Pour un transistor MOS, la grille est un isolant et le courant est toujours nul. Pour un transistor à effet de champ à jonction, la caractéristique d'entrée est celle d'une jonction qui doit toujours rester bloquée afin que le courant soit pratiquement nul :

$$i_G \approx 0$$

Les transistors à effet de champ à jonction doivent uniquement être utilisés avec des tensions v_{GS} négatives et de valeur absolue inférieure à la tension de claquage inverse (*figure 10.4*).

Copyright © 2015 Dunod.

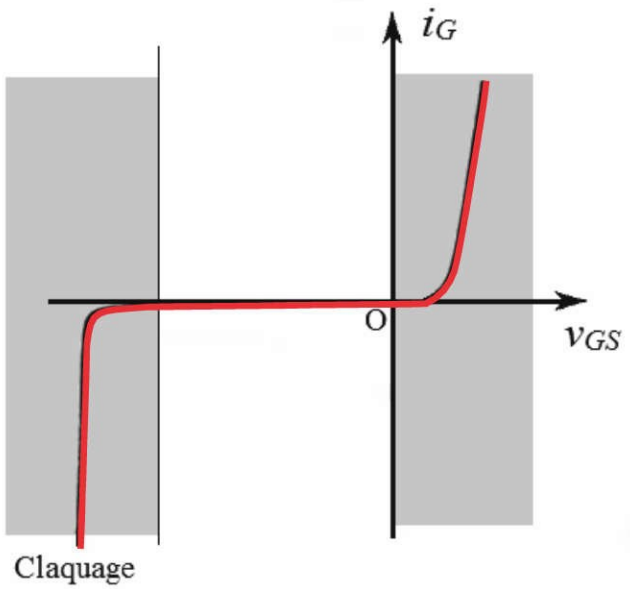


Figure 10.4 Caractéristique d'entrée d'un TEC.

Réseau des caractéristiques de sortie

Le réseau des caractéristiques de sortie représente le courant de drain i_D en fonction de la tension entre drain et source v_{DS} avec la tension entre grille et source v_{GS} en paramètre (*figure 10.5*).

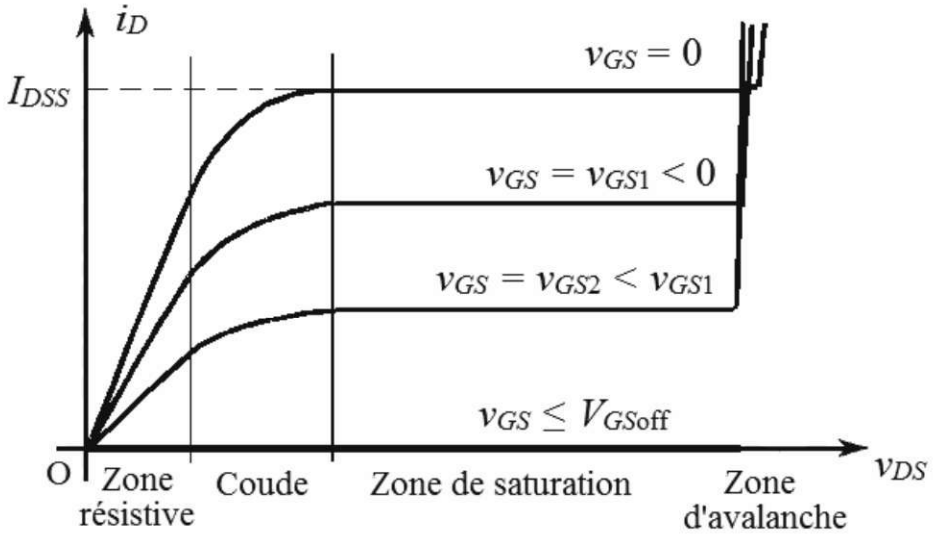


Figure 10.5 Réseaux de caractéristiques de sortie d'un TEC.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

L'allure générale est la même que pour un transistor bipolaire, mais la zone correspondant aux faibles valeurs de v_{DS} comporte des différences :

- les diverses caractéristiques sont séparées alors que pour un transistor bipolaire, toutes les courbes démarrent sur une partie commune,
- le début de ces caractéristiques est un segment de droite qui passe par l'origine du repère alors qu'il y a une petite non-linéarité pour un transistor bipolaire.

Après un coude, pour des valeurs plus élevées de la tension v_{DS}, le courant i_D ne dépend pratiquement plus de la tension, c'est la zone de pincement (ou de saturation). Le courant de drain maximal, correspondant à $v_{GS} = 0$, est le courant de saturation de drain I_{DSS}. Quand la tension v_{GS} devient plus négative qu'une valeur V_{GSoff} appelée tension grille-source de blocage, le transistor à effet de champ est bloqué.

Remarque

Dans la notation d'un courant dans un transistor avec trois indices comme I_{DSS}, les deux premiers indices indiquent qu'il s'agit d'un courant circulant du drain (D) vers la source (S) et le troisième indice (S pour *short-circuit*, court-circuit en anglais) signifie que l'électrode non mentionnée (ici la grille) est reliée par un court-circuit à celle qui correspond au deuxième indice (ici la source) soit donc $v_{GS} = 0$.

Un phénomène de claquage apparaît ensuite quand la tension entre drain et source v_{DS} est trop élevée.

Pour des tensions v_{DS} assez faibles, de l'ordre de la centaine de millivolts, le dipôle vu entre le drain et la source d'un transistor à effet de champ se comporte comme une résistance commandée par la tension v_{GS}. Le comportement du transistor étant symétrique dans cette zone, l'usage en résistance commandée peut être étendu aux deux polarités de v_{DS}. Ce domaine des caractéristiques est appelé zone résistive ou zone ohmique (*figure 10.6*).

Copyright © 2015 Dunod.

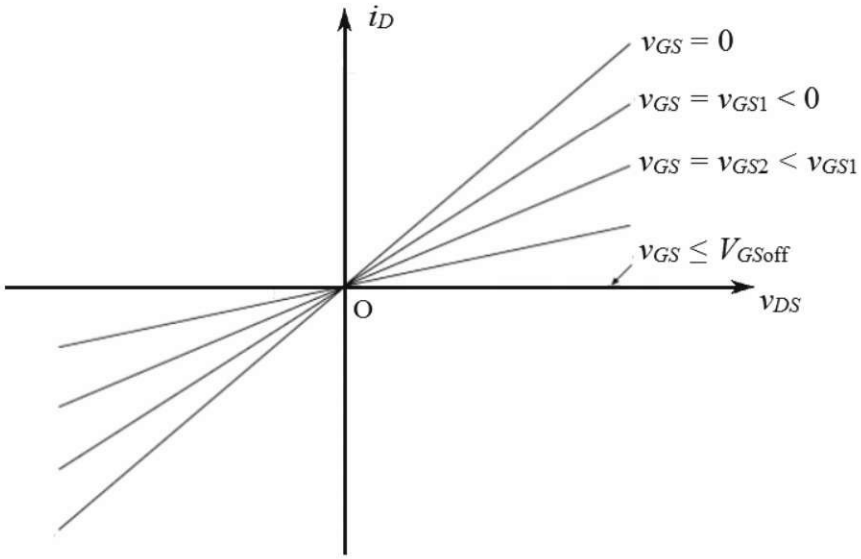


Figure 10.6 Zone ohmique des caractéristiques de sortie d'un TEC.

Caractéristique de transfert

Le réseau des caractéristiques de transfert représente le courant de drain i_D en fonction de la tension entre grille et source v_{GS} avec la tension entre drain et source v_{DS} en paramètre. Comme la courbe dépend assez peu du paramètre dans la zone de pincement du transistor, il est d'usage de ne tracer qu'une seule caractéristique de transfert (*figure 10.7*).

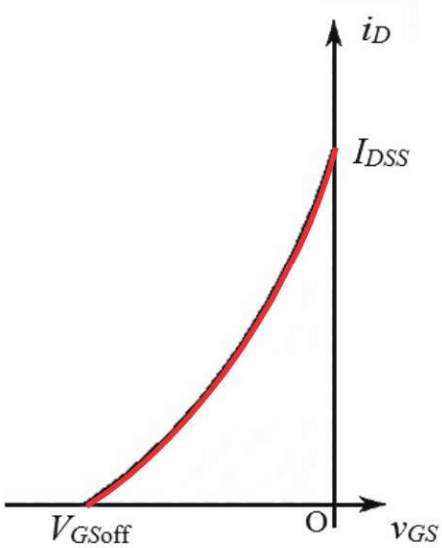


Figure 10.7 Caractéristique de transfert.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Dans la zone de pincement, la caractéristique est parabolique :

$$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$$

10.1.5 Influence de la température

Pour les faibles valeurs de i_D, le coefficient de température $\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}\theta}$ est positif tandis que pour les fortes valeurs, le coefficient de température $\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}\theta}$ est négatif (*figure 10.8*).

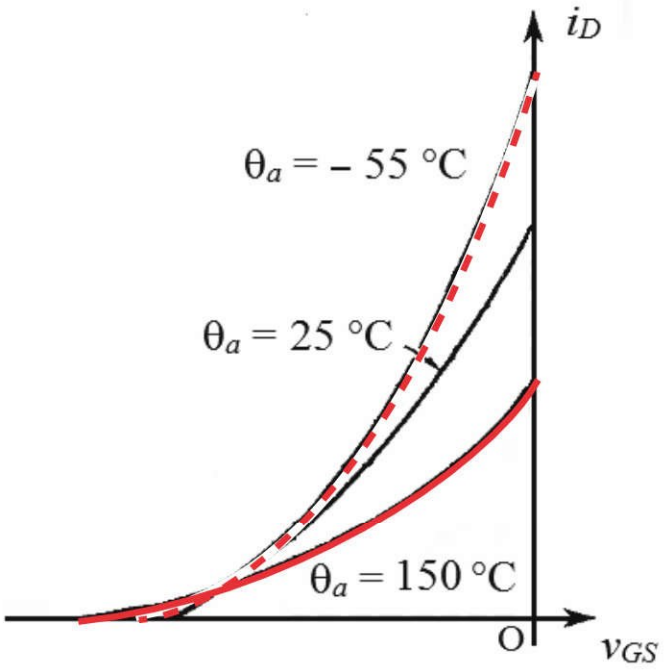


Figure 10.8 Influence de la température sur la caractéristique de transfert.

Copyright © 2015 Dunod.

10.2 Caractéristiques technologiques

10.2.1 Désignation

Les appellations sont les mêmes que pour les transistors bipolaires, aussi bien dans le système américain JEDEC que dans le système européen Pro Electron.

Exemples : 2N3819 ; BF245 pour un transistor haute fréquence de faible puissance.

10.2.2 Critères de choix

Pratiquement tous les transistors à effet de champ à jonction utilisés sont à canal N. Les composants à canal P, de moindres performances, ne sont choisis qu'en cas d'absolue nécessité. De plus, il n'existe pas de transistor à effet de champ à jonction de puissance. Les transistors MOS sont disponibles aussi bien avec un canal P qu'un canal N. On les trouve surtout comme composants de puissance, en particulier en commutation.

Comme pour les transistors bipolaires, les principaux critères de choix d'un transistor discret sont ses limites absolues (tension, courant et puissance) et sa rapidité.

10.2.3 Boîtiers

Les transistors à effet de champ sont présentés dans des boîtiers similaires à ceux des transistors bipolaires : beaucoup de boîtiers en plastique TO-92 et plus rarement des boîtiers métalliques pour les transistors à effet de champ à jonction qui n'existent qu'en faible puissance, de nombreux boîtiers TO-220 pour les MOS de puissance moyenne.

Les transistors à effet de champ à jonction et les transistors MOS existent en CMS, en général dans un boîtier SO23. Le marquage se fait par un code de deux à quatre caractères alphanumériques qui ne correspond pas directement à la référence. Le repérage des bornes diffère selon le composant.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

10.2.4 Transistors dans les circuits intégrés

Les transistors à effet de champ à jonction se rencontrent dans certains circuits intégrés analogiques en particulier pour les étages d'entrée (amplificateurs opérationnels *bifet*) tandis que les transistors MOS sont omniprésents dans les circuits numériques, en particulier avec la technologie CMOS, configuration complémentaire canal N, canal P.

10.2.5 Normes

Les principales normes concernant les transistors à effet de champ sont indiquées dans le *tableau 10.1*.

Tableau 10.1 Normes concernant les transistors à effet de champ.

Numéro	Date	Contenu
NF C01-521	2002	Vocabulaire Électrotechnique International - Partie 521 : dispositifs à semi-conducteurs et circuits intégrés
CEI 60747-8	2010	Dispositifs à semi-conducteurs - Dispositifs discrets - Partie 8 : transistors à effet de champ

10.3 Domaines d'utilisation

Transistors à effet de champ à jonction

Les transistors à effet de champ à jonction sont utilisés dans quelques applications spécifiques. Le fait qu'ils ne nécessitent pas de courant de grille les rend particulièrement intéressants dans les étages d'entrée des amplificateurs. Dans certains cas, on peut aussi utiliser un TEC comme résistance commandée par une tension. Les TEC présentent également des avantages pour la réalisation des commutateurs analogiques.

Transistors MOS

Les transistors MOS sont peu répandus comme composants discrets de petite puissance, mais on les rencontre souvent comme éléments de commutation de puissance. Dans ce domaine, ils sont en concurrence avec les transistors bipolaires, présents depuis plus longtemps.

Copyright © 2015 Dunod.

Le transistor MOS est très intéressant pour un fonctionnement en commutation. En effet, aucun courant n'est nécessaire pour commander ce composant, sauf au moment des commutations, ce qui est un avantage certain par rapport au transistor bipolaire, en particulier pour des charges qui consomment un courant important. Prenons un exemple (*figure 10.9*).

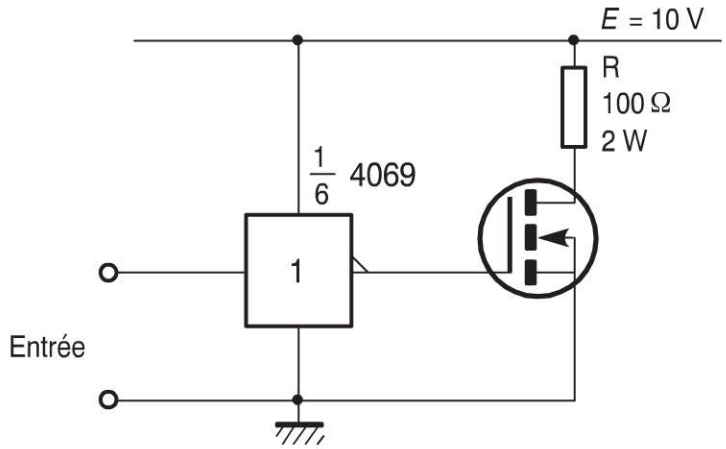


Figure 10.9 Transistor MOS associé à un circuit CMOS.

Il s'agit de commander une charge de 100 Ω branchée sous 10 V à l'aide d'un circuit logique CMOS. Le courant nécessaire de 100 mA ne peut pas être fourni par le circuit intégré. On utilise un transistor MOS canal N. Le branchement est très simple : il suffit de relier la grille du transistor à la sortie de l'inverseur. Lorsque cette sortie est à l'état bas (0), le transistor MOS est bloqué tandis que quand la sortie est à l'état haut (10 V), le transistor est conducteur et se comporte entre drain et source comme une faible résistance. Le circuit intégré ne fournit aucun courant pendant les états stables. Seul un pic de courant est nécessaire à chaque commutation. Ici, l'alimentation est commune au circuit logique et au transistor, mais on peut aussi employer des alimentations séparées.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

11 Thyristors

Le thyristor est apparu en 1957. C'est un composant qui permet de commander des puissances relativement importantes avec peu de pertes car il ne fonctionne qu'en commutation. Il s'agit plus particulièrement d'un composant de l'électronique de puissance, mais on le trouve aussi en électronique de faible puissance pour quelques applications spécifiques.

11.1 Principe et propriétés

11.1.1 Définition

Un thyristor est un dispositif à semi-conducteur bistable, comprenant trois jonctions ou plus, qui peut être commuté de l'état bloqué à l'état passant ou *vice versa*.

Le mot *thyristor* a été formé à partir de *thyratron* (triode à gaz qui jouait autrefois un rôle analogue) et de *transistor*. C'est un redresseur commandé au silicium comme l'indique son appellation anglo-saxonne SCR (*Silicon-Controlled Rectifier*).

11.1.2 Symbole

Les thyristors possèdent trois bornes appelées anode (A), cathode (K) et gâchette (G). De façon générale, un thyristor est représenté par son symbole normalisé (*figure 11.1*). Le modèle habituellement utilisé est plus précisément un thyristor à gâchette de type P (*figure 11.2*). Plusieurs variantes de ce symbole sont également rencontrées (*figure 11.3*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

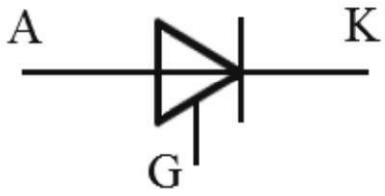


Figure 11.1 Symbole normalisé d'un thyristor, en général.

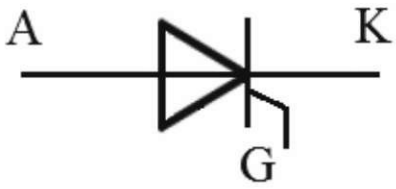


Figure 11.2 Symbole normalisé d'un thyristor à gâchette de type P.

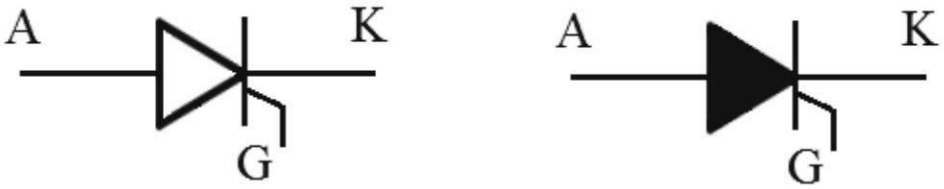


Figure 11.3 Variantes du symbole d'un thyristor.

Copyright © 2015 Dunod.

11.1.3 Constitution

Le thyristor est formé d'un matériau semi-conducteur sur lequel on a créé trois jonctions : il y a ainsi deux zones N et deux zones P (*figure 11.4*). Trois bornes sont accessibles : l'anode (A), la cathode (K) et la gâchette (G).

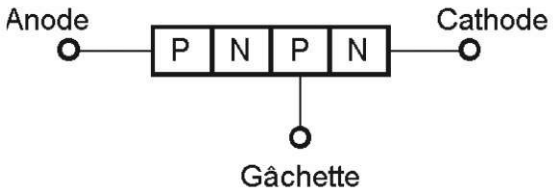


Figure 11.4 Constitution de principe d'un thyristor.

11.1.4 Principe

Le thyristor se comporte comme une diode dont on commande la mise en conduction. Le symbole du thyristor ressemble d'ailleurs beaucoup à celui d'une diode. On y retrouve l'anode et la cathode, mais une troisième borne apparaît, la gâchette. C'est elle qui permet la commande du composant. Pour que le thyristor s'amorce (c'est-à-dire devienne passant), il faut non seulement le polariser en direct comme une diode, mais aussi lui appliquer un courant adéquat entrant dans la gâchette. Une fois le thyristor amorcé (c'est-à-dire devenu passant), il est inutile de maintenir la présence du courant de gâchette. C'est la raison pour laquelle, la plupart du temps, la commande se fait par une impulsion de courant. Cette dernière doit néanmoins respecter certaines conditions : minimum de hauteur, minimum de durée. Le blocage se fait comme celui d'une diode, il n'est pas commandé.

11.1.5 Caractéristiques

La tension et le courant sont orientés en convention récepteur, aussi bien pour le circuit anode-cathode que pour le circuit gâchette-cathode (*figure 11.5*).

Caractéristique principale

La caractéristique principale d'un thyristor est la courbe qui représente le courant d'anode i en fonction de la tension entre anode et cathode v avec le courant de gâchette i_G comme paramètre (*figure 11.6*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

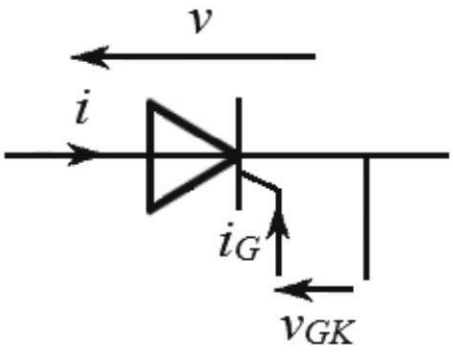


Figure 11.5 Orientation des courants et des tensions.

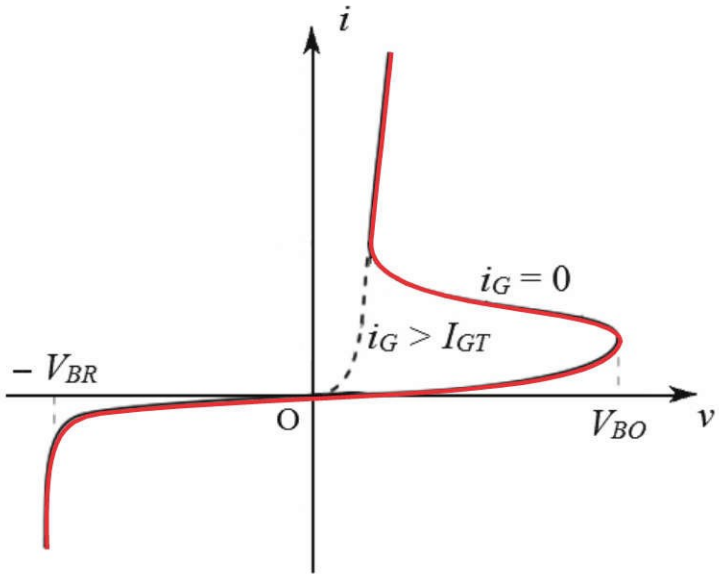


Figure 11.6 Caractéristique principale.

Copyright © 2015 Dunod.

En polarisation inverse ($v < 0$), la caractéristique d'un thyristor est similaire à celle d'une diode : le courant i reste très faible (thyristor bloqué) jusqu'à ce que la tension v atteigne une valeur suffisamment négative $-V_{BR}$ pour faire apparaître un phénomène d'avalanche.

En polarisation directe ($v > 0$) et en l'absence de courant de gâchette, le thyristor est également bloqué jusqu'à ce que la tension atteigne une valeur suffisamment positive V_{BO} appelée tension de retournement

(*break over voltage* en anglais). Le point de retournement est le point de la caractéristique principale pour lequel la résistance différentielle est nulle et où la tension principale atteint une valeur maximale. Le thyristor s'amorce alors en l'absence de courant de gâchette. Cette zone ne doit jamais être atteinte pour un thyristor ordinaire.

En polarisation directe ($v > 0$) et si un courant de gâchette i_G suffisant est appliqué, le thyristor s'amorce et la portion de caractéristique correspondante est similaire à celle d'une diode (avec néanmoins une tension un peu plus élevée). Le courant de gâchette doit être maintenu pendant une durée suffisante pour que l'intensité i du courant principal atteigne une valeur I_L appelée courant d'accrochage (le problème se pose pour les charges inductives qui ralentissent les variations du courant principal). Le thyristor reste ensuite passant, même si le courant de gâchette est supprimé. Il faut cependant que l'intensité i du courant principal ne descende pas en dessous d'une valeur I_H appelée courant hypostatique ou courant de maintien.

Caractéristique de commande

La caractéristique de commande d'un thyristor est la courbe qui représente la tension entre gâchette et cathode v_{GK} en fonction du courant de gâchette i_G (*figure 11.7*).

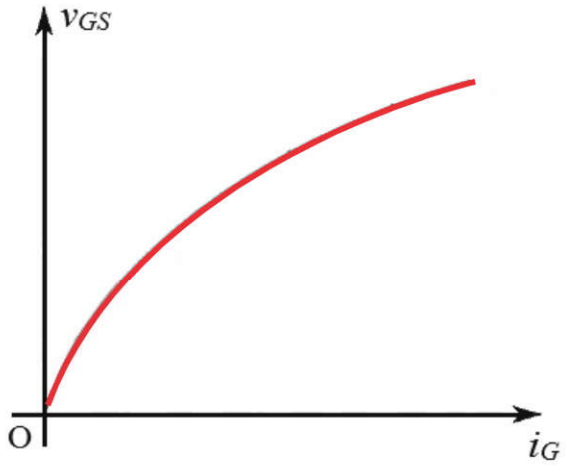


Figure 11.7 Caractéristique de commande.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

11.1.6 Conditions d'attaque du circuit de gâchette

Le point de fonctionnement M_G du circuit de gâchette est obtenu par l'intersection de la caractéristique de commande et de la droite d'attaque, représentation graphique de l'équation du modèle de Thévenin du circuit branché entre gâchette et cathode (*figure 11.8*).

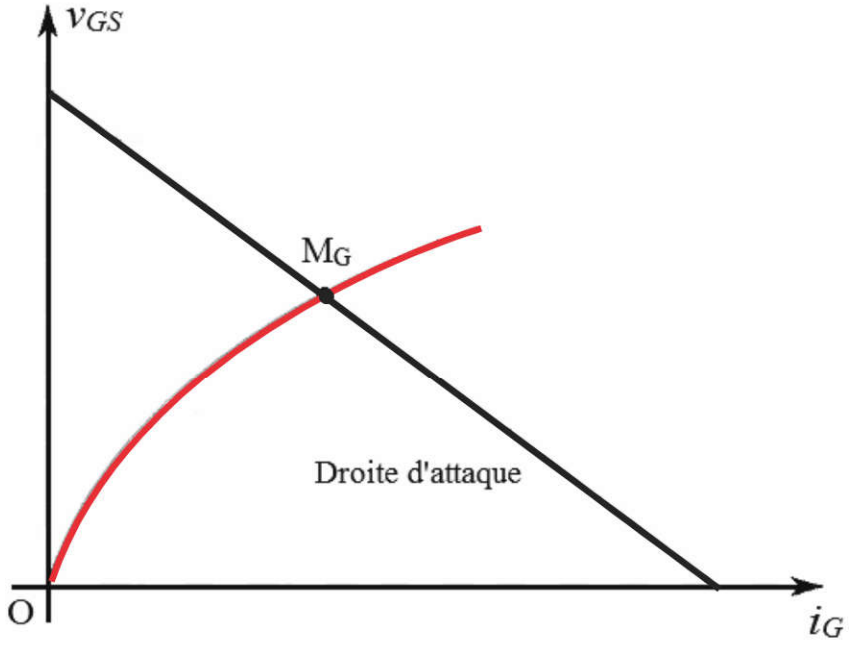


Figure 11.8 Détermination du point de fonctionnement du circuit de gâchette.

Il faut que ce point respecte les limites du composant ($i_G < I_{GM}$, $v_{GK} < V_{GM}$ et $p_G < P_{GM}$), et qu'il conduise à un amorçage certain ($i_G > I_{GT}$ et $v_{GK} > V_{GT}$). Le courant d'amorçage par la gâchette I_{GT} est le plus petit courant de gâchette nécessaire pour commuter un thyristor de l'état bloqué à l'état passant. La tension d'amorçage par la gâchette V_{GT} est la tension de gâchette nécessaire pour produire le courant d'amorçage par la gâchette.

La caractéristique de commande présente une dispersion importante (*figure 11.9*). Il faut donc que le point de fonctionnement respecte les conditions précédentes avec toutes les caractéristiques de commandes possibles pour le thyristor considéré.

Copyright © 2015 Dunod.

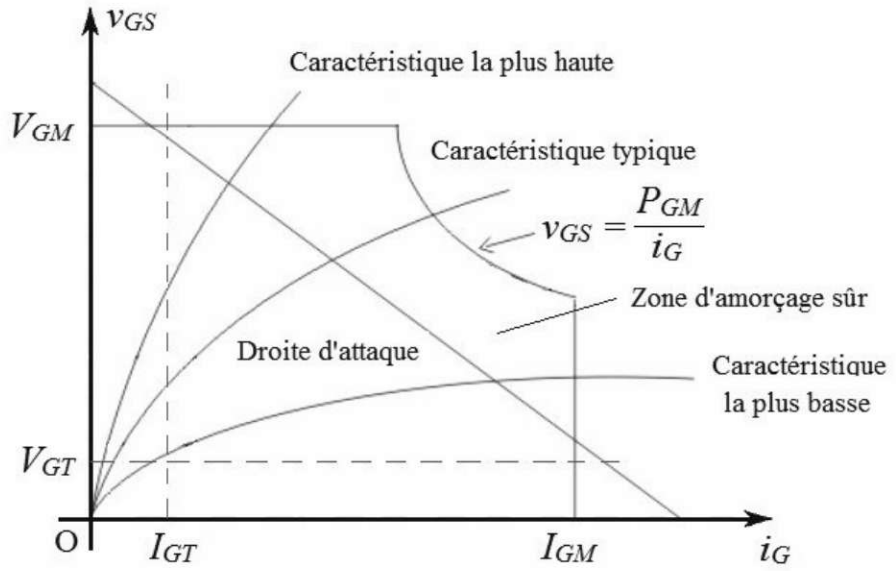


Figure 11.9 Effet de la dispersion de la caractéristique de commande.

11.1.7 Modélisation de la caractéristique principale

Comme pour la diode, il est possible de simplifier la caractéristique principale pour ne prendre en compte que le comportement essentiel du thyristor (*figure 11.10*).

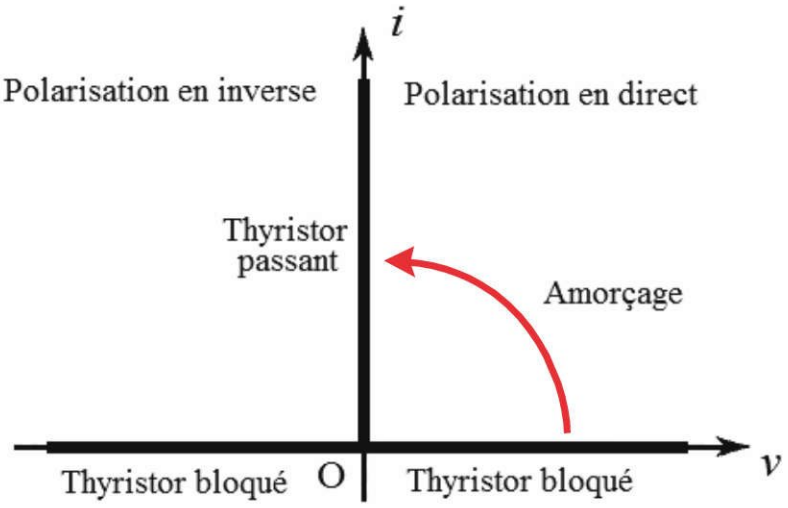


Figure 11.10 Caractéristique simplifiée.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

11.2 Caractéristiques technologiques

11.2.1 Désignation

Dans le système JEDEC, les références des thyristors commencent par 2N comme celles des transistors, puis comportent un numéro d'ordre compris entre 100 et 9999.

Exemple : 2N5060.

Dans le système Pro Electron, la première lettre indique le matériau utilisé, par exemple B pour le silicium, et la seconde lettre donne la fonction du composant, R pour les dispositifs de commande et de commutation de faible puissance comme les petits thyristors, T pour les dispositifs de commande et de commutation de forte puissance comme les plus gros thyristors. Comme pour les diodes de redressement, un suffixe, placé après un tiret, peut donner la tension inverse de crête répétitive maximale V_{RRM}.

Exemple : BR101 pour un thyristor de faible puissance au silicium.

11.2.2 Limites de fonctionnement

Les principales limitations d'un thyristor sont données dans le *tableau 11.1*.

Tableau 11.1 Limites absolues d'un thyristor.

Symbole	Désignation
V_{RRM}	Tension inverse de pointe répétitive
V_{RSM}	Tension inverse de pointe non répétitive
V_{DRM}	Tension de pointe répétitive à l'état bloqué
I_{TAV}	Intensité moyenne du courant à l'état passant
I_{TRMS}	Intensité efficace du courant à l'état passant
I_{TSM}	Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant
$\frac{di}{dt}$	Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant
I_{GM}	Courant direct de pointe de gâchette
P_{GM}	Puissance de pointe de gâchette

Copyright © 2015 Dunod.

11.2.3 Caractéristiques électriques

Les principales caractéristiques électriques données dans la notice d'un thyristor sont indiquées dans le *tableau 11.2*.

Tableau 11.2 Caractéristiques électriques d'un thyristor.

Symbole	Désignation
V_T	Tension à l'état passant (donnée pour une intensité spécifiée)
I_L	Courant d'accrochage
I_H	Courant de maintien
V_{BR}	Tension de claquage
$\frac{dv}{dt}$	Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué
V_{GT}	Tension d'amorçage par la gâchette
I_{GT}	Courant d'amorçage par la gâchette

11.2.4 Critères de choix

Les principaux critères de choix d'un thyristor sont tout d'abord ses limites absolues, principalement la tension maximale à l'état bloqué- V_{RRM}/V_{DRM} et l'intensité moyenne du courant maximal à l'état passant I_{TAV}. Le courant de gâchette minimal pour assurer l'amorçage à coup sûr I_{GT} est aussi à considérer.

11.2.5 Boîtiers

Les petits thyristors sont disponibles dans des boîtiers similaires à ceux des transistors, particulièrement des modèles TO-92 et TO-220 (*figure 11.11*).

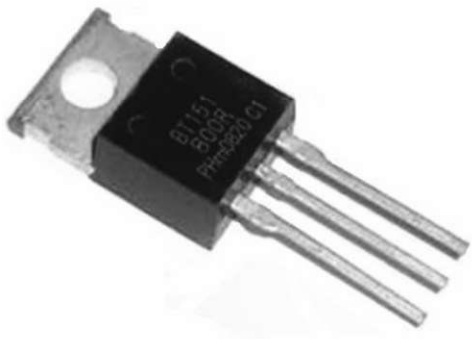


Figure 11.11 Thyristor en boîtier TO-220.

Les petits thyristors existent aussi en composant CMS.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

11.2.6 Normes

Les principales normes concernant les thyristors sont indiquées dans le *tableau 11.3*.

Tableau 11.3 Normes concernant les thyristors.

Numéro	Date	Contenu
NF C01-521	2002	Vocabulaire Électrotechnique International - Partie 521 : dispositifs à semi-conducteurs et circuits intégrés
CEI 60747-6	2000	Dispositifs à semi-conducteurs - Partie 6 : thyristors

11.3 Domaines d'utilisation

11.3.1 Interrupteur commandé à la fermeture

Le thyristor peut servir d'interrupteur commandé à la fermeture dans des circuits fonctionnant en continu avec des tensions élevées. C'est souvent le cas pour décharger un condensateur. Deux exemples classiques : le déclenchement d'un flash électronique et le circuit d'allumage électronique d'une voiture.

11.3.2 Redressement commandé

L'application courante du thyristor en électronique de puissance est le redressement commandé. Pour un redresseur monophasé, il suffit de remplacer la diode par un thyristor muni de son circuit de déclenchement synchronisé sur la source de tension alternative (*figure 11.12*). La tension aux bornes de la charge est alors découpée (*figure 11.13*) et sa valeur moyenne peut être réglée en jouant sur le retard à l'amorçage du thyristor.

Copyright © 2015 Dunod.

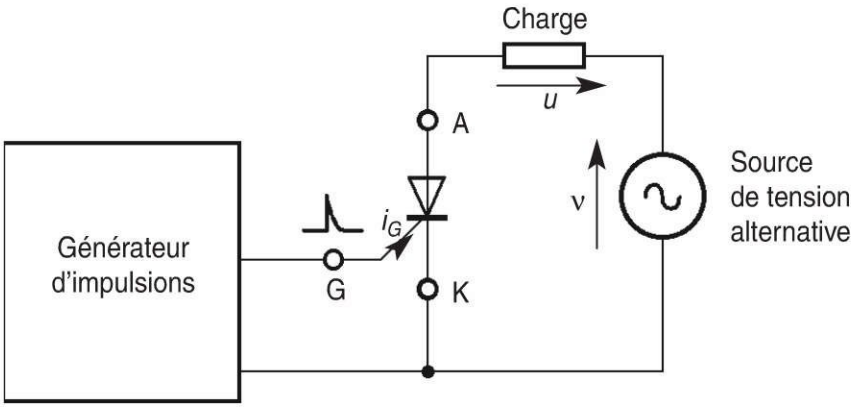


Figure 11.12 Redresseur commandé.

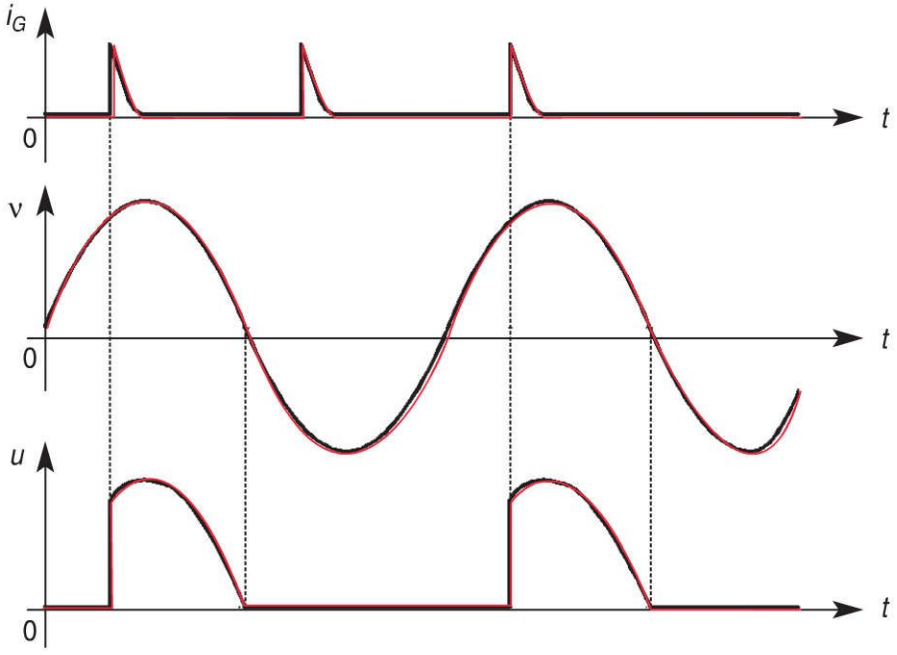


Figure 11.13 Allure des tensions dans un redresseur commandé.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

12 Triacs

Le triac est apparu en 1964. C'est un composant devenant passant pour les deux alternances d'un courant alternatif, avec une seule électrode de commande. On le trouve surtout dans les applications domestiques : réglage de l'intensité lumineuse des lampes, réglage de la puissance des radiateurs électriques et commande de petits moteurs.

12.1 Principe et propriétés

12.1.1 Définition

Un triac (thyristor triode bidirectionnel) est un thyristor à trois bornes présentant sensiblement le même comportement en commutation dans le premier et le troisième quadrant de la caractéristique principale.

Le mot triac vient de *triode alternating current*.

