L'USINE NOUVELLE

SÉRIE | EEA

Georges Asch et coll.

Préface de Louis Néel Prix Nobel de physique

ACQUISITION DE DONNÉES

Du capteur à l'ordinateur

3e édition

DUNOD

Tout le catalogue sur
www.dunod.com



ÉDITEUR DE SAVOIRS

Ce pictogramme 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 du Centre français d'exploitation du droit de copie (**CFC**, 20 rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).

Illustrations intérieures : Alain et Ursula BOUTEVEILLE-SANDERS
© Dunod, Paris, 2003, 2011
ISBN 978-2-10-056469-9

Toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite selon le Code de la propriété intellectuelle (Art L 122-4) et constitue une contrefaçon réprimée par le Code pénal. • Seules sont autorisées (Art L 122-5) les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, ainsi que les analyses et courtes citations justifiées par le caractère critique, pédagogique ou d'information de l'œuvre à laquelle elles sont incorporées, sous réserve, toutefois, du respect des dispositions des articles L 122-10 à L 122-12 du même Code, relatives à la reproduction par reprographie.

Copyright © 2011 Dunod.

PRÉFACE

C'est avec beaucoup de plaisir que je présente cet ouvrage, car il traite avec compétence de l'évolution d'un sujet qui, depuis quelques siècles, est à la base de l'activité des physiciens et des ingénieurs : celui de la mesure. Mais depuis quelques décennies, les progrès foudroyants de l'électronique et de l'informatique lui ont donné un nouveau visage.

Il y a soixante-dix ans, jeune chercheur, j'avais à mesurer à quelques centièmes de degré près, des températures au voisinage de 400 °C, pour étayer mes conceptions sur le rôle des fluctuations du champ moléculaire des ferromagnétiques aux environs du point de Curie. Nos crédits étaient limités, le commerce ne fournissait que de rares appareils et nous devions construire, à l'atelier de notre laboratoire, les appareils nécessaires tels que potentiomètres, galvanomètres… Mais nous bénéficiions de beaucoup de temps et d'un grand calme dans un bâtiment solide, isolé dans un parc. Il fallait une semaine pour tracer une courbe de chaleur spécifique en fonction de la température.

Aujourd'hui, tout a changé. Pour une même précision, les appareillages sont des centaines de fois plus légers et les processus de mesure des centaines de fois plus courts. En revanche, on opère souvent dans un milieu industriel, à l'environnement agressif, où de multiples perturbations, électromagnétiques, thermiques ou mécaniques (vibrations)… agissent particulièrement sur l'électronique omniprésente associée aux capteurs. On peut aussi multiplier le nombre des points de mesure et, finalement, grâce aux progrès de l'informatique qui traite immédiatement les données acquises, agir directement en temps réel, sans intervention humaine, sur le fonctionnement des dispositifs les plus divers comme l'activité d'un robot ou la trajectoire optimale d'un missile.

Ce sont les moyens de cette révolution que retracent les ouvrages du Professeur Asch et de ses collègues dont le traité fondamental *Les capteurs en instrumentation industrielle* est aujourd'hui complété par *Acquisition de données.*

Certes, il s'adresse naturellement aux ingénieurs et aux techniciens, de préférence quelque peu familiarisés avec la question : il leur rendra de grands services. Mais

Copyright © 2011 Dunod.

je suis aussi persuadé qu'il sera utile aux chercheurs des laboratoires universitaires ainsi qu'aux étudiants scientifiques pour les aider à devenir de bons expérimentateurs, en attirant leur attention sur les effets parasites susceptibles d'affecter leurs mesures et auxquels souvent ils n'apportent qu'une attention insuffisante.

Je souhaite une belle carrière à ce traité.

Professeur Louis Néel, Prix Nobel.

Copyright © 2011 Dunod.

TABLE DES MATIÈRES

Préface V

Introduction 1

1 La chaîne d'acquisition de données – Généralités
par G. Asch 3

1.1 Rôle et constitution de la chaîne 3
1.2 Conditions imposées à la chaîne de mesure 5

2 Les parasites – Généralités
par G. Asch 13

2.1 Sources de parasites 14
2.2 Divers mécanismes d'influence ou couplages 17
2.3 Spectres de fréquences 20
2.4 Mode commun et mode série 24

3 Perturbations par couplage galvanique
par G. Asch 27

3.1 Parasites conduits – Filtrage des lignes 28
3.2 Surtensions parasites – Limiteurs d'amplitude 35
3.3 Masse des signaux – Problèmes. Solutions 37
3.4 Masses mécaniques – Réseau de terre 41

4 Perturbations par couplage magnétique
par G. Asch 47

4.1 Phénomènes d'influence magnétique 47
4.2 Parasites induits dans divers montages 50
4.3 Réduction des perturbations magnétiques à leur source 53
4.4 Protection d'un circuit par blindage 56

Copyright © 2011 Dunod.

5 Perturbations par couplage électrique
par G. Asch 61

5.1 Phénomènes d'influence électrique 61
5.2 Influence d'un couplage capacitif sur divers montages 62
5.3 Blindage électrostatique 66
5.4 Blindage des câbles 71
5.5 Transformateur à écran 75

6 Perturbations par couplage électromagnétique
par G. Asch 77

6.1 Onde électromagnétique – Champ proche – Champ lointain 77
6.2 Influence d'une onde électromagnétique sur un circuit 78
6.3 Blindage électromagnétique – Efficacité de blindage 80

7 Caractéristiques métrologiques des dispositifs constitutifs de la chaîne
par G. Asch 93

7.1 Incertitude apportée par un dispositif 93
7.2 Caractéristiques statiques 94
7.3 Caractéristiques dynamiques 97
7.4 Estimation de l'incertitude de mesure due à un dispositif 100

8 Les capteurs
par G. Asch 103

8.1 Définitions 103
8.2 Capteurs générateurs de force électromotrice 104
8.3 Capteurs générateurs de courant 106
8.4 Capteurs générateurs de charge 107
8.5 Capteurs résistifs 109
8.6 Capteurs inductifs 112
8.7 Capteurs capacitifs 113
8.8 Capteurs pour milieux fortement perturbés 115
8.9 Choix d'un capteur 117

9 Les conditionneurs
par G. Asch 119

9.1 Conditionneur du capteur source de courant 119
9.2 Conditionneur du capteur source de charge 121
9.3 Conditionneurs de capteurs résistifs 123
9.4 Conditionneurs de capteurs réactifs 129

10 Les amplificateurs
par G. Asch 137

10.1 Référence de la tension du signal 137
10.2 Amplificateurs différentiels 141

Copyright © 2011 Dunod.