12.1.2 Symbole

Les triacs possèdent trois bornes, deux bornes principales (B_1 et B_2) et la gâchette (G). On représente le triac par son symbole normalisé (*figure 12.1*) ou par une variante (*figure 12.2*).

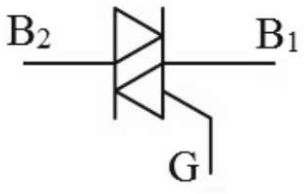


Figure 12.1 Symbole normalisé d'un triac.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

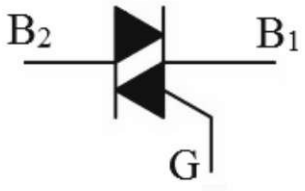


Figure 12.2 Variante du symbole d'un triac.

12.1.3 Constitution

Dans le principe, un triac est en quelque sorte un assemblage de deux thyristors (*figure 12.3*). Trois bornes sont accessibles : deux bornes principales B_1 et B_2 (appelées souvent MT_1 et MT_2 par les Anglo-Saxons, MT pour *Main Terminal*) et une borne de commande, la gâchette (G).

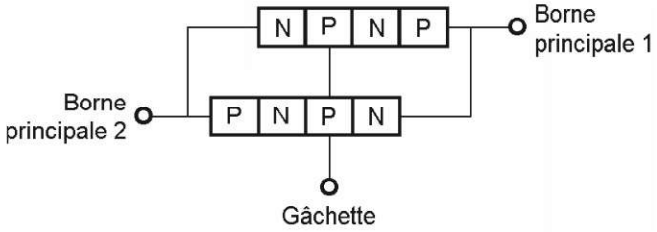


Figure 12.3 Constitution de principe d'un triac.

12.1.4 Principe

Un triac se comporte de manière approximative comme une association de deux thyristors montés en parallèle en sens contraire (tête-bêche), mais avec gâchette commune. C'est donc un composant bidirectionnel : le courant peut le traverser indifféremment dans un sens ou l'autre.

Pour déclencher un triac, le sens du courant de gâchette n'est pas obligatoirement imposé : il y a quatre possibilités différentes, mais seules deux d'entre elles sont utilisées en pratique (*figure 12.4*).

12.2 Caractéristiques technologiques

12.2.1 Désignation

Les références des triacs suivent les mêmes principes que celles des thyristors.

Copyright © 2015 Dunod.

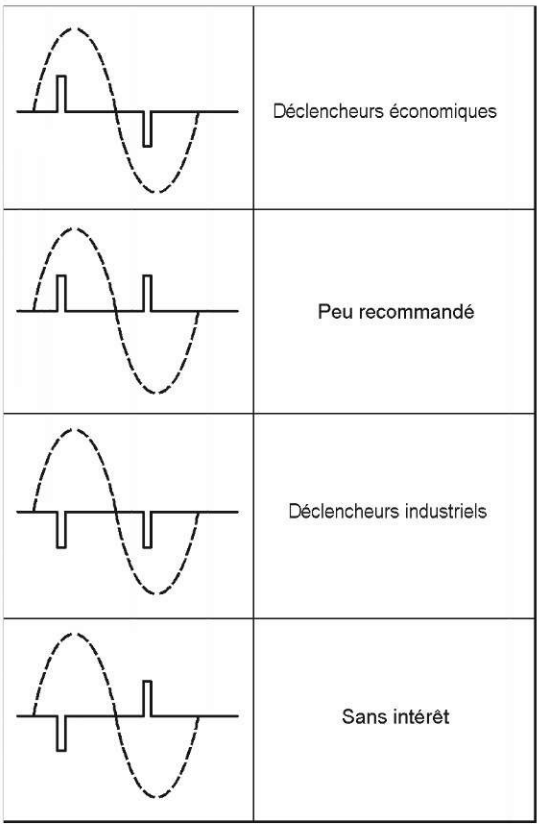


Figure 12.4 Diverses possibilités pour l'amorçage d'un triac : courant entrant dans la gâchette (en trait plein) par rapport au courant principal de B_2 vers B_1 (en tirets).

12.2.2 Critères de choix

Les principaux critères de choix d'un triac sont tout d'abord ses limites absolues, principalement la tension maximale à l'état bloqué et le courant maximal à l'état passant. Le courant de gâchette minimal pour assurer l'amorçage à coup sûr est aussi à considérer.

12.2.3 Boîtiers

Les triacs sont disponibles dans des boîtiers identiques à ceux des transistors ou des petits thyristors. Les modèles courants sont souvent en boîtier TO-220 (*figure 12.5*).

12.2.4 Normes

Les normes sur les thyristors incluent le cas des triacs.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

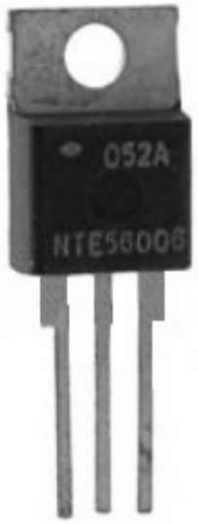


Figure 12.5 Triac en boîtier TO-220.

12.3 Domaines d'utilisation

12.3.1 Gradateur à commande par angle de phase

L'application classique du triac est le gradateur ou variateur qui permet de régler la puissance fournie à une charge : lampe, petit moteur.

Considérons le schéma de principe d'un gradateur sur charge résistive (*figure 12.6*).

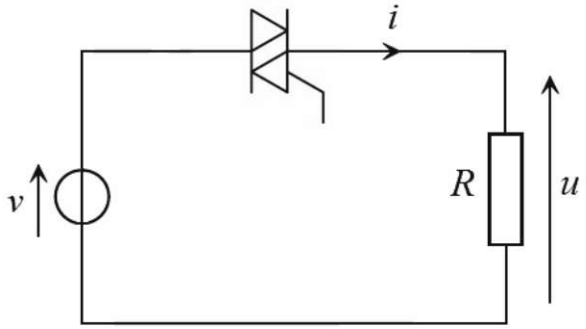


Figure 12.6 Gradateur sur charge résistive.

Le gradateur est alimenté par une tension sinusoïdale v de valeur efficace V et de pulsation ω (souvent la tension du réseau 230 V, 50 Hz) :

$$v = V\sqrt{2}\sin\theta$$

avec $\theta = \omega t$.

Copyright © 2015 Dunod.

La tension u aux bornes de la charge est découpée (*figure 12.7*). Il en est de même du courant i dont l'intensité efficace I peut être réglée en agissant sur le retard à l'amorçage ψ du triac.

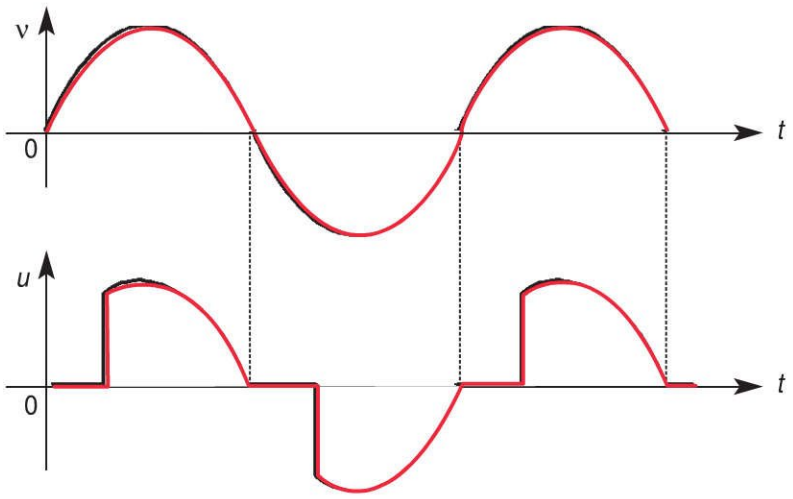


Figure 12.7 Allure des tensions dans un variateur à triac.

L'intensité efficace I du courant dans la charge de résistance R s'obtient en calculant :

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i^2 \, d\theta}$$

ce qui donne :

$$I = \frac{V}{R}\sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi} + \frac{\sin(2\psi)}{2\pi}}$$

La puissance active dans la charge s'écrit simplement :

$$P = RI^2$$

ce qui conduit à :

$$P = \frac{V^2}{R}\left(1 - \frac{\psi}{\pi} + \frac{\sin(2\psi)}{2\pi}\right)$$

Un gradateur génère d'importants harmoniques sur le courant en ligne. Compte tenu de la symétrie de glissement que présente la courbe, seuls les harmoniques de rangs impairs existent.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Le montage doit respecter la norme NF EN 61000-3-2 intitulée *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 3-2 : Limites – Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase)*. Cette norme définit les contraintes sur les harmoniques de courant injectés par un appareil dans le réseau public d'alimentation basse tension. Elle concerne les dispositifs appelant une intensité efficace inférieure ou égale à 16 A. Pour les montages comme les gradateurs, y compris ceux dont la charge est composée d'éclairage, les limites pour les harmoniques sont données directement en valeur efficace (*tableau 12.1*).

Tableau 12.1 Valeurs efficaces maximales autorisées pour les harmoniques de courant selon la norme NF EN 61000-3-2.

Rang de l'harmonique n	Valeurs efficaces maximales autorisées pour les harmoniques de courant (A)
Harmoniques de rangs impairs	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15\frac{15}{\pi}$
Harmoniques de rangs pairs	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$023\frac{8}{\pi}$

Le variateur de lumière le plus simple permet de modifier l'intensité lumineuse d'une lampe par action sur le potentiomètre (*figure 12.8*). Le montage fait apparaître un composant particulier, le diac, dont c'est d'ailleurs l'unique usage. Le condensateur se charge et lorsque la tension est suffisante, le diac laisse passer brutalement le courant et amorce le triac. L'impulsion obtenue a même polarité que la tension du secteur.

Copyright © 2015 Dunod.

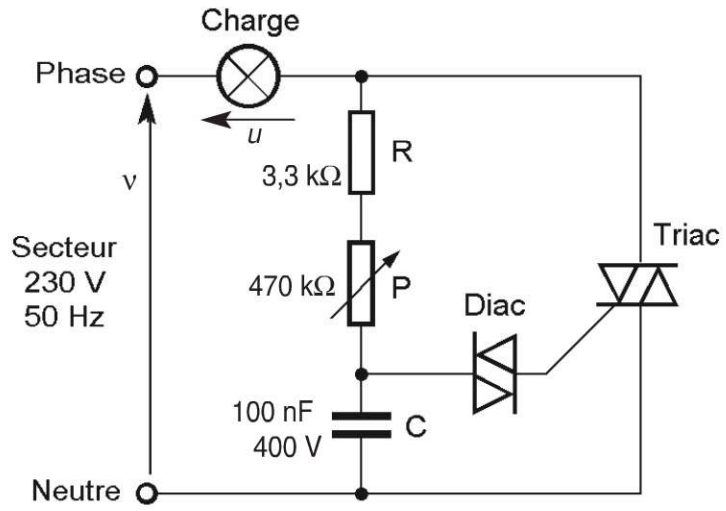


Figure 12.8 Variateur de lumière.

Ce circuit élémentaire (mais économique) a des performances médiocres et son fonctionnement est incertain sur charge inductive. Il existe, pour le remplacer avantageusement, un certain nombre de circuits intégrés spécialisés. Un exemple très répandu est le TCA 785 de *Infineon* (*figure 12.9*).

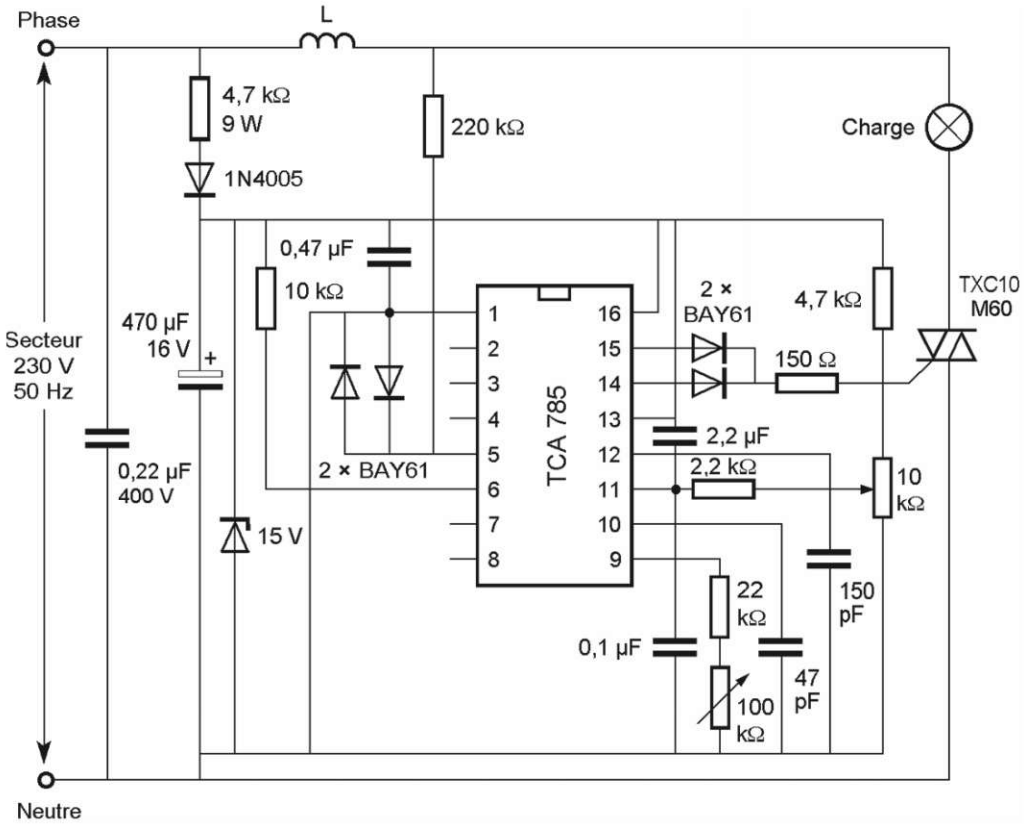


Figure 12.9 Gradateur à triac commandé par un circuit intégré TCA 785.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Ces dispositifs où le réglage se fait par l'intermédiaire du retard à l'amorçage du triac sont appelés « à commande de phase ». Ils présentent l'inconvénient de générer des parasites importants à cause des fronts raides qui apparaissent sur la tension.

12.3.2 Gradateur à commande par ondes entières

Il est possible d'éviter de créer des parasites en effectuant les commutations lorsque la tension est nulle. Pour les charges présentant une forte inertie, comme les résistances de chauffage, il n'est pas nécessaire de découper la tension à chaque période du secteur. Il est alors préférable de laisser passer plusieurs périodes du secteur, puis de bloquer plusieurs autres périodes : la commande est appelée « par ondes entières ». La tension aux bornes de la charge est constituée de rafales de sinusoïdes (*figure 12.10*). La puissance est réglée par l'importance relative des deux phases.

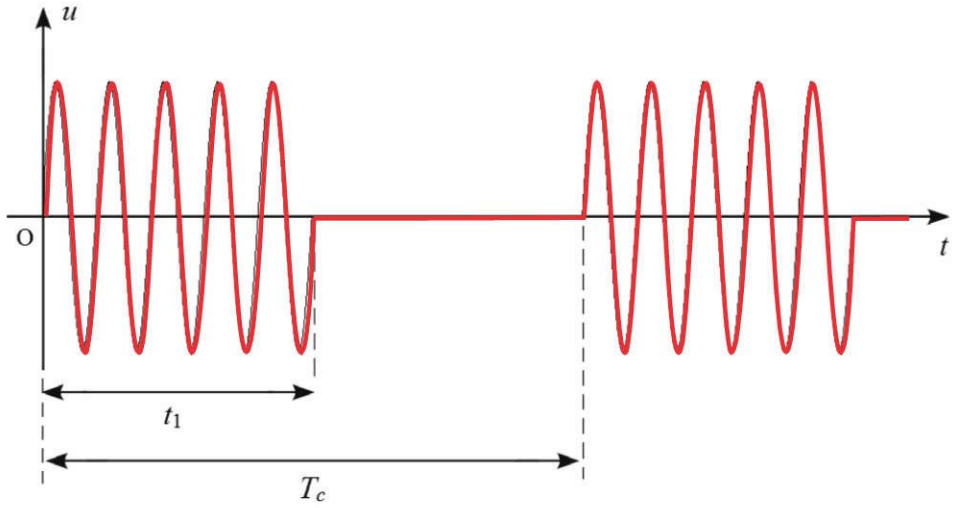


Figure 12.10 Tension obtenue avec une commande par ondes entières.

Le schéma de principe est le même que précédemment. Considérons toujours une charge résistive. Le triac est commandé périodiquement, avec une période T_c correspondant à un nombre entier de périodes T de la tension du réseau.

Le rapport cyclique α de commande du gradateur est le rapport de la durée

Copyright © 2015 Dunod.

de conduction t_1 du triac à la période T_c :

$$\alpha = \frac{t_1}{T_c}$$

La puissance moyenne dans la charge est proportionnelle au rapport cyclique α :

$$P = \alpha P_{max}$$

P_{max} est la valeur maximale de cette puissance, obtenue quand la charge est soumise en permanence à la tension v :

$$P_{max} = \frac{V^2}{R}$$

La commande est habituellement assurée par un circuit intégré spécialisé. Par exemple, le circuit CA3059 permet de réaliser facilement la régulation d'un four électrique (*figure 12.11*). La température est détectée à l'aide d'une thermistance CTN (coefficient de température négatif) : c'est un composant dont la résistance diminue quand la température augmente, selon une loi de variation déterminée.

12.3.3 Relais statique

Un relais statique, ou contacteur statique, est un dispositif permettant de commuter un courant électrique sans recours à des éléments mécaniques. La partie commande est généralement formée d'un optocoupleur (ou photocoupleur) qui permet d'assurer une isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance tout en n'appelant qu'un faible courant (quelques dizaines de milliampères au maximum). Pour des charges ne demandant qu'un courant modeste (par exemple des lampes), le circuit de puissance est constitué d'un triac.

Quand le courant demandé par la charge est faible (au maximum une centaine de milliampères), un optocoupleur composé d'une diode émettrice d'infrarouge et d'un optotriac suffit (*figure 12.12*). Lorsque l'interrupteur K est fermé, la lampe est allumée tandis que lorsque K est

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

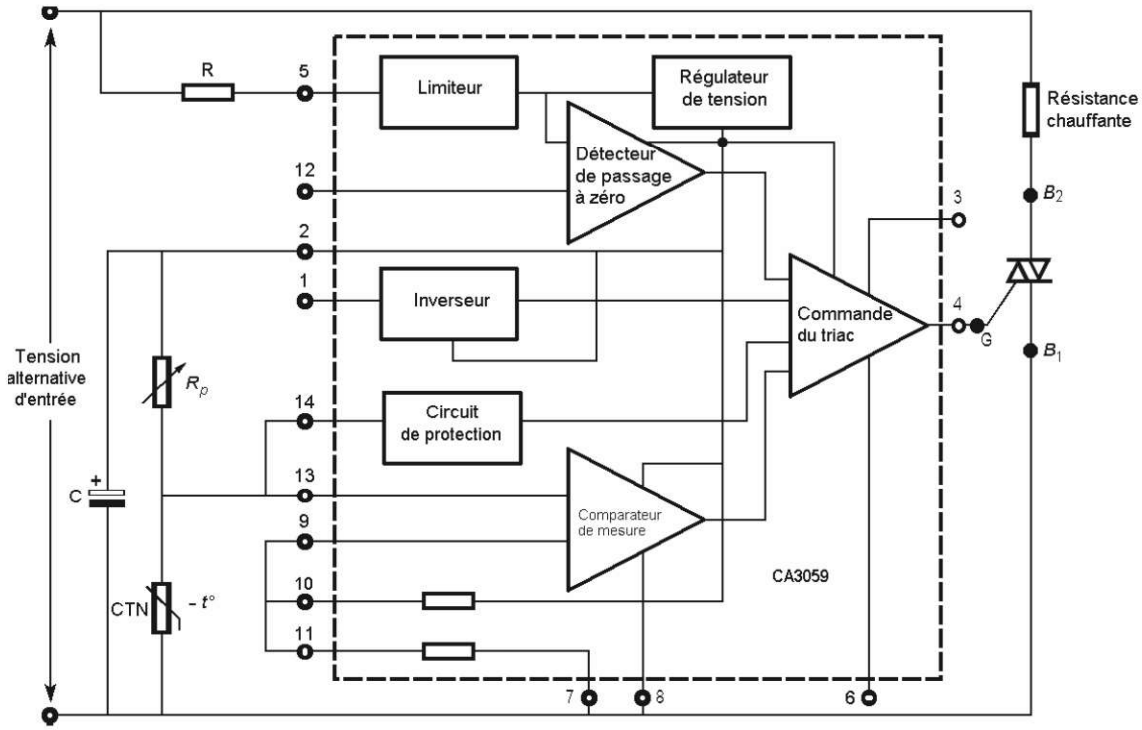


Figure 12.11 Commande de résistance chauffante par un circuit intégré CA3059.

ouvert, la lampe est éteinte.

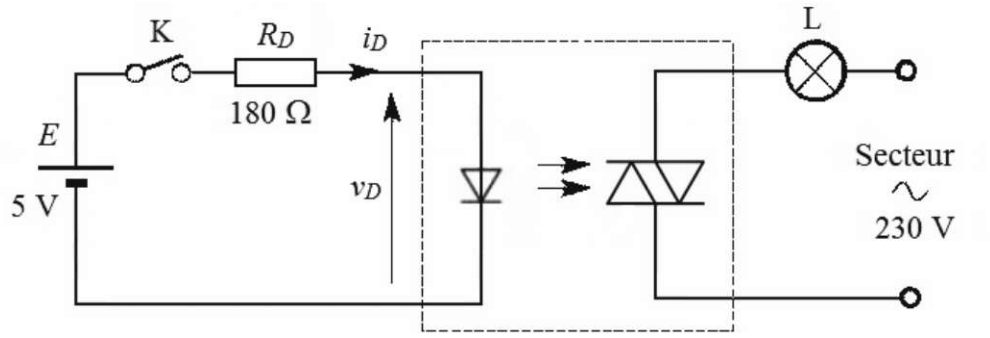


Figure 12.12 Commande d'une lampe branchée sur le secteur par optocoupleur.

Dans les applications, l'entrée du dispositif peut être une sortie de circuit logique ou de microcontrôleur.

Pour des courants un peu plus élevés (quelques ampères), il faut ajouter un triac supplémentaire (*figure 12.13*).

Copyright © 2015 Dunod.

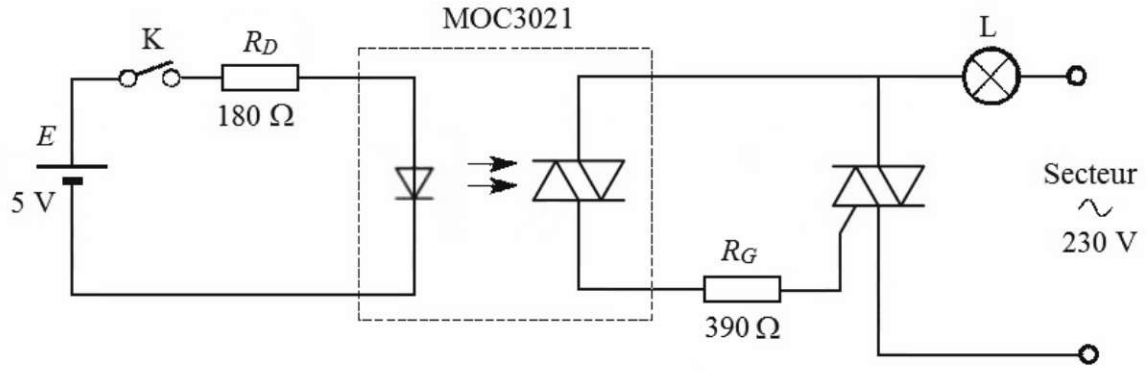


Figure 12.13 Relais statique à triac.

L'optocoupleur doit être d'un modèle adapté à la commutation sur le réseau 230 V comme le MOC3021. La résistance R_D est choisie de façon que l'optotriac soit correctement amorcé quand on ferme l'interrupteur K. La notice du photocoupleur précise le courant de diode nécessaire : 15 mA dans le cas le plus défavorable pour le modèle choisi. Nous prenons $i_D = 20$ mA pour assurer une marge de sécurité. Nous pouvons alors calculer la valeur à attribuer à la résistance R_D :

$$R_D = \frac{E - v_D}{i_D}$$

v_D est la valeur typique de la tension aux bornes de la diode émettrice d'infrarouge. La notice du composant indique $v_D = 1{,}2$ V, ce qui donne, pour $E = 5$ V :

$$R_D = \frac{5 - 1{,}2}{20 \times 10^{-3}} = 190\ \Omega$$

Nous choisissons donc la valeur normalisée 180 Ω.

Le modèle de triac à employer dépend essentiellement de l'ordre de grandeur du courant dans la charge. La valeur de la résistance R_G doit être adaptée en fonction de la sensibilité du triac choisi, tout en respectant les limites de l'optotriac.

Au moment où l'optotriac devient passant, la tension à ses bornes est très faible, mais le triac est encore bloqué et il supporte la tension du réseau. La résistance R_G doit limiter le courant qui le traverse au courant de surcharge

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

accidentelle à l'état passant I_{TSM}. Le cas le plus défavorable correspond à une commutation se produisant au maximum V_M de la tension du réseau. La valeur minimale $R_{G\min}$ à adopter pour R_G est ainsi :

$$R_{G\min} = \frac{V_M}{I_{TSM}}$$

La notice du photocoupleur MOC3021 indique $I_{TSM} = 1$ A et la plus grande valeur possible de l'amplitude de la tension sinusoïdale du réseau est, compte tenu de la tolérance de 10 %,

$V_{M\max} = 230\sqrt{2} \times (1 + 0{,}1) = 358$ V. Nous obtenons ainsi :

$$R_{1\min} = \frac{358}{1} = 358\ \Omega$$

La première valeur normalisée qui convient est 390 Ω.

Afin de limiter la production de parasites dus aux commutations du triac, il est possible d'utiliser un optocoupleur avec détection de passage à zéro de la tension du réseau (*figure 12.14*).

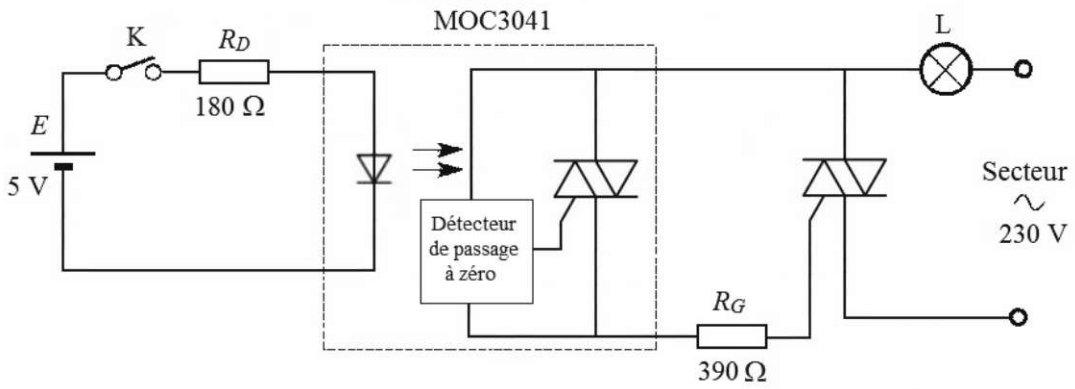


Figure 12.14 Relais statique à triac avec commutation aux passages à zéro de la tension du réseau.

Les relais statiques présentent des avantages par rapport aux relais électromécaniques : durée de vie élevée, bonne fiabilité, fonctionnement silencieux et bonne rapidité de commutation. Les pertes par effet Joule dans l'état passant du triac constituent néanmoins un inconvénient.

Copyright © 2015 Dunod.

13 Composants optoélectroniques

Les composants de l'optoélectronique sont présents dans des applications très diverses, du simple voyant de mise sous tension d'un appareil aux télécommunications par fibre optique.

13.1 Principe et propriétés

13.1.1 Diodes électroluminescentes

Une diode électroluminescente (DEL ou LED pour *Light-Emitting Diode* en anglais) est une diode semi-conductrice qui produit un rayonnement visible quand un courant la parcourt. Elle peut être utilisée comme voyant lumineux ou comme émetteur pour une transmission d'information.

Une diode émettrice d'infrarouge (IRED pour *InfraRed-Emitting Diode* en anglais) est un dispositif similaire, mais qui donne un rayonnement dans le proche infrarouge. Un tel composant peut être utilisé comme émetteur pour une transmission d'information ou comme élément d'un détecteur de passage (barrière infrarouge).

Les diodes électroluminescentes et les diodes émettrices d'infrarouge ne sont pas constituées de silicium comme les diodes ordinaires, mais d'autres matériaux semi-conducteurs, composés de l'arséniure de gallium. De ce fait, la tension présente à leurs bornes lorsqu'elles sont passantes n'est pas de l'ordre de 0,6 V ; elle vaut de 1,6 V à 2,5 V suivant la couleur de la lumière émise. La chute de tension est d'autant plus élevée que la longueur d'onde est faible. On peut par exemple obtenir 1,6 V pour le rouge, 2,2 V pour le jaune et 2,3 V pour le vert (avec un courant de 10 mA). Le

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

symbole normalisé est le même pour les deux catégories de diodes émettrices (*figure 13.1*).

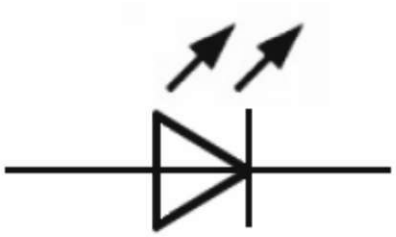


Figure 13.1 Symbole normalisé d'une diode électroluminescente.

13.1.2 Diodes lasers

Toute comme la diode électroluminescente, une diode laser est une diode semi-conductrice qui produit un rayonnement visible ou infrarouge quand un courant la parcourt. La différence est que l'émission est spontanée pour la diode électroluminescente alors que l'émission est stimulée pour la diode laser.

La diode laser est une source de rayonnement aux propriétés intéressantes : le faisceau est très directif et le rayonnement est pratiquement monochromatique (le spectre est très étroit).

Le symbole normalisé est un peu différent de celui des diodes électroluminescentes (*figure 13.2*).

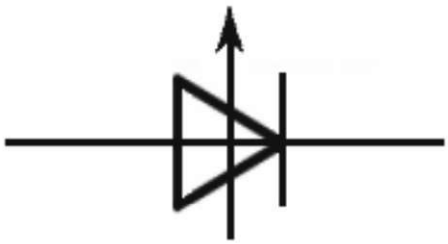


Figure 13.2 Symbole normalisé d'une diode laser.

13.1.3 Photorésistances

Une photorésistance (LDR pour *Light-Dependent Resistor* en anglais) est un dipôle à semi-conducteur sans jonction, dont la résistance varie

Copyright © 2015 Dunod.

lorsqu'il est exposé à la lumière dans une certaine gamme de longueur d'onde.

Le symbole normalisé est celui d'une résistance, auquel on a ajouté des flèches pour représenter l'action du rayonnement (*figure 13.3*).

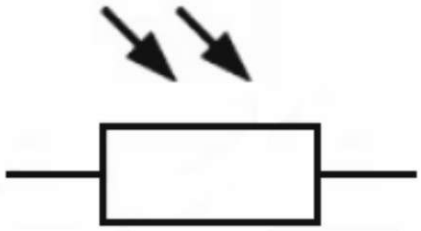


Figure 13.3 Symbole normalisé d'une photorésistance.

13.1.4 Photodiodes

Le courant inverse d'une jonction n'est pas tout à fait nul : il existe un courant de fuite. Ce dernier augmente sensiblement lorsque l'on éclaire la jonction. Ce phénomène est exploité dans les photodiodes : ce sont simplement des diodes au silicium dont la jonction peut être éclairée (*figure 13.4*). On polarise la photodiode en inverse ou avec une tension nulle. Le courant inverse est proportionnel à l'éclairement reçu.

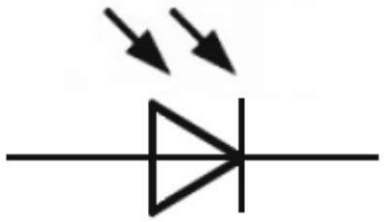


Figure 13.4 Symbole normalisé d'une photodiode.

13.1.5 Phototransistors

Un phototransistor est un transistor dont la base est exposée à la lumière (*figure 13.5*). Il fonctionne en détecteur comme une photodiode, mais avec une meilleure sensibilité et une moins bonne rapidité.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

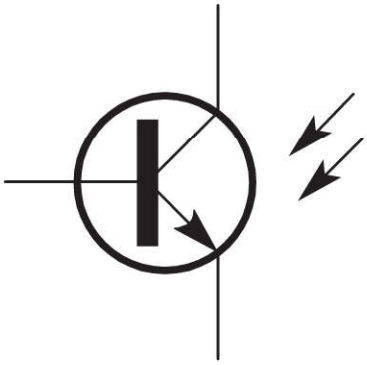


Figure 13.5 Symbole normalisé du phototransistor.

La conduction étant commandée par l'éclairement et non par un courant de base, cette dernière électrode n'est parfois pas sortie.

13.1.6 Photocoupleurs

Une configuration particulièrement intéressante est le photocoupleur, ou optocoupleur. Il s'agit de l'association, dans un même boîtier opaque, d'une diode émettrice d'infrarouge et d'un photorécepteur qui est souvent un phototransistor (*figure 13.6*).

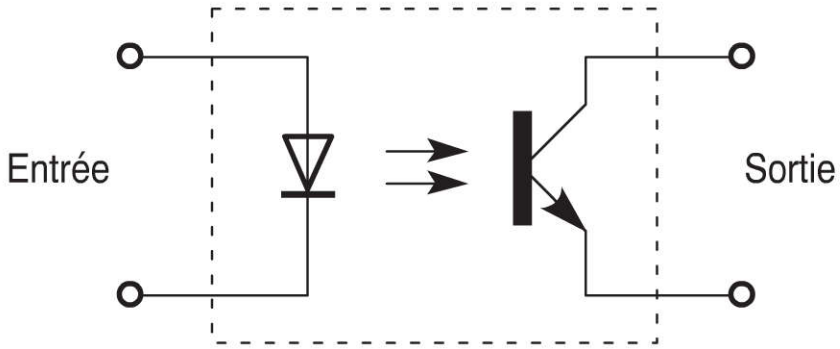


Figure 13.6 Photocoupleur.

Ce circuit permet de transmettre un signal en assurant un isolement entre deux parties du montage. Ce rôle est similaire à celui du transformateur, mais les domaines d'application sont différents.

Des composants de sortie différents sont intéressants dans certains cas : un montage Darlington photosensible permet de commander un courant plus élevé ou un optotriac est bien adapté aux charges branchées sur le secteur.

Copyright © 2015 Dunod.

13.2 Caractéristiques technologiques

13.2.1 Émetteurs

Les diodes électroluminescentes classiques sont rondes, de diamètre 3 mm ou 5 mm. La cathode est indiquée par la broche la plus courte et par un plat sur le boîtier. Il existe aussi des modèles plus petits ou d'autres formes (boîtier carré, triangulaire…).

Une caractéristique essentielle est le spectre d'émission qui définit la couleur. On trouve surtout du rouge et du vert, mais aussi du jaune et du bleu. L'intensité lumineuse est d'autant plus grande que l'intensité du courant est élevée. Une dizaine de milliampères convient pour une diode luminescente ordinaire mais certains modèles à haute efficacité se contentent de quelques milliampères.

13.2.2 Récepteurs

Les composants photosensibles existent sous des présentations variées : les boîtiers peuvent être en plastique translucide ou en métal avec une fenêtre transparente.

Une caractéristique essentielle est la réponse spectrale qui doit être adaptée au domaine de longueur d'onde du rayonnement reçu. La sensibilité est une qualité importante : c'est la possibilité de déceler un rayonnement de faible puissance.

13.2.3 Normes

Les principales normes concernant les composants optoélectroniques sont indiquées dans le *tableau 13.1*.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Tableau 13.1 Normes concernant les composants optoélectroniques.

Numéro	Date	Contenu
CEI 60747-5-1	1997	Dispositifs discrets à semi-conducteurs et circuits intégrés – Partie 5-1 : dispositifs optoélectroniques – Généralités
CEI 60747-5-2	1997	Dispositifs discrets à semi-conducteurs et circuits intégrés – Partie 5-2 : dispositifs optoélectroniques – Valeurs limites et caractéristiques essentielles
CEI 60747-5-3	1997	Dispositifs discrets à semi-conducteurs et circuits intégrés – Partie 5-3 : dispositifs optoélectroniques – Méthodes de mesure
CEI 60747-5-4	2006	Dispositifs à semi-conducteurs – Dispositifs discrets – Partie 5-4 : dispositifs optoélectroniques – Lasers à semi-conducteurs
CEI 60747-5-5	2007	Dispositifs à semi-conducteurs - Dispositifs discrets - Partie 5-5 : dispositifs optoélectroniques – Photocoupleurs

13.3 Domaines d'utilisation

13.3.1 Voyant

Une diode électroluminescente peut servir de voyant. Quand elle est alimentée à partir d'une tension continue assez faible, il suffit de placer en série une résistance R qui fixe l'intensité i_D du courant à une valeur suffisante pour obtenir l'intensité lumineuse désirée (*figure 13.7*). La tension v_D aux bornes de la diode électroluminescente est estimée selon sa couleur.

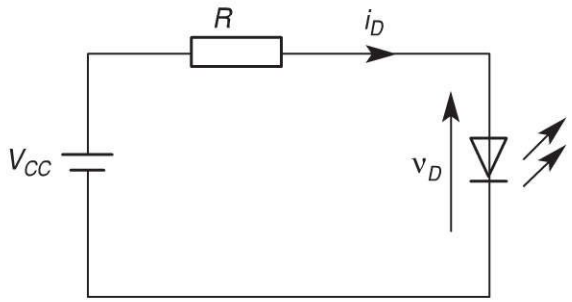


Figure 13.7 Alimentation d'une diode électroluminescente par une source de tension en série avec une résistance.

Copyright © 2015 Dunod.

La valeur de la résistance est donnée par la formule :

$$R = \frac{V_{CC} - v_D}{i_D}$$

Par exemple, calculons la résistance à associer à une diode électroluminescente rouge alimentée par une tension continue $V_{CC} = 5$ V. Pour un modèle ordinaire, une intensité lumineuse correcte est obtenue avec un courant de l'ordre de 10 à 30 mA. Choisissons $i_D = 15$ mA. La tension aux bornes de la diode électroluminescente est environ $v_D = 1{,}8$ V. Nous obtenons ainsi :

$$R = \frac{5 - 1{,}8}{15 \times 10^{-3}} = 213\ \Omega$$

Une valeur normalisée $R = 220\ \Omega$ convient bien.

13.3.2 Voyant clignotant

Un voyant clignotant est facilement obtenu en alimentant une diode électroluminescente par un circuit astable utilisant un temporisateur intégré 555 (*figure 13.8*).

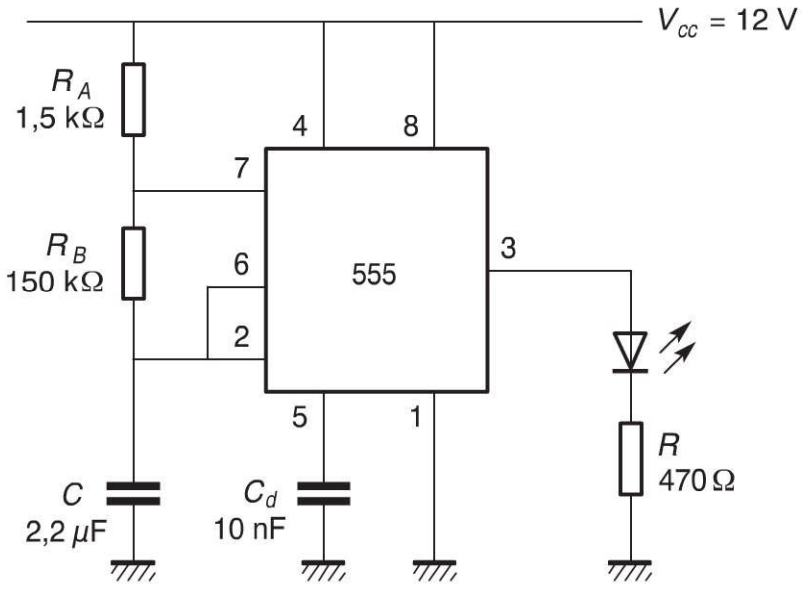


Figure 13.8 Clignotant à diode électroluminescente.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

13.3.3 Récepteur de rayonnement

Une photodiode sert de récepteur de rayonnement visible ou infrarouge. L'information étant portée par le courant, le composant est souvent associé à un amplificateur opérationnel monté en convertisseur courant-tension (*figure 13.9*).

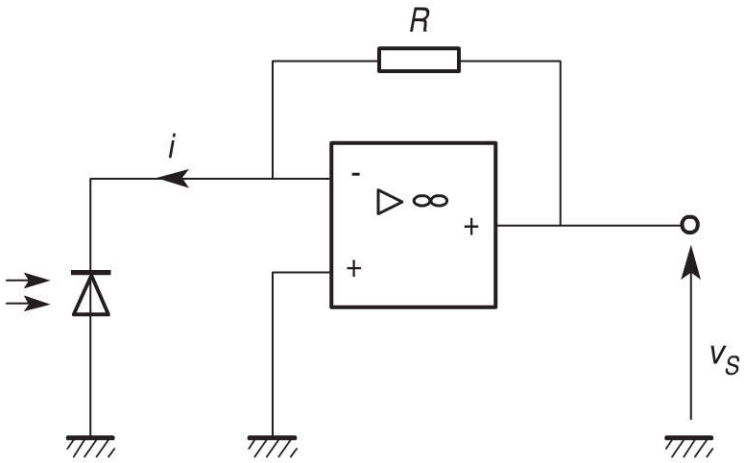


Figure 13.9 Photodiode et convertisseur courant-tension.

Un émetteur (diode émettrice d'infrarouge ou diode laser) et un récepteur (photodiode) sont par exemple utilisés pour une liaison par fibre optique.

13.3.4 Isolement galvanique

Un photocoupleur permet de commander une charge en assurant un isolement galvanique. Par exemple, pour commander l'allumage et l'extinction d'une petite lampe alimentée en continu à partir de la sortie d'un circuit logique, un photocoupleur à montage Darlington est bien adapté, grâce à son rapport de transfert en courant élevé (*figure 13.10*). La résistance R_2 permet d'assurer un courant de préchauffage de la lampe afin de se prémunir contre une surintensité excessive à l'allumage.

La réalisation d'un interrupteur commandé pour une charge alimentée par le secteur fait souvent appel à un triac auquel il faut fournir un courant de gâchette. Le problème est que cette liaison place un point du circuit de

Copyright © 2015 Dunod.

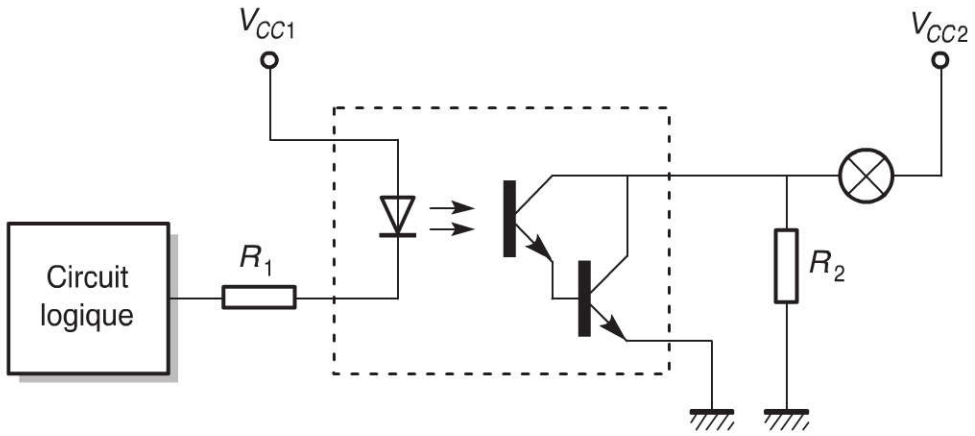


Figure 13.10 Circuit de commande d'une lampe.

commande à un potentiel lié au secteur. Pour éviter cela, il est possible d'utiliser un photocoupleur dont le composant de sortie est un optotriac- comme nous l'avons vu au chapitre précédent.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

14 Circuits intégrés analogiques

Le circuit intégré a été inventé en 1958 par Jack St. Clair Kilby, ingénieur en électronique américain qui travaillait chez Texas Instruments et qui a été lauréat du prix Nobel de physique en 2000. Cette découverte est une étape cruciale dans le développement de l'électronique. On se propose dans ce chapitre d'étudier les caractéristiques et les applications de quelques circuits intégrés analogiques parmi les plus courants.

14.1 Généralités

14.1.1 Présentation

Un circuit intégré contient un grand nombre de composants élémentaires placés sur la même pastille de semi-conducteur (une « puce »). En général, l'utilisateur n'a pas besoin de connaître le schéma interne du circuit, mais doit seulement tenir compte de quelques caractéristiques externes. La conception d'un montage à circuits intégrés est souvent beaucoup plus facile que celle d'un montage à composants discrets. De plus, la mise au point est nettement plus réduite et le dépannage est simplifié car, dans de nombreux cas, seules les valeurs de quelques composants passifs (résistances et condensateurs) fixent les caractéristiques du montage.

Dans les circuits analogiques, les informations sont portées par les valeurs instantanées des tensions et des courants. La façon de raisonner est différente de celle qui est employée pour les circuits logiques qui seront étudiés dans un autre chapitre.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

14.1.2 Boîtiers

Les circuits intégrés peuvent être présentés dans différents types de boîtiers. Pour les applications professionnelles, on rencontre des boîtiers en céramique ou plus rarement des boîtiers métalliques ronds qui ressemblent à ceux qui sont utilisés pour les transistors. Cependant, la plupart des circuits intégrés courants sont présentés dans des boîtiers en plastique. Les connexions externes sont disposées en deux rangées de chaque côté du boîtier. C'est pour cela que l'on désigne souvent ces modèles par DIL (*Dual In-Line*) ou DIP (*Dual In-line Package*). Les types les plus répandus ont 8 ou 14 broches (que l'on appelle familièrement « pattes »). Dans les notices, les représentations des circuits intégrés sont toujours en vue de dessus, contrairement à la convention utilisée pour les transistors. Le sens dans lequel il faut placer le composant est indiqué par un point en relief ou une encoche (*figure 14.1*).

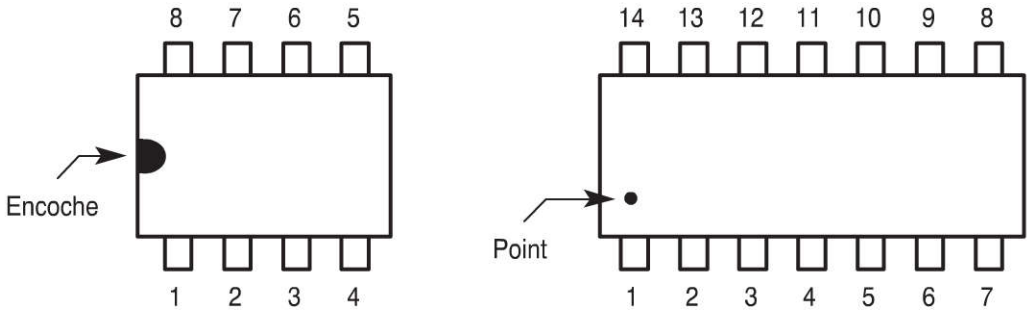


Figure 14.1 Numérotation pour un boîtier DIL 8 ou 14 broches.

La numérotation de bornes est toujours celle qui est donnée sur la figure. Les notices des constructeurs précisent sur un dessin (ou parfois avec les numéros) les rôles respectifs des différentes connexions : c'est le brochage du circuit.

Les composants les plus courants sont fabriqués par presque tous les constructeurs. Par contre, certains circuits plus particuliers ne se trouvent que dans le catalogue d'un constructeur (ou plutôt de deux pour assurer une « seconde source »). On peut connaître le fabricant d'un circuit intégré soit par certains symboles graphiques qui sont parfois dessinés sur les boîtiers, soit par la référence du composant. Chaque constructeur emploie son propre système pour numéroter ses différents produits. Cependant,

Copyright © 2015 Dunod.

un certain nombre de conventions se retrouvent partout. Une référence est en général composée d'un groupe de lettres qui indique le genre de circuit chez un fabricant donné, d'un numéro qui désigne le composant et d'une ou plusieurs lettres qui indiquent la gamme de température et le boîtier. Par exemple, un circuit est numéroté LM741CN. Le préfixe indique qu'il s'agit d'un circuit analogique du constructeur *National Semiconductor* (aujourd'hui racheté par *Texas Instruments*), 741 est le numéro qui correspond à un amplificateur opérationnel, C précise que la gamme de température est 0, 70 °C et N indique que le composant est en boîtier DIL. Le préfixe n'est pas une indication formelle du constructeur car certains conservent celui qui correspond au concepteur à l'origine du composant.

Les gammes de température possibles sont : la gamme commerciale (0, 70 °C), la gamme industrielle (– 25 °C, 85 °C) et la gamme militaire (– 55 °C, 125 °C). Tous les composants ne sont pas disponibles dans toutes les gammes de température. Certains constructeurs n'utilisent pas un suffixe pour indiquer la gamme de température, mais modifient le préfixe ou le numéro. L'indication de la nature du boîtier par la dernière lettre du suffixe dépend également du constructeur. Dans la pratique, on désigne les circuits courants par leur simple numéro. Un 741 peut être choisi chez n'importe quel fabricant, ses performances seront identiques, bien que la référence exacte puisse être différente : KA741, CA741 ou LM741 correspondent au même circuit intégré. Sans précision supplémentaire, la gamme de température est commerciale et le boîtier est DIL en plastique.

14.1.3 Normes

Les principales normes concernant les circuits intégrés analogiques sont indiquées dans le *tableau 14.1*.

Tableau 14.1 Normes concernant les circuits intégrés analogiques.

Numéro	Date	Contenu
NF C01-521	2002	Vocabulaire Électrotechnique International - Partie 521 : dispositifs à semi-conducteurs et circuits intégrés
NF C86-111	1990	Composants électroniques - Système CENELEC d'assurance de la qualité - Amplificateurs opérationnels intégrés - Spécification particulière cadre

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

14.2 Amplificateur opérationnel

14.2.1 Présentation

L'amplificateur opérationnel est un circuit intégré analogique très répandu. Son emploi est particulièrement simple et son coût est minime. C'est un circuit pratiquement universel que l'on peut utiliser dans de nombreuses applications en remplacement de montages à plusieurs transistors.

On le représente par son symbole normalisé (*figure 14.2*) ou par un ancien schéma encore souvent utilisé (*figure 14.3*).

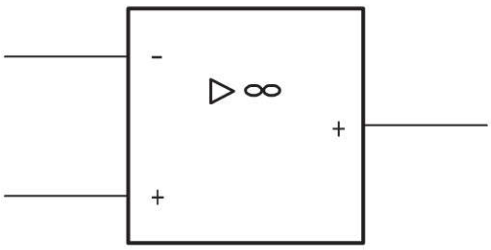


Figure 14.2 Symbole normalisé d'un amplificateur opérationnel.

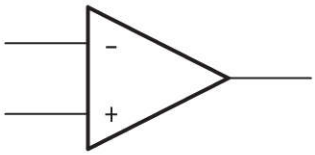


Figure 14.3 Symbole courant d'un amplificateur opérationnel.

Le composant possède deux entrées notées + et – et une sortie. Pour fonctionner, le circuit intégré doit être alimenté, c'est-à-dire relié à un ou deux générateurs de tension continue afin de polariser correctement les composants internes et de fournir l'énergie nécessaire. Le plus souvent, l'amplificateur opérationnel est employé avec une alimentation double symétrique (*figure 14.4*).

Sur certains modèles, il existe des bornes prévues pour la compensation du décalage : on peut y connecter un potentiomètre qui sera réglé pour annuler la tension de sortie lorsque l'entrée est court-circuitée. Le

Copyright © 2015 Dunod.

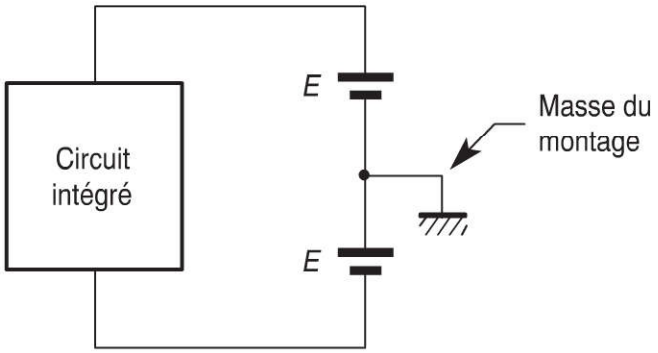


Figure 14.4 Alimentation d'un amplificateur opérationnel.

branchement pour un amplificateur opérationnel du type 741 a été indiqué au chapitre 1. Ce potentiomètre n'est pas toujours nécessaire et les bornes correspondantes peuvent être laissées en l'air si l'on n'utilise pas ce réglage.

Les courants dans les entrées du circuit sont très faibles. On admet pour les calculs qu'ils sont nuls :

$$i_+ = i_- = 0$$

L'amplificateur opérationnel peut aussi bien fonctionner en régime linéaire (amplificateurs, filtres...) qu'en régime de commutation (comparateurs, bascules à hystérésis, astables...). Pour obtenir un fonctionnement en régime linéaire, il faut que le montage possède une contre-réaction, c'est-à-dire une liaison entre la sortie et l'entrée – de l'amplificateur opérationnel.

Le fonctionnement est par contre en commutation si le montage possède une réaction positive, c'est-à-dire une liaison entre la sortie et l'entrée + de l'amplificateur opérationnel ou si le composant est en boucle ouverte (ni réaction ni contre-réaction).

Pour le régime linéaire, les tensions présentes sur les deux entrées de l'amplificateur opérationnel sont pratiquement égales et on écrit pour les calculs :

$$v_+ = v_-$$

En commutation, la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs sensiblement symétriques, $-U$ et U qui sont les tensions de saturation. La

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

valeur de U est légèrement inférieure à la tension d'alimentation du circuit intégré, on peut par exemple obtenir $U = 14$ V pour une alimentation de 15 V. La sortie est au niveau haut (U) si v_+ est supérieur à v_- et au niveau bas ($-U$) dans le cas contraire.

14.2.2 Amplificateur

On réalise facilement un amplificateur de tension avec un amplificateur opérationnel et deux résistances (*figure 14.5*).

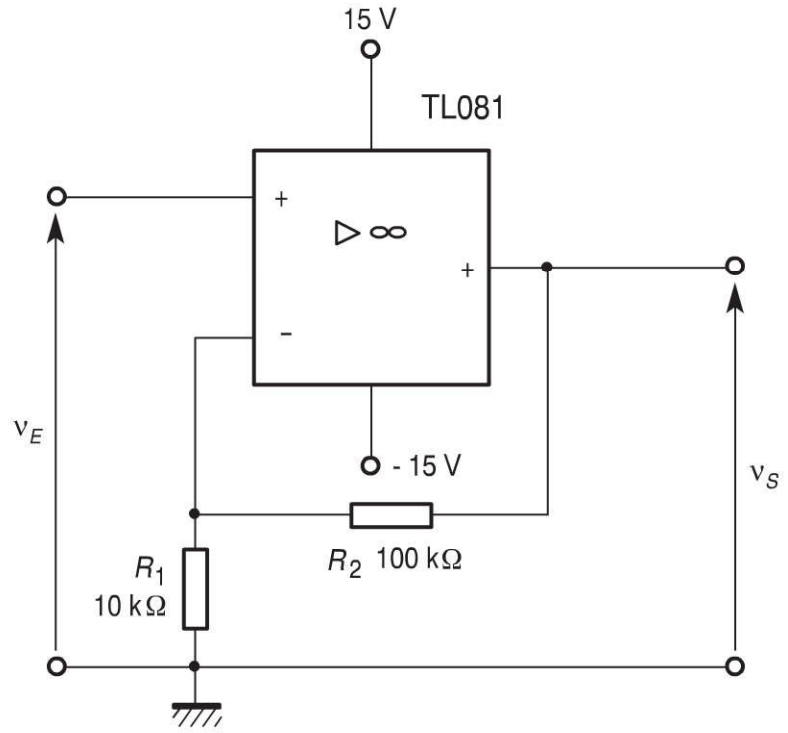


Figure 14.5 Amplificateur de tension.

L'entrée se fait directement sur la borne + de l'amplificateur opérationnel :

$$v_+ = v_E$$

Les résistances R_1 et R_2 forment un diviseur de tension alimenté par la sortie de l'amplificateur opérationnel. Ce diviseur n'est pas chargé puisque $i_- = 0$ et nous pouvons écrire :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S$$

Copyright © 2015 Dunod.

Comme le montage est en fonctionnement linéaire grâce à la contre-réaction effectuée par R_2, nous obtenons :

$$v_E = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S$$

soit :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_E$$

L'amplification du montage est donc :

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Avec les valeurs numériques du schéma, nous obtenons :

$$A = 1 + \frac{100}{10} = 11$$

Ainsi, si l'on applique à l'entrée du montage une tension sinusoïdale, on trouve à la sortie un signal de même forme, mais d'amplitude 11 fois plus grande (*figure 14.6*).

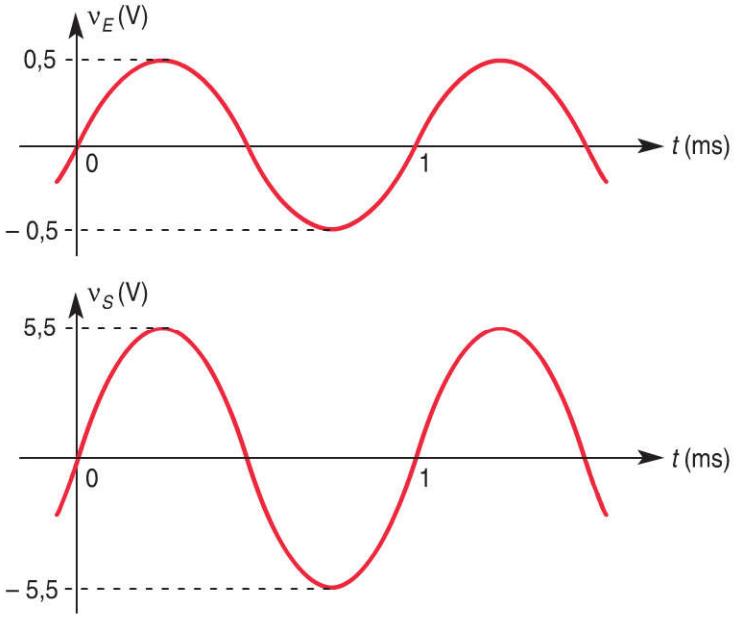


Figure 14.6 Allure de la tension de sortie de l'amplificateur pour une entrée sinusoïdale d'amplitude 0,5 V et de fréquence 1 kHz.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

14.2.3 Bascule à hystérésis

Le schéma d'une bascule à hystérésis (ou *trigger* de Schmitt) ressemble beaucoup à celui d'un amplificateur. La seule différence avec le circuit précédent est que les bornes + et – de l'amplificateur opérationnel ont été inversées (*figure 14.7*).

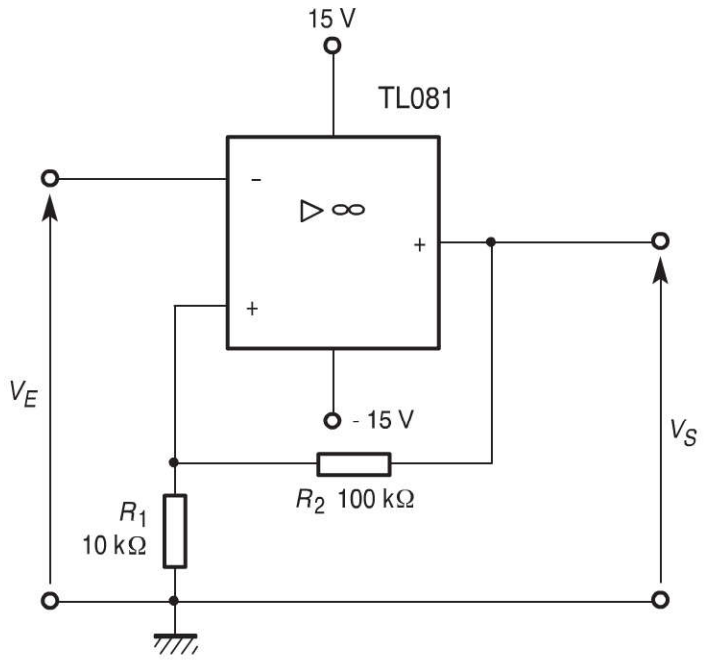


Figure 14.7 Bascule à hystérésis.

En fait, cela change tout au fonctionnement du montage car la réaction effectuée par la résistance R_2 entraîne un régime de commutation. La sortie ne peut prendre que les valeurs – U et U. La tension sur l'entrée + ne peut donc être égale qu'aux valeurs :

$$-V_0 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}U \text{ et } V_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}U$$

La tension de sortie passe d'un niveau à l'autre lorsque $v_E = v_-$ atteint la valeur de v_+. Les seuils de basculement sont donc différents selon que la sortie est à l'état haut ou bas : ce sont les tensions – V_0 et V_0 (*figure 14.8*).

Copyright © 2015 Dunod.

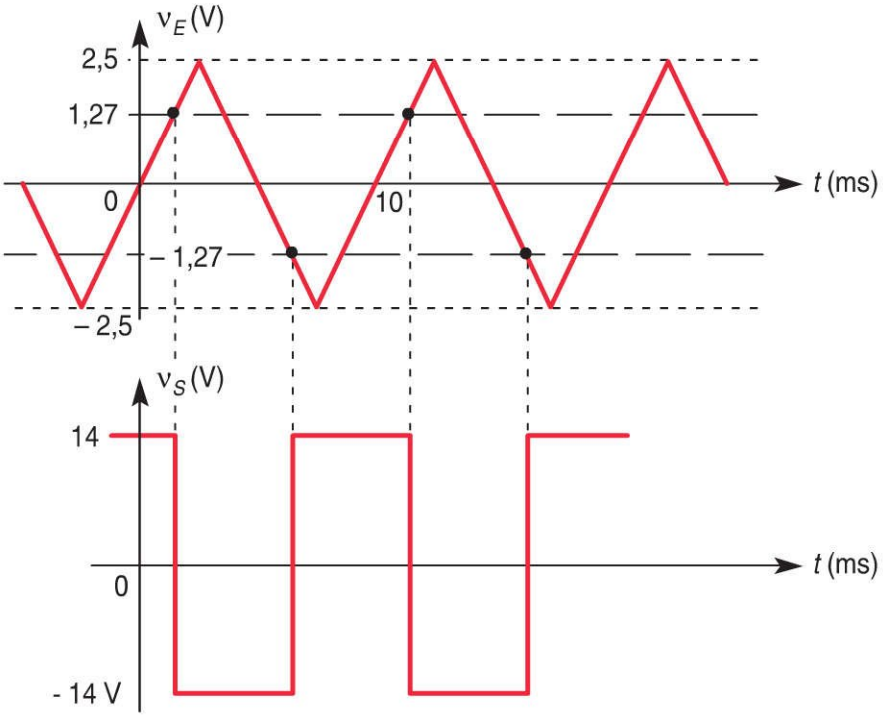


Figure 14.8 Allure de la tension de sortie de la bascule à hystérésis pour une entrée triangulaire d'amplitude 2,5 V et de fréquence 100 Hz.

Ce phénomène est appelé hystérésis. Avec les valeurs numériques du schéma, les seuils valent :

$$\pm V_0 = \pm \frac{10}{10+100} \times 14 = \pm 1{,}27\ \text{V}$$

14.2.4 Détecteur de passage à zéro

Avec un amplificateur opérationnel en boucle ouverte, on réalise un détecteur de passage à zéro (*figure 14.9*).

Le fonctionnement est en commutation et la sortie ne peut prendre que les valeurs – U et U. L'entrée – étant à la masse, les basculements se produisent lorsque la tension d'entrée v_E, appliquée directement sur l'entrée + passe par 0 (*figure 14.10*).

Ce montage est un cas particulier du comparateur dont une réalisation plus élaborée a été vue au chapitre 8.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

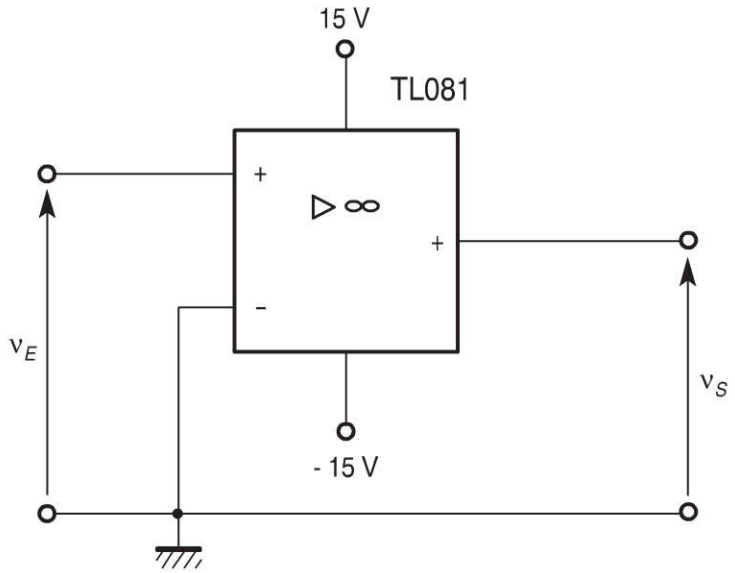


Figure 14.9 Détecteur de passage à zéro.

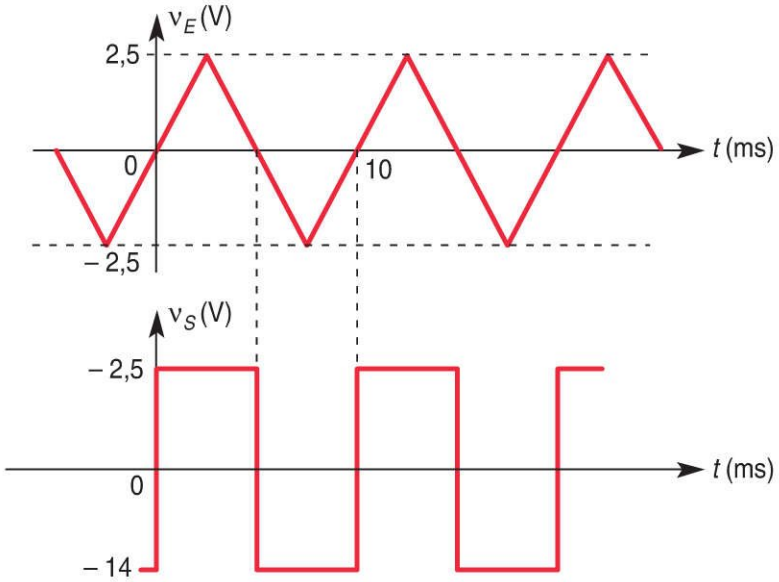


Figure 14.10 Allure de la tension de sortie du détecteur de passage à zéro pour une entrée triangulaire d'amplitude 2,5 V et de fréquence 100 Hz.

Les trois exemples qui viennent d'être étudiés illustrent les différents types de fonctionnement d'un amplificateur opérationnel. Les applications de ce composant sont très nombreuses et le sujet n'a été ici qu'effleuré.

Copyright © 2015 Dunod.

14.3 Régulateur de tension

Ce circuit intégré, plus spécialisé que le précédent, est néanmoins très répandu puisqu'il est utilisé dans la plupart des alimentations électroniques. Son emploi est en effet très simple et son coût est minime.

Le principe d'une alimentation continue stabilisée a été vu précédemment : isolement et abaissement de la tension par transformateur, redressement par diodes, filtrage par condensateur et stabilisation par diode Zener. Cette réalisation ne peut cependant fournir qu'un courant relativement faible. Dès que le débit excède quelques dizaines de milliampères, on fait appel à un régulateur intégré en remplacement du stabilisateur à diode Zener. On obtient ainsi une tension continue bien stable pour une large plage de courant de sortie. Les modèles de régulateurs les plus connus forment la série 78XX (XX indique la valeur de la tension de sortie). Ces composants peuvent fournir plus d'un ampère. Ils se présentent en boîtier plastique TO-220 et seront éventuellement munis d'un dissipateur thermique pour les débits élevés. On trouve couramment toutes les valeurs de tensions habituellement utilisées 5, 9, 12, 15 V… Le circuit ne comporte que trois bornes : l'entrée, la sortie et la masse. Prenons comme exemple une alimentation régulée de 9 V qui utilise un régulateur intégré 7809 (*figure 14.11*).

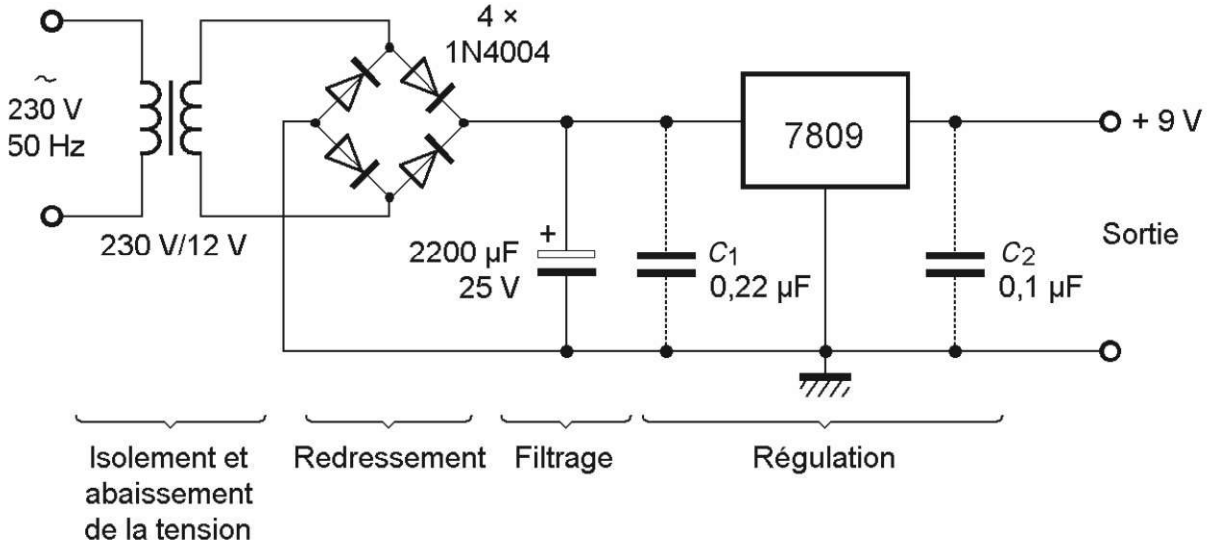


Figure 14.11 Alimentation régulée 9 V.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit
Copyright © 2015 Dunod.

Les condensateurs C_1 et C_2 ne sont pas indispensables : C_1n'est nécessaire que si le circuit intégré se trouve à une distance appréciable du condensateur de filtrage et C_2 améliore la réponse transitoire du circuit.

Il existe également des régulateurs pour tensions négatives comme la série 79XX. Leur branchement est similaire, mais dans ce cas, le condensateur C_2 est indispensable pour la stabilité du système. La valeur de capacité est précisée par le constructeur : 1 µF. L'association d'un régulateur positif et d'un régulateur négatif permet de réaliser une alimentation double très utile pour la polarisation d'un grand nombre de circuits intégrés analogiques (*figure 14.12*).

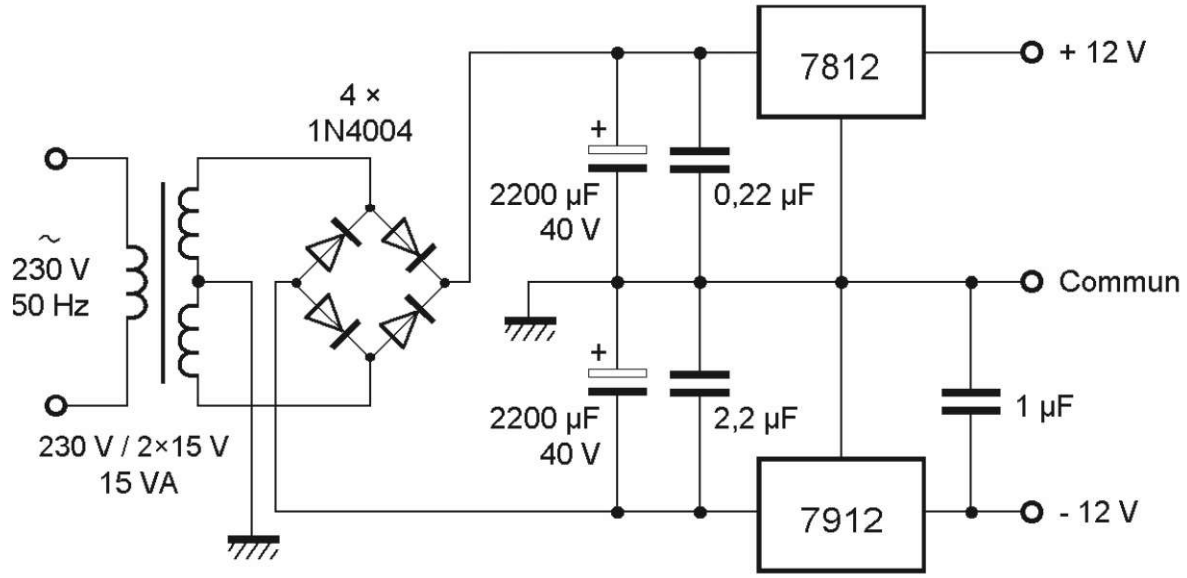


Figure 14.12 Alimentation double ± 12 V.

14.4 Convertisseur à découpage

Si l'on dispose d'une première alimentation continue et que l'on désire obtenir une tension de valeur différente, plusieurs solutions existent. Si la tension désirée est inférieure à la tension déjà disponible, il suffit de faire chuter les potentiels dans une simple résistance. Cette solution élémentaire ne peut toutefois donner satisfaction que si le débit est constant et le résultat obtenu sera peu précis et peu stable. On peut résoudre ce problème en employant un régulateur intégré. Toutefois, le rendement de la

Copyright © 2015 Dunod.

conversion est mauvais car la chute de tension entraîne une perte de puissance importante.

Si la tension désirée est plus élevée que celle qui est disponible ou si sa polarité est opposée, les choses se compliquent car les solutions précédentes sont inapplicables. Les convertisseurs à découpage permettent de résoudre facilement ces problèmes. Un circuit intégré, associé à quelques éléments passifs (une bobine et quelques condensateurs et résistances), suffit pour réaliser un abaissement ou une élévation de tension, ou encore un changement de polarité. De plus, ces conversions se font avec un excellent rendement. Les notices des circuits intégrés fournissent les formules qui permettent le choix des différents composants externes.

Un exemple de montage élévateur de tension a été présenté au chapitre 3. On propose ici un montage inverseur utilisant un circuit intégré TL497 (*figure 14.13*).

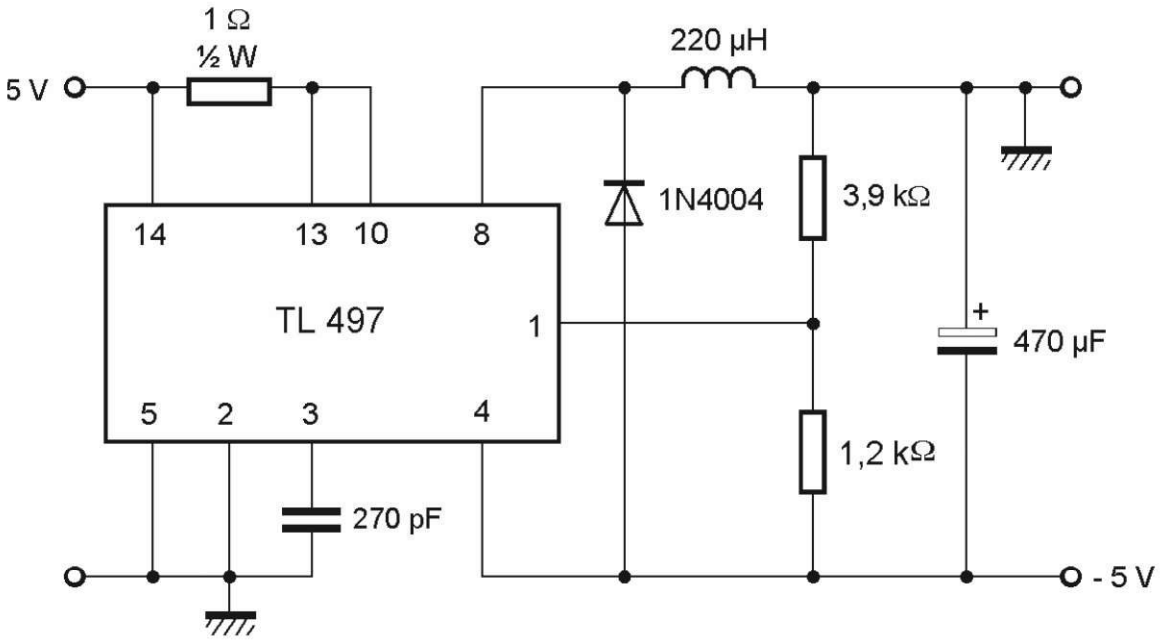


Figure 14.13 Convertisseur inverseur.