10.3 Décalage statique 156
10.4 Caractéristiques dynamiques 167
10.5 Calcul d'incertitude 174

11 La protection des circuits d'entrée vis-à-vis des parasites
par G. Asch 181

11.1 Problèmes instrumentaux et solutions possibles 181
11.2 Source isolée de la masse locale – Instrumentation référencée au réseau équipotentiel de terre 184
11.3 Source référencée à sa masse locale – Instrumentation isolée du réseau équipotentiel de terre 191
11.4 Source et instrumentation référencées à des masses distinctes 194

12 Le bruit de fond
par G. Asch 201

12.1 Caractérisation du bruit de fond 201
12.2 Divers types de bruits 203
12.3 Calcul des tensions et courants de bruit 205
12.4 Schémas équivalents pour le bruit 210
12.5 Montages à faible bruit de fond 220

13 Les filtres
par G. Asch 225

13.1 Types de filtres 225
13.2 Conditions imposées et paramètres du filtre 231
13.3 Relation entre ordre du filtre, précision et fréquence d'échantillonnage 234

14 Le multiplexeur
par G. Asch 237

14.1 Généralités 237
14.2 Chaîne de mesure et le choix d'un multiplexeur 238
14.3 Caractéristiques instrumentales d'un multiplexeur 240
14.4 Supermultiplexage 248
14.5 Bilan des incertitudes 249

15 L'échantillonneur-bloqueur
par G. Asch 251

15.1 Nécessité de l'échantillonneur-bloqueur 251
15.2 Constitution – Structures 252
15.3 Temps caractéristiques de l'échantillonneur-bloqueur 254
15.4 Dérives et décalages de la tension mémorisée 257
15.5 Bilan des incertitudes 259

16 Les convertisseurs analogique-numérique
par G. Asch 261

16.1 Caractéristiques générales 261

Copyright © 2011 Dunod.

16.2 Bruit de quantification – Rapport signal sur bruit 263
16.3 Principales méthodes de conversion 264
16.4 Convertisseurs bipolaires 281
16.5 Caractéristiques instrumentales 283
16.6 Mode d'emploi du CAN 287
16.7 Convertisseur numérique-analogique 289

17 L'organisation de la chaîne d'acquisition
par G. Asch 293

17.1 Structures de la chaîne d'acquisition 293
17.2 Gain de la chaîne 297
17.3 Résolution de la chaîne 301
17.4 Budget des temps 303
17.5 Budget des incertitudes – Précision de la chaîne 311

18 Le microprocesseur
par E. Chamberod et J.-P. Comte 315

18.1 Système à microprocesseur 315
18.2 Structure générale d'un microprocesseur 317
18.3 Accélération du traitement des microinstructions 320
18.4 Connexion des circuits externes au microprocesseur 325
18.5 Les différents types de microprocesseurs 336

19 Gestion matérielle de la chaîne par microprocesseur
par E. Chamberod et J.-P. Comte 341

19.1 Contrôle de la fréquence d'échantillonnage 341
19.2 Réglage du filtre antirepliement 343
19.3 Commande du multiplexage et de l'échantillonnage-blocage 346
19.4 Conversion analogique-numérique 349

20 Algorithmes d'acquisition et gestion des temps
par E. Chamberod et J.-P. Comte 361

20.1 Pilotage de la chaîne d'acquisition 361
20.2 Gestion du microprocesseur 367
20.3 Gestion de la mémoire 371
20.4 Programme d'acquisition complet 375
20.5 Mise en œuvre des algorithmes de traitement du signal 379
20.6 Organisation des routines d'acquisition et de calcul 380

21 Gestion métrologique de la chaîne
par G. Asch et P. Desgoutte 389

21.1 Chaîne comprenant un capteur linéaire 389
21.2 Chaîne comportant un capteur non linéaire 393

Copyright © 2011 Dunod.

22 Transmission des données
par G. Asch 397

22.1 Transmission par boucle de courant 397
22.2 Transmissions numériques – Généralités 402
22.3 Transmission en parallèle 404
22.4 Transmission en série 407
22.5 Ligne de transmission 414

23 Capteurs intelligents. Réseaux
par E. Chamberod et Z. Mammeri 419

23.1 Le capteur intelligent 419
23.2 Réseaux 424

24 Réseaux de terrain
par Z. Mammeri 441

24.1 Réseaux locaux industriels (RLI) 441
24.2 Les réseaux de terrain 443
24.3 Réseau CAN 451
24.4 Réseau WorldFIP 457
24.5 Réseau PROFIBUS 462

25 L'ordinateur – Architecture matérielle et logicielle
par J. Gunther 469

25.1 Logiciel 471
25.2 Unité centrale 474
25.3 Interfaces de connexion des périphériques 481
25.4 Logiciel d'exploitation 487

26 L'acquisition de données sur PC
par P. Renard 495

26.1 Vue d'ensemble 495
26.2 Cartes d'acquisition 498
26.3 Cartes enfichables et formats de bus 502
26.4 Boîtiers externes 507
26.5 Options logicielles 510
26.6 Instruments virtuels 517

Bibliographie 519

Index 521

Copyright © 2011 Dunod.

Collaborateurs

Éric Chamberod
Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Éric Chamberod est Maître de conférences à l'IUT de Grenoble.

Jean-Pierre Comte
Docteur en électronique, ancien Maître de conférences à l'Université Claude Bernard Lyon I.

Pierre Desgoutte
Docteur en électronique, Pierre Desgoutte est Maître de conférences à l'Université Lyon I.

Jean Gunther
Docteur en informatique, Jean Gunther est Maître de conférences à l'Université Lyon I.

Zoubir Mammeri
Zoubir Mammeri est Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse.

Patrick Renard
Patrick Renard est le directeur de la communication de National Instruments France.

Copyright © 2011 Dunod.

Remerciements

La réalisation de cet ouvrage doit beaucoup à Madame Bernadette Chanut. Son aide constante et efficace a permis de mener ce travail à bonne fin.

INTRODUCTION

« *La science des projets consiste à prévenir les difficultés de l'exécution.* »
Vauvenargues.