Le circuit fournit une tension négative – 5 V à partir d'une tension positive 5 V. Le débit maximal est de 100 mA et l'ondulation crête-à-crête de la tension de sortie ne dépasse pas 1 % (à condition de prendre pour *C* un condensateur adapté, c'est-à-dire un modèle à faible résistance série).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

14.5 Temporisateur

Un circuit intégré analogique très classique est le temporisateur (*timer*) 555. Il a déjà été cité pour la réalisation d'un circuit astable au chapitre 2. Son rôle premier est la temporisation, c'est-à-dire la fonction réalisée par un circuit monostable (*figure 14.14*).

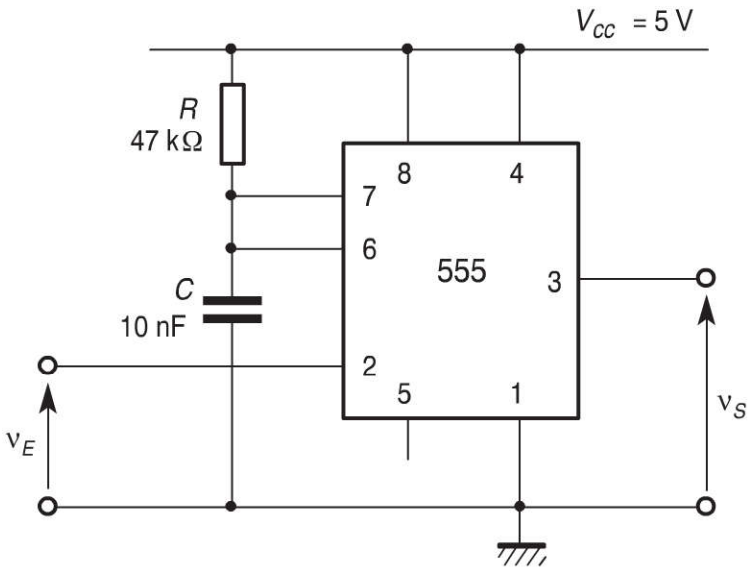


Figure 14.14 Circuit monostable (les numéros correspondent au boîtier DIL 8 broches).

À la différence de l'astable qui ne possède aucun état stable en sortie (c'est un générateur de signaux carrés), le monostable possède un état stable et un état instable. En l'absence d'action sur l'entrée, la sortie reste dans un état donné. Lorsque l'on envoie une impulsion au circuit, la tension passe à un autre niveau pendant un temps déterminé : c'est la durée du monostable (*figure 14.15*).

La durée de la temporisation est donnée par la formule :

$$d = RC\ln 3$$

Avec les valeurs du schéma, on calcule :

$$d = 47\times10^{3}\times10\times10^{-9}\ln 3 = 516\ \mu s$$

Copyright © 2015 Dunod.

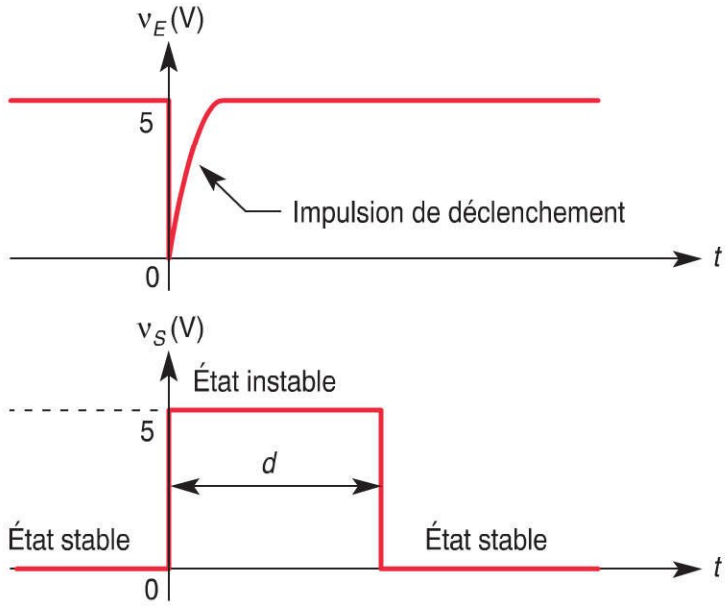


Figure 14.15 Évolution des tensions après le déclenchement du monostable.

Si l'astable et le monostable constituent les montages de base du 555, la structure du circuit autorise de nombreuses applications différentes dans tous les montages de commutation.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

15 Convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique

De nombreux systèmes électroniques sont numériques. Lorsque les informations issues des capteurs sont des grandeurs analogiques ou que les actionneurs doivent être commandés par des signaux analogiques, il est nécessaire de procéder à des conversions de données.

15.1 Convertisseurs analogique-numérique

15.1.1 Définition

Un convertisseur analogique-numérique (CAN ou ADC pour *Analog-to-Digital Converter* en anglais) est un dispositif qui convertit une grandeur analogique, le plus souvent une tension v, en un mot numérique de n bits $a_1, a_2, \ldots, a_n$ (ou sa valeur décimale N).

15.1.2 Symbole

Un convertisseur analogique-numérique est représenté par son symbole normalisé (*figure 15.1*).

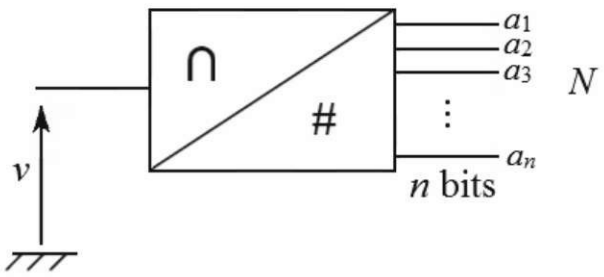


Figure 15.1 Symbole d'un CAN.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit
Copyright © 2015 Dunod.

15.1.3 Principe

La conversion analogique-numérique comporte deux étapes :

- la quantification qui transforme la tension v à convertir en une tension Nq, multiple d'une quantité élémentaire q appelée *pas de quantification* ou *quantum*,
- le codage qui associe un mot binaire au nombre N obtenu précédemment.

Le nombre N associé à une tension v est tel que :

$$Nq - \frac{q}{2} \leq v < Nq + \frac{q}{2}$$

15.1.4 Caractéristique

La caractéristique de transfert d'un convertisseur analogique-numérique représente le mot numérique de sortie $a_1, a_2, \ldots, a_n$ (ou sa valeur décimale N) en fonction de la tension d'entrée v (*figure 15.2*). L'exemple choisi correspond à un convertisseur à trois bits pour bien montrer l'allure de la caractéristique, mais les convertisseurs réels disposent d'un plus grand nombre de bits (au moins 8 en général). La caractéristique est formée de paliers de largeur q, sauf le premier et le dernier qui ont une largeur $\frac{q}{2}$.

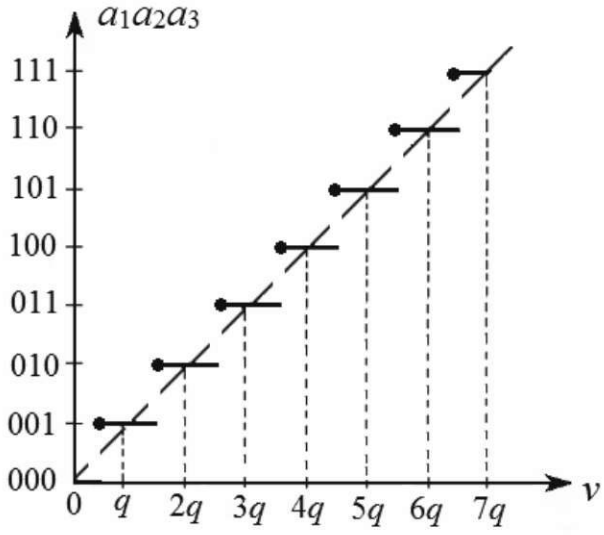


Figure 15.2 Caractéristique d'un convertisseur analogique-numérique.

Copyright © 2015 Dunod.

15.1.5 Erreur de quantification

Pour les points de la caractéristique placés sur la droite représentée en trait interrompu, la quantification est exacte, $v = Nq$. Pour tous les autres points des différents paliers, $v \neq Nq$. Par définition, l'erreur de quantification ε est l'écart entre la tension v et la tension quantifiée Nq :

$$\varepsilon = v - Nq$$

L'erreur de quantification ε dépend de la tension à convertir (*figure 15.3*). Sa valeur absolue maximale $|\varepsilon|_{max}$ est :

$$|\varepsilon|_{max} = \frac{q}{2}$$

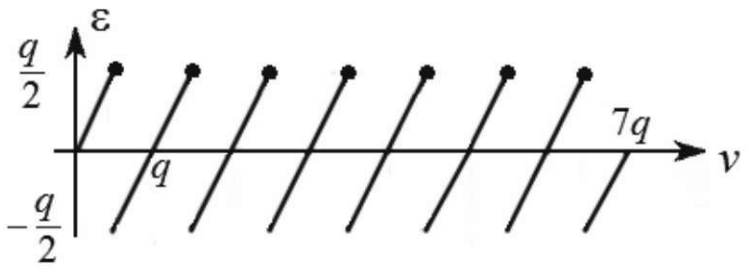


Figure 15.3 Courbe de l'erreur de quantification en fonction de la tension à convertir.

15.1.6 Paramètres

Étendue de mesure ou plage de conversion

L'étendue de mesure ou plage de conversion est l'intervalle des tensions qui peuvent être converties.

Résolution

C'est la variation minimale de tension d'entrée qui provoque un changement de mot numérique en sortie (c'est-à-dire le quantum), rapportée à la

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

largeur de la plage de conversion. Elle s'exprime en pourcentage et ne dépend que du nombre de bits du convertisseur. De ce fait, par abus de langage, on caractérise souvent la résolution par le nombre de bits.

Durée de conversion

C'est la durée nécessaire pour obtenir un mot numérique en sortie qui correspond au signal analogique d'entrée. Pour connaître la fréquence maximale de conversion possible, il faut calculer la période minimale en ajoutant à la durée de conversion le temps nécessaire à la remise à zéro du convertisseur.

15.1.7 Principaux types

Les convertisseurs analogique-numérique sont des circuits intégrés utilisant divers principes.

Convertisseur à rampe

La tension à convertir est transformée en durée grâce à la génération d'une ou plusieurs rampes. Un compteur permet ensuite de convertir le temps en un nombre. Ce principe, utilisé dans certains voltmètres numériques, conduit à des durées de conversion élevées. Les convertisseurs à rampe présentent l'avantage d'un coût modeste.

Convertisseur à approximations successives

Il compare la tension à convertir à des tensions de référence successives. Ce principe concilie une bonne précision et une rapidité correcte. Il est très utilisé comme convertisseur analogique-numérique associé à un capteur.

Convertisseur parallèle (ou *flash*)

Il compare simultanément la tension à convertir à une série de seuils. L'avantage est la grande rapidité, l'inconvénient étant une plus grande complexité qui entraîne un prix plus élevé.

Copyright © 2015 Dunod.

15.2 Convertisseurs numérique-analogique

15.2.1 Définition

Un convertisseur numérique-analogique (CNA ou DAC pour *Digital-to-Analog Converter* en anglais) est un dispositif qui permet de convertir un mot numérique de n bits a_1, a_2, …, a_n correspondant à une valeur décimale N en une grandeur analogique, le plus souvent une tension v.

15.2.2 Symbole

Un convertisseur numérique-analogique est représenté par son symbole normalisé (*figure 15.4*).

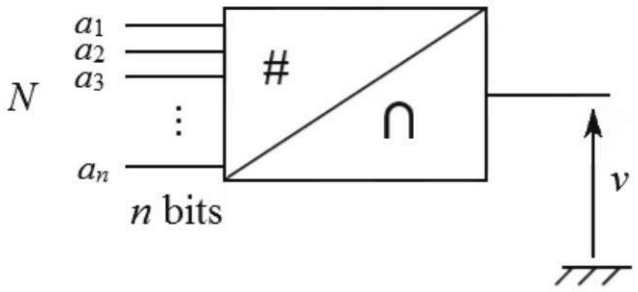


Figure 15.4 Symbole d'un CNA.

15.2.3 Principe

Le nombre entier N à convertir, codé en binaire sur n bits a_1, a_2, …, a_n s'exprime en fonction des puissances entières de 2 :

$$N = \sum_{k=1}^{n} a_k 2^{n-k}$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Un convertisseur numérique-analogique possède une tension de référence V_r (interne ou appliquée sur une borne du circuit). La tension de sortie v est alors :

$$v = \sum_{k=1}^{n} a_k \frac{V_r}{2^k}$$

Le quantum q est la variation minimale de tension provoquée par un changement de mot numérique :

$$q = \frac{V_r}{2^n}$$

La tension de sortie v peut aussi s'écrire :

$$v = Nq$$

15.2.4 Caractéristique

La caractéristique de transfert d'un convertisseur numérique-analogique représente la tension de sortie v en fonction du mot numérique d'entrée $a_1, a_2, \ldots, a_n$ (ou de sa valeur décimale N) (*figure 15.5*). La caractéristique est constituée d'un ensemble de points alignés.

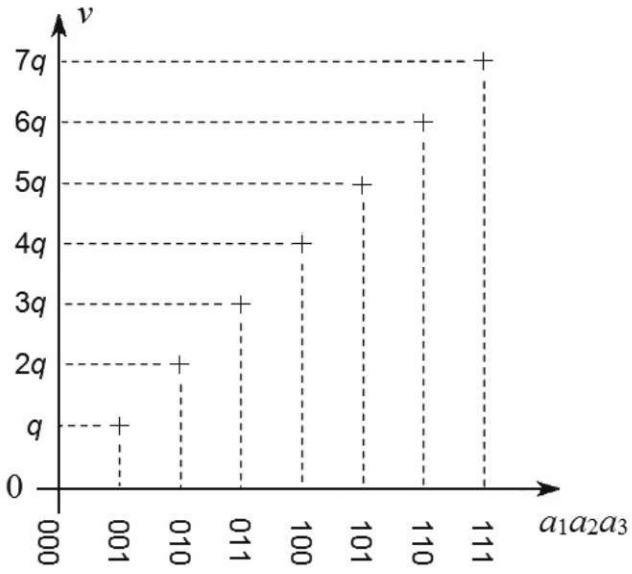


Figure 15.5 Caractéristique d'un convertisseur analogique-numérique.

Copyright © 2015 Dunod.

15.2.5 Paramètres

Pleine échelle

La pleine échelle V_{max} du CNA est la tension obtenue en sortie lorsque tous les bits d'entrée sont à 1 :

$$V_{max} = \sum_{k=1}^{n} \frac{V_r}{2^k}$$

Ce qui donne, en appliquant la formule donnant la somme des n termes d'une progression géométrique :

$$V_{max} = V_r \left(1 - \frac{1}{2^n}\right)$$

ou encore :

$$V_{max} = V_r - q$$

La tension de sortie ne peut donc jamais atteindre la tension de référence. Toutefois, l'écart entre V_{max} et V_r est faible lorsque le nombre de bits n est élevé.

Résolution

C'est la variation minimale de tension de sortie que l'on peut obtenir compte tenu du nombre de bits imposé à l'entrée, rapportée à la pleine échelle. Elle s'exprime en pourcentage et ne dépend que du nombre de bits du convertisseur :

$$r = \frac{q}{V_{max}} = \frac{1}{2^n - 1}$$

Quand on peut confondre la pleine échelle V_{max} avec la tension de référence V_r, la formule se simplifie :

$$r \approx \frac{1}{2^n}$$

Durée de conversion

C'est la durée nécessaire pour que la tension de sortie atteigne la pleine échelle à un demi-quantum près, en partant de 0.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Précision

C'est l'écart maximal entre la valeur réelle de la tension de sortie et sa valeur théorique, exprimée en pourcentage de la pleine échelle.

15.2.6 Principaux types

Les convertisseurs numérique-analogique sont des circuits intégrés utilisant divers principes.

Convertisseur à résistances pondérées

Il utilise autant de branches que de bits, chacune étant constituée d'un interrupteur commandé (transistor en commutation) et d'une résistance pondérée permettant de fixer un courant dépendant du poids de chaque bit. La somme de ces courants est ensuite convertie en tension.

Le principe du convertisseur numérique-analogique à résistances pondérées est simple, mais sa réalisation est délicate car il faut disposer de résistances de grande précision dans une large gamme de valeurs. Ce n'est possible que pour un petit nombre de bits.

Convertisseur à réseau R-2R

Il utilise pour chaque bit des cellules élémentaires toutes identiques, formées de deux résistances dont les valeurs sont dans un rapport 2 et d'un interrupteur commandé. Plusieurs variantes existent (convertisseurs en échelle, en échelle inversée ou à sources de courant).

Le principe du convertisseur numérique-analogique à réseau R-2R est un peu plus compliqué, mais sa réalisation ne pose pas de problème car il suffit de disposer de résistances de grande précision dont les valeurs sont seulement dans un rapport 2, ce qui est réalisé facilement dans les circuits intégrés. La plupart des convertisseurs numérique-analogique disponibles font appel à cette technique.

Convertisseur à condensateurs commutés

Il utilise la commutation de condensateurs à la place des résistances. Les échanges de charges obtenus conduisent à un résultat similaire.

Copyright © 2015 Dunod.

16 Circuits intégrés logiques

L'électronique logique (ou numérique) a acquis une place de plus en plus importante grâce à ses nombreux avantages. L'étude des montages utilisant des circuits logiques est tout à fait différente de celle des circuits analogiques. Ce chapitre s'intéresse à la logique câblée, c'est-à-dire la réalisation de fonctions par assemblage de circuits élémentaires.

16.1 Généralités

16.1.1 Présentation

La constitution interne d'un circuit intégré logique est identique à celle d'un circuit analogique : un grand nombre de transistors (bipolaires ou MOS) et de résistances placés sur une même pastille de silicium. En revanche, l'information traitée par ces deux types de circuits ne se présente pas sous la même forme. Pour les montages analogiques, l'information est portée par la valeur instantanée d'un signal, tension ou intensité. Les circuits logiques utilisent un signal binaire, c'est-à-dire constitué de seulement deux niveaux, auxquels on fait correspondre une variable 0 ou 1. La valeur exacte du niveau de tension n'a aucune importance : l'état 0 ou 1 est attribué pour toute une fourchette de niveaux. Les différentes opérations que l'on effectue sur les variables binaires constituent l'algèbre de Boole.

16.1.2 Avantages

La technique numérique présente de nombreux avantages. Si un parasite ou un bruit se superpose à un signal analogique, l'information est faussée.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

En revanche, si ces mêmes perturbations se superposent à un niveau logique, l'information 0 ou 1 n'est pas modifiée, à condition que la tension reste dans la fourchette autorisée. Les circuits logiques sont d'emploi très simple : il suffit de suivre un certain nombre de règles élémentaires pour assembler un grand nombre de composants et réaliser des montages complexes. La mise au point est pratiquement inexistante. Le coût des circuits intégrés numériques est particulièrement bas. Certaines fonctions, difficiles à réaliser en technique analogique (comme la mise en mémoire) sont aisées si l'on utilise des variables binaires. Le développement des circuits programmés a encore accru cette importance de l'électronique numérique.

16.1.3 Familles logiques

Les circuits logiques élémentaires sont regroupés en familles. Dans un montage analogique, il faut étudier dans chaque cas l'adaptation d'un circuit à un autre. Pour les circuits logiques d'une même famille, aucun problème ne se pose : on peut relier un certain nombre d'entrées de circuits (précisé par le constructeur) sur une sortie sans avoir à étudier le problème. La conception d'un système logique câblé se révèle alors particulièrement simple car il suffit de réaliser la fonction souhaitée à l'aide d'un certain nombre de boîtiers sans se préoccuper des problèmes électriques. C'est en quelque sorte un jeu de construction dont les différents éléments sont prévus pour s'adapter les uns aux autres.

Différentes familles logiques sont disponibles. La première, celle qui a permis le développement initial des circuits numériques, est la famille TTL (*Transistor-Transistor Logic*). Ces circuits sont constitués de transistors bipolaires. Les performances sont cependant médiocres : ces composants sont assez rapides, mais consomment beaucoup. En conséquence, on ne peut pas concevoir de systèmes complexes qui posent tout de suite un problème d'alimentation. De ce fait, cette famille n'est plus utilisée aujourd'hui. La deuxième famille à avoir eu un développement important est la famille CMOS (*Complementary MOS*) qui ne fait appel qu'à des transistors MOS. À l'inverse de la précédente, cette famille est lente, mais consomme peu. Les constructeurs ont cherché à améliorer les performances des deux types de

Copyright © 2015 Dunod.

circuits. Ainsi est apparue la famille TTL LS. C'est une version de la famille TTL qui consomme nettement moins, mais cependant plus que la famille CMOS. Puis sont apparues de nouvelles familles qui apportent des progrès notables par rapport à leurs ancêtres. En particulier, les familles CMOS rapides présentent tous les avantages des circuits précédents : la faible consommation de la CMOS et la rapidité de la TTL LS.

Les circuits intégrés logiques se présentent dans des boîtiers DIL en plastique. La référence indique la famille et la fonction réalisée. La plupart des circuits utilisent une numérotation commençant par 74. Les deux chiffres qui suivent indiquent la nature du circuit : 7400 est un quadruple NAND, 7404 renferme six inverseurs, etc. La famille apparaît par une ou deux lettres ajoutées : 7400 est un circuit TTL, 74C00 un circuit CMOS, 74LS00 un circuit TTLLS et 74HC00 un circuit CMOS rapide... Cependant, la famille CMOS classique utilise un autre type de numérotation. Les références commencent par 40 ou 45. Le boîtier qui contient six inverseurs s'appelle par exemple 4069. Les brochages sont communs pour les circuits numérotés 74XX, mais sont différents pour la série 40XX. Les familles CMOS rapides reprennent des circuits CMOS qui n'existent pas en TTL. Dans ce cas, la numérotation est 74HC40XX. Par exemple, le circuit 74HC4046 est une boucle à verrouillage de phase qui assure la même fonction que le circuit CMOS référencé 4046. Enfin, comme pour les circuits intégrés analogiques, les numéros sont accompagnés d'un préfixe propre à chaque constructeur et d'un suffixe qui indique la gamme de température.

L'alimentation des circuits logiques dépend de la famille à laquelle ils appartiennent. Les circuits TTL (ou TTL LS) sont prévus pour une alimentation de 5 V (4,75 à 5,25 V). En revanche, les circuits CMOS classiques (famille 40XX) autorisent une plage étendue de tension d'alimentation : 3 à 15 V. Les circuits CMOS rapides reviennent à des tensions plus faibles : 2 à 6 V pour la famille 74HCXX.

16.1.4 Normes

Les principales normes concernant les circuits intégrés logiques sont indiquées dans le *tableau 16.1*.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Tableau 16.1 Normes concernant les circuits intégrés logiques.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 190101	2013	Spécification de famille : circuits intégrés digitaux TTL - Séries 54, 64, 74, 84
NF EN 190102	2013	Spécification de famille : circuits intégrés logiques TTL Schottky - Séries 54S, 64S, 74S, 84S
NF EN 190103	2013	Spécification de famille : circuits intégrés digitaux TTL low power Schottky - Séries 54LS, 64LS, 74LS, 84LS
NF EN 190106	2013	Spécification de famille : circuits intégrés logiques TTL Schottky avancée faible consommation - Séries 54ALS, 74ALS
NF EN 190107	2013	Spécification de famille : circuits intégrés logiques TTL FAST - Séries 54F, 74F
NF EN 190108	2013	Spécification de famille : circuits intégrés logiques TTL Schottky avancée - Séries 54AS, 74AS

16.1.5 Catégories de fonctions

On peut classer les multiples rôles des circuits logiques en fonctions combinatoires et séquentielles. L'état de sortie d'un circuit combinatoire ne dépend que des niveaux présents sur ses entrées. En revanche, l'état de sortie d'un circuit séquentiel dépend à la fois des niveaux présents sur ses entrées et de l'état précédent de la sortie. Ces composants ont une certaine mémoire.

16.2 Circuits combinatoires

Une fonction combinatoire est définie par sa table de vérité. On y indique l'état de la sortie pour les différentes combinaisons possibles des niveaux d'entrée. Les *tableaux 16.2 à 16.7* donnent les tables de vérité des fonctions élémentaires : inversion (NON), ET, NON-ET (NAND), OU, NON-OU (NOR) et OU exclusif.

Tableau 16.2 Table de vérité d'un inverseur.

E	S
0	1
1	0

Copyright © 2015 Dunod.

Tableau 16.3 Table de vérité d'un ET.

A	B	S
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Tableau 16.4 Table de vérité d'un NON-ET (NAND).

A	B	S
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Tableau 16.5 Table de vérité d'un OU.

A	B	S
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Tableau 16.6 Table de vérité d'un NON-OU (NOR).

A	B	S
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Tableau 16.7 Table de vérité d'un OU exclusif.

A	B	S
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

On a supposé que les circuits ont deux entrées (une pour l'inverseur). Dans certains cas, on rencontre des composants à plus de deux entrées (NAND à trois entrées par exemple). Sur les schémas, on représente les circuits logiques élémentaires soit par leur symbole normalisé, soit par un symbole américain que l'on rencontre très souvent, surtout dans les documents datant de quelques années (*figure 16.1*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

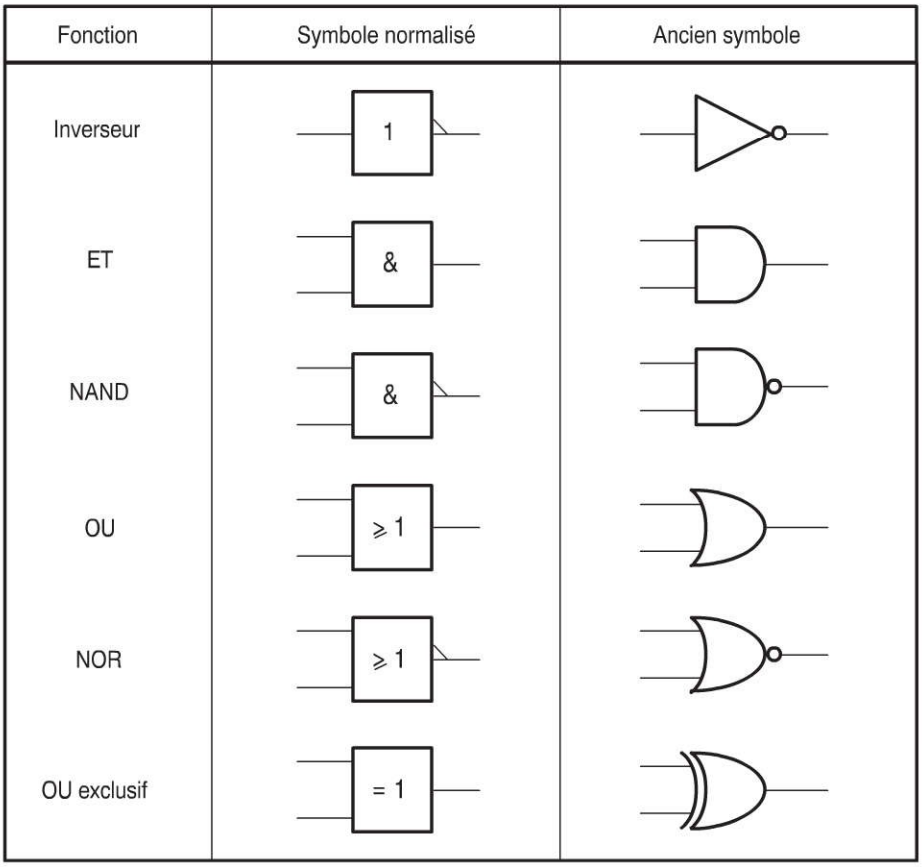


Figure 16.1 Représentation des circuits logiques combinatoires.

Dans la pratique, on n'utilise pas des circuits intégrés réalisant chaque fonction élémentaire. On préfère par exemple réaliser un ET à l'aide d'un NAND et d'un inverseur (ou plutôt d'un autre NAND monté en inverseur). Les boîtiers contenant toujours plusieurs circuits, on obtient ainsi une rationalisation de la conception des montages. On utilise surtout des NAND et des NOR (*figure 16.2*).

On trouve des circuits intégrés réalisant des fonctions combinatoires plus complexes comme le codage ou le décodage. Leur fonctionnement est simplement décrit par une table de vérité.

16.3 Circuits séquentiels

À la différence des fonctions combinatoires où seul l'état des entrées importe, la notion de temps intervient directement dans le fonctionnement

Copyright © 2015 Dunod.

des circuits séquentiels. Prenons l'exemple de la bascule JK (*figures 16.3 et 16.4*).

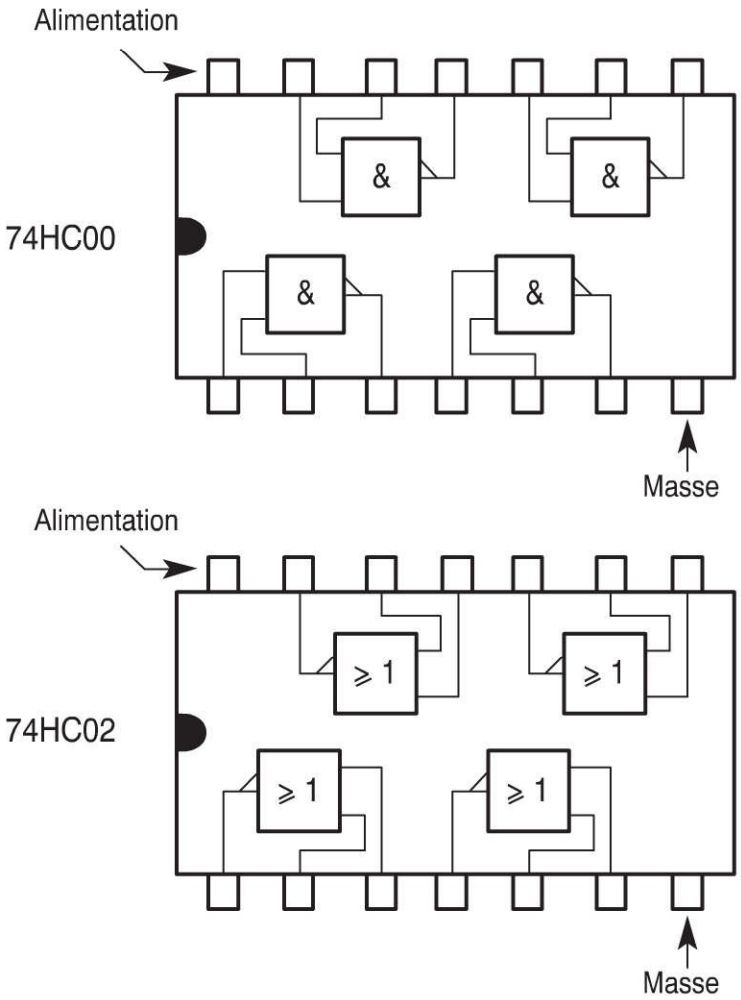


Figure 16.2 Brochage des quadruples NAND et NOR à deux entrées en CMOS rapide (ou en TTL).

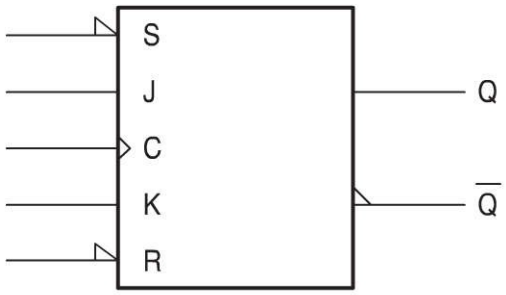


Figure 16.3 Symbole normalisé d'une bascule JK.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

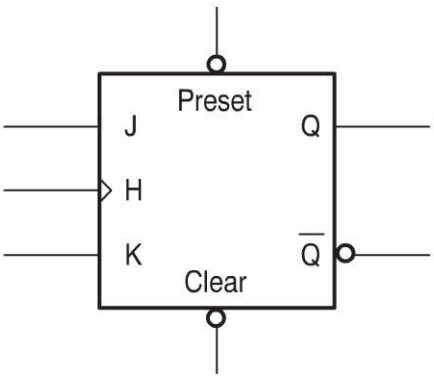


Figure 16.4 Symbole courant d'une bascule JK.

Le circuit possède deux sorties complémentaires Q et $\overline{Q}$, une entrée d'horloge H, deux entrées asynchrones de prépositionnement (*clear* et *preset*) et deux entrées synchrones J et K. Le terme asynchrone signifie que l'entrée agit immédiatement, sans intervention du signal d'horloge, alors qu'une entrée synchrone n'agit que lors de l'arrivée d'un front d'horloge. L'action des entrées J et K est résumée dans le *tableau 16.8*, où Q est l'état de la sortie après validation par un front d'horloge.

Tableau 16.8 Table d'une bascule JK.

J	K	Q
0	0	Inchangé
1	0	1
0	1	0
1	1	Basculement

Le fonctionnement peut être décrit par un diagramme temporel (*figure 16.5*).

Les bascules sont à la base de nombreuses fonctions séquentielles plus complexes : mémorisation, comptage... Ces fonctions sont réalisées par des circuits intégrés spécialisés. De très nombreux types de circuits sont disponibles dans chaque famille logique. Il n'est pas possible de les citer ici et il faut se reporter aux ouvrages plus spécialisés et aux notices des constructeurs.

Copyright © 2015 Dunod.

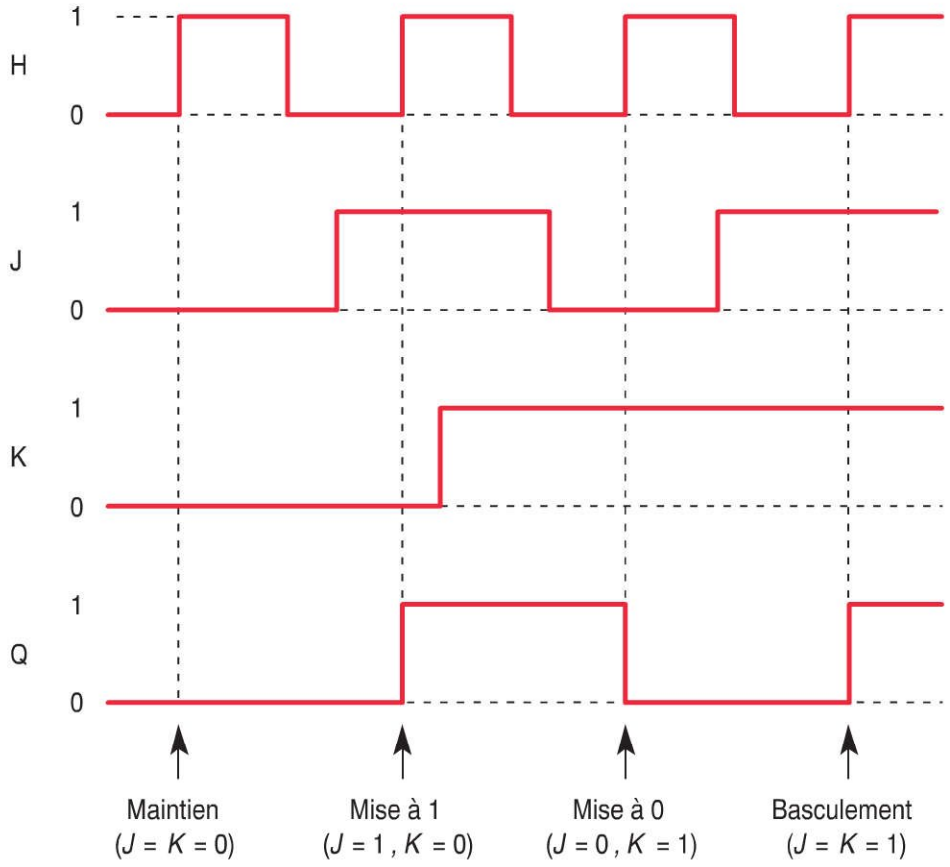


Figure 16.5 Diagramme des temps de la bascule JK.

16.4 Astables et monostables

Il s'agit là d'une catégorie particulière de montages qui associent composants logiques et analogiques. Nous avons déjà rencontré ces fonctions dans les chapitres précédents : astable à amplificateur opérationnel ou à temporisateur 555, monostable utilisant un 555. Les circuits logiques élémentaires peuvent parfois remplacer les circuits intégrés analogiques dans ces fonctions de commutation.

16.4.1 Astable à NAND CMOS

Par exemple, un astable peut être réalisé à partir de NAND CMOS montés en inverseurs (*figure 16.6*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

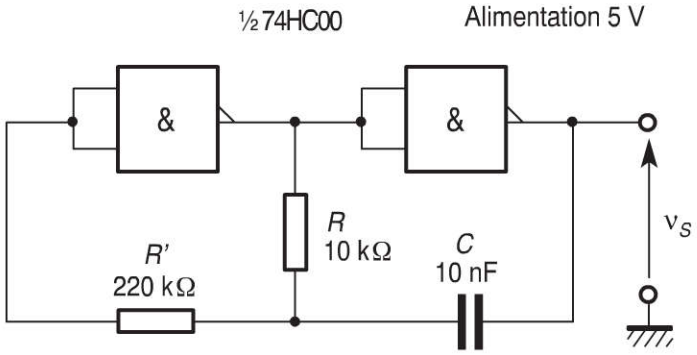


Figure 16.6 Astable CMOS.

Les charges et décharges successives du condensateur associées aux basculements des inverseurs permettent d'obtenir en sortie un signal carré (*figure 16.7*).

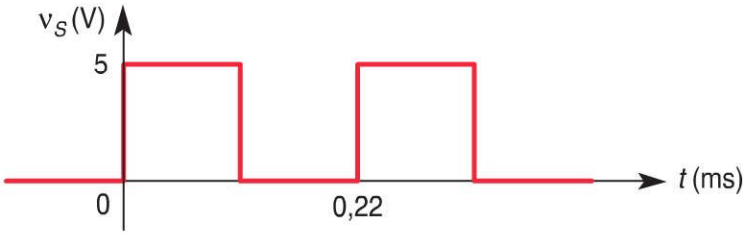


Figure 16.7 Allure de la tension de sortie de l'astable CMOS.

La fréquence est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2RC\ln 3}$$

Avec les valeurs du schéma, on calcule :

$$f = \frac{1}{2\times 10^{4}\times 10^{-8}\ln 3} = 4550\ \text{Hz}$$

Les valeurs des éléments peuvent être choisies dans une large plage : de 2,7 kΩ à 2,7 MΩ pour R et de 47 pF à 10 µF pour C. La présence de R' n'est pas indispensable, mais elle permet d'éviter une influence des caractéristiques d'entrée des circuits. Il faut pour cela choisir R' au moins dix fois plus grande que R. Si cette résistance supplémentaire n'est pas utilisée, la formule de la fréquence est modifiée.

Copyright © 2015 Dunod.

16.4.2 Monostable à NOR CMOS

Le deuxième exemple est un circuit monostable (*figure 16.8*).

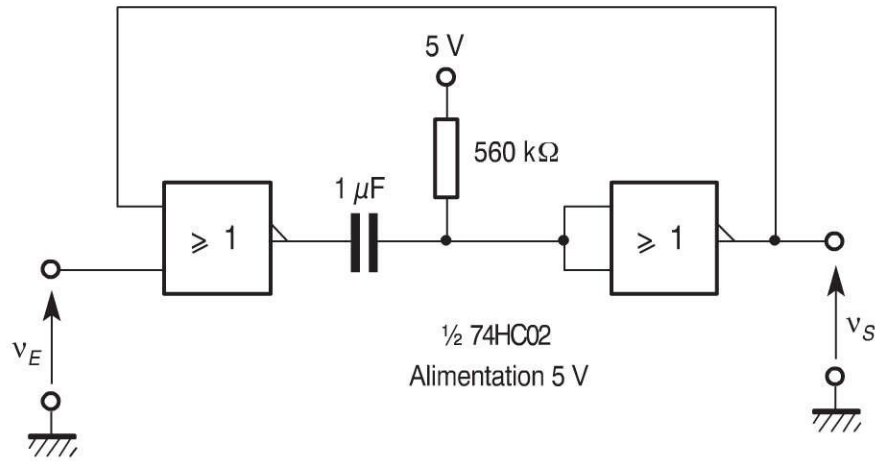


Figure 16.8 Monostable CMOS.

Le déclenchement par une impulsion positive conduit à l'obtention d'une impulsion en sortie (*figure 16.9*).

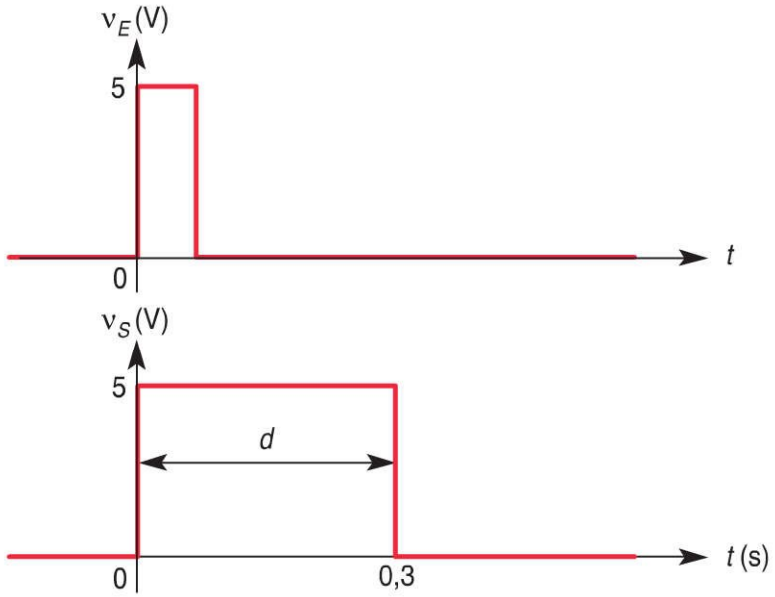


Figure 16.9 Chronogrammes du monostable CMOS.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

La durée du monostable est donnée par la formule :

$$d = RC\ln 2$$

Avec les valeurs numériques, on a :

$$d = 560\times10^{3}\times10^{-6}\ln 2 = 0{,}388\ \text{s}$$

16.4.3 Astable ou monostable intégré

Il existe également dans chaque famille logique des circuits spécialisés astables ou monostables. Pour les utiliser, il suffit d'ajouter un condensateur et une résistance externe. Par exemple, dans la famille CMOS ordinaire, le circuit intégré 4047 permet de réaliser soit un astable (*figure 16.10*), soit un monostable (*figure 16.11*).

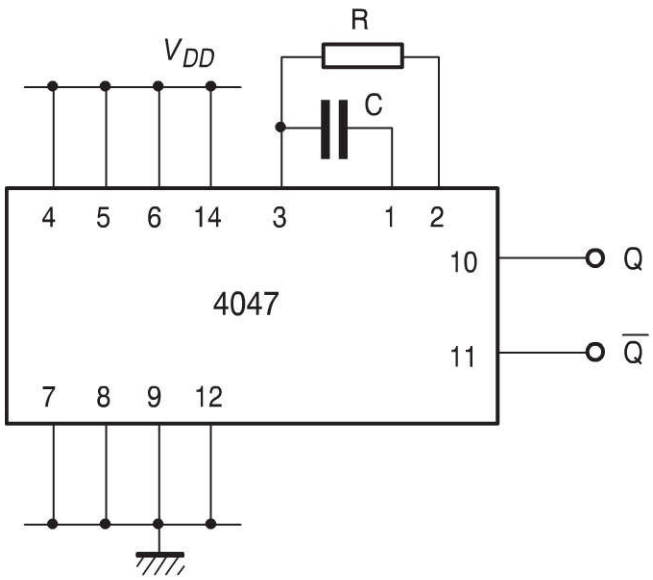


Figure 16.10 Astable intégré.

Ce circuit permet de disposer de deux sorties complémentaires sur les bornes 10 et 11. Dans le cas du montage astable, le rapport cyclique est 50 % et la fréquence est fixée par la résistance R et le condensateur C :

$$f = \frac{1}{4{,}4\,RC}$$

Copyright © 2015 Dunod.

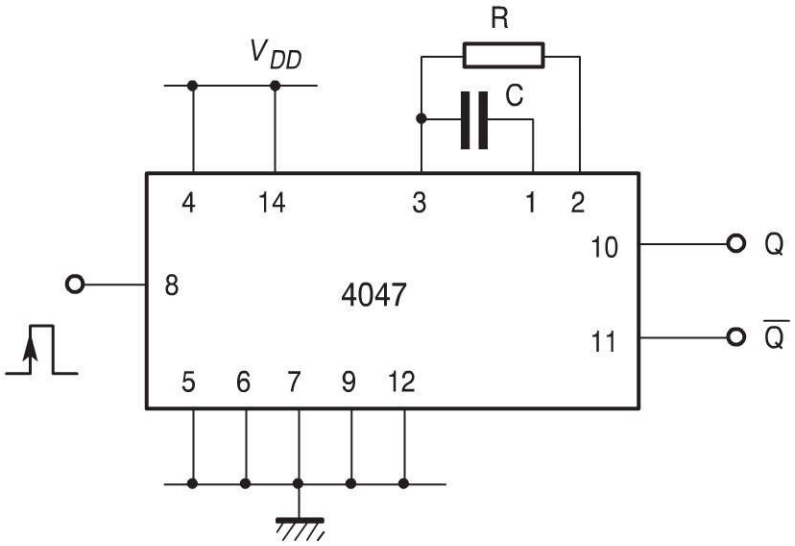


Figure 16.11 Monostable intégré.

Le déclenchement du monostable se fait par une impulsion vers le haut (*figure 16.12*) et sa durée est imposée par la résistance R et le condensateur C :

$$d = 2{,}48\,RC$$

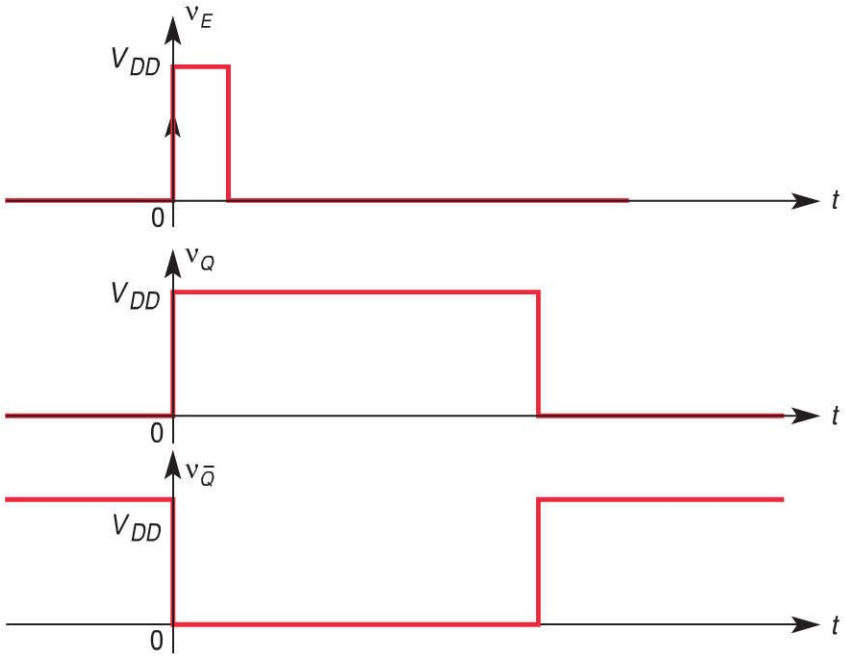


Figure 16.12 Chronogrammes du monostable.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

17 ASIC et circuits intégrés programmables

Les circuits intégrés classiques ne sont pas spécifiquement adaptés à une application donnée. Pour obtenir de meilleures performances grâce à une intégration maximale, il est possible d'utiliser, selon les cas, soit un circuit intégré développé pour un client, soit un circuit intégré programmable.

17.1 Circuits intégrés développés pour un client

Apparus dans les années 1970, les circuits intégrés développés pour un client ont progressivement conquis le marché industriel des appareils dont les volumes de production sont importants.

17.1.1 Définition

Un circuit intégré développé pour un client, plus connu sous le nom d'ASIC (*Application-Specific Integrated Circuit* en anglais, littéralement « circuit intégré spécifique à une application ») est un circuit intégré conçu et réalisé pour exécuter des fonctions contenues dans un cahier des charges défini par un client pour une application donnée.

17.1.2 Principe

Un ASIC est conçu de façon logicielle par l'utilisateur, mais il est réalisé par un fabricant de circuits intégrés. Le circuit numérique est développé en utilisant un langage de description comme le VHDL (*Very high speed Hardware Description Language*) pour produire automatiquement le dessin du masque nécessaire à la fabrication.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Un ASIC permet d'intégrer plusieurs fonctions, voire de remplacer une carte électronique complète. Il est également facile d'intégrer de nouvelles fonctionnalités permettant d'améliorer les performances d'un appareil.

Un ASIC peut être entièrement sur mesure (*full-custom*), mais le plus souvent, il utilise des cellules élémentaires choisies dans une bibliothèque de fonctions et assemblées selon les impératifs du cahier des charges.

17.1.3 Avantages et inconvénients

Un ASIC réduit l'encombrement du circuit, diminue les coûts de production et améliore la fiabilité. Il permet aussi de garder la confidentialité du produit. La rapidité et la consommation peuvent être optimisées. Un ASIC intègre essentiellement des fonctions numériques, mais il est également possible de réaliser des fonctions analogiques.

Cependant, le coût de développement d'un ASIC est élevé et les délais de réalisation sont importants. Le coût à la pièce diminue rapidement avec la quantité de composants. De ce fait, les ASIC sont réservés à des productions de grandes séries. Il faut également souligner le manque de flexibilité de cette solution.

17.2 Circuits intégrés programmables

Les circuits intégrés programmables se sont développés dans les années 1980. Ils ont progressivement conquis de nombreux domaines de l'électronique : informatique, télécommunications, instrumentation, etc.

17.2.1 Définition

Un circuit logique programmable ou réseau logique programmable (PLD pour *Programmable Logic Device* en anglais) est un circuit intégré regroupant un ensemble de circuits logiques élémentaires, combinatoires et séquentiels, pour lequel la fonction réalisée n'est pas fixée lors de la fabrication, mais configurée par l'utilisateur. Malgré l'appellation universellement

Copyright © 2015 Dunod.

retenue, ces circuits logiques ne sont pas programmables au sens propre, mais configurables.

17.2.2 Principe

L'architecture d'un circuit programmable permet la réalisation de nombreuses fonctions différentes. La programmation du circuit consiste à définir une fonction parmi celles qui sont possibles. Elle se traduit par la création d'interconnexions entre les différents circuits élémentaires disponibles.

17.2.3 Structure de base

La structure d'un circuit logique programmable peut découler de la forme « somme logique de produits logiques » que peut prendre une fonction logique. Elle se compose dans ce cas de quatre couches :

- la première reçoit en entrée des variables logiques et fournit en sortie ces mêmes variables, vraies et complémentées ;
- la deuxième réalise les produits logiques qui apparaissent dans l'expression de la fonction logique : c'est le réseau ou la matrice des ET d'entrée ;
- la troisième réalise la somme logique de ces produits logiques : c'est le réseau ou la matrice des OU de sortie ;
- la quatrième couche constitue la structure de sortie. Sous sa forme la plus complète, elle fournit la valeur vraie et complémentée de la fonction logique, permet la logique trois états, et introduit une fonction mémorisation avec une bascule, de type D en général.

Les variables issues de la structure de sortie sont ajoutées aux variables d'entrée de la première couche, ce qui permet de réaliser des fonctions logiques combinatoires qui comportent de nombreuses variables d'entrée et des fonctions logiques séquentielles.

Les entrées des opérateurs sont organisées en bus. La représentation utilise habituellement une croix pour indiquer qu'une connexion entre une entrée d'opérateur et une sortie d'un autre opérateur, ou une variable, est

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

programmable. Un point indique une connexion non programmable, permanente. La programmation consiste à valider ou non les connexions programmables, au moyen d'un appareil : le programmateur. Lorsqu'il ne doit pas avoir connexion d'une entrée à une variable, l'entrée est portée au niveau logique neutre de l'opérateur. Les schémas suivants (*figure 17.1*) représentent des opérateurs OU à quatre entrées. Chacune des entrées est connectée à l'une des quatre variables *a*, *b*, *c*, *d*.

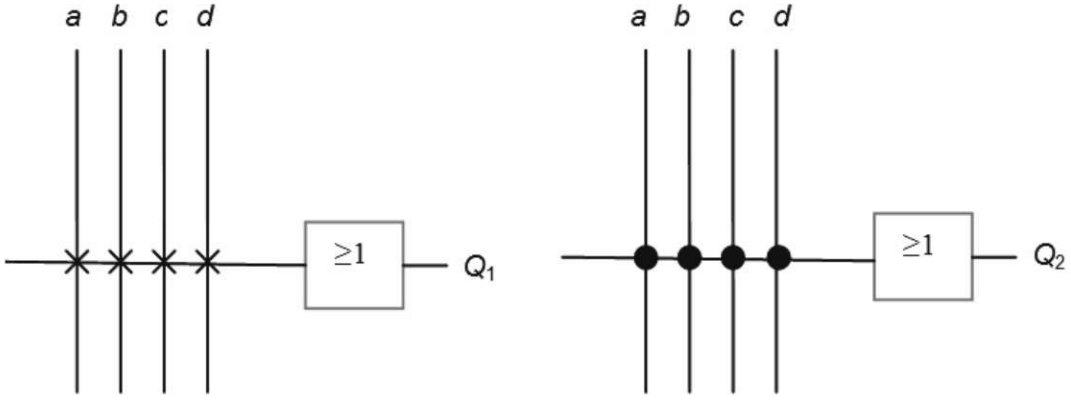


Figure 17.1 Convention de représentation.

17.2.4 Classification

Plusieurs variantes d'architecture ont été développées successivement. Les appellations diffèrent parfois selon les fabricants.

PAL

Le plus ancien circuit logique programmable est le PAL (*Programmable Array Logic*, logique à réseau programmable), nom déposé par la société MMI. La programmation de ces circuits s'effectue par destruction de fusibles. Une fois programmés, ces circuits ne peuvent plus être effacés.

Le réseau des ET d'entrée est programmable, le réseau des OU de sortie est fixe. L'équation des variables de sortie S_1, S_2, S_3 et S_4 a la forme d'une somme logique de produits logiques, ces produits pouvant être choisis par programmation (*figure 17.2*).

Copyright © 2015 Dunod.

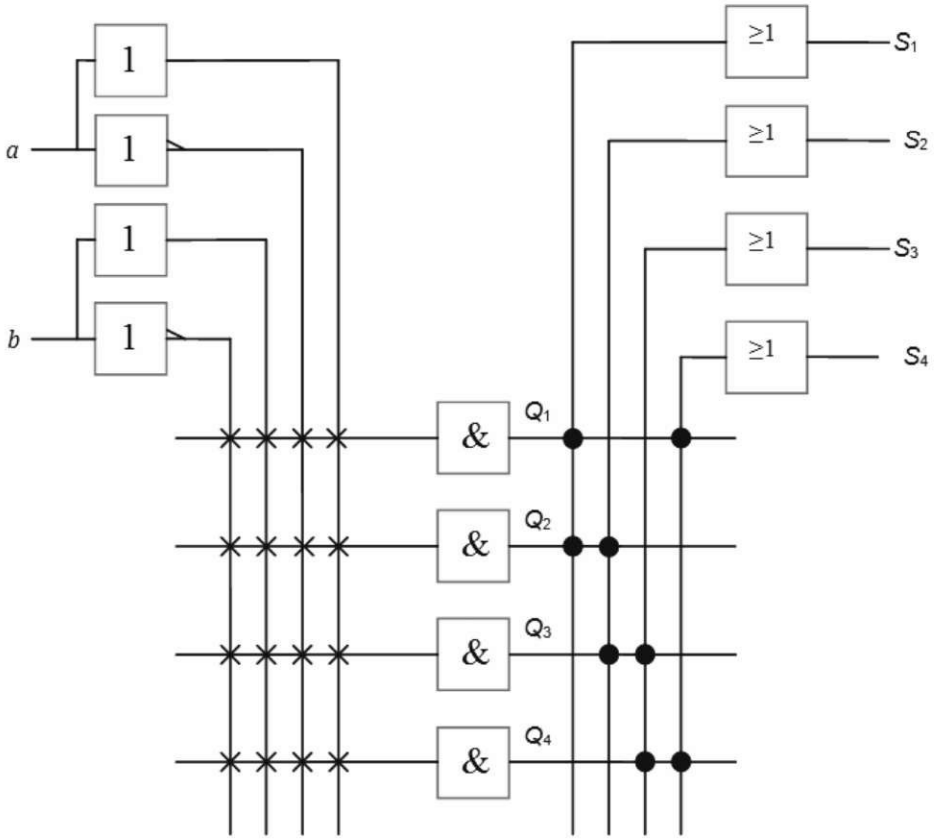


Figure 17.2 Structure d'un PAL.

Quand il n'est pas programmé, ce PAL satisfait les équations suivantes :

$$Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = a \cdot b \cdot \bar{a} \cdot \bar{b}$$

$$S_1 = Q_1 + Q_2$$

$$S_2 = Q_2 + Q_3$$

$$S_4 = Q_1 + Q_4$$

$$S_3 = Q_3 + Q_4$$

$$S_4 = Q_1 + Q_4$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

EPLD

Un EPLD (*Erasable Programmable Logic Device*, composant logique programmable et effaçable) est un réseau logique programmable électriquement et effaçable par un rayonnement ultraviolet.

GAL

Un GAL (*Generic Array Logic*, logique à réseau générique), appellation déposée par Lattice Semiconductor, est un réseau logique programmable et effaçable électriquement.

CPLD

Un CPLD (*Complex Programmable Logic Device*, composant logique programmable complexe) est un circuit complexe (jusqu'à une ou deux dizaines de milliers de circuits élémentaires) dont l'architecture dérive directement de celle des PLD simples. Il permet d'atteindre des vitesses de fonctionnement élevées (plusieurs centaines de mégahertz).

FPGA

Un FPGA (*Field Programmable Gate Array*, réseau de portes programmable sur site) est un circuit intégré qui peut être programmé sur site par l'utilisateur. Il comprend une matrice de blocs logiques programmables (combinatoires et séquentiels), des interconnexions programmables et des blocs programmables pour les entrées et les sorties (*figure 17.3*).

Le circuit peut être très complexe (jusqu'à cent mille circuits élémentaires). Lacomplexité des FPGA rejoint celle des ASIC. Les FPGA sont utilisés dans diverses applications utilisant l'électronique numérique ainsi que pour le prototypage des ASIC. Les FPGA sont les circuits programmables qui offrent le plus haut niveau d'intégration.

Bien que les FPGA soient avant tout des dispositifs numériques, certains peuvent inclure des entrées et sorties analogiques ainsi que des convertisseurs analogique-numérique. Les FPGA peuvent inclure des fonctions numériques avancées telles que des multiplieurs, des mémoires dédiées et des cœurs de microprocesseurs.

La programmation d'un FPGA utilise en général un langage de haut niveau comme le VHDL.

Copyright © 2015 Dunod.

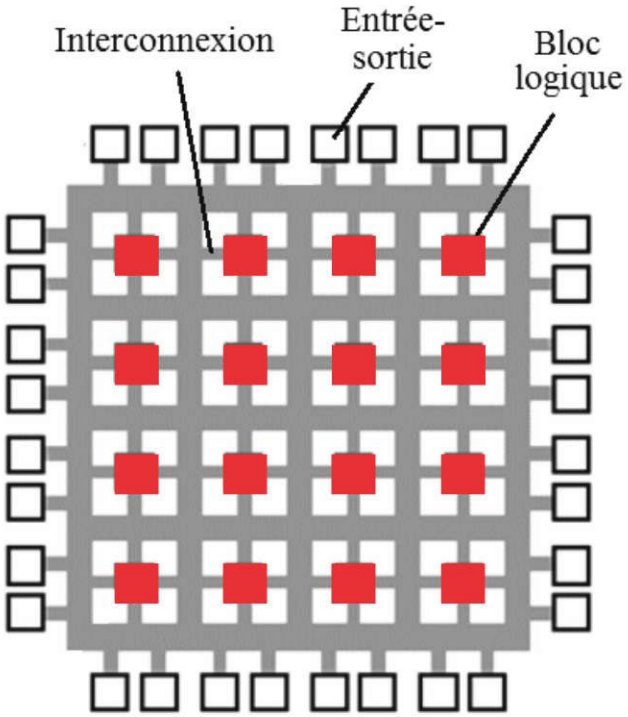


Figure 17.3 Exemple de structure de FPGA.

17.2.5 Avantages et inconvénients

Comme un ASIC, un circuit logique programmable remplace l'association de plusieurs circuits élémentaires. De ce fait, il permet un encombrement réduit, une simplification du câblage et une meilleure fiabilité. Un circuit logique programmable présente des avantages par rapport à un ASIC. Le coût et le temps de développement sont réduits. Les modifications sont possibles : les FPGA peuvent être utilisés dans des systèmes qui évoluent ou qui s'adaptent aux conditions d'emploi. C'est surtout la souplesse d'un composant standard pouvant être configuré à volonté par l'utilisateur lui-même qui fait le succès de ces circuits.

En revanche, le niveau d'intégration est inférieur à celui d'un ASIC, la consommation est plus élevée. Le prix est moindre pour une production limitée, mais supérieur pour une fabrication en grandes séries.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

18 Microcontrôleurs

Les microcontrôleurs sont aujourd'hui présents dans de nombreuses applications professionnelles et grand public. En effet, dès qu'il est nécessaire d'effectuer un traitement d'informations, c'est une solution simple, rapide et de coût raisonnable.

18.1 Généralités

18.1.1 Origine

L'apparition du microprocesseur au début des années 1970 a progressivement bouleversé la façon de voir l'électronique. Jusqu'alors, une fonction logique était réalisée par un assemblage de circuits élémentaires : c'est la logique câblée. Avec le microprocesseur, un seul circuit intégré effectue une suite d'instructions mises en mémoire : c'est la logique programmée. L'avantage déterminant de cette technique est la grande souplesse qu'elle procure. Cependant, un microprocesseur ne peut pas fonctionner seul, il a besoin de mémoires (mémoire morte pour les programmes et mémoire vive pour les données), d'interfaces, etc.

L'évolution vers plus de simplicité et de compacité a conduit à l'arrivée du microcontrôleur qui rassemble en un seul circuit tout ce qui est nécessaire à un système programmé. Les progrès techniques réalisés ont permis de disposer de composants de plus en plus performants à des prix très abordables. Cela a amené le développement de l'utilisation du microcontrôleur dans tous les domaines de l'électronique.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

18.1.2 Description

Un microcontrôleur est un circuit intégré rassemblant un microprocesseur et d'autres composants tels que de la mémoire et des périphériques. Il permet de réaliser des montages sans nécessiter l'ajout de composants annexes. Les avantages de ces composants sont :

- un faible encombrement,
- un circuit imprimé relativement simple,
- un coût modeste,
- une bonne fiabilité,
- une bonne rapidité,
- une faible consommation.

Un microcontrôleur est composé au minimum des éléments suivants (*figure 18.1*) :

- un microprocesseur (unité centrale) ;
- de la mémoire morte pour le programme (ROM, *Read-Only Memory*). Elle conserve les informations lorsque le microcontrôleur n'est pas alimenté ;
- de la mémoire vive pour les variables utilisées dans le programme (RAM, *Random Access Memory*). Elle s'efface quand le microcontrôleur n'est pas alimenté ;
- des interfaces pour la connexion des entrées et des sorties afin de communiquer avec l'extérieur.

Le type exact de mémoire pour le programme varie selon le microcontrôleur. Citons les principales catégories :

- les PROM (*Programmable Read-Only Memory*) dont la programmation se fait par claquage de jonctions ;
- les EPROM (*Erasable Programmable Read-Only Memory*) qui sont programmables électriquement et effaçables par un rayonnement ultra-violet (et donc réutilisables) ;

Copyright © 2015 Dunod.

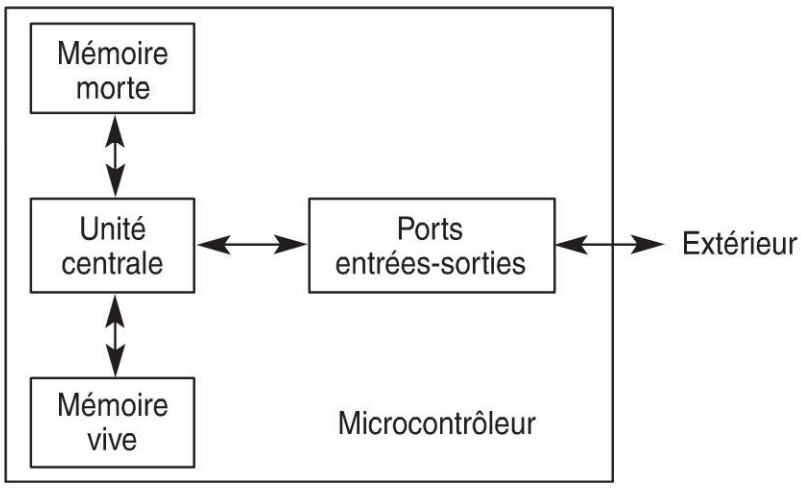


Figure 18.1 Principe de constitution d'un microcontrôleur.

- les mémoires *flash* qui sont programmables et effaçables électriquement, ce qui est beaucoup plus rapide.

Les interfaces disponibles dépendent du modèle de microcontrôleur. On trouve des ports parallèles, des liaisons série RS232, des convertisseurs analogique-numérique pour le traitement de signaux analogiques, des modules de modulation de largeur d'impulsion (PMW, *Pulse-Width Modulation*) pour la commande de charges de puissance comme les moteurs, etc. Des compteurs (*timers*) permettent de générer des impulsions ou de mesurer des durées avec une grande précision. L'horloge peut être intégrée ou non.

18.2 Exemple

18.2.1 Familles de microcontrôleurs PIC

Parmi les nombreuses références disponibles, nous prendrons comme exemple les microcontrôleurs PIC de *Microchip*. Ce sont des microcontrôleurs à architecture Harvard : les mémoires de programme et de données sont séparées. Ils utilisent des processeurs RISC (*Reduced Instruction Set Construction*), c'est-à-dire employant un jeu d'instructions réduit, ce qui accélère l'exécution du programme.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Il existe trois familles de PIC :

- *base-line* : les instructions sont codées sur 12 bits,
- *mid-range* : les instructions sont codées sur 14 bits,
- *high-end* : les instructions sont codées sur 16 bits.

18.2.2 Identification des PIC

Un PIC est identifié par un numéro. Considérons par exemple le modèle 16F84. Les deux premiers chiffres (qui peuvent être 12, 14, 16, 17, 18) précisent la famille : 16 pour *mid-range*. Un L peut éventuellement suivre ces chiffres pour indiquer une plage de tension étendue. La lettre suivante donne le type de mémoire de programme : F signifie mémoire flash (ce serait C pour EPROM ou CR pour PROM). Les deux chiffres suivants forment un numéro d'identification. Il peut ensuite y avoir deux chiffres après un tiret indiquant la fréquence maximale du quartz (10 pour 10 MHz).

18.2.3 Description du PIC 16F84

Le PIC 16F84 est disponible dans un boîtier PDIP 18 broches (*figure 18.2*) et il possède les caractéristiques principales suivantes :

- 35 instructions,
- 1024 mots de 14 bits de mémoire *flash* pour le programme,
- 68 octets de RAM,
- 64 octets de EEPROM,
- 13 entrées-sorties (2 ports de 5 et 8 entrées-sorties),
- 1 compteur de 8 bits.

Voici le rôle des différentes broches du circuit :

- V_{SS} et V_{DD} : broches d'alimentation (3 à 5,5 V),
- OSC1 et OSC2 : broches de l'horloge, destinées à recevoir un quartz ou un circuit RC,

Copyright © 2015 Dunod.

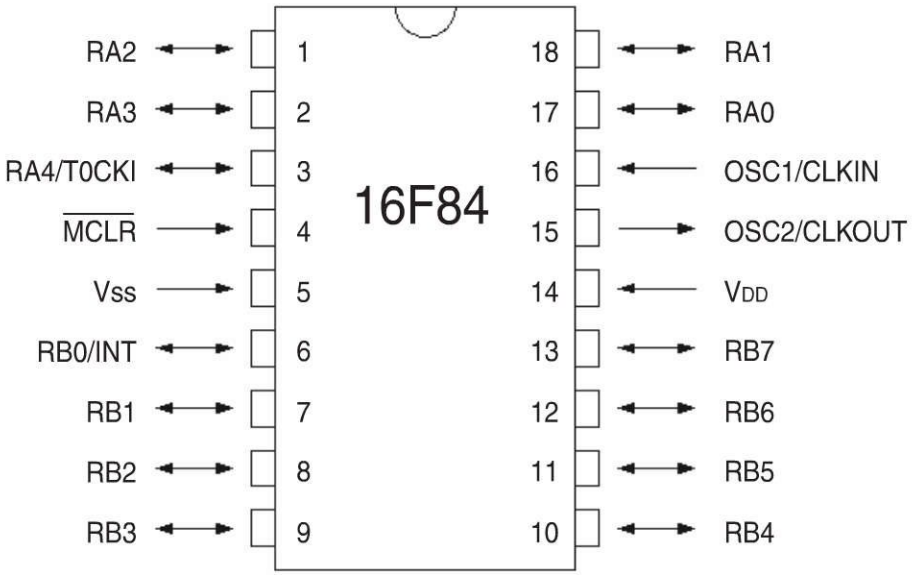


Figure 18.2 Brochage du PIC 16F84.

- CLKIN : borne pouvant être connectée à une horloge externe,
- MCLR : remise à zéro (*master clear*),
- RA0, ... , RA4 : 5 entrées-sorties du port A,
- RB0, ... , RB7 : 8 entrées-sorties du port B,
- T0CKI : borne qui peut être sélectionnée comme entrée d'horloge externe du *timer* TMR0,
- INT : borne qui peut être sélectionnée comme entrée d'interruption externe.

La mémoire EEPROM (*Electrical Erasable Programmable Read-Only Memory*) est constituée de 64 octets qui peuvent être lus et écrits dans le programme. Ces données sont sauvegardées quand l'alimentation est coupée, ce qui permet de conserver des paramètres. Cependant, une EEPROM présente un temps d'accès relativement long.

Le schéma de base pour utiliser le PIC comporte un quartz associé à deux condensateurs entre les bornes OSC1 et OSC2pour obtenir une horloge de fréquence précise et stable (*figure 18.3*). La broche de remise à zéro (MCLR) peut être connectée de différentes façons. Pour une remise à zéro

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

à la mise sous tension, il suffit de la placer à la borne positive de l'alimentation. Toutefois, si la tension d'alimentation risque de ne pas s'établir très rapidement, il faut ajouter un circuit RC comme sur le schéma choisi. La résistance de 220 Ω limite un éventuel courant de décharge dans la borne de remise à zéro et la diode permet de décharger plus vite le condensateur en cas de coupure d'alimentation. Un bouton poussoir peut être placé aux bornes du condensateur pour assurer une remise à zéro manuelle.

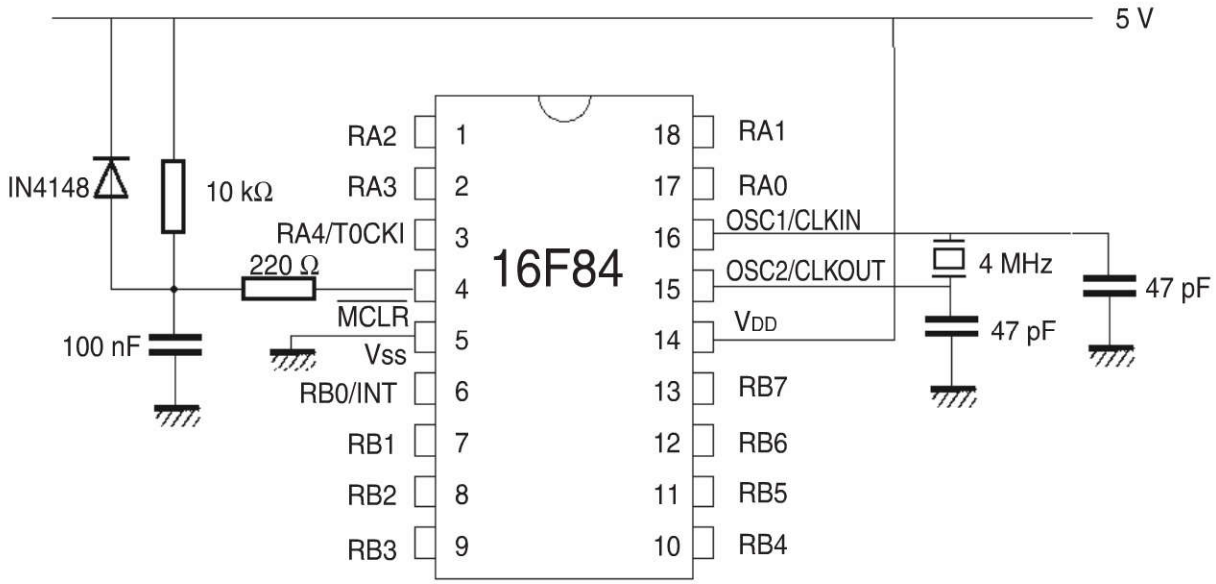


Figure 18.3 Schéma de base pour utiliser un PIC 16F84.

La fréquence d'horloge choisie est de 4 MHz. Un cycle d'instruction utilisant quatre périodes d'horloge, le PIC peut exécuter un million d'instructions simples par seconde.

18.3 Programmation

18.3.1 Environnement de développement

Pour écrire un programme pour un microcontrôleur, il faut :

- un éditeur de texte,

Copyright © 2015 Dunod.

- un assembleur,
- un compilateur,
- un simulateur pour tester le programme.

Pour les PIC, ces fonctions sont réalisées par l'environnement de développement MPLAB de *Microchip*, disponible gratuitement sur le site du constructeur. Le logiciel permet la saisie du programme puis sa vérification. Le simulateur autorise l'affichage de l'état des registres et des variables en temps réel, l'exécution en mode pas à pas, la mise en place de points d'arrêts, etc. Le langage de base de la programmation est l'assembleur, mais il est possible d'ajouter des modules afin de pouvoir programmer en langage C.

18.3.2 Programmateur

Le programme doit ensuite être transféré dans le PIC. Il faut pour cela un programmateur qui soit une carte électronique comportant un support sur lequel on place le composant et qui est reliée à l'ordinateur. Cette carte peut être réalisée par l'utilisateur ou achetée déjà conçue. Citons par exemple le programmateur PICSTART de *Microchip*. Une fois le PIC programmé, il est enlevé de son support et inséré dans le montage. Il existe aussi des programmateurs *in situ* qui permettent de programmer le PIC directement sur son montage définitif.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

19 Interrupteurs et fusibles

Ce chapitre est consacré à deux éléments souvent considérés comme accessoires, mais qui sont néanmoins indispensables sur de nombreuses cartes électroniques : les interrupteurs et les fusibles.

19.1 Commutateurs et interrupteurs

19.1.1 Définition

Un commutateur est un dispositif destiné à modifier les connexions électriques entre ses bornes.

19.1.2 Configuration des contacts

Un interrupteur est un dispositif permettant d'ouvrir ou de fermer un circuit électrique tandis qu'un commutateur à deux directions possède deux positions de contact pour refermer un circuit d'un côté ou d'un autre (on l'appelle aussi improprement inverseur).

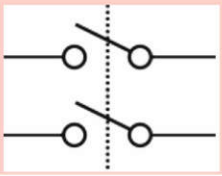
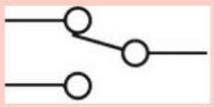
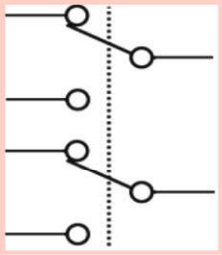
Ces dispositifs peuvent comporter un ou plusieurs ensembles de contacts. Les quatre variantes les plus courantes sont indiquées dans le *tableau 19.1*.

19.1.3 Types de contacts

Un contact peut être permanent ou momentané (on dit aussi fugitif). Dans ce dernier cas, on distingue le contact à fermeture ou contact normalement ouvert (NO) qui est ouvert au repos et fermé quand il est actionné et le contact à ouverture ou contact normalement fermé (NF) qui est fermé au repos et ouvert quand il est actionné (*figure 19.1*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Tableau 19.1 Principales configurations des contacts.

Abréviation	Signification de l'abréviation	Traduction	Description	Symbole
SPST	Single Pole Single Throw	Unipolaire à une direction	Interrupteur simple	
DPST	Douple Pole Single Throw	Bipolaire à une direction	Interrupteur double	
SPDT	Single Pole Douple Throw	Unipolaire à deux directions	Commutateur simple	
DPDT	Douple Pole Douple Throw	Bipolaire à deux directions	Commutateur double	

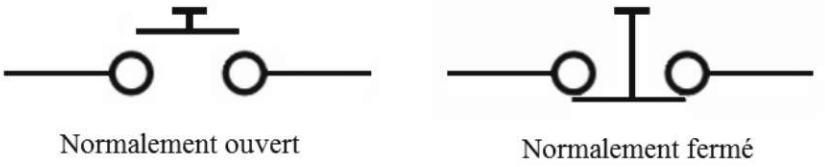


Figure 19.1 Contact à fermeture et contact à ouverture.

Remarque

Le vocabulaire et les symboles usuels en électronique ne correspondent pas toujours aux normes utilisées dans le domaine des installations électriques.

19.1.4 Différents types de mécanismes

Interrupteur à levier

L'interrupteur à levier est le plus courant (*figure 19.2*). Il se place en général sur la face avant du boîtier d'un appareil électronique. Ce type de

Copyright © 2015 Dunod.



Figure 19.2 Interrupteur à levier.

mécanisme est utilisé aussi bien pour les interrupteurs que pour les commutateurs à deux directions. Le plus souvent, le contact est permanent, mais il arrive aussi qu'il soit fugitif.