Pour agir efficacement sur un processus physique, chimique ou biologique, naturel ou industriel, il importe, au préalable, de bien le connaître : la chaîne d'acquisition fournit au décideur (homme ou machine) les informations permettant d'orienter son action et de valider ses décisions. Encore faut-il que les informations acquises soient suffisantes et dignes de foi.

D'un monde réel complexe où s'enchevêtrent de multiples phénomènes, la chaîne d'acquisition permet d'extraire les informations simples et nécessaires à une représentation valable et utile. Ces informations caractérisent les grandeurs physiques qui sont les paramètres agissants des modèles représentatifs de la réalité : température, pression, débit, force, etc. Connaître une grandeur, c'est, pour le physicien ou l'ingénieur, lui affecter une valeur numérique ou une succession de valeurs numériques significatives qui résultent d'opérations de mesure : la chaîne d'acquisition est donc une chaîne de mesure. La grandeur objet de mesure ou mesurande est caractérisée par son intensité et par son évolution temporelle ; ce sont ces informations que pour chaque mesurande la chaîne d'acquisition doit pouvoir délivrer sous la forme de signaux électriques représentatifs et exploitables.

Les difficultés que présente l'acquisition de données ont deux causes principales :

– l'imbrication dans la réalité de multiples grandeurs qui rend souvent difficile l'isolement et la saisie du seul mesurande recherché ;

– les imperfections des dispositifs constitutifs de la chaîne qui entraînent une détérioration des signaux et donc de l'information.

C'est à ces deux niveaux que doit se porter l'attention du concepteur pour limiter l'imprécision des mesures et éviter les risques d'erreur.

Copyright © 2011 Dunod.

Le capteur est la source première du signal électrique et donc de l'information traitée; le signal qu'il délivre doit être l'image électrique du mesurande qu'il traduit et donc contenir toute l'information recherchée. Or, du seul fait de son installation, un capteur est susceptible de modifier la valeur du mesurande qu'il est censé traduire et, de plus, les autres grandeurs physiques de son environnement risquent d'altérer sa réponse.

Les dispositifs dont l'association au capteur constitue la chaîne d'acquisition (amplificateur, filtre, échantillonneur-bloqueur, convertisseur analogique-numérique) ont pour fonction de traiter le signal de façon à le rendre approprié à l'exploitation prévue. Cependant, les caractéristiques métrologiques de ces dispositifs ont des limitations dont il faut tenir compte pour éviter une détérioration du signal et donc une perte d'information : dérives thermiques et temporelles, bruit de fond, sensibilité aux perturbations électromagnétiques, non linéarité, bande passante limitée ou temps de réponse fini. Concevoir une chaîne d'acquisition, c'est choisir les dispositifs et leur montage de façon que leurs limitations soient compatibles avec la sauvegarde de l'information liée au signal.

La généralisation du rôle des ordinateurs dans le contrôle-commande des processus industriels et en particulier, leur association aux chaînes d'acquisition n'a pas supprimé les problèmes précédents : elle donne, cependant, des moyens nouveaux, automatisés et rapides pour en tenir compte et les corriger, déchargeant ainsi l'opérateur des tâches fastidieuses de réglage, de compensation, d'annulation, etc. En outre, l'ordinateur est capable de remplir, en aval de la chaîne, les fonctions complémentaires à l'acquisition que sont la mémorisation, l'affichage des données, leur analyse et leur traitement en temps réel.

Le but de cet ouvrage est d'attirer l'attention sur les problèmes que pose l'adéquation à leur tâche des divers dispositifs de la chaîne et d'examiner les solutions possibles. Il n'y a pas, en général, de solution parfaite car les contraintes techniques, environnementales, économiques imposent des compromis.

C'est dans l'espoir d'aider le concepteur et l'utilisateur de chaînes d'acquisition à faire des choix raisonnables et efficaces que nous avons écrit cet ouvrage.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 1

LA CHAÎNE D'ACQUISITION DE DONNÉES – GÉNÉRALITÉS

1.1 Rôle et constitution de la chaîne

Une chaîne d'acquisition recueille les informations nécessaires à la connaissance et au contrôle d'un procédé ; elle délivre ces informations sous une forme appropriée à leur exploitation (*figure 1.1*).

Un procédé industriel regroupe divers éléments dont les interactions physiques ou (et) chimiques concourent à un but de fabrication ou de transformation ; le procédé est instrumenté et piloté à cette fin. L'état d'un procédé est, à chaque instant, caractérisé par les valeurs d'un certain nombre de grandeurs physiques ou (et) chimiques variables : ces valeurs sont les informations que le système d'acquisition doit fournir. L'assignation d'une valeur à une grandeur physique ou chimique est une opération de mesure, la grandeur objet de la mesure étant appelée le **mesurande.**

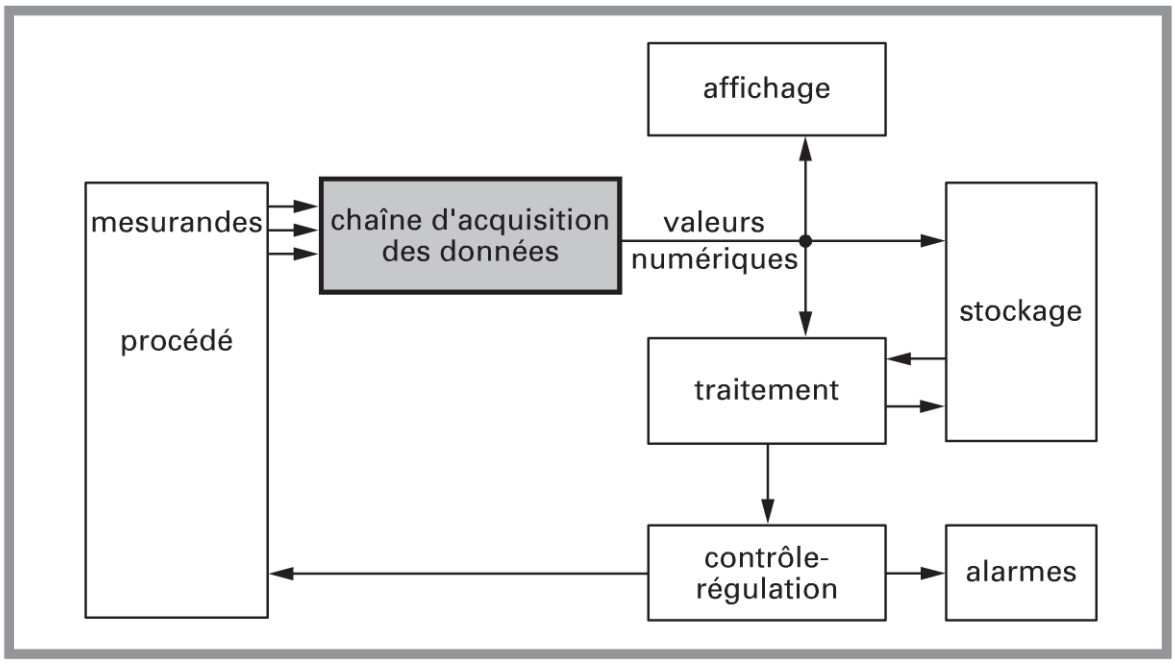


Figure 1.1 - Place de la chaîne d'acquisition de données dans un ensemble de mesure-contrôle de procédé.

Copyright © 2011 Dunod.

L'analyse, pour ses grandeurs fondamentales, de l'ensemble complexe d'interactions que constitue un procédé s'obtient par une succession d'opérations instrumentales ayant chacune sa fonction propre : la chaîne d'acquisition est formée par l'ensemble ordonné et coordonné des divers dispositifs assurant ces fonctions (*figure 1.2*).

Dans sa structure de base, une chaîne d'acquisition doit pouvoir assurer, au moyen des dispositifs appropriés, les fonctions suivantes :

– **extraction de l'information** concernant chacune des grandeurs physiques à connaître et **traduction en signal électrique** au moyen de capteurs et conditionneurs ;

– **traitement analogique du signal** destiné en particulier à en éviter la dégradation par le bruit et les parasites : amplification, filtrage ;

– **sélection** parmi l'ensemble des signaux disponibles du seul signal requis à l'aide du multiplexeur ;

– **conversion du signal sous forme numérique** adaptée au calculateur chargé de l'exploiter, au moyen de l'échantillonneur-bloqueur et du convertisseur analogique numérique ;

– **la coordination des opérations** précédentes est assurée par un calculateur qui, en outre, peut être chargé de divers traitements sur les signaux numériques qu'il a acquis, traitements destinés à faciliter leur exploitation (linéarisation) ou corriger des défauts de l'appareillage (dérives thermiques compensées après autozéro et autoétalonnage par exemple).

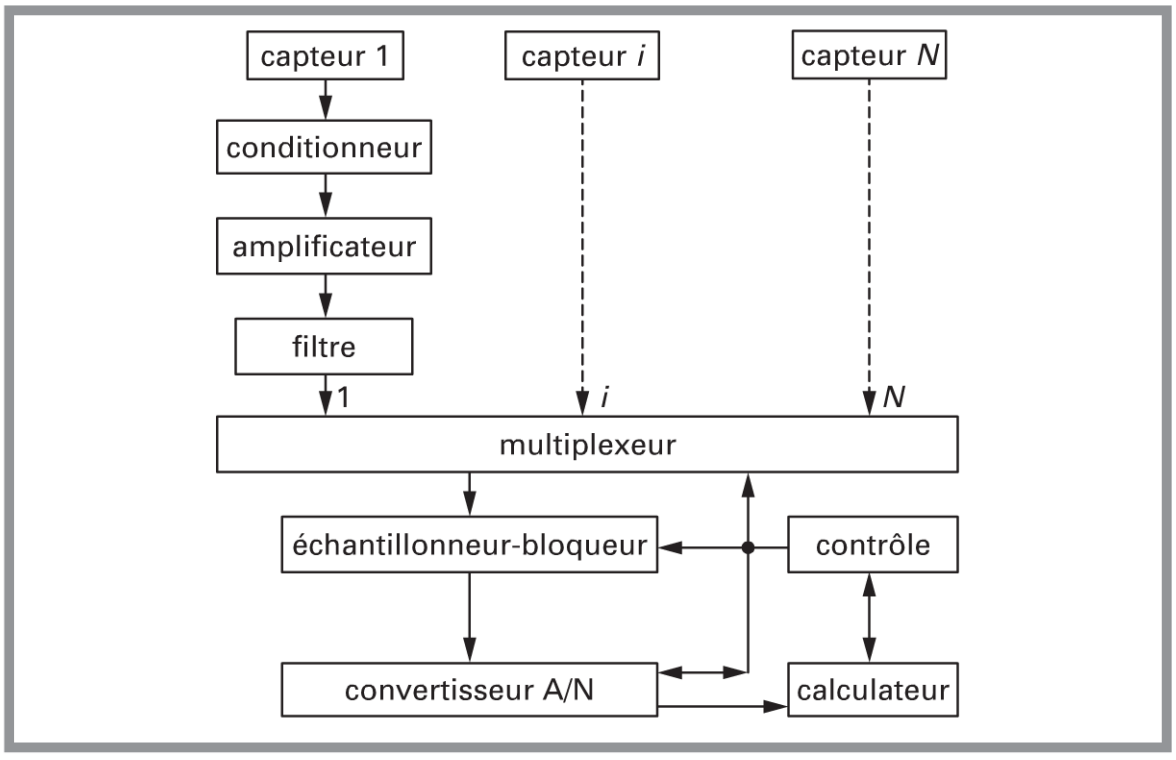


Figure 1.2 - Exemple de structure d'une chaîne d'acquisition.

Copyright © 2011 Dunod.

Des conditions particulières d'emploi peuvent nécessiter l'adjonction de fonctions supplémentaires comme, par exemple : la **transmission à distance** des signaux par ligne bifilaire, après conversion tension-fréquence ou tension-courant, par émission hertzienne, en général à modulation de fréquence ou d'impulsions, ou encore par fibre optique après conversion du signal électrique en signal optique.

1.2 Conditions imposées à la chaîne de mesure

La conception d'une chaîne doit satisfaire à des conditions imposées par l'application envisagée, définies dans le cahier des charges, et qui concernent en particulier : l'étendue de mesure, la précision, la résolution, la rapidité, l'immunité aux grandeurs d'influence de l'environnement de mesure.

1.2.1 Étendue de mesure

L'étendue de mesure (*E.M.*) est définie par les valeurs maximale m_{max} et minimale m_{min} du mesurande à acquérir :

$$E.M. = m_{max} - m_{min}$$

Selon les valeurs de m_{min} on peut distinguer trois cas :

- $m_{min} = m_o$, $E.M. = m_{max} - m_o$,

Exemple : $T_{max} = 700$ °C, $T_{min} = 500$ °C, $E.M. = 200$ °C.