Bouton-poussoir

Le bouton-poussoir est aussi très répandu grâce à la facilité de son actionnement (*figure 19.3*). Le plus souvent, le contact est fugitif. Il existe aussi des modèles à contact permanent, mais il faut alors leur adjoindre un voyant indiquant la position qui n'est pas visible sinon.



Figure 19.3 Bouton-poussoir.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

19.1.5 Interrupteurs DIL

Un interrupteur DIL (*Dual In-Line*) appelé aussi DIP (*Dual In-line Package*) regroupe plusieurs interrupteurs indépendants dans un boîtier ressemblant à celui d'un circuit intégré et qui se place directement sur le circuit imprimé (*figure 19.4*). La même structure existe pour les commutateurs à deux directions. Ce type d'interrupteur est souvent utilisé pour choisir la configuration d'un appareil parmi plusieurs possibilités.

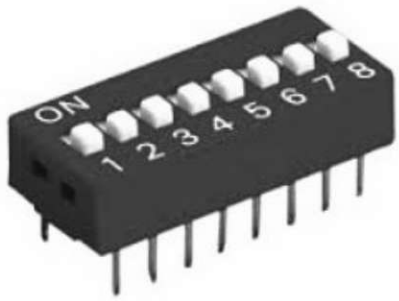


Figure 19.4 Interrupteur DIL.

19.2 Fusibles

19.2.1 Définition

Un coupe-circuit à fusible, appelé souvent simplement fusible, est un appareil dont la fonction est d'ouvrir par la fusion d'un ou de plusieurs de ses éléments, conçus et calibrés à cet effet, le circuit dans lequel il est inséré en coupant le courant lorsque celui-ci dépasse pendant un temps suffisant une valeur donnée.

19.2.2 Symbole

Un fusible est représenté par son symbole normalisé (*figure 19.5*) ou par d'autres symboles (*figure 19.6*).

Copyright © 2015 Dunod.

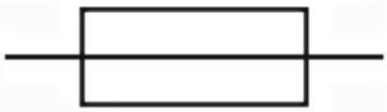


Figure 19.5 Symbole normalisé d'un fusible.

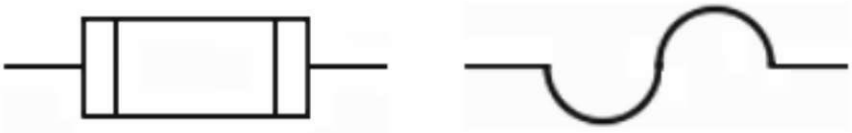


Figure 19.6 Autres symboles d'un fusible.

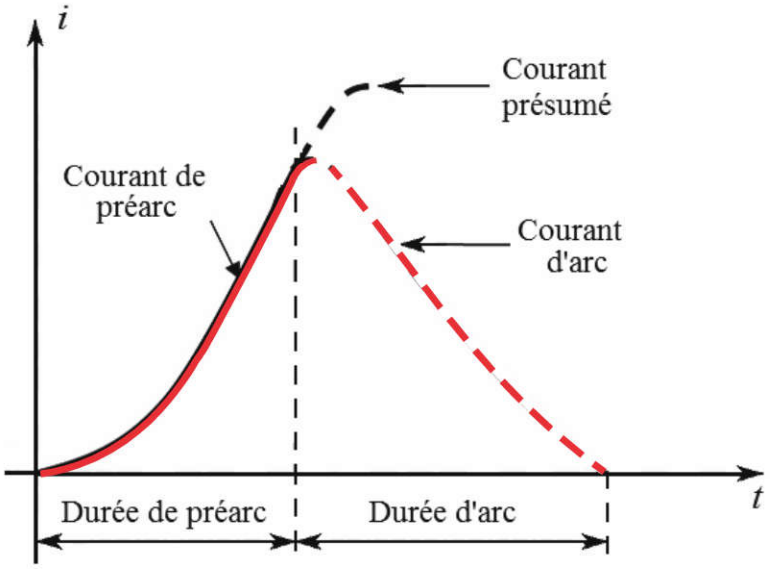


Figure 19.7 Courant pendant le fonctionnement d'un fusible.

19.2.3 **Principe**

L'interruption du courant est obtenue par la fusion, puis la vaporisation d'un conducteur métallique calibré et la création et le développement d'un arc électrique de résistance très élevée qui va forcer l'annulation du courant.

Le régime de préarc est l'intervalle de temps entre l'apparition d'un courant de défaut et l'apparition d'un arc électrique dans le fusible (*figure 19.7*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

19.2.4 Paramètres

Tension nominale

La tension nominale d'un coupe-circuit à fusible est la tension normale pour laquelle il a été conçu. En alternatif, il s'agit d'une valeur efficace.

Un fusible ne peut jamais être utilisé à une tension efficace supérieure à sa tension nominale. Il fonctionne normalement aux tensions inférieures.

Courant nominal

Le courant nominal d'un coupe-circuit à fusible est le courant maximal que le fusible conduit indéfiniment sans détérioration ni échauffement excessif. En alternatif, il s'agit d'une intensité efficace.

Pouvoir de coupure

Le pouvoir de coupure d'un coupe-circuit à fusible est une valeur de courant présumé qu'un fusible est capable d'interrompre sous une tension fixée dans des conditions prescrites d'emploi et de comportement.

Le courant présumé (d'un circuit et relatif à un fusible) est le courant qui circulerait dans le circuit si le fusible était remplacé par un conducteur d'impédance négligeable.

Chute de tension

Un fusible présente toujours une certaine résistance qui occasionne une chute de tension quand il est parcouru par un courant.

19.2.5 Gamme de rapidité de fonctionnement

Selon leur temps d'ouverture, la norme CEI 60127 classe les fusibles en quatre catégories. Les durées de préarc, à dix fois la valeur du courant nominal, sont indiquées dans le *tableau 19.2*.

Les fusibles retardés sont nécessaires dans les circuits où apparaît un appel de courant impulsionnel (charge de condensateur, magnétisation de transformateur, etc.).

Copyright © 2015 Dunod.

Tableau 19.2 Catégories de fusibles.

Symbole	Type	Durée de préarc
FF	ultra-rapide	inférieure à 1 ms
F	rapide	de 1 à 10 ms
T	retardé	de 10 à 100 ms
TT	très retardé	de 100 ms à 1 s

19.2.6 Aspect des fusibles pour l'électronique

Un coupe-circuit à fusible classique est composé de deux parties :

- l'élément de remplacement qui est la partie comprenant l'élément fusible et destinée à être remplacée après fonctionnement ;
- l'ensemble-porteur qui est la combinaison d'un socle et de son porte-élément de remplacement.

Sur les cartes électroniques, on emploie des coupe-circuit miniatures. Dans ce cas, l'élément de remplacement se présente sous la forme d'un tube en verre scellé aux deux extrémités par deux capuchons métalliques reliés entre eux par un fil calibré (*figure 19.8*). Un simple contrôle visuel permet de voir si le fusible a fonctionné. L'élément est inséré dans un ensemble-porteur appelé couramment porte-fusible (*figure 19.9*).

Il existe aussi des fusibles radiaux à monter directement sur le circuit imprimé (*figure 19.10*).

Les fusibles existent en version CMS (*figure 19.11*).

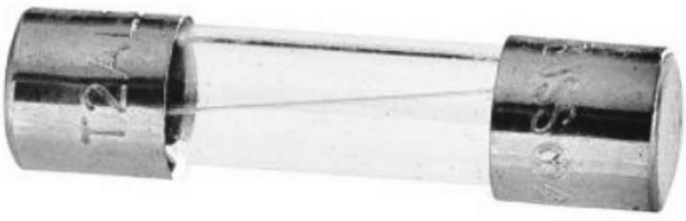


Figure 19.8 Fusible miniature.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit



Figure 19.9 Porte-fusible.



Figure 19.10 Fusible radial.



Figure 19.11 Fusible CMS.

19.2.7 Normes

Les principales normes concernant les fusibles miniatures sont indiquées dans le *tableau 19.3*.

Copyright © 2015 Dunod.

Tableau 19.3 Normes concernant les fusibles miniatures.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 60127-1	2006	Coupe-circuits miniatures - Partie 1 : définitions pour coupe-circuit miniatures et prescriptions générales pour éléments de remplacement miniatures
NF EN 60127-2	2003	Coupe-circuits miniatures - Partie 2 : cartouches
NF EN 60127-3	2005	Coupe-circuits miniatures - Partie 3 : éléments de remplacement subminiatures
NF EN 60127-4	2005	Coupe-circuits miniatures - Partie 4 : éléments de remplacement modulaires universels (UMF) - Types de montage en surface et montage par trous
NF EN 60127-5	1991	Coupe-circuits miniatures - Cinquième partie : directives pour l'évaluation de la qualité des éléments de remplacement miniatures
NF EN 60127-6	1994	Coupe-circuits miniatures - Partie 6 : ensembles-porteurs pour cartouches de coupe-circuit miniatures
NF EN 60127-7	2013	Coupe-circuits miniatures - Partie 7 : éléments de remplacement miniatures pour applications spéciales
NF EN 60127-10	2002	Coupe-circuits miniatures - Partie 10 : guide d'utilisation pour coupe-circuit miniatures

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

20 Piles et accumulateurs

Le développement des appareils électroniques autonomes provoque une demande croissante de générateurs électrochimiques de plus en plus performants avec une taille et une masse toujours plus faibles.

20.1 Introduction

20.1.1 Définition

Un générateur électrochimique est une source d'énergie électrique obtenue par transformation directe d'énergie chimique.

20.1.2 Classification

On distingue trois grandes catégories de générateurs électrochimiques : les piles, les accumulateurs et les piles à combustibles.

Une pile est un générateur électrochimique qui n'est pas conçu pour être rechargé. Elle fournit l'électricité provenant de son potentiel chimique par construction (il n'y a pas de première charge à établir à la fabrication). Quand l'un des réactifs est épuisé, la pile est usée et il faut la jeter et la remplacer.

Un accumulateur est un générateur électrochimique conçu pour être rechargé. Il peut servir à stocker de l'énergie. L'énergie électrique provient de l'énergie chimique des réactifs, mais lorsque la quantité de réactifs atteint un certain seuil, il faut recharger l'accumulateur, c'est-à-dire le brancher sur une source de tension continue pour inverser le sens de la transformation chimique et reconstituer les réactifs de départ.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Remarque

Dans le langage courant, l'appellation *pile rechargeable* est souvent employée improprement pour désigner un petit accumulateur de même format qu'une pile.

Une pile à combustible est un générateur électrochimique qui transforme l'énergie chimique en énergie électrique à partir de réactifs renouvelés continuellement. Nous ne développerons pas ici l'étude de ce dispositif car il est encore très peu utilisé dans les appareils électroniques.

Un élément est une unité fonctionnelle de base d'un générateur électrochimique, consistant en un assemblage d'électrodes, d'électrolyte, de conteneur, de bornes et généralement de séparateurs. Une batterie est un ensemble de plusieurs éléments d'accumulateur associés.

Remarque

Le terme batterie est parfois utilisé de façon impropre à la place de pile ou accumulateur. Ceci est dû aux traductions approximatives des notices de certains appareils. En effet, en anglais, le mot *battery* est utilisé aussi bien pour désigner les piles que les accumulateurs (on précise *primary battery* pour une pile et *secondary battery* pour un accumulateur). C'est d'ailleurs aussi un glissement de sens pour la langue anglaise car, à l'origine, le terme *battery* correspondait bien à batterie en français.

20.1.3 Symbole

Sur les schémas électriques, le symbole normalisé d'un élément de générateur électrochimique est formé de deux traits parallèles de longueurs différentes : le plus long correspond au pôle positif et le plus court au pôle négatif. Pour une batterie, le symbole est répété trois fois, indépendamment du nombre d'éléments (*figure 20.1*).

20.1.4 Choix entre piles et accumulateurs

Les piles sont particulièrement coûteuses à l'usage puisqu'il faut les remplacer quand elles sont usées. Les accumulateurs sont plus chers à l'achat,

Copyright © 2015 Dunod.



Figure 20.1 Symboles normalisés d'une pile et d'un accumulateur.

mais beaucoup plus économiques à l'usage puisqu'il suffit de les recharger à partir du secteur, ce qui est infiniment moins cher que le remplacement d'une pile. Le changement régulier des piles d'un appareil entraîne un coût non négligeable pour le recyclage et peut entraîner une pollution si les utilisateurs ne respectent pas les procédures de récupération des éléments usagés. La durée de vie nettement plus importante des accumulateurs limite ces inconvénients.

La résistance interne des piles est plus élevée que celle des accumulateurs et la tension chute rapidement en fonction du courant demandé, ce qui peut être gênant pour certaines utilisations. En revanche, les piles ont, à volume égal, une capacité beaucoup plus importante que les accumulateurs. Leur autodécharge est très faible et elles peuvent être stockées longtemps avant usage. Un accumulateur inutilisé se décharge plus ou moins rapidement selon sa technologie, mais toujours beaucoup plus vite qu'une pile.

20.1.5 Paramètres d'un générateur électrochimique

Force électromotrice

La force électromotrice E d'un générateur électrochimique est la différence de potentiel qui existe, en circuit ouvert, entre son électrode positive et son électrode négative. Il s'agit donc d'une grandeur positive, par définition.

Tension et courant

La tension V aux bornes d'un générateur électrochimique est la différence de potentiel qui existe entre son électrode positive et son électrode négative. Il s'agit donc d'une grandeur positive, par définition.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

L'orientation des conducteurs dans un générateur électrochimique est habituellement choisie pour que l'intensité I du courant soit positive, en utilisant la convention générateur pour une pile ou un accumulateur en décharge et la convention récepteur pour un accumulateur en charge.

Capacité

Lorsqu'un générateur électrochimique débite un courant d'intensité instantanée i pendant une durée Δt, il fournit au circuit extérieur une quantité de charge Q telle que :

$$Q = \int_0^{\Delta t} i \mathrm{d}t$$

L'unité SI de quantité de charge Q est le coulomb (C), l'intensité i est en ampère (A) et la durée Δt en seconde (s).

Si le courant débité a une intensité constante I, la formule se simplifie :

$$Q = I\Delta t$$

La capacité d'un générateur électrochimique (pile ou accumulateur) est la quantité de charge maximale qu'il peut fournir dans des conditions de décharge spécifiées. L'unité SI de capacité d'un générateur électrochimique est le coulomb (C), mais l'unité pratique est l'ampère-heure (Ah) qui correspond à 3600 C. Un sous-multiple couramment utilisé pour les piles et les petits accumulateurs est le milliampère-heure (mAh) qui correspond donc à 3,6 C.

La capacité d'un générateur électrochimique dépend de la quantité d'électrolyte et d'électrodes, mais elle est aussi liée aux conditions de la décharge. Pour une pile, la quantité de charge peut être utilisée tant que la chute de tension est tolérée par l'appareil alimenté. Par exemple, une lampe de poche éclaire de plus en plus faiblement au fur et à mesure de la décharge de la pile, mais c'est l'utilisateur qui décide du moment qui lui semble opportun pour le changement de pile. Avec les appareils qui possèdent un dispositif de détection d'usure de la pile, le remplacement s'effectue pour un certain seuil de tension, alors que la pile n'est pas encore totalement déchargée. Pour un accumulateur, la capacité est limitée par

Copyright © 2015 Dunod.

les conditions de bonne réversibilité des transformations électrochimiques. La capacité d'un accumulateur est alors définie comme étant la quantité de charge qu'il peut fournir dans des conditions de décharge spécifiées entre son état de pleine charge et un état caractérisé par sa tension d'arrêt (par exemple 1,75 V ou 1,80 V pour un élément au plomb de tension nominale 2 V).

La capacité d'un générateur électrochimique donné dépend :

- de l'intensité du courant de décharge,
- de la tension d'arrêt,
- de la température.

La capacité assignée d'un générateur électrochimique est la capacité déterminée dans des conditions données et déclarée par le fabricant. Ces derniers donnent une capacité pour un courant de décharge donné ou pour une durée de décharge fixée. On note habituellement Q_h (ou C_h) la capacité (en ampères-heures) qui correspond à une décharge à courant constant I_h pendant une durée de h heures. L'intensité du courant de décharge peut alors être calculée :

$$I_h = \frac{Q_h}{h}$$

Par exemple, Q_5 représente la capacité assignée pour une durée de décharge de 5 h.

Régime de charge ou de décharge

Dans la pratique, surtout pour les accumulateurs, on ne donne pas les valeurs des intensités en ampères, mais on parle de charge ou de décharge à C/n ou nC, n étant un coefficient souvent entier.

Pour cela, on définit une intensité de référence I_t fonction de la capacité Q du générateur électrochimique par :

$$I_t = \frac{Q}{\Delta t} \text{ avec } \Delta t = 1\,\text{h}$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

L'intensité I_t en ampères est ainsi exprimée par le même nombre que la capacité Q en ampères-heures. Une charge ou une décharge à C/n se fait avec un courant dont l'intensité est :

$$I = \frac{I_t}{n}$$

Cela signifie par exemple qu'un accumulateur de capacité 500 mAh chargé à $C/10$ est parcouru par un courant d'intensité 50 mA. C'est une façon commode d'évaluer le taux de charge ou de décharge indépendamment de la taille de l'accumulateur.

Remarque

Cette définition provient d'une mauvaise habitude qui consistait à comparer une intensité I en ampères à une capacité Q en ampères-heures alors que les deux grandeurs n'ont pas la même dimension. Pour remédier à ce problème, la norme CEI 61434 donne la définition exposée ci-dessus qui est rigoureuse sur le plan de l'homogénéité tout en permettant de conserver l'appellation consacrée par l'usage.

Énergie emmagasinée

L'énergie emmagasinée par un générateur électrochimique (pile ou accumulateur) est l'énergie chimique totale susceptible d'être transformée en énergie électrique. Si un générateur électrochimique débite un courant d'intensité instantanée i et que la tension instantanée à ses bornes est v, l'énergie électrique W produite pendant la durée Δt est donnée par la relation :

$$W = \int_0^{\Delta t} vi\,dt$$

L'unité SI d'énergie est le joule (J), la tension v étant exprimée en volt (V), l'intensité i en ampère (A) et la durée Δt en seconde (s). L'unité pratique d'énergie emmagasinée par un générateur électrochimique est plutôt le watt-heure (Wh) qui correspond à 3 600 J.

Copyright © 2015 Dunod.

Énergie massique et énergie volumique

Dans beaucoup d'applications, il est important de disposer d'un générateur électrochimique emmagasinant le plus d'énergie possible pour une masse ou un volume le plus faible possible. On est donc amené à définir :

- l'énergie massique W_m, rapport de l'énergie W que peut fournir le générateur électrochimique à sa masse m :

$$W_m = \frac{W}{m}$$

- l'énergie volumique W_v, rapport de l'énergie W que peut fournir le générateur électrochimique à son volume V :

$$W_v = \frac{W}{V}$$

L'unité SI d'énergie massique est le joule par kilogramme ($J \cdot kg^{-1}$) et l'unité SI d'énergie volumique est le joule par mètre cube ($J \cdot m^{-3}$), mais les unités pratiques sont respectivement le watt-heure par kilogramme ($Wh \cdot kg^{-1}$) et le watt-heure par mètre cube ($Wh \cdot m^{-3}$) ou le watt-heure par litre ($Wh \cdot L^{-1}$).

20.2 Piles

20.2.1 Piles alcalines à l'oxyde de manganèse

Présentation

Depuis de nombreuses années, les piles à électrode négative en zinc forment la grande majorité des piles vendues, particulièrement pour les applications grand public. Malgré l'apparition de technologies plus performantes, ces modèles restent très utilisés grâce à leur prix raisonnable.

La pile Leclanché est un modèle ancien, mais toujours utilisé dans les applications grand public en raison de son faible coût. Cependant, ses performances sont en général insuffisantes pour l'alimentation des appareils électroniques.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

La pile alcaline à l'oxyde de manganèse présente des performances notablement améliorées par rapport à la pile Leclanché, pour un coût un peu supérieur. La pile alcaline à l'oxyde de manganèse est commercialisée sous sa forme actuelle depuis la fin des années 1950 et son développement date des années 1960 et 1970. Elle constitue de loin la technologie la plus répandue aujourd'hui puisqu'elle occupe à peu près 75 % du marché français.

Constitution

L'électrode positive est en oxyde de manganèse(IV) MnO_2 avec du graphite en poudre. L'électrode négative est constituée de zinc Zn en poudre. L'électrolyte est une solution d'hydroxyde de potassium $K^+ + HO^-$ avec divers additifs. La pile à l'oxyde de manganèse est qualifiée d'alcaline car elle fonctionne en milieu basique.

Caractéristiques

La tension nominale d'un élément est 1,5 V. La tension à vide est comprise entre 1,5 V et 1,6 V, la tension en fonctionnement s'étend de 1,15 V à 1,3 V et la tension en fin d'utilisation descend à 0,9 V. La tension chute plus ou moins vite selon la résistance de décharge (*figure 20.2*).

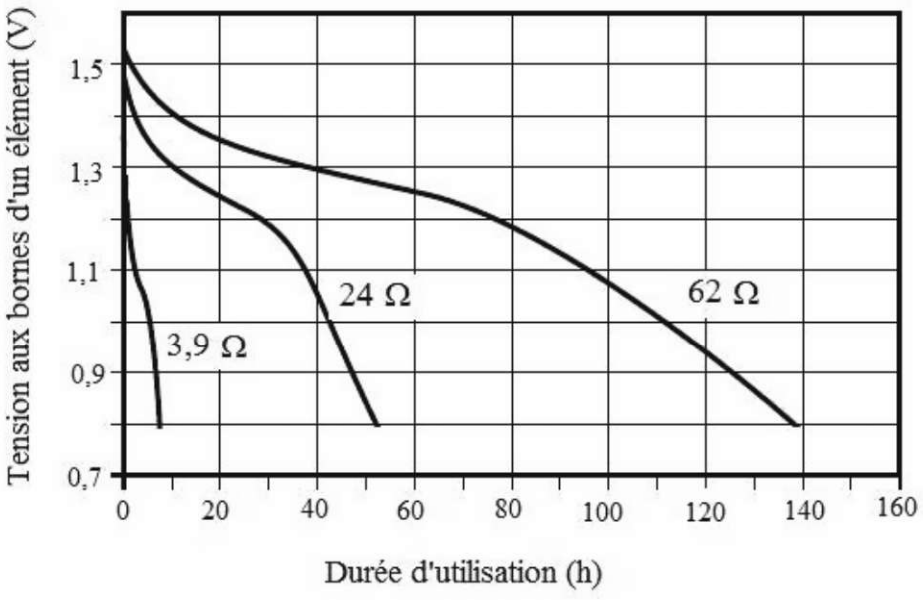


Figure 20.2 Tension aux bornes d'un élément alcalin à l'oxyde de manganèse en fonction de la durée de service avec la résistance de décharge en paramètre (à 20 °C).

Copyright © 2015 Dunod.

La gamme de température de fonctionnement s'étend de – 30 °C à 50 °C. La durée de stockage peut aller jusqu'à quatre ans à 20 °C. L'énergie massique vaut de 90 Wh · kg^{-1} à 105 Wh · kg^{-1}. L'énergie volumique vaut de 325 Wh · L^{-1} à 470 Wh · L^{-1}. La capacité est de l'ordre de 2,8 Ah pour une décharge jusque 0,8 V. La résistance interne est d'environ 0,15 Ω. Le taux d'autodécharge est de l'ordre de 0,2 % par mois à 20 °C.

Modèles

À partir d'un élément de tension nominale 1,5 V ou de plusieurs éléments branchés en série, on réalise les piles standard N, AAA, AA, C, D et PP3.

Le format des piles alcalines à l'oxyde de manganèse est normalisé par la Commission électrotechnique internationale (CEI) et par l'*American National Standards Institute* (ANSI) (*tableau 20.1*).

Tableau 20.1 Principaux formats des piles alcalines à l'oxyde de manganèse.

CEI	ANSI	Tension (V)	Dimensions (mm)
LR1	N	1,5	∅ 12 × L 30,2
LR3	AAA	1,5	∅ 10,5 × L 44,5
LR6	AA	1,5	∅ 14,5 × L 50,5
LR14	C	1,5	∅ 26,2 × L 50
LR20	D	1,5	∅ 34,2 × L 61,5
LR61	PP3	1,5	∅ 8,3 × L 42,8
4LR61		6	
6LR61	AAAA	9	26,5 × 17,5 × 48,5
3LR12		4,5	67 × 62 × 22

20.2.2 Piles au lithium

Présentation

Les progrès et la miniaturisation des appareils électroniques ont créé une forte demande pour des piles performantes, légères et compactes. L'utilisation du lithium comme électrode négative a permis de répondre à ces exigences. Les premiers générateurs électrochimiques à base de lithium

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

sont apparus vers 1970 pour les besoins des télécommunications militaires. Les piles au lithium sont commercialisées pour le grand public depuis 1977.

Les piles au lithium sont adaptées aux applications nécessitant un courant faible et pour une durée de vie importante telles que les systèmes d'alarmes, les appareils photo, les télécommandes, les calculatrices.

Constitution

Comme tous les métaux alcalins, le lithium réagit vivement avec l'eau. Il est donc impossible d'utiliser un électrolyte aqueux. On fait appel à des solvants organiques non aqueux dans lesquels sont dissous des sels de lithium.

De nombreux types de piles au lithium ont été étudiés pour essayer de trouver le matériau le plus adapté pour l'électrode positive. On trouve des cathodes solides (CuO, MnO_2, etc.), ou liquides ($SOCl_2$, SO_2, etc.). L'appellation *pile au lithium* recouvre en fait une famille de différents générateurs électrochimiques comprenant de nombreux types d'anodes et d'électrolytes.

Le couple lithium-dioxyde de manganèse (Li/MnO_2) est le plus utilisé, principalement pour des piles boutons disponibles pour le grand public. Le couple lithium-dichlorure de thionyle ($Li/SOCl_2$) est réservé aux usages professionnels. Des piles aux formats classiques disponibles pour le grand public utilisent le couple lithium-disulfure de fer Li/FeS_2.

Caractéristiques

Les caractéristiques dépendent du couple utilisé. Par exemple, la force électromotrice d'un élément lithium-dioxyde de manganèse est de 3 V. La tension chute un peu en fonctionnement (*figure 20.3*). L'énergie massique et l'énergie volumique des piles lithium-dioxyde de manganèse sont respectivement de l'ordre de 280 $Wh \cdot kg^{-1}$ et de 580 $Wh \cdot L^{-1}$. La durée de stockage possible est grande. La gamme de température de fonctionnement va de – 40 °C à 70 °C. Les performances sont excellentes lors des décharges pulsées. Le coût est relativement élevé.

Copyright © 2015 Dunod.

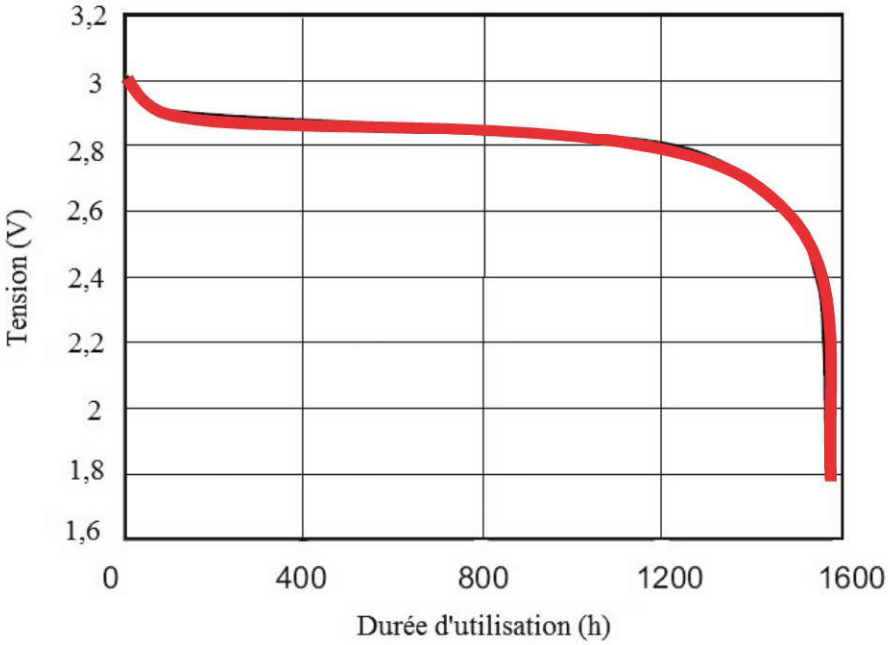


Figure 20.3 Courbe de décharge d'une pile lithium-dioxyde de manganèse (modèle bouton CR2430) à 21 °C pour une résistance d'utilisation de 15 kΩ.

20.3 Accumulateurs

20.3.1 Accumulateur nickel-hydrure métallique

Présentation

L'accumulateur nickel-hydrure métallique a été découvert dans les années 1970 et il est commercialisé depuis 1990. Il a supplanté l'accumulateur nickel-cadmium dans le domaine de l'électronique.

Les petits accumulateurs nickel-hydrure métallique sont utilisés dans de nombreux appareils électroniques, aussi bien dans le domaine professionnel que pour les applications grand public. Ils sont disponibles dans les mêmes boîtiers que ceux des piles classiques comme les formats LR3 et LR6. Toutefois, pour les applications les plus exigeantes, les accumulateurs nickel-hydrure métallique subissent la concurrence des accumulateurs aux ions lithium.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Constitution

Dans un accumulateur nickel-hydrure métallique chargé, l'électrode positive est constituée d'oxohydroxyde de nickel(III) NiO(OH) et l'électrode négative est un hydrure métallique MH, M représente l'alliage servant au stockage de l'hydrogène. Deux catégories d'alliages peuvent être utilisées :

- les alliages du type AB5 basés sur des mélanges de nickel et de terres rares,
- les alliages du type AB2 basés sur du nickel habituellement mélangé avec du titane, du vanadium et du zirconium.

L'électrolyte est une solution concentrée d'hydroxyde de potassium $K^+ + HO^-$.

Caractéristiques

Les accumulateurs nickel-hydrure métallique ont une tension nominale par élément de 1,2 V. La forme de la courbe de décharge permet un contrôle de l'état de charge (*figure 20.4*).

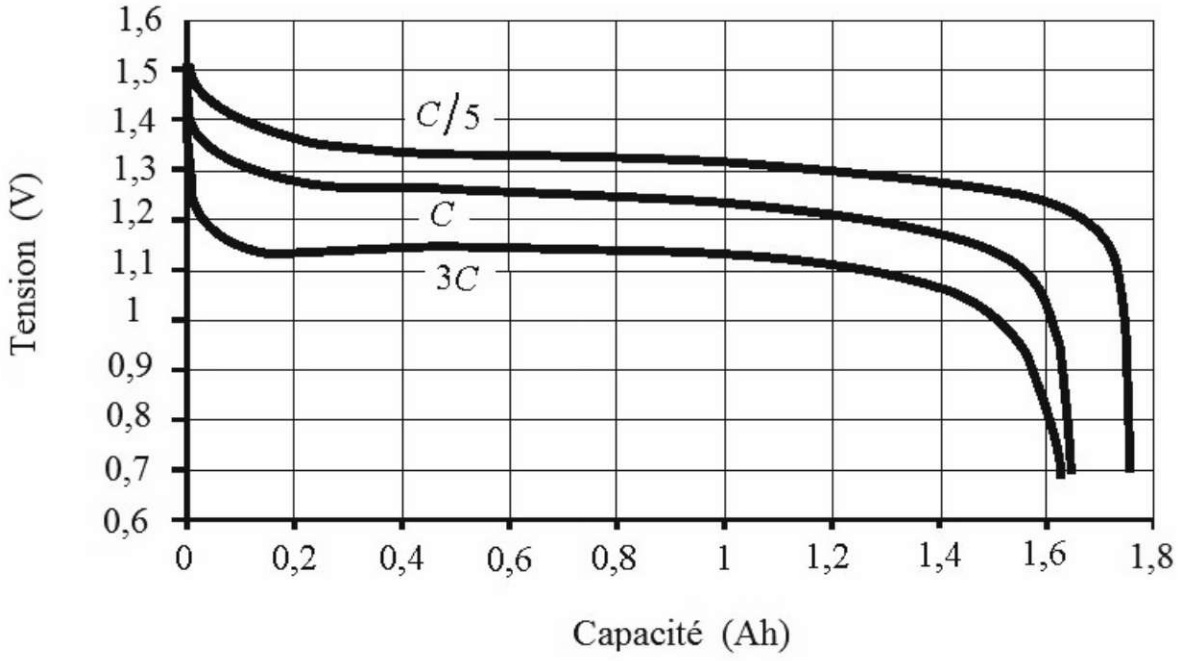


Figure 20.4 Courbe de décharge d'un accumulateur nickel-hydrure métallique de format AA de capacité assignée 1700 mAh.

Copyright © 2015 Dunod.

L'énergie massique peut atteindre 100 Wh · kg^{-1}. La gamme de température de fonctionnement s'étend de – 20 °C à 60 °C. La durée de vie varie entre 500 et 1200 cycles selon la technologie. Les accumulateurs nickel-hydrure métallique peuvent être rechargés alors qu'ils sont encore partiellement chargés.

Les accumulateurs nickel-hydrure métallique peuvent souffrir d'un effet mémoire quand ils sont soumis à des cycles de décharges et de charges partielles. Les chargeurs de bonne qualité remédient à ce défaut. La technologie nickel-hydrure métallique souffre d'une autodécharge importante, qui a cependant pu être réduite dans les modèles les plus récents.

20.3.2 Accumulateurs aux ions lithium

Présentation

L'intérêt du lithium pour la réalisation d'accumulateurs est apparu dans les années 1970. Les premiers accumulateurs utilisant une électrode négative en lithium massif sont commercialisés dans les années 1980, mais ils ne donnent pas satisfaction à cause de la formation de dendrites dans l'électrolyte qui peuvent provoquer un court-circuit. Il a fallu attendre 1991 pour assister au développement de la technologie faisant appel à des ions lithium, ce qui permet aux accumulateurs utilisant le lithium d'obtenir un succès commercial.

L'accumulateur aux ions lithium a conquis rapidement les applications grand public puis les applications industrielles. Toutefois, quelques incidents entraînant une explosion de l'appareil alimenté ont mis en lumière des problèmes de sécurité que les constructeurs se sont attachés à réduire.

L'accumulateur aux ions lithium domine actuellement le domaine des applications portables grand public qui exigent des performances élevées : photo, vidéo, téléphone, ordinateur portable, lecteur MP3,…

Constitution

Un accumulateur aux ions lithium comporte une électrode négative de carbone, dans laquelle du lithium s'insère de façon réversible, un électrolyte non aqueux (sel de lithium dans un solvant organique) immobilisé

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

dans un séparateur poreux et une électrode positive en oxyde métallique, dans laquelle du lithium s'insère de façon réversible.

Caractéristiques

Les accumulateurs aux ions lithium possèdent une tension nominale élevée (3,6 V). La courbe de décharge présente une décroissance régulière (*figure 20.5*).

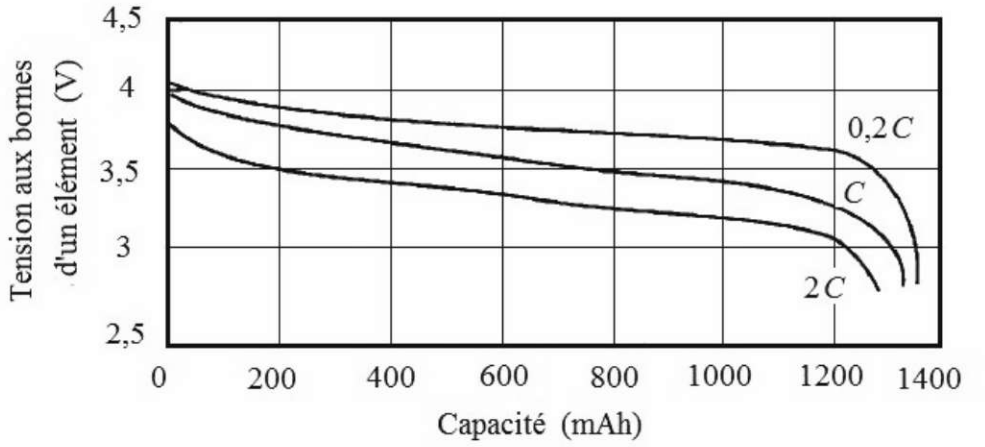


Figure 20.5 Courbe de décharge d'un accumulateur aux ions lithium de capacité assignée 1350 mAh.

Du point de vue de la tension, un accumulateur aux ions lithium équivaut à peu près à trois accumulateurs nickel-hydrure métallique branchés en série.

Les accumulateurs aux ions lithium offrent une grande énergie massique (150 $Wh \cdot kg^{-1}$) et une grande énergie volumique (300 $Wh \cdot L^{-1}$), une cyclabilité élevée (1000 cycles possibles) et la recharge peut être rapide (2 heures). L'autodécharge est inférieure à 10 % par mois, ce qui est acceptable pour un accumulateur. La gamme de température est étendue, de – 20 °C à 60 °C. Les accumulateurs aux ions lithium ne présentent pas d'effet mémoire.

Les accumulateurs aux ions lithium peuvent être dangereux s'ils ne sont pas utilisés avec certaines précautions : un échauffement excessif ou une surcharge, même minime, peuvent conduire à une explosion. Un contrôle

Copyright © 2015 Dunod.

rigoureux du processus de charge est indispensable pour que la tension de pleine charge ne soit pas dépassée. De plus, une décharge trop profonde endommage l'accumulateur de façon irréversible. Les éléments aux ions lithium ne sont vendus qu'avec un système électronique de commande et de protection intégré qui empêche les surcharges et les décharges trop profondes. L'accumulateur aux ions lithium présente également l'inconvénient de vieillir même sans être utilisé. La durée de vie est de l'ordre de deux à trois ans après fabrication.

20.3.3 Accumulateur lithium-polymère

Présentation

La conduction ionique dans les polymères a été étudiée à partir des années 1970. Après de nombreuses recherches, les accumulateurs lithium-polymère sont apparus dans les années 2000.

L'accumulateur lithium-polymère remplace l'accumulateur aux ions lithium dans les applications électroniques (ordinateurs, Caméscopes…) grâce à sa plus grande sûreté. Il est également utilisé en modélisme, domaine où on apprécie sa faible masse et ses formes variées.

Constitution

Les accumulateurs lithium-polymère utilisent une technologie voisine de celle des accumulateurs aux ions lithium traditionnels, mais l'électrolyte liquide est remplacé par un polymère solide.

Un accumulateur lithium-polymère comporte une électrode négative de carbone dans laquelle du lithium s'insère de façon réversible, un électrolyte polymère et une électrode positive formée d'une couche mince de lithium.