- $m_{min} = 0$, $E.M. = m_{max}$

Exemple : $p_{max} = 100$ bar, $p_{min} = 0$ bar, $E.M. = 100$ bar.

- $m_{min} = -m_{max}$, $E.M. = 2m_{max}$,

Exemple : $m_{max} = 1$ cm, $m_{min} = -1$ cm, $E.M. = 2$ cm.

La donnée de l'*E.M.* est un des éléments déterminants du choix d'un capteur approprié.

1.2.2 Précision

L'exploitation convenable des résultats de mesure impose une limite maximale à l'incertitude de mesure, par exemple :

– connaître la valeur d'une température T à $\pm$ 1 °C ou $\pm$ 0,1 °C près;

– connaître la valeur d'une force F à 1 % ou 0,1 % près.

Copyright © 2011 Dunod.

L'incertitude qui affecte chaque résultat de mesure est une caractéristique importante de la chaîne d'acquisition. À l'exclusion des grandeurs étalons dont la valeur est fixée conventionnellement, la valeur vraie m d'une grandeur physique ne peut être déterminée exactement par la mesure.

Ce dont dispose l'expérimentateur, c'est d'une part un résultat numérique M délivré par l'installation de mesure et qui est la valeur mesurée, d'autre part une estimation de l'incertitude ou erreur à craindre, $\pm\,\delta M$, qui affecte le résultat de mesure. Ceci permet à l'expérimentateur de fixer la plage de valeurs à l'intérieur de laquelle se trouve – le cas échéant avec une probabilité déterminée – la valeur vraie m :

$$M - \delta M \leqslant m \leqslant M + \delta M$$

que l'on écrit généralement : $m = M \pm \delta M$.

L'erreur de précision de la chaîne est l'erreur relative ε_p rapportée à l'étendue de mesure :

$$\varepsilon_p = \frac{\delta M}{M_{\max} - M_{\min}}.$$

La précision de la chaîne est d'autant plus grande que ε_p est plus petit.

La valeur de l'incertitude δM peut être estimée a priori à partir des caractéristiques métrologiques des divers dispositifs constitutifs de la chaîne telles qu'elles sont fournies par les constructeurs. Ce mode d'estimation de l'incertitude est le seul possible dans la phase de conception d'une chaîne de mesure dont l'incertitude maximale est imposée par le cahier des charges. L'analyse et le décompte de l'ensemble des incertitudes apportées par les divers éléments de la chaîne de mesure constitue **le budget des incertitudes** (§ 17.5).

Une valeur plus exacte de l'incertitude réelle peut être estimée a posteriori par **étalonnage** de la chaîne. Pour ce faire, on détermine la réponse de la chaîne à des ensembles de valeurs connues des divers mesurandes. La répartition statistique des résultats de mesure permet d'établir la réponse réelle de la chaîne ainsi que les incertitudes associées.

1.2.3 Résolution

Pour certains dispositifs (potentiomètre bobiné, convertisseur analogique-numérique), une faible variation de la grandeur d'entrée peut n'entraîner aucune variation mesurable de leur grandeur de sortie.

De même, la présence du bruit de fond (chapitre 12) rend la détection d'un signal d'autant plus difficile que le signal est plus faible.

Copyright © 2011 Dunod.

Soit $\mathrm{d}m_{)\min}$ la variation minimale du mesurande donnant une variation mesurable $\mathrm{d}M_{)\min}$ de la valeur M mesurée :

– si $\mathrm{d}m < \mathrm{d}m_{)\min}$, on peut avoir $\mathrm{d}M = 0$;

– si $\mathrm{d}m = \mathrm{d}m_{)\min}$, on a $\mathrm{d}M = \mathrm{d}M_{)\min}$

Il en résulte sur la valeur mesurée une incertitude $\delta M = \mathrm{d}M_{)\min}$ qui, rapportée à l'étendue de mesure, est l'**erreur de mobilité** :

$$\varepsilon_m = \frac{\mathrm{d}M_{)\min}}{M_{\max} - M_{\min}}.$$

On désigne par **résolution**, l'inverse de ε_m :

$$\text{résolution} = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{\mathrm{d}M_{)\min}}.$$

La résolution spécifie le nombre de valeurs distinctes qu'il est possible d'associer au mesurande dans l'étendue de mesure.

1.2.4 Rapidité

Les valeurs numériques obtenues pour chacun des mesurandes doivent être assez nombreuses pour être représentatives de leur évolution temporelle.

La rapidité caractérise l'aptitude d'un dispositif à répondre aux variations temporelles du mesurande ; **la rapidité est spécifiée soit par la bande passante, soit par le temps de réponse** (§ 7.3.2).

Le cahier des charges définit pour chaque mesurande l'extension du spectre de fréquences et en particulier la limite supérieure qui est la fréquence haute F_h. Les divers dispositifs de la chaîne doivent avoir des bandes passantes telles que le signal puisse être traité sans que son atténuation ou son déphasage ne deviennent incompatibles avec la précision exigée.

■ Échantillonnage

Le multiplexeur et l'échantillonneur-bloqueur réalisent un échantillonnage des signaux. En principe, afin d'éviter toute perte d'information, la fréquence F_e à laquelle s'effectue l'échantillonnage doit satisfaire à la **condition de Nyquist** :

$$F_e \geqslant 2\, F_h\,.$$

L'opération d'échantillonnage entraîne l'apparition de nouvelles bandes de fréquences centrées autour de F_e, $2F_e$, ... kF_e.

Soit $F_N = F_e/2$ **la fréquence dite de Nyquist** ; on montre que, du fait de l'échantillonnage, un signal dont la fréquence F_1 est supérieure à F_N : $F_1 = F_N + \Delta F_1$

Copyright © 2011 Dunod.

donnera naissance, après échantillonnage, entre autres, à un signal de fréquence $F'_1 = F_N - \Delta F_1$. Ce dernier signal est dit replié : dès lors que $F'_1 \leqslant F_h$, ce signal se superpose au signal de mesure et dégrade son information. Afin d'éviter ce risque, **il est indispensable de filtrer le signal avant tout échantillonnage en sorte que les fréquences susceptibles d'être repliées dans le spectre du signal utile soient suffisamment atténuées pour que leur repliement n'altère pas de façon significative le spectre de ce signal** (*figure 1.3*).

Les conditions de précision exigées de la chaîne imposent généralement, dans le cas d'un filtre réel, une fréquence d'échantillonnage F_e très supérieure au minimum théorique de Nyquist (§ 13.3).

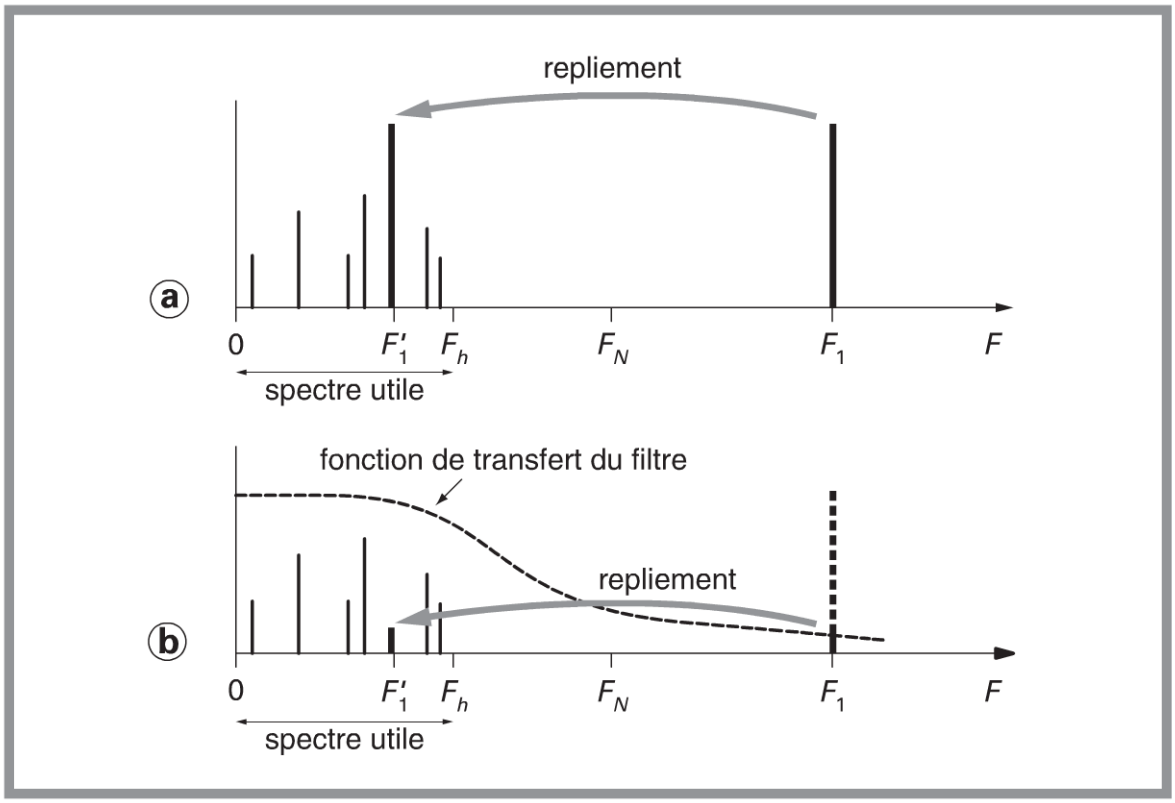


Figure 1.3 - Repliement d'un signal dans le spectre utile :
a) sans filtrage ; b) avec filtrage avant échantillonnage.

■ Temps de scrutation

Entre deux échantillonnages successifs d'une même voie, s'écoule une période d'échantillonnage $T_e = 1/F_e$. Pendant cet intervalle T_e, l'ensemble des N canaux doit être échantillonné et converti sous forme numérique. On désigne par t_{sc}, **temps de scrutation**, la durée nécessaire à l'acquisition complète d'une voie; on a donc :

$$N\,t_{sc} \leqslant T_e \quad \text{soit :} \quad t_{sc} \leqslant T_e/N. \tag{1}$$

Copyright © 2011 Dunod.

On distingue généralement deux modes de scrutation :

– la scrutation séquentielle lorsque $t_{sc} = T_e/N$; dans ce cas la scrutation des voies s'effectue en permanence et sans temps mort entre les N scrutations de l'ensemble des voies (*figure 1.4a*) ;

– la scrutation en rafale lorsque $t_{sc} < T_e/N$; dans ce cas les N voies de mesure sont scrutées très rapidement afin d'obtenir des informations quasi synchrones sur leurs signaux ; il en résulte qu'entre les N scrutations de l'ensemble des voies il y a un temps mort de valeur : $T_e - N\,t_{sc}$ (*figure* 1.4*b*).

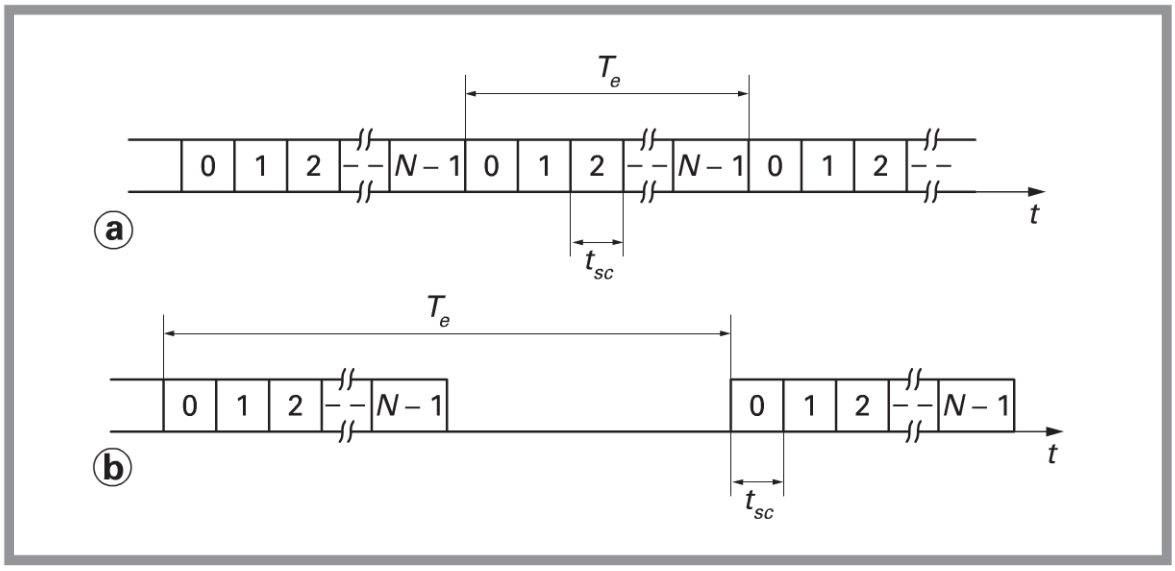


Figure 1.4 - Modes de scrutation :

a) scrutation séquentielle ; b) scrutation en rafale.

Le temps nécessaire à la scrutation d'une voie résulte de l'addition des temps de réponse des dispositifs constitutifs de cette voie. Chaque dispositif d'une chaîne est caractérisé, en effet, par un **temps de réponse** t_r qui est soit constant (temps de conversion d'un convertisseur analogique-numérique), soit fonction de la précision recherchée (temps d'établissement à ε près de l'amplificateur, de l'échantillonneur-bloqueur, etc.). La durée minimale de scrutation d'une voie doit donc être égale à la somme des temps de réponse des dispositifs intervenant :

$$\Sigma t_{r)i} \leqslant t_{sc}. \qquad (2)$$

Il résulte des inéquations (1) et (2) que les divers dispositifs qui interviennent dans la scrutation d'une voie doivent avoir des réponses suffisamment rapides pour que soit satisfaite la condition :

$$\Sigma t_{r)i} \leqslant T_e/N.$$

L'application à la chaîne d'acquisition de cette dernière condition constitue **le budget des temps** (§ 17.4).

Copyright © 2011 Dunod.

1.2.5 Environnement de mesure

L'environnement de mesure regroupe l'ensemble des grandeurs physiques ou chimiques – autres que le mesurande – dont l'influence sur les divers éléments de la chaîne est susceptible d'en modifier les performances, d'altérer le signal de mesure et donc d'entraîner un résultat de mesure erroné.

Parmi ces grandeurs dites d'influence, les plus généralement présentes sont la température et les parasites ou perturbations électromagnétiques mais, le cas échéant, vibrations, humidité, rayonnements nucléaires peuvent aussi être la cause d'une dégradation des conditions de mesure.

Lorsque la chaîne de mesure risque d'être soumise à des grandeurs d'influence, deux tactiques sont en général possibles :

– **minimiser leur influence par des protections adéquates :** supports antivibratoires, enceintes thermostatées, blindages antiparasites, etc.

– **prendre en compte leur influence, lorsque cela est possible, afin de corriger en conséquence le résultat de mesure.**

■ Influence de la température

Les variations de température sont susceptibles de modifier la sensibilité d'un capteur, le gain d'un amplificateur et de provoquer des décalages de leur zéro.

Cependant, la mesure de la température du capteur permet de connaître la sensibilité réelle de l'appareil dès lors qu'est connue la relation sensibilité-température et de corriger en conséquence les résultats de mesure.

De même les procédures d'auto-étalonnage et d'autozéro (§ 21.1) permettent, à chaque instant, de connaître respectivement le gain réel de la chaîne ainsi que son décalage de zéro qui, dès lors, peuvent être pris en compte dans l'exploitation des résultats de mesure.

■ Compatibilité électromagnétique

La compatibilité électromagnétique (CEM) est l'aptitude d'un dispositif électronique à fonctionner correctement :

– d'une part sans perturber les dispositifs voisins, (émission),

– d'autre part sans être perturbé par ces dispositifs, (immunité).

Les chaînes d'acquisition se trouvent généralement placées dans un environnement où de multiples appareils et machines électriques créent, par leur fonctionnement même, des champs électromagnétiques qui se propagent à partir de leurs sources par rayonnement dans l'espace ou par conduction le long des câbles. Ces champs, lorsqu'ils atteignent les circuits de la chaîne d'acquisition, sont suscepti-

Copyright © 2011 Dunod.

bles d'y développer des **perturbations ou des signaux parasites qui, en se superposant au signal utile, risquent de détériorer l'information que porte ce signal.**

Il est donc primordial, lors de la réalisation d'une chaîne d'acquisition, d'en assurer la compatibilité électromagnétique et principalement l'immunité aux parasites des étages où le signal est à faible niveau. Il s'agit dès lors de concevoir circuits et montages de façon à assurer au mieux la protection du signal à l'égard des parasites, que ceux-ci aient pour origine des dispositifs extérieurs ou certaines parties du système dont la chaîne d'acquisition est l'un des éléments. L'étude des divers types de perturbations, de leurs effets et des moyens de protection est l'objet des chapitres 2 à 6.

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 2

LES PARASITES – GÉNÉRALITÉS

Les parasites sont des tensions ou des courants variables et indésirables qui sont superposés au signal utile, produit ou traité par un appareillage. Contrairement au bruit de fond qui est une caractéristique physique propre à tout circuit, les parasites sont transférés par le couplage intempestif d'un circuit qui est leur source vers le circuit qu'ils perturbent.

Les parasites sont susceptibles de dégrader l'information portée par le signal utile et de provoquer dans des circuits de contrôle des commandes inopportunes lorsque leur niveau dépasse un certain seuil. Cette situation risque de se produire principalement dans les circuits où les signaux utiles sont de faible amplitude. C'est le cas, en particulier, dans la partie initiale de la chaîne d'acquisition au niveau des capteurs, de leurs conditionneurs et des amplificateurs associés, tous dispositifs dont l'agencement, les caractéristiques métrologiques et électriques doivent prendre en compte la présence de parasites de divers types afin d'en minimiser les effets (chapitre 11).

L'importance des parasites apparaissant dans le circuit perturbé dépend :

- de la nature et de l'intensité des phénomènes électriques dont leur source est le siège ;
- de l'influence que la source peut exercer sur le circuit ;
- des caractéristiques électriques (impédance, bande passante) du circuit perturbé.

Les perturbations apportées par des parasites ne sont pas inévitables ; au contraire, un ensemble de méthodes permet au moins de les minimiser, au mieux de les supprimer en agissant suivant trois directions :

- **action sur la source, lorsque cela est possible, pour supprimer ou limiter les phénomènes à l'origine des parasites ;**
- **action sur le couplage qui existe entre source et circuit afin d'annuler ou réduire l'influence perturbatrice ;**
- **action sur le circuit perturbé qui doit être conçu de façon à y minimiser la sensibilité du signal aux parasites.**

Copyright © 2011 Dunod.