Caractéristiques

Les accumulateurs lithium-polymère présentent une tension nominale légèrement supérieure à celle des accumulateurs aux ions lithium (3,7 V). La courbe de décharge est similaire (*figure 20.6*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

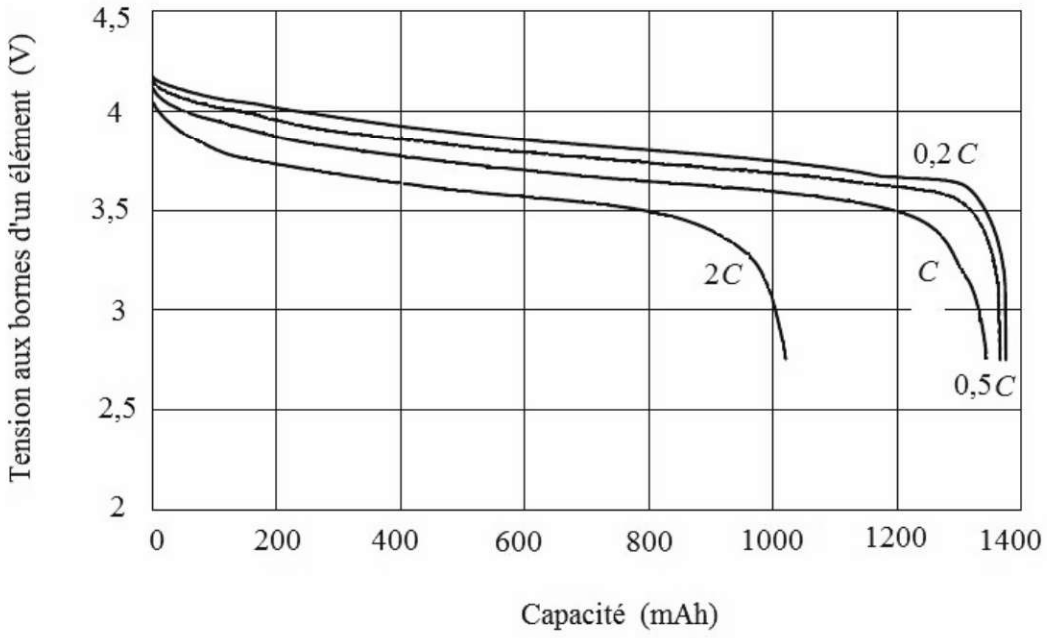


Figure 20.6 Courbe de décharge d'un accumulateur lithium-polymère de capacité assignée 1300 mAh.

Les accumulateurs lithium-polymère offrent une énergie massique importante, mais légèrement inférieure à celle des accumulateurs aux ions lithium (100 à 130 $Wh \cdot kg^{-1}$), une cyclabilité élevée (1000 cycles possibles) et la recharge peut être rapide (2 heures). L'autodécharge est inférieure à 10 % par mois, valeur acceptable pour un accumulateur. La gamme de température est plus réduite que celle des accumulateurs aux ions lithium, de 0 °C à 60 °C. Les accumulateurs lithium-polymère ne présentent pas d'effet mémoire.

L'électrolyte polymère présente l'avantage de conduire à un système entièrement solide. Les accumulateurs lithium-polymère n'ont pas besoin d'un boîtier rigide comme les accumulateurs aux ions lithium car l'électrolyte reste en place et les batteries peuvent alors être faites de matériaux plastiques, plus légers et autorisant des formes fines et variées.

Les accumulateurs lithium-polymère sont moins dangereux que les accumulateurs aux ions lithium parce que l'électrolyte est moins volatil et inflammable et que des dendrites ne peuvent pas se former d'une électrode à l'autre pour créer un court-circuit.

Copyright © 2015 Dunod.

21 Échauffement et dissipation thermique

Les composants électroniques s'échauffent, particulièrement ceux qui sont utilisés dans les montages où les puissances mises en jeu sont importantes (alimentations continues, amplificateurs de puissance...). Il faut limiter la température atteinte afin d'assurer leur sécurité et leur fiabilité. Dans certains cas, le boîtier permet un transfert thermique suffisant, mais dans d'autres cas, un dissipateur thermique est nécessaire pour accroître les transferts.

21.1 Étude générale des échanges thermiques

21.1.1 Lois de base

Pour introduire les modèles thermiques, procédons au bilan énergétique d'un conducteur ohmique de résistance R parcouru par un courant périodique d'intensité efficace I. Le conducteur est un corps homogène de masse m et de capacité calorifique massique c dont la température θ peut être considérée comme uniforme. Il est placé dans un milieu ambiant de température θ_a.

Le système considéré est le conducteur ohmique. Pendant la durée élémentaire dt, la variation élémentaire dU de l'énergie interne du conducteur est :

$$\mathrm{d}U = mc\mathrm{d}\theta$$

Le conducteur ohmique reçoit une puissance $P = RI^2$ de la part du reste du circuit. Le travail électrique élémentaire δW_e correspondant est :

$$\delta W_e = P\mathrm{d}t$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Les transferts thermiques entre un corps et le milieu ambiant peuvent se faire suivant trois processus distincts :

- la conduction (transmission sans mouvement de matière),
- la convection (déplacement d'un fluide),
- le rayonnement (émission d'énergie électromagnétique).

L'un ou l'autre de ces trois phénomènes peut être prépondérant suivant les conditions du transfert thermique. Les lois qui régissent ces trois processus sont différentes. De façon générale, la caractéristique thermique (puissance P_e cédée par le corps au milieu extérieur en fonction de sa température θ) est une courbe. Toutefois, lorsque l'écart de température n'est pas trop important (quelques dizaines de degrés Celsius), il est possible de procéder à une linéarisation qui conduit à écrire que la puissance P_e cédée est proportionnelle à l'écart de température entre le corps (θ) et le milieu ambiant (θ_a) :

$$P_e = hS(\theta - \theta_a)$$

Le coefficient de proportionnalité est égal au produit de la surface d'échange S et d'un paramètre h appelé coefficient de transfert thermique. Ce dernier ne peut être considéré comme constant que dans des conditions données.

Le conducteur est en contact thermique avec le milieu ambiant de température θ_a par sa surface extérieure S. Si les hypothèses de linéarisation sont satisfaites, le transfert thermique élémentaire δQ s'exprime par :

$$\delta Q = -hS(\theta - \theta_a)\mathrm{d}t$$

Le signe – provient du fait que l'on compte positivement les transferts thermiques reçus par le système.

Le travail des forces de pression peut être considéré comme nul si la dilatation du conducteur est négligeable. Le premier principe de la thermodynamique conduit donc à :

$$\mathrm{d}U = \delta W_e + \delta Q$$

soit :

Copyright © 2015 Dunod.

$$mc\mathrm{d}\theta + hS(\theta - \theta_a)\mathrm{d}t = P\mathrm{d}t$$

ou encore :

$$mc\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} + hS(\theta - \theta_a) = P$$

Les variations de température du conducteur sont donc régies par une équation différentielle linéaire et à coefficients constants du premier ordre.

21.1.2 Analogie électrique

L'équation différentielle précédente est de la forme :

$$\mathscr{C}\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} + \mathscr{G}(\theta - \theta_a) = P$$

en posant :

$$\mathscr{C} = mc$$

$$\mathscr{G} = hS$$

$\mathscr{C}$ est la capacité thermique du conducteur et $\mathscr{G}$ la conductance thermique entre le conducteur et le milieu ambiant. L'inverse de la conductance thermique, $\mathscr{R} = \dfrac{1}{\mathscr{G}}$ est appelé résistance thermique entre le conducteur et le milieu ambiant.

L'unité de $\mathscr{C}$ est le joule par kelvin ($\mathrm{J \cdot K^{-1}}$) ou le joule par degré Celsius ($\mathrm{J \cdot °C^{-1}}$), celle de $\mathscr{G}$ le watt par kelvin ($\mathrm{W \cdot K^{-1}}$) ou le watt par degré Celsius ($\mathrm{W \cdot °C^{-1}}$) et celle de $\mathscr{R}$ le kelvin par watt ($\mathrm{K \cdot W^{-1}}$) ou le degré Celsius par watt ($\mathrm{°C \cdot W^{-1}}$).

En introduisant la différence de température $x = \theta - \theta_a$, l'équation différentielle peut s'écrire :

$$\mathscr{R}\mathscr{C}\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} + x = \mathscr{R}P$$

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Elle est de la forme :

$$\tau_t \frac{dx}{dt} + x = \mathscr{R}P$$

en posant :

$$\tau_t = \mathscr{R}\mathscr{C}$$

τ_t est la constante de temps thermique du système. Son unité est la seconde (s).

Cette équation différentielle est aussi celle d'un circuit électrique comportant une source de courant, une résistance et un condensateur (*figure 21.1*).

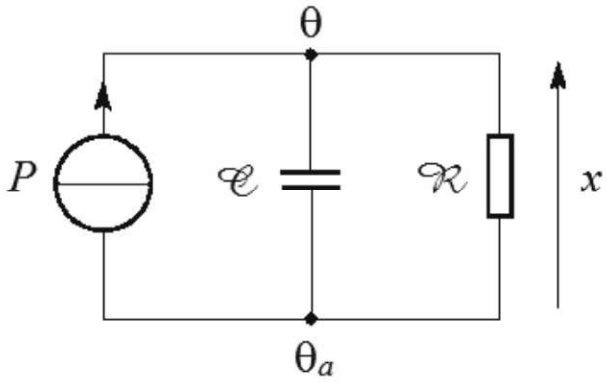


Figure 21.1 Circuit électrique analogue.

On constate une analogie formelle entre les phénomènes thermiques et les phénomènes électriques avec les correspondances du *tableau 21.1*.

Tableau 21.1 Analogie électrique.

Échanges thermiques	Électrocinétique
Puissance thermique P	Intensité i
Température θ	Potentiel v
Différence de température $x = \theta - \theta_a$	Différence de potentiel (tension)
Résistance thermique $\mathscr{R}$	$u = v_A - v_B$
Conductance thermique $\mathscr{G}$	Résistance R
Capacité thermique $\mathscr{C}$	Conductance G
	Capacité C

L'intérêt de cette représentation apparaît surtout lorsque les échanges thermiques se produisent entre plusieurs corps. On peut alors tracer des schémas

Copyright © 2015 Dunod.

électriques qui traduisent les différentes équations puis raisonner comme en électrocinétique. On utilise la loi des nœuds, la loi des mailles, mais aussi les formules d'association d'éléments en série ou en parallèle, le théorème de Thévenin, etc. Cela facilite beaucoup l'étude et permet à l'électronicien de retrouver des méthodes familières. Il ne faut cependant pas oublier que l'analogie entre phénomènes thermiques et électriques est purement formelle. La réalité physique est un peu plus complexe à cause de la non-linéarité de la caractéristique thermique lorsque les phénomènes de convection et de rayonnement sont en jeu. Les résultats obtenus par l'application sans discernement de l'analogie électrique peuvent alors être erronés.

21.1.3 Échauffement en régime continu

On considère qu'une puissance P constante est fournie au corps à partir d'un instant choisi comme origine des temps. Il s'agit donc d'une excitation du système par un échelon. La résolution de l'équation différentielle conduit à une réponse exponentielle :

$$x = x_M\left(1 - e^{\frac{t}{\tau_t}}\right)$$

Au bout d'un certain temps, la température se stabilise, c'est le régime permanent (*figure 21.2*) :

$$x = x_M = \mathcal{R}P$$

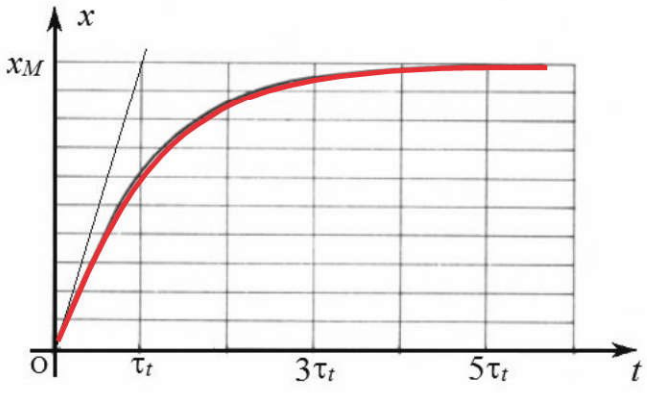


Figure 21.2 Réponse à un échelon.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

La durée de la montée en température (le régime transitoire) ne peut se chiffrer qu'en imposant un écart maximal par rapport au niveau final puisque la courbe présente une asymptote horizontale. On peut estimer de manière approchée que la valeur de régime permanent est atteinte à mieux que 5 % au bout de 3 τ_t et à mieux que 1 % au bout de 5 τ_t. Une particularité de la courbe est que la tangente au point de départ coupe l'asymptote après une constante de temps. La réponse obtenue correspond bien à celle du circuit électrique analogue : c'est la charge d'un condensateur par un générateur de courant présentant une résistance interne. La conclusion de cette étude est que la température croît progressivement avant d'atteindre sa valeur de régime permanent et que c'est cette dernière qui représente le cas le plus défavorable pour les calculs d'échauffements.

21.1.4 Échauffement en régime variable

On considère par exemple une variation de puissance en signal périodique rectangulaire (*figure 21.3*).

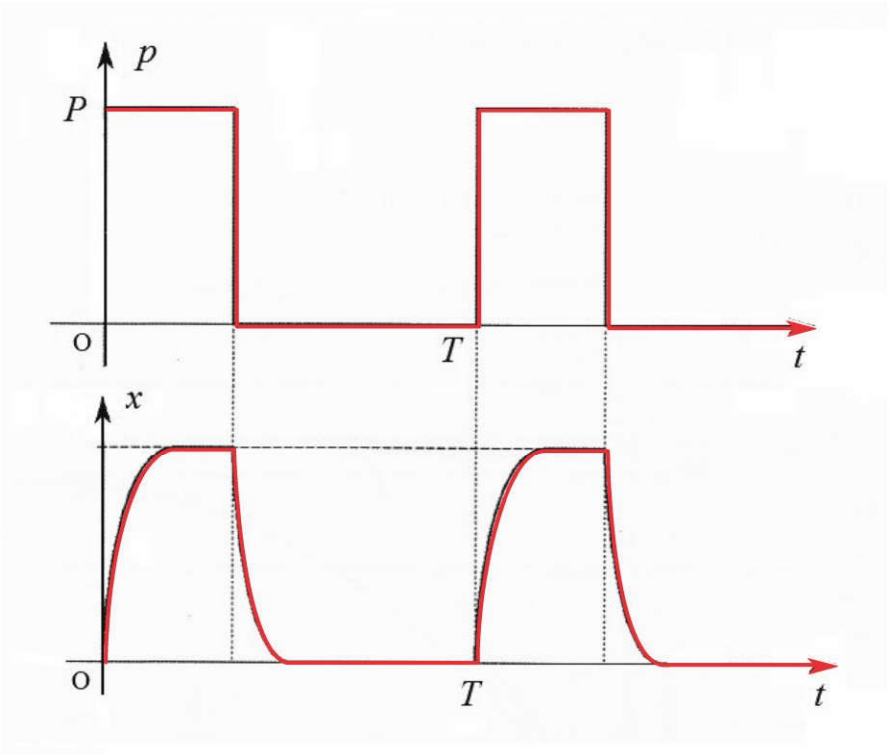


Figure 21.3 Réponse à une variation lente de puissance.

Copyright © 2015 Dunod.

Lorsque la puissance est P, la température du corps s'élève exponentiellement tandis que lorsque la puissance est nulle, la température diminue exponentiellement. Si les variations de puissance sont lentes (durées supérieures à plusieurs constantes de temps thermiques), les branches d'exponentielles atteignent pratiquement leurs asymptotes. La température maximale est la même qu'en régime continu pour une puissance P. En revanche, si les variations de puissance sont rapides, les fluctuations de température se stabilisent entre deux limites (*figure 21.4*) : les asymptotes ne sont jamais atteintes.

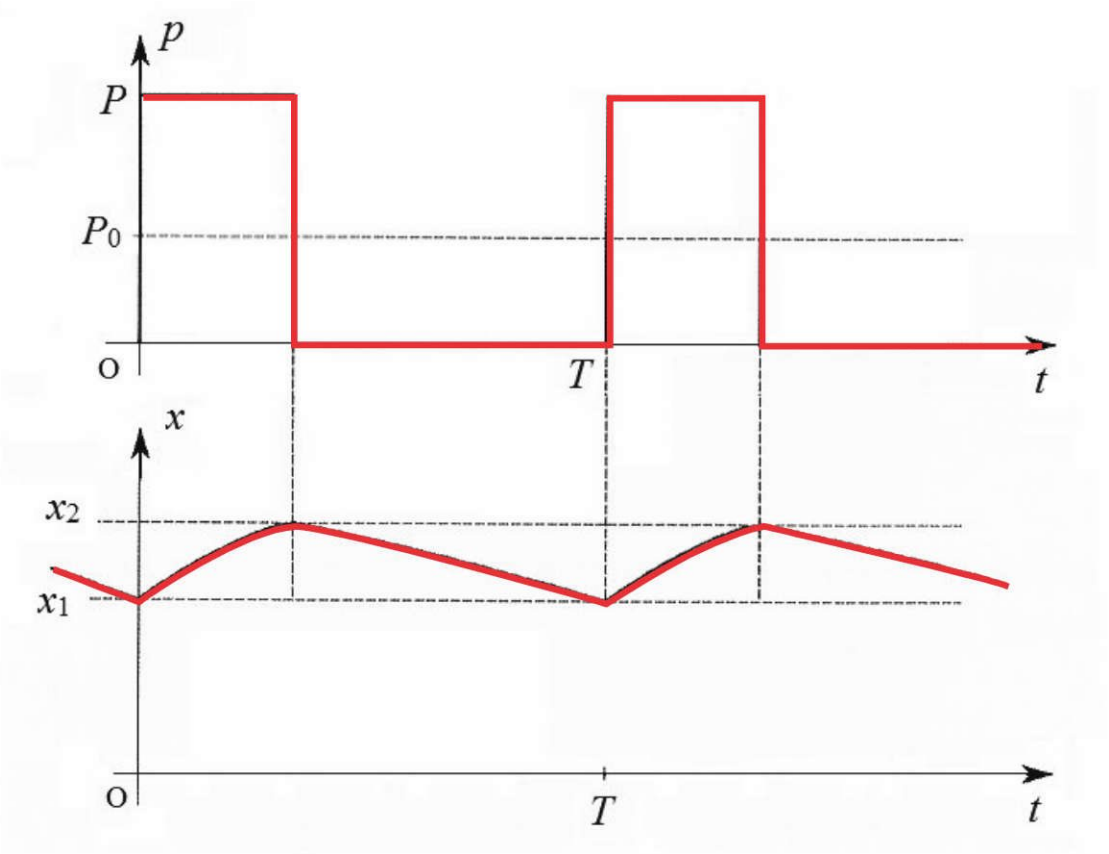


Figure 21.4 Réponse à une variation rapide de puissance.

Ce régime établi succède à une montée progressive en température (*figure 21.5*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

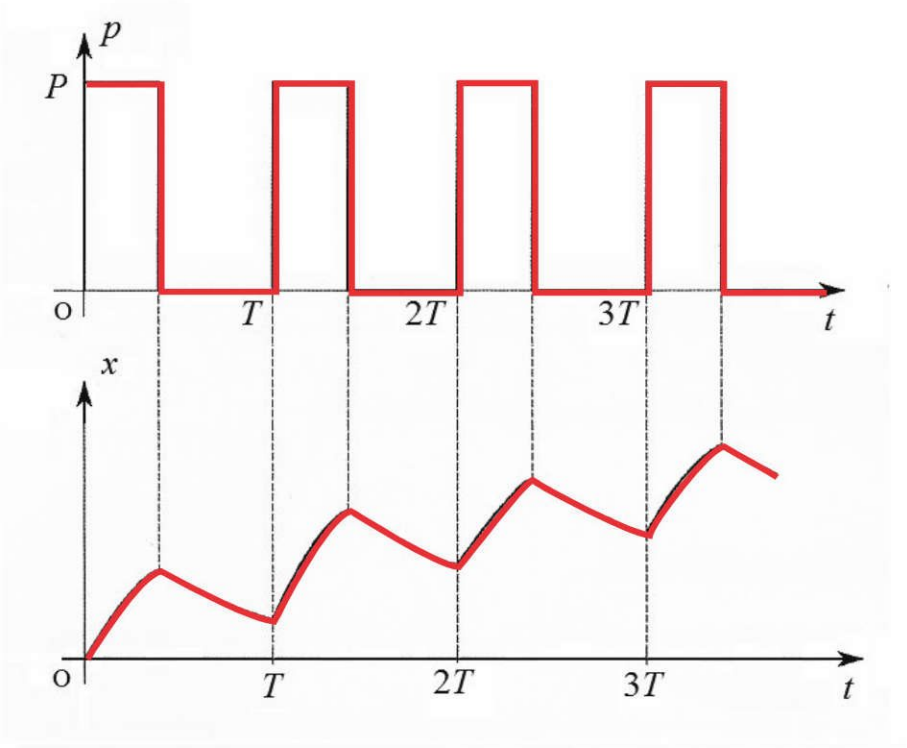


Figure 21.5 Régime transitoire de montée en température.

Si les variations sont suffisamment rapides (durées très inférieures à la constante de temps thermique), la température fluctue très peu autour d'une valeur moyenne qui correspond à l'échauffement dû à la puissance moyenne P_0.

21.2 Application aux composants électroniques

21.2.1 Échauffement d'un composant seul

Pour les éléments de faible puissance, c'est uniquement le boîtier qui permet le transfert thermique. Dans les composants à semi-conducteur, l'énergie est en général produite au niveau d'une jonction (température θ_j). Elle sert d'abord à échauffer la pastille de semi-conducteur (capacité thermique $\mathscr{C}_j$) pour une partie tandis que le reste est transmis au boîtier

Copyright © 2015 Dunod.

(résistance thermique $\mathcal{R}_{jb}$). La température θ_b du boîtier s'élève (capacité thermique $\mathcal{C}_b$) et une certaine quantité de chaleur est évacuée vers le milieu ambiant (résistance thermique $\mathcal{R}_{ba}$). On peut en général considérer que la température θ_a du milieu ambiant reste constante. Ces différents phénomènes peuvent être représentés par un schéma analogue (*figure 21.6*).

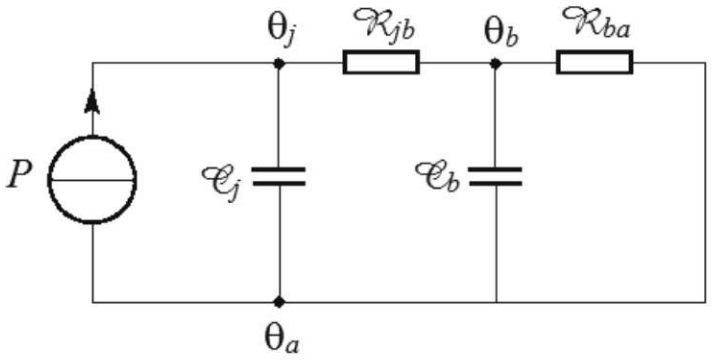


Figure 21.6 Schéma électrique analogue pour l'échauffement d'un composant seul.

Le cas le plus défavorable qui nous intéresse pour la conception correspond au régime permanent (température maximale). On peut alors simplifier le schéma puisque les capacités thermiques n'interviennent plus (*figure 21.7*).

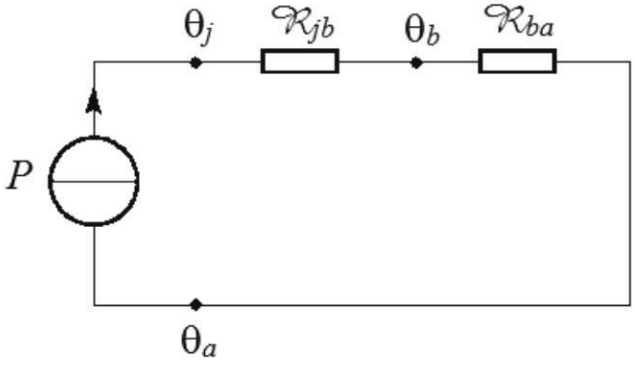


Figure 21.7 Schéma valable pour le régime permanent.

On réduit le schéma en associant en série des résistances thermiques (*figure 21.8*).

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

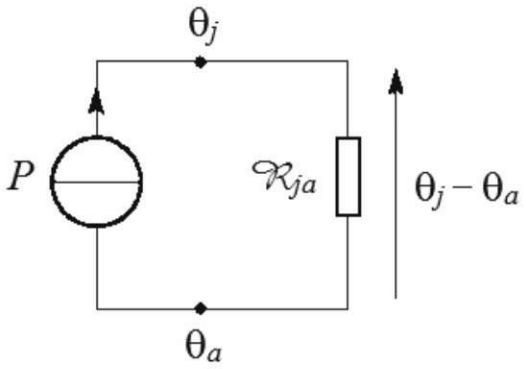


Figure 21.8 Simplification par association des résistances thermiques.

La mise en équation conduit à :

$$\theta_j - \theta_a = \mathcal{R}_{ja} P$$

Pour un composant donné, la valeur de $\mathcal{R}_{ja}$ est indiquée dans la notice. La température ambiante maximale est imposée par le cahier des charges du dispositif ou évaluée en fonction des conditions d'emploi du composant. L'équation précédente permet de calculer la température maximale atteinte par la jonction :

$$\theta_{j\max} = \mathcal{R}_{ja} P_{\max} + \theta_{a\max}$$

Ce maximum doit être inférieur à la limite absolue indiquée dans la notice (en général 150 °C). Il est cependant souhaitable de limiter la température de la jonction afin d'assurer une meilleure fiabilité du composant. On impose en général un maximum de moins de 100 °C.

Le calcul précédent n'est qu'approché. En effet, si le transfert thermique entre jonction et boîtier s'effectue bien par conduction, ce qui permet de définir une résistance thermique constante, la transmission d'énergie entre le boîtier et l'air ambiant se fait par convection et par rayonnement et la résistance thermique correspondante dépend du point de fonctionnement utilisé. De plus, le transfert se fait également par conduction vers les soudures du composant (température θ_s) puis par convection et rayonnement du support du composant vers l'air ambiant (*figure 21.9*).

Copyright © 2015 Dunod.

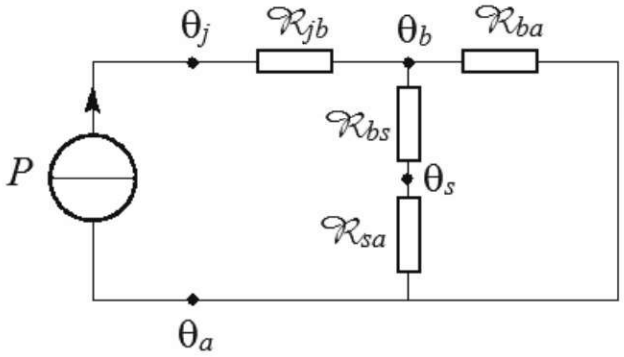


Figure 21.9 Évacuation d'une partie de la chaleur par une soudure.

21.2.2 Échauffement d'un composant muni d'un dissipateur thermique

Si la température de jonction atteinte est trop élevée, on améliore les échanges thermiques en plaçant le composant sur une plaque métallique appropriée appelée dissipateur thermique, ou refroidisseur, ou encore radiateur. Dans ce cas, seule une petite partie de la chaleur est évacuée directement du boîtier vers l'air ambiant. L'essentiel passe par l'intermédiaire du dissipateur thermique. Le transfert entre boîtier et refroidisseur est caractérisé par la résistance thermique $\mathscr{R}_{br}$. Le dissipateur s'échauffe, ce qui correspond à une capacité thermique $\mathscr{C}_r$. Enfin, la chaleur est transmise à l'air ambiant (résistance thermique $\mathscr{R}_{ra}$). Les différents échanges du système sont représentés par un schéma analogue (*figure 21.10*).

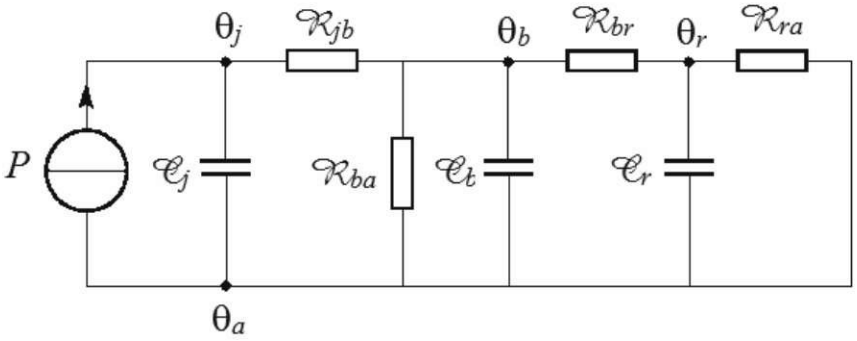


Figure 21.10 Schéma électrique analogue pour l'échauffement d'un composant sur refroidisseur.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Le problème est de choisir un dissipateur correctement dimensionné pour limiter la température de jonction à une valeur donnée. Le cas le plus défavorable est toujours le régime permanent (*figure 21.11*).

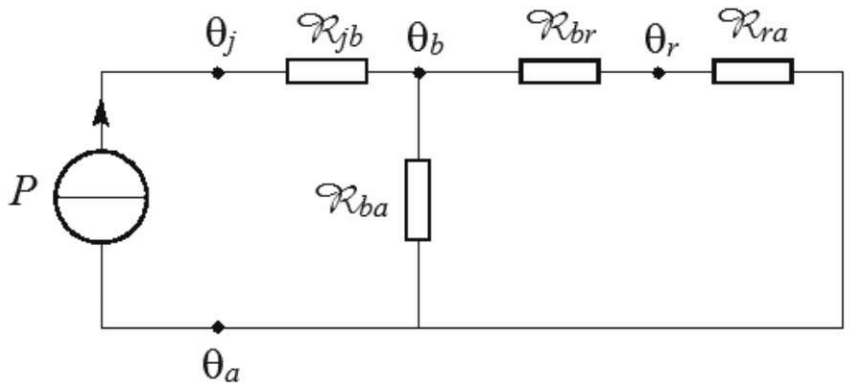


Figure 21.11 Schéma valable pour le régime permanent.

Les échanges directs entre boîtier et air ambiant sont faibles par rapport à ceux qui se produisent par l'intermédiaire du refroidisseur. Cela signifie que la résistance thermique $\mathcal{R}_{ba}$ est beaucoup plus grande que la somme $\mathcal{R}_{br} + \mathcal{R}_{ra}$ et que l'on peut alors simplifier le schéma (*figure 21.12*).

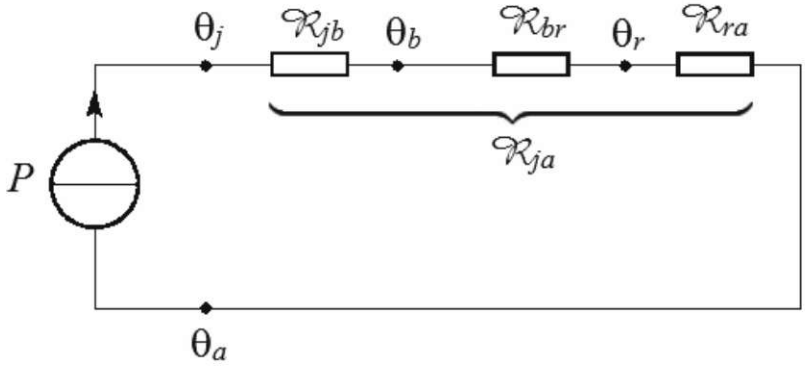


Figure 21.12 Schéma simplifié.

L'équation correspondante s'écrit :

$$\theta_j - \theta_a = \mathcal{R}_{ja} P$$

La température maximale de la jonction est donc :

$$\theta_{j\max} = \mathcal{R}_{ja} P_{\max} + \theta_{a\max}$$

Copyright © 2015 Dunod.

La résistance thermique totale est :

$$\mathcal{R}_{ja} = \mathcal{R}_{jb} + \mathcal{R}_{br} + \mathcal{R}_{ra}$$

Pour limiter la température de la jonction à une valeur donnée, il faut que cette résistance thermique reste inférieure à un maximum :

$$\mathcal{R}_{ja\max} = \frac{\theta_{j\max} - \theta_{a\max}}{P_{\max}}$$

$\mathcal{R}_{jb}$ est donnée dans la notice du composant. En revanche, $\mathcal{R}_{br}$ dépend des conditions de fixation de l'élément sur le dissipateur. Le composant peut être placé directement sur le refroidisseur, mais on interpose le plus souvent une mince feuille de mica pour assurer un isolement électrique. L'emploi d'une graisse aux silicones permet d'améliorer la conduction thermique. Selon les cas (type de boîtier, conditions de fixation), la résistance thermique $\mathcal{R}_{br}$ vaut de 0,1 $K \cdot W^{-1}$ à 2,2 $K \cdot W^{-1}$. Comme ce terme est en général nettement plus faible que la somme des autres résistances thermiques, on se contente d'une estimation selon le *tableau 21.2*.

Tableau 21.2 Estimation de la résistance thermique entre boîtier et dissipateur.

Boîtier	Montage direct	Montage avec graisse	Montage avec isolant	Montage avec isolant et graisse
TO-3	0,6	0,1	1	0,5
TO-220	1,4	0,3	2,2	1

Il reste alors à déterminer le dissipateur nécessaire. Si la valeur de $\mathcal{R}_{jb}$ est supérieure au maximum autorisé pour $\mathcal{R}_{ja}$ le problème est impossible à résoudre. Il faut alors changer de composant (utilisation d'un autre type de boîtier). Dans le cas contraire, on peut calculer la valeur maximale de la résistance thermique du dissipateur :

$$\mathcal{R}_{ra\max} = \frac{\theta_{j\max} - \theta_{a\max}}{P_{\max}} - \mathcal{R}_{jb} - \mathcal{R}_{br}$$

On choisit alors un modèle adéquat dans les catalogues des fabricants. Dans certains cas, il est plus pratique ou plus économique de réaliser soi-même le dissipateur à partir d'une plaque métallique. Des formules permettent alors de le dimensionner correctement suivant sa forme et sa position.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Exemple

On dispose d'une tension continue de 10 V et on souhaite obtenir une tension régulée de 5 V pour un débit maximal de 0,5 A. On utilise un régulateur intégré. La puissance dissipée maximale dans ce circuit est :

$$P_{\max} = (10 - 5) \times 0{,}5 = 2{,}5 \text{ W}$$

La température ambiante peut atteindre 60 °C et on souhaite limiter la température de la jonction à 100 °C. On choisit un régulateur du type 7805 en boîtier TO-220. La résistance thermique de ce circuit vaut $4 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$. On évalue $\mathcal{R}_{br}$ à $1 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ pour un montage avec mica et graisse aux silicones. On peut alors calculer la résistance thermique maximale du refroidisseur :

$$P_{ra\max} = \frac{100 - 60}{2{,}5} - 4 - 1 = 11 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$$

Un modèle de résistance thermique $10 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ pour boîtier TO-220 se trouve facilement dans les catalogues des constructeurs.

Il arrive parfois que l'on utilise un radiateur unique pour plusieurs composants (par exemple les deux transistors complémentaires d'un amplificateur en classe B). Dans ce cas, il y a deux sources de puissance thermique (*figure 21.13*).

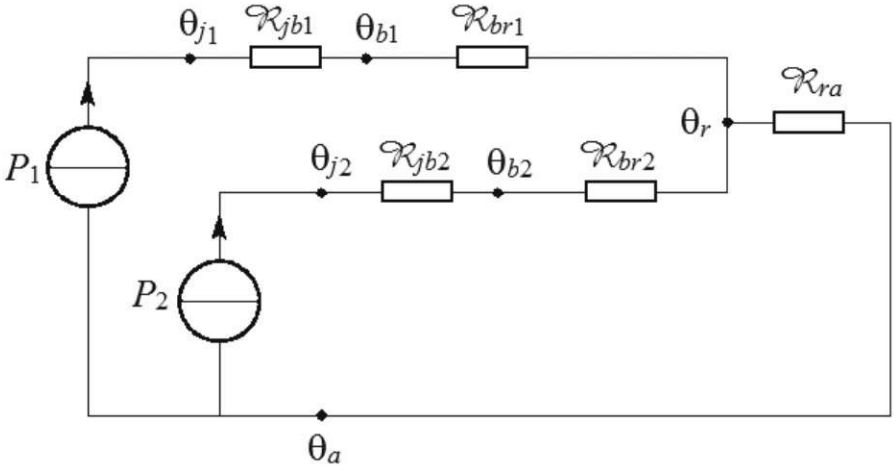


Figure 21.13 Schéma électrique analogue pour l'échauffement de deux composants montés sur le même dissipateur (régime permanent).

Copyright © 2015 Dunod.

22 Fiabilité des composants

La fiabilité d'un système électronique est un élément important à prendre en compte dans sa conception. Elle dépend en grande partie de la fiabilité des composants électroniques qui le composent.

22.1 Notions générales

22.1.1 Définition

La fiabilité est l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise, dans des conditions données, pendant un intervalle de temps donné.

Note 1 – On suppose en général que l'entité est en état d'accomplir la fonction requise au début de l'intervalle de temps donné.

Note 2 – La fiabilité est généralement exprimée quantitativement par des caractéristiques appropriées. Dans certaines applications, l'une des caractéristiques est une expression de cette aptitude par une probabilité, appelée aussi fiabilité.

22.1.2 Fiabilité

La fiabilité R (*Reliability*, en anglais) est la probabilité qu'une entité puisse accomplir une fonction requise, dans des conditions données, pendant un intervalle de temps donné $[0, t]$.

22.1.3 Défaillance

Une défaillance est la cessation de l'aptitude d'un composant à accomplir une fonction requise. Deux types de défaillances peuvent être observés :

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

- la défaillance par dérive ou dégradation (partielle et progressive),
- la défaillance catalectique (soudaine et complète).

22.1.4 Taux de défaillance

Le taux (instantané) de défaillance λ est la limite, si elle existe, du quotient de la probabilité conditionnelle pour que l'instant T d'une défaillance d'une entité non réparée soit compris dans un intervalle de temps donné $]t, t + \Delta t]$ par la durée Δt de l'intervalle de temps, lorsque cette durée tend vers zéro, en supposant que l'entité n'ait pas subi de défaillance avant le début de l'intervalle de temps.

Il donne une mesure des risques pour qu'un dispositif tombe en panne pendant l'intervalle de temps $]t, t + \Delta t]$ lorsque Δt tend vers zéro sachant que ce dispositif a survécu jusqu'à l'instant t.

22.2 Cas des composants électroniques

22.2.1 Courbe en baignoire

L'expérience montre que le taux de défaillance λ d'une population homogène de composants électroniques varie dans le temps suivant une courbe en baignoire (*figure 22.1*).