2.1 Sources de parasites

Une source de parasites est un dispositif ou un appareillage électrique qui, en fonctionnement, produit dans son environnement un champ électrique et un champ magnétique variables. Ces champs se propagent à partir de leur source soit par rayonnement, soit guidés le long de conducteurs ; ils développent dans les circuits qui s'y trouvent soumis des courants et tensions qui sont parasites dès lors que leur présence n'est pas voulue.

L'importance des parasites prenant naissance dans un circuit est d'autant plus grande que les champs électriques et (ou) magnétiques qui sont à leur origine sont d'une part plus intenses et d'autre part, à variation plus rapide. C'est pourquoi on peut considérer comme **sources de parasites potentielles** :

– **les circuits de puissance** d'une part, qui sont le siège de tensions et (ou) courants variables importants ;

– **les circuits de commutation** d'autre part, où se produisent de brusques variations de courant et de tension.

Il va de soi qu'un même circuit peut être à la fois un circuit de puissance et un circuit de commutation aggravant d'autant les risques de parasitage.

Les circuits de puissance regroupent :

– les lignes de transport d'énergie;

– les appareillages électriques tels que transformateurs, fours, éclairage, machines-outils, moteurs, générateurs, émetteurs de radiodiffusion (*figure 2.1*).

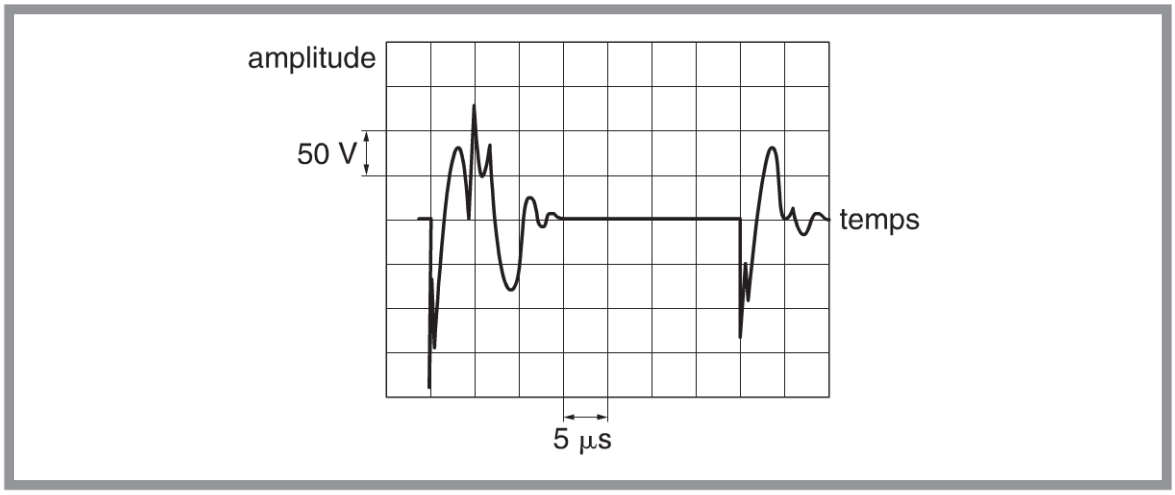


Figure 2.1 - Exemple de parasite produit par une machine-outil sur le réseau d'alimentation.

Les circuits de commutation sont caractérisés par des phases alternées de blocage et de conduction de certains de leurs composants : circuits numériques, oscilla-

Copyright © 2011 Dunod.

teurs de relaxation, circuits à relais, alimentations à découpage, allumage automobile, flashes électroniques, etc.

Les sources de parasites précédemment indiquées sont localisées dans des appareillages industriels ou domestiques : il y a lieu de signaler, en outre, deux phénomènes naturels susceptibles d'engendrer des parasites : la décharge électrostatique et la foudre.

2.1.1 La décharge électrostatique

Elle est la conséquence de l'électrisation d'un corps par frottement, phénomène désigné comme effet triboélectrique : le frottement de deux isolants de constantes diélectriques différentes ou d'un isolant et d'un métal entraîne l'apparition, sur leurs surfaces respectives, de charges électriques de signes contraires. Les objets ou corps chargés électriquement créent dans leur voisinage un champ électrostatique proportionnel à la charge portée. Lorsque ce champ atteint sa valeur disruptive, il se produit une décharge rapide par un courant bref mais intense, créant dans l'espace environnant un champ magnétique important et variable qui est à l'origine des parasites induits dans les circuits qui s'y trouvent soumis. C'est ainsi que les frottements d'un liquide isolant sur la paroi interne d'une conduite, d'une courroie sur une poulie, du métal et du diélectrique d'un câble coaxial, d'une personne se déplaçant sur un tapis isolant, entraînent, par effet triboélectrique, l'apparition de charges puis, lorsque le champ disruptif est atteint, de décharges électrostatiques.

Dans les deux premiers exemples cités, le danger réside d'abord dans les risques d'explosion lorsque l'atmosphère où s'effectuent les décharges est explosible.

Dans le cas du câble coaxial, la séparation des charges portées par le diélectrique et le conducteur lors de mouvements de flexion ou de torsion du câble est une source de bruit dont le niveau peut atteindre jusqu'à 100 mV, mais que l'on peut prévenir soit en empêchant tout mouvement du câble, soit en utilisant un câble dit à faible bruit dont l'interface métal-diélectrique est revêtue d'un produit lubrifiant et conducteur facilitant l'écoulement des charges.

Une personne se déplaçant sur un sol recouvert de moquette peut acquérir une charge de l'ordre de 10^{-6} C; sa capacité par rapport à la terre étant de l'ordre de 10^{-10} F, son potentiel peut donc atteindre plusieurs kilovolts (*figure 2.2*). Le contact d'une personne à un tel potentiel avec un composant tel qu'un transistor à effet de champ entraîne la destruction immédiate de ce dernier par claquage de l'isolant entre gate et canal. Lorsqu'une personne chargée électrostatiquement s'approche d'une surface métallique reliée à la terre, une étincelle jaillit entre cette personne et la surface dès lors que le champ entre elles atteint la valeur disruptive (30 kV · cm^{-1} dans l'air).

Copyright © 2011 Dunod.