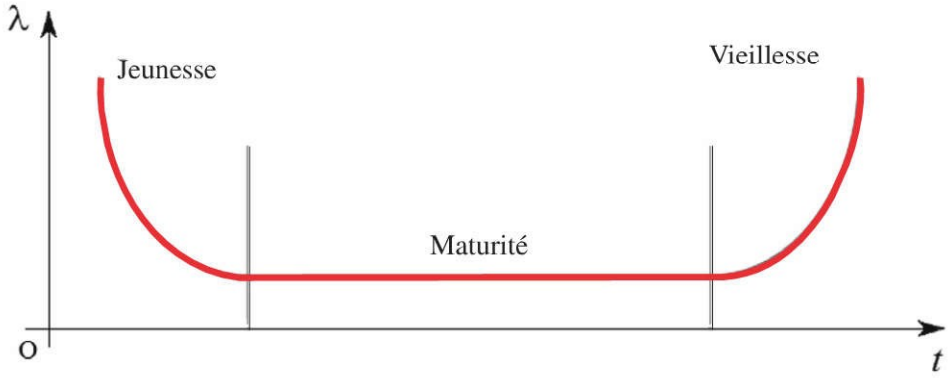


Figure 22.1 Courbe en baignoire.

Copyright © 2015 Dunod.

Cette courbe montre trois phases dans la vie des composants :

- la période de jeunesse ou de défaillance précoce au cours de laquelle les éléments les plus fragiles disparaissent ;
- la période de maturité qui correspond à la vie utile des composants ;
- la période de vieillissement ou d'usure pendant laquelle les caractéristiques des éléments se dégradent.

22.2.2 Déverminage

On ne met sur le marché que des composants ayant atteint la période de maturité. Pour éliminer ou minimiser la période de jeunesse, on soumet les composants à un vieillissement accéléré : le déverminage, séquence de contraintes thermiques, climatiques, électriques ou mécaniques appliquée à un composant ou à une carte électronique en production.

22.2.3 Durée de vie

La durée de vie d'un composant est le temps pendant lequel il satisfait à la fonction requise. Elle s'arrête au début de période de vieillissement.

22.2.4 Approximation par une loi exponentielle

Pendant la durée de vie du composant, il est admis que le taux de défaillance λ est constant. La fiabilité R s'exprime alors en fonction du temps t par une loi exponentielle (*figure 2.2*) :

$$R = e^{-\lambda t}$$

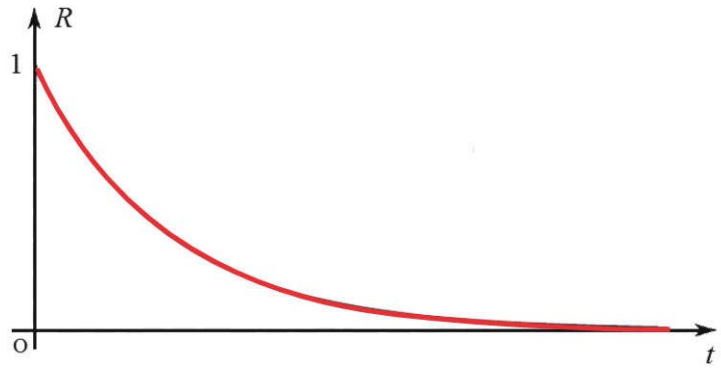


Figure 22.2 Loi exponentielle.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

22.2.5 Normes

Les principales normes concernant la fiabilité des composants électroniques sont indiquées dans le *tableau 22.1*.

Tableau 22.1 Normes concernant la fiabilité des composants électroniques.

Numéro	Date	Contenu
NF EN 61709	1998	Composants électroniques - Fiabilité - Conditions de référence pour les taux de défaillance et modèles d'influence des contraintes pour la conversion
UTE C20-300-3-7	2000	Gestion de la sûreté de fonctionnement - Partie 3 : guide d'application - Section 7 : déverminage sous contraintes du matériel électronique

Copyright © 2015 Dunod.

23 Circuits imprimés

Le circuit imprimé est utilisé dans presque tous les appareils électroniques. Il sert de support aux composants électroniques et assure les liaisons électriques entre eux. Les ancêtres du circuit imprimé sont apparus au début du XX^{e} siècle. Ils étaient constitués d'une plaque isolante portant des composants et des conducteurs. Ce n'est qu'après la seconde guerre mondiale et l'apparition des transistors que les véritables circuits imprimés se sont développés.

23.1 Présentation

23.1.1 Définition

Un circuit imprimé (PCB pour *Printed Circuit Board* en anglais) est un ensemble constitué d'un support isolant et de conducteurs métalliques plats destinés à assurer des liaisons électriques entre des composants électroniques qui seront disposés à la surface du support (*figure 23.1*).

Une carte électronique est un circuit imprimé équipé de ses composants.

23.1.2 Constitution

Un circuit imprimé est constitué d'une plaque isolante portant une ou deux fines couches conductrices ou un empilage de couches conductrices séparées par des couches isolantes très fines. Les couches de cuivre sont gravées par un procédé chimique pour obtenir des pistes terminées par des pastilles. L'ensemble est en général recouvert d'une couche de vernis pour protéger les pistes de l'oxydation et des courts-circuits.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

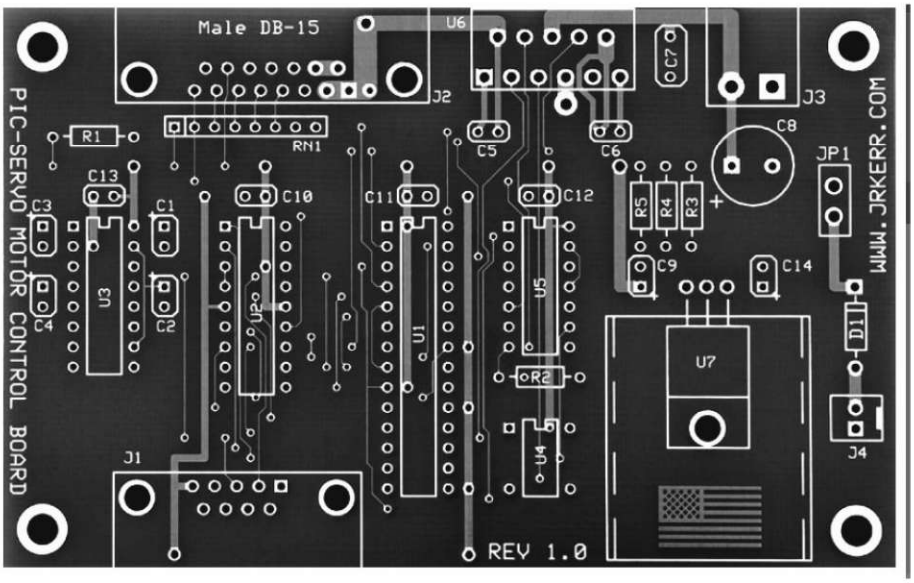


Figure 23.1 Circuit imprimé.

La plaque isolante d'un circuit imprimé rigide est le plus souvent constituée d'un matériau composite de résine époxyde et de fibres de verre. Son épaisseur est en général de 1,6 mm, mais il existe d'autres dimensions comme 0,8 mm et 0,4 mm. Les circuits imprimés rigides sont les plus utilisés, en particulier quand les contraintes pour l'encombrement ou la masse ne sont pas trop strictes.

Pour les circuits imprimés souples, le support est une matière plastique comme le polyimide. Les circuits imprimés souples permettent de réaliser des produits plus compacts et plus légers. On les trouve par exemple dans les appareils photo, les téléphones, etc.

Les pistes conductrices qui servent aux interconnexions entre les composants électroniques sont en cuivre pur. Elles sont collées à la surface du circuit imprimé. Leur épaisseur est faible, habituellement 35 µm. La largeur de la piste dépend de l'intensité du courant qui les parcourt et de l'élévation de température admise pour ce conducteur.

23.1.3 Nombre de couches

Circuit imprimé simple face

Dans un circuit imprimé simple face, les pistes conductrices sont placées d'un côté du support et les composants de l'autre côté. Des trous permettent

Copyright © 2015 Dunod.

l'insertion des composants électroniques qui sont soudés sur les pastilles des pistes conductrices. Ce type de circuit a pour avantage d'être peu coûteux et simple à réaliser.

Circuit imprimé double face

Le circuit imprimé double face comporte deux couches conductrices situées de chaque côté du support isolant. Il y a deux types de trous :

- les trous d'insertion pour fixer les composants sur le circuit,
- les vias (connexions transversales) permettant d'établir une liaison électrique entre les deux couches conductrices.

De façon générale, un via est un trou métallisé permettant une interconnexion entre différentes couches.

Circuit imprimé multicouche

Le circuit imprimé multicouche comporte au moins trois couches conductrices séparées par des couches isolantes. On distingue les deux couches conductrices externes et les couches conductrices internes. Il y a quatre types de trous :

- les trous d'insertion pour fixer les composants sur le circuit,
- les vias traversants permettant d'établir une liaison électrique entre les différentes couches conductrices,
- les vias borgnes pour établir une liaison électrique entre une couche conductrice externe et une couche conductrice interne proche,
- les vias enterrés pour établir une liaison électrique entre deux couches conductrices internes.

23.1.4 Normes

L'association IPC développe et publie des normes industrielles pour la production des cartes électroniques. Il existe une norme IPC pour chaque étape de fabrication et d'assemblage d'un équipement électronique. Le *tableau 23.1* indique les principales normes concernant les circuits imprimés.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Tableau 23.1 Normes concernant les circuits imprimés.

Numéro	Titre
IPC-A-600	Acceptabilité des circuits imprimés
IPC-A-610E	Acceptabilité des assemblages électroniques
IPC-4101, IPC-4104, IPC-4202, IPC-4203 et IPC-4204	Matériaux de base pour circuits imprimés
IPC-6001, IPC-6012, IPC-6013 et IPC-6017	Qualification des circuits imprimés
IPC-2223	Conception pour les circuits imprimés souples
IPC-7351	Exigences générales pour la conception du montage en surface et les empreintes des plages d'accueil

23.2 Conception assistée par ordinateur

Un logiciel de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) permet de réaliser le schéma d'un circuit puis le dessin d'implantation des composants et le tracé des pistes conductrices nécessaires à la fabrication d'un circuit imprimé.

Il s'agit en fait d'une suite de logiciels comprenant plusieurs parties imbriquées : la saisie du schéma du circuit, la simulation (étude du fonctionnement), le placement des composants et le routage (tracé des pistes conductrices). De nombreuses suites sont disponibles, avec des performances et des prix très divers.

Le logiciel de saisie de schéma permet de dessiner le schéma électrique sur l'écran de l'ordinateur en plaçant les composants (résistances, transistors, circuits intégrés, etc.) et en les reliant entre eux par des fils. Il comporte des bibliothèques contenant tous les composants classiques. Il est également possible de définir ses propres modèles. Le logiciel génère un fichier texte qui décrit l'ensemble des composants utilisés et les connexions effectuées : c'est la *Netlist*. Ce fichier peut ensuite être récupéré par le logiciel de simulation et le logiciel de routage.

La simulation permet d'étudier le comportement du circuit électronique en lui appliquant des signaux d'entrée et en visualisant la forme des signaux de sortie avec des appareils de mesure virtuels agissant comme

Copyright © 2015 Dunod.

des oscilloscopes. Des fonctions de mesure permettent de déterminer de nombreux paramètres utiles. Cette étape est intéressante pour vérifier le fonctionnement du montage, mais elle n'est pas nécessaire pour le tracé du circuit imprimé.

Le logiciel de routage effectue le placement des composants et le routage des pistes pour réaliser le dessin du circuit imprimé. Il est alors possible d'imprimer le typon nécessaire à la fabrication du circuit imprimé.

23.3 Fabrication

Les circuits imprimés simples sont réalisés à partir de plaques présensibilisées. Toute la surface de la plaque isolante est recouverte d'une couche de cuivre recouverte par une laque sensible au rayonnement ultraviolet. Un film plastique adhésif protège l'ensemble de la lumière. Le cuivre est présent sur une ou deux faces selon le type de circuit imprimé à réaliser (simple ou double face).

Il faut d'abord préparer un typon, c'est-à-dire le dessin des pistes conductrices à réaliser sur un film transparent au rayonnement ultraviolet. Les pistes sont imprimées avec une encre opaque. Ce typon sert de masque que l'on applique sur la surface présensibilisée de la plaque avant de la soumettre à un rayonnement ultraviolet : c'est l'insolation. Le dessin est transféré sur la plaque car les tracés à l'encre opaque du typon empêchent le rayonnement ultraviolet d'atteindre la laque photosensible là où le cuivre doit être conservé.

La plaque est ensuite plongée dans un liquide révélateur composé d'une solution oxalique d'hydroxyde de sodium dont le rôle est d'éliminer la laque photosensible aux endroits où elle a été exposée au rayonnement ultraviolet sans altérer la laque restée masquée sous le tracé à l'encre opaque du typon : c'est le développement.

La plaque est ensuite rincée sous l'eau puis plongée dans une solution chimique (souvent du perchlorure de fer chaud) qui va dissoudre le cuivre là où il n'est pas protégé par la laque : c'est la gravure. La plaque est de nouveau rincée à l'eau, essuyée puis nettoyée avec de l'acétone pour ôter la

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

laque photosensible restée sur les pistes conductrices. Le circuit imprimé peut ensuite être étamé à froid, par une solution chimique, ou à chaud. Cette opération permet d'assurer une protection du cuivre contre la corrosion et améliore l'adhérence des soudures.

Il faut enfin percer les trous avec des mèches adaptées puis braser les composants (on dit souvent souder bien que le terme soit inexact). Cette technique s'applique aux composants classiques, mais les composants montés en surface (CMS), de plus en plus répandus, ne nécessitent pas de trous car ils sont directement brasés à la surface du circuit imprimé. Les CMS présentent de nombreux avantages : ils sont plus petits et plus légers et leur assemblage peut être automatisé plus facilement.

Copyright © 2015 Dunod.

24 Documentation sur les composants

Pour bien utiliser un composant électronique, il est indispensable de consulter sa notice détaillée afin de connaître son brochage, mais aussi toutes ses caractéristiques techniques. Les publications des constructeurs permettent également d'avoir des idées de schémas pour différentes applications.

24.1 Diverses formes de documents

24.1.1 Documents sur papier

Cette forme traditionnelle des informations techniques tend aujourd'hui à disparaître. Autrefois, un laboratoire d'électronique devait posséder une bibliothèque complète des catalogues de dix à vingt fabricants qui publiaient chacun plusieurs volumes de quelques centaines de pages. Il fallait donc beaucoup de place pour ranger cette documentation qui avait par ailleurs un coût non négligeable. Compte tenu des changements assez rapides dans la gamme des composants, on devait également renouveler périodiquement ces catalogues pour ne pas disposer d'informations obsolètes.

Aujourd'hui, les constructeurs ne publient pratiquement plus de documents sur papier. Quand ils ne les ont pas totalement abandonnés, ils se contentent d'envoyer à leurs clients des informations sur leurs nouveautés qui sont des documents plus commerciaux que techniques.

24.1.2 Documents informatiques

Pour remplacer les catalogues sur papier, coûteux et encombrants, les constructeurs ont d'abord publié des cédéroms regroupant sous forme

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

compacte les informations présentes dans la documentation sur papier, mais aussi parfois des logiciels de conception (par exemple pour les filtres) ainsi que des modèles SPICE pour la simulation sur ordinateur. Ce support a permis un gain énorme pour l'encombrement et le coût, mais le renouvellement périodique était toujours nécessaire. Cette solution tend également à disparaître.

24.1.3 Sites Internet

Au fur et à mesure du développement d'Internet, les fabricants de composants électroniques ont vu tout l'intérêt que pouvait leur apporter cet outil. Ils ont donc rapidement mis à disposition leurs documents techniques par ce moyen, d'abord concurremment avec la documentation sur papier ou sur cédérom. C'est aujourd'hui la source d'informations presque exclusive sur les composants électroniques. Tous les constructeurs possèdent leur site Internet qui ne se contente pas d'être une simple vitrine de la marque comme dans d'autres domaines, mais regroupe l'ensemble des informations techniques nécessaires à l'utilisateur. C'est un outil performant pour trouver les renseignements recherchés : on dispose d'une information complète, disponible immédiatement et gratuitement et mise à jour régulièrement.

Les adresses correspondantes sont assez stables, hormis dans le cas des inévitables changements de marque dus en général à des rachats de sociétés, des regroupements, ou des scissions. On peut ainsi indiquer quelques sites intéressants, la liste ne pouvant évidemment pas être exhaustive :

- Allegro : www.allegromicro.com
- Analog Devices : www.analog.com
- Atmel : www.atmel.com
- AVX : www.avx.com
- Bourns : www.bourns.com
- EPCOS : www.epcos.com
- Exar : www.exar.com

Copyright © 2015 Dunod.

- Fairchild : www.fairchildsemi.com
- Fox Electronics : www.foxonline.com
- Freescale Semiconductor : www.freescale.com
- Infineon : www.infineon.com
- Intel : www.intel.fr
- International Rectifier : www.irf.com
- Intersil : www.intersil.com
- IQD : www.iqdfrequencyproducts.fr
- Linear Technology : www.linear.com
- Littelfuse : www.littelfuse.com
- Maxim Integrated : www.maximintegrated.com
- Microchip : www.microchip.com
- Murata : www.murata.com
- NIC Components : www.niccomp.com
- Nichicon : www.nichicon.co.jp
- ON Semiconductor : www.onsemi.com
- Semelab : www.semelab.com
- STM : www.st.com
- TE Connectivity : www.te.com
- Texas Instruments : www.ti.com
- Toshiba : www.toshiba-components.com
- Vishay : www.vishay.com
- Zilog : www.zilog.com

On peut également citer quelques marques connues qui ont disparu et dont les composants sont toujours commercialisés, mais sous une nouvelle marque. Texas Instruments a racheté Burr-Brown en 2000 et National Semiconductor en 2011. Motorola s'est séparé de sa branche de semiconducteurs en 2004. Celle-ci est devenue Freescale Semiconductor.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

24.2 Types de documents

Un site Internet fournit d'abord des listes de composants par catégories avec quelques paramètres permettant un premier choix. Des outils de recherche simplifient la tâche de l'utilisateur. Des listes d'équivalences sont souvent données : elles permettent de remplacer un composant d'un constructeur par celui d'un autre en conservant des caractéristiques techniques identiques ou analogues. Les informations fournies ne sont cependant pas suffisantes pour utiliser le composant.

Une fois le composant choisi, il faut consulter sa notice détaillée (*data sheet*) qui contient toutes les informations techniques nécessaires à l'utilisateur.

On dispose également de notes d'applications (*application notes*) qui fournissent des exemples de schémas accompagnés de quelques explications et de formules utiles pour la conception des montages. C'est une source d'informations très intéressante pour le concepteur de circuits électroniques. Les informations fournies sont en général très fiables : les schémas, élaborés par des spécialistes, ne comprennent que très rarement des erreurs. Le seul inconvénient est que les explications sont parfois succinctes et les calculs peu détaillés. Il reste donc une recherche à effectuer par l'utilisateur avant de pouvoir adapter un schéma en vue d'une application donnée.

24.3 Contenu d'une notice technique

Le document le plus important pour l'utilisateur est la feuille de spécifications du composant qui regroupe l'ensemble des informations techniques intéressantes. Son importance varie suivant le type d'élément : de moins d'une page pour certains transistors à plusieurs centaines de pages pour quelques circuits intégrés. Malgré d'inévitables variantes selon les constructeurs, ces notices présentent l'information suivant une structure à peu près commune, en particulier pour les circuits intégrés. On trouve, en général dans cet ordre :

Copyright © 2015 Dunod.

- un petit paragraphe d'introduction donnant quelques caractéristiques essentielles du circuit. Il est destiné à être lu quand on parcourt le catalogue à la recherche d'un composant mais ne constitue pas une information technique complète. Il met plutôt en avant les points forts du composant ;
- le brochage du composant, c'est-à-dire le rôle des diverses connexions externes ;
- le schéma fonctionnel, pour certains circuits intégrés analogiques. Il décrit le fonctionnement du composant par des blocs qui correspondent à une fonction donnée. Il est intéressant dans certains cas pour l'étude des montages ;
- des explications nécessaires pour l'utilisation de certains circuits intégrés ;
- le schéma détaillé de la structure interne, pour certains circuits intégrés. Il est souvent de peu d'intérêt pour l'utilisateur ;
- les limites absolues de fonctionnement : elles sont particulièrement importantes pour l'utilisateur. Ce sont des valeurs à ne pas dépasser sous risque de destruction du composant ;
- les caractéristiques électriques : ce sont des indications des performances du composant données sous forme de valeurs numériques dans des tableaux ou de courbes. Ces données sont intéressantes pour le concepteur. Il faut bien distinguer les valeurs maximales ou minimales qui sont utiles pour respecter certaines contraintes exprimées sous forme d'inégalités et les valeurs typiques qui sont de simples ordres de grandeur ;
- des montages d'essais qui sont parfois fournis pour préciser les conditions de test de certains paramètres ;
- des schémas d'applications plus ou moins nombreux suivant les cas qui donnent des idées d'applications.

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

15 Dunod.

Lexique anglais-français

AC (Alternating current) : courant alternatif

Amplifier : amplificateur

Analog-to-digital converter (ADC) : convertisseur analogique-numérique (CAN)

Anode : anode

ASIC (Application-Specific Integrated Circuit) : circuit intégré développé pour un client

Bias : polarisation

BJT (Bipolar Junction Transistor) : transistor bipolaire à jonctions

Breakdown voltage : tension de claquage

Breakover voltage : tension de retournement

Bridge connection : montage en pont

Capacitance : capacité

Capacitor : condensateur

Case : boîtier

Cathode : cathode

Cell : élément

Chip : pastille, puce

Component : composant

CPLD (Complex Programmable Logic Device) : composant logique programmable complexe

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

Crystal (X-tal) : quartz

Current : courant

DC (direct current) : courant continu

Depletion : appauvrissement

Device : composant, dispositif

Digital-to-analog converter (DAC) : convertisseur numérique-analogique (CNA)

DIL (Dual In Line) : à double rangée de connexions

Diode : diode

Drop : chute

Duty cycle : rapport cyclique

Electromagnetic compatibility (EMC) : compatibilité électromagnétique (CEM)

Enhancement : enrichissement

EPLD (Erasable Programmable Logic Device) : composant logique programmable et effaçable

EEPROM (Electrical Erasable Programmable Read-Only Memory) : mémoire morte programmable et effaçable électriquement

EPROM (Erasable Programmable Read-Only Memory) : mémoire morte-programmable électriquement et effaçable par un rayonnement ultra-violet

Equivalent circuit : circuit équivalent

Failure : défaillance

FET (Field-Effect Transistor) : TEC (Transistor à Effet de Champ)

Flyback regulator : régulateur à récupération d'énergie

Forward : direct

FPGA (Field Programmable Gate Array) : réseau de portes programmable sur site

Fuse : coupe-circuit à fusible (ou fusible)

Copyright © 2015 Dunod.

Fuse-holder : ensemble-porteur

Gain : amplification

GAL (Generic Array Logic) : logique à réseau générique

Heatsink : radiateur, dissipateur thermique

IRED (Infrared-Emitting Diode) : diode émettrice d'infrarouge

Insulated-gate field-effect transistor : transistor à effet de champ à grille isolée

JFET (Junction-gate Field-Effect Transistor) : transistor à effet de champ à jonction de grille

Junction : jonction

LDR (Light Dependent Resistor) : photorésistance

LED (Light Emitting Diode) : DEL (diode électroluminescente)

Load : charge

Logic circuit : circuit logique

MOV (Metal Oxide Varistor) : varistance à oxyde métallique

NTC (Negative Temperature Coefficient) : CTN (Coefficient de Température Négatif)

Open circuit : circuit ouvert

Overcurrent : surintensité

Overtone frequency : fréquence partielle

Overvoltage : surtension

PAL (Programmable ArrayLogic) : logique à réseau programmable

Phase control : commande de phase

Photodiode : photodiode

Photoresistor : photorésistance

Photothyristor : photothyristor

Power : puissance

PCB (Printed circuit board) : circuit imprimé

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

PLD (Programmable Logic Device) : circuit logique programmable

PMW (Pulse-Width Modulation) : modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Primary battery : pile

PROM (Programmable Read-Only Memory) : mémoire morte programmable

PTC (Positive Temperature Coefficient) CTP (Coefficient de Température Positif)

Rectifier diode : diode de redressement

Reliability : fiabilité

Resistance : résistance (le nombre)

Resistor : résistance (le composant), conducteur ohmique

Reverse : inverse

RAM(Random Access Memory) : mémoire vive

ROM (Read-Only Memory) : mémoire morte

Secondary battery : accumulateur

Self-inductance : auto-inductance

Semiconductor : semi-conducteur

Skin effect : effet de peau

Snubber : circuit d'amortissement

Spurious frequency : fréquence indésirable

Thermistor : thermistance

Thyristor : thyristor

Transistor : transistor

Triac (bidirectional triode thyristor) : triac (thyristor triode bidirectionnel)

Varistor : varistance

VDR (Voltage Dependent Resistor) : varistance

Voltage : tension

Zener voltage : tension de Zener

Copyright © 2015 Dunod.

Index

A

accumulateur 289
  aux ions lithium 301
  lithium-polymère 303
  nickel-hydrure métallique 299
adaptation d'impédance 79
aiguillage de courant 154
ajustage d'une résistance 27
  de la fréquence 97
alimentation continue 117, 235
  à découpage 85
  stabilisée 151
  sur secteur 83
ampère-heure 292
amplificateur 172, 230
  de tension 230
  opérationnel 155, 228
amplification 172, 231
angle de pertes 40
anode 131, 191
antiparasitage 71
ASIC 263
association en parallèle 8
  en série 7
auto-induction 59

B

bascule 255
  à hystérésis 155, 232
base 157
batterie 290
bilan énergétique 305
bobine 59
  à air 69
  à noyau de fer 67
  à noyau de ferrite 67
  CMS 70
  d'arrêt 74
  idéale 61
  réelle 66
boîtiers 170, 187, 199, 205, 226
  DO-35 143
  DO-41 143
  SO23 143, 171
bornes principales 204
Bouton-poussoir 281
brochage 226, 333
bruit 6
  de Johnson 6
  thermique 6

C

canal P 181
capacité 30
  assignée d'un générateur électrochimique 293
  d'un générateur électrochimique 292
  de charge 95
  de jonction 142
  dynamique 89

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

parallèle 89
thermique 307
capteur de température 24, 125, 156
caractéristique d'entrée 163, 182
d'une diode 132
d'une varistance 111
de commande 195
de transfert 165, 185
de transfert d'un convertisseur analogique-numérique 242
de transfert d'un convertisseur numérique-analogique 246
principale 193
carte électronique 323
cathode 131, 191
champ magnétique 60
charge 34
chute de tension 284
circuit accordé 73
astable 56
combinatoires 252
électrique analogue 308
imprimé 323
imprimé double face 325
imprimé multicouche 325
imprimé simple face 324
imprimés souples 324
intégré 225
intégrés analogiques 225
intégré développé pour un client 263
intégré logique 249
logique programmable 264
monostable 238, 259
sélectif LC 73
séquentiels 254
codage 242
code de désignation de couleurs 11
coefficient de saturation 175
de Steinhart et Hart 123
de température 4, 126, 136, 138, 167, 186
de transfert thermique 306
collecteur 157
commande de relais 153
commutateur 279
analogiques 188
commutation 173, 189, 229
comparateur à amplificateur opérationnel 152
compatibilité électromagnétique 208
compensation du décalage 28, 228
conception assistée par ordinateur 326
condensateur 29
à film plastique 42
au tantale 44
céramiques 43
CMS 46
d'accélération 176
de découplage 52
de liaison 54
électrolytiques 44
en parallèle 32
en série 32
idéal 31
polarisé 33
réel 39
variables 47

Copyright © 2015 Dunod.

condition d'oscillation 103
conditionneur 129
conductance 3
thermique 307
conducteur 3
ohmique 1
conduction 306
conductivité 3
constante de temps 36, 64
thermique 308
contact à fermeture 279
contact à ouverture 279
contacteur statique 211
convection 306
convertisseur à approximations successives 244
à condensateurs commutés 248
à découpage 236
à rampe 244
à réseau R-2R 248
à résistances pondérées 248
analogique-numérique 241
courant-tension 222
de tension par découpage 72
numérique-analogique 245
parallèle 244
cosses 81
coulomb 292
coupe-circuit à fusible 282
courant d'accrochage 199
d'amorçage par la gâchette 199
de maintien 199
de saturation 134
de travail 80
direct continu 141
direct de pointe de gâchette 198
direct de pointe répétitif 141
direct de surcharge prévisible 141
direct moyen 141
direct non répétitif de surcharge accidentelle 141
inverse 142
nominal 284
non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant 198
de Foucault 62
courbe en baignoire 320
CPLD 268

D

décharge 36
déclenchement 259
découplage 52
défaillance 319
catalectique 320
par dérive 320
densité de courant 4
densité spectrale de bruit 6
dérivateur 55
détecteur de passage à zéro 233
détection de passage à zéro 214
développement 327
déverminage 321
diac 208
diagramme d'admittance 93
DIL 226
diode 131
de roue libre 153
électroluminescente 215
émettrice d'infrarouge 215

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

idéale 135
laser 216
Schottky 140
varicap 138
Zener 137
à capacité variable 139
DIP 226
(Dual In-line Package) 16
dissipateur thermique 315
diviseur de tension 23
diviseur résistif 23, 129
drain 179
droite d'attaque 118, 196
droite de charge 165
durée de conversion 244, 247
durée de la temporisation 238
durée de vie 321
durée du monostable 260

E

échauffement en régime continu 309
échauffement en régime variable 310
EEPROM 275
effet d'avalanche 133
effet de la température 94
effet de peau 4
effet piézoélectrique 88
effet Zener 133
élément 290
de remplacement 285
émetteur 157
énergie emmagasinée 31, 61, 294
énergie
interne 305
massique 295
maximale admissible 114
volumique 295
enroulement 59
ensemble-porteur 285
épaisseur de peau 4
EPLD 268
EPROM 272
erreur de quantification 243
établissement du courant 64
étendue de mesure 243
étrier 81
exponentielle 35, 36, 63, 309
extinction du courant 64

F

facteur de qualité 97
famille
CMOS 250
TTL 250
TTL LS 251
logiques 250
farad 31
feuille de spécifications 332
fiabilité 319
fil de litz 5
filtrage 50, 53, 70, 105
filtre 53, 105
à quartz 105
flux 60
de fuite 76
fonction combinatoire 252
fonctions de Kelvin 5

Copyright © 2015 Dunod.

force électromotrice 291
induite 77
format des piles alcalines à l'oxyde de manganèse 297
formule de Callendar et Van Dusen 25
formule de Steinhart et Hart 123
FPGA 268
fréquence 57, 155, 258
d'oscillation 103
de coupure 169
de résonance parallèle 90
de résonance série 91
de transition 169
nominale 94
indésirables 98
partielles 98
fusible 282
CMS 286
miniature 285
retardés 284

G

gâchette 191, 204
GAL 268
gammes de température 227
générateur
d'impulsions 154
de signaux carrés 56
électrochimique 289
génération de signaux 56, 100
gradateur 206
gradateur à commande par angle de phase 206
gradateur à commande par ondes entières 210
graisse aux silicones 317
gravure 327
grille 179

H

harmoniques 208
henry 61
horloge 275
hyperbole de dissipation 166
hystérésis 62

I

impédance 38, 66
complexe 39, 66
impulsion 55
de courant normalisée 8 µs/20 µs 115
inductance 61
dynamique 89
spécifique 68
induction 75
influence de la température 4, 136, 167, 186
insolation 327
intensité efficace 207
du courant à l'état passant 198
intensité lumineuse 219
intensité moyenne du courant à l'état passant 198
interrupteur 279
à levier 280
commandé 200
DIL 282
isolement 218
électrique 317
galvanique 85, 222

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

J

jonction PN 131
joule 6, 294

L

laque photosensible 327
LED 215
liaison alternative 53
linéarisation 127
    par morceaux 134
lissage du courant 72
listes d'équivalences 332
logiciel de routage 326
logiciel de saisie de schéma 326
logiciel de simulation 326
logique câblée 249
logique programmée 271
loi d'Ohm 2
loi exponentielle 321

M

marquage 11
mémoire morte 272
mémoire vive 272
mica 317
microcontrôleur 271
microprocesseur 271
modèle de Butterworth et Van Dyke 89
montage 4 fils 25

N

netlist 326
non-linéarité 62
norme
    IPC 325
    concernant la fiabilité des composants électroniques 322
    concernant les bobines 70
    concernant les circuits imprimés 325
    concernant les circuits intégrés analogiques 227
    concernant les circuits intégrés logiques 251
    concernant les composants optoélectroniques 219
    concernant les condensateurs 47
    concernant les diodes 145
    concernant les fusibles miniatures 286
    concernant les résistances fixes 17
    concernant les résistances variables 20
    concernant les résonateurs à quartz ou en céramique 100
    concernant les thermistances 125
    concernant les thyristors 200
    concernant les transformateurs 83
    concernant les transistors à effet de champ 188
    concernant les transistors bipolaires 171
    concernant les varistances 115

Copyright © 2015 Dunod.

notes d'applications 332
notice 329
    détaillée 332
noyau ferromagnétique 76

O

ohm 2
ohm-mètre 3
optocoupleur 218
optotriac 211
oscillateur à quartz
    à compensation de température 105
    à enceinte à température régulée 105
    commandé par une tension 104
    complet 104
    simple en boîtier 104
oscillateur Colpitts 74
oscillateur de Pierce 100
oxyde de zinc 108

P

PAL 266
parasites 214
pas de quantification 242
période de jeunesse 321
période de maturité 321
période de vieillissement 321
pertes ferromagnétiques 62
photocoupleur 218
photodiode 217
photorésistance 216
phototransistor 217
PIC 273
piézoélectricité 88
pile 289
    à combustible 290
    alcaline à l'oxyde de manganèse 296
    Leclanché 295
    au lithium 298
pistes conductrices 324
plaque isolante 324
plaques présensibilisées 327
pleine échelle 247
point de fonctionnement 165
pointage des enroulements 77
polarisation 101
    d'un composant à semi-conducteur 22
    de base d'un transistor bipolaire 24
    directe 133
    inverse 133
polycarbonate 42
polyester 42
polypropylène 42
polystyrène 42
pont de diodes 50
pont de Graetz 84
pont de Wheatstone 129
ponts moulés 145
porte-fusible 286
potentiomètre 26
    à glissière 19
    bobiné 19
    multitour 19
    rotatif 18

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

de réglage 18
pouvoir de coupure 284
ppm (parties par million) 94
précision 9, 41, 248
primaire 76
profondeur de pénétration 4
programmateur 277
programmation 276
PROM 272
protection 116, 151
puissance
active 207
apparente nominale 82
de pointe de gâchette 198
dissipée 5
maximale 13
pulsation de résonance parallèle 90
pulsation de résonance série 91

Q

quantification 242
quantité de charge 292
quantum 242
quartz 87
quartz CMS 99

R

radiateur 315
RAM 272
rapport cyclique 58, 155, 210
rapport de transformation 79
rayonnement 306
réactance du quartz 91
récepteur de rayonnement 222
redresseur 146
commandé 201
sans seuil 148
simple alternance 146
refroidisseur 315
régime
de charge ou de décharge 293
de préarc 283
linéaire 229
permanent 313
sinusoïdal permanent 37, 65, 82
régulateur à récupération d'énergie 85
régulateur de tension 235
régulateur intégré 235
relais statique 117, 211
réluctance 79
réponse en fréquence 89
réponse spectrale 219
réseau des caractéristiques de sortie 164, 183
réseau logique programmable (PLD) 264
réseaux de résistances 16
résine époxyde 324
résistance 1
à couche de carbone 14
à couche métallique 15
ajustables 19
ajustable à piste de carbone 19
ajustable à piste de cermet 20
bobinées 15
CMS 16
commandée par une tension 188

Copyright © 2015 Dunod.

de fuites 39
de linéarisation 127
de platine 25
dynamique 89
réelle 9
thermique 307
talons 26
variables 18
résistivité 3
résolution 243, 247
résonateur 87
en céramique 87
en mode parallèle 96
en mode série 96
retard à l'amorçage 200, 207
révélateur 327
rhéostat 26
ROM 272

S

saturation 62, 175
schéma fonctionnel 333
secondaire 76
à point milieu 82
semi-conducteur 131, 158, 225
sensibilité 126, 219
séries normalisées 10, 41
seuils de basculement 232
siemens 3
par mètre 3
silicium 132
SIP (Single In-line Package) 16
sites Internet 330
source 179
stabilisateur 151
stabilisation de tension 149
surintensité maximale (8 µs/20 µs) 115
surtension 116
symbole
d'un CAN 241
d'un CNA 245
d'une résistance 1
normalisé d'un amplificateur opérationnel 228
normalisé d'un condensateur 29
normalisé d'un condensateur polarisé 29
normalisé d'un fusible 283
normalisé d'un thyristor 192
normalisé d'un triac 203
normalisé d'une diode 131
normalisé d'une diode à capacité variable 139
normalisé d'une diode électroluminescente 216
normalisé d'une diode laser 216
normalisé d'une diode Schottky 140
normalisé d'une diode Zener 137
normalisé d'une photodiode 217
normalisé d'une photorésistance 217
normalisé d'une résistance 1
normalisé d'une thermistance CTN 122
normalisé d'une thermistance CTP 123

Copyright © 2015 Dunod.
© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit

normalisé d'une varistance 108
normalisé du phototransistor 218
normalisé du résonateur à quartz 88
normalisés d'une pile et d'un accumulateur 291
normalisés des TEC 180
normalisés des transistors bipolaires 158
normalisés des transistors MOS 181
normalisés pour un transformateur 75
normalisés pour une bobine 59
système américain JEDEC 140, 168
système européen Pro Electron 140, 168

T

table de vérité 252
taux de défaillance 320
TEC canal N 181
température 121
temporisateur 238
intégré 56
temps de recouvrement inverse 142
tension 291
à l'état passant 199
continue maximale de fonctionnement 114
d'amorçage par la gâchette 199
de claquage 133, 142, 199
de pointe répétitive à l'état bloqué 198
de référence 246
de retournement 194
de seuil 133
de varistance 113
directe 142
inverse continue 141
inverse de crête 141
inverse de pointe non répétitive 141, 198
maximale 41
maximale d'écrêtage (niveau de protection) 114
nominale 113, 284
redressée 51
thermodynamique 134
de saturation 229
thermistance 121
CTN 121
CTP 121
thyristor 191
tolérance 94, 112
transfert thermique 306
élémentaire 306
transformateur 75
idéal 78
réel 79
à noyau de fer 80
à noyau de ferrite 83
d'impulsions 83
transformateurs toriques 82
transistor 157
à effet de champ 179
à effet de champ à grille isolée 182
bipolaire 157
bloqué 161

Copyright © 2015 Dunod.

en émetteur commun 160
NPN 158
passant 162
PNP 158
saturé 162
à effet de champ à jonction 179
complémentaires 169
MOS 180
travail électrique 6
élémentaire 305
triac 203
trou métallisé 325
trou d'insertion 325
typon 327

V

va-et-vient 84
valeur efficace maximale de la tension alternative de fonctionnement 114
valeur nominale 9
valeurs normalisées 9
variateur 206
de lumière 208
varistance 107
réelle 109
VDR 108
VHDL 263
vias 325
vieillissement 95
vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué 199
vitesse critique de croissance du courant à l'état passant 198
voltampère 82
voyant 220
clignotant 221

W

watt 6
watt-heure 294
weber 60

Z

zone de pincement 186

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit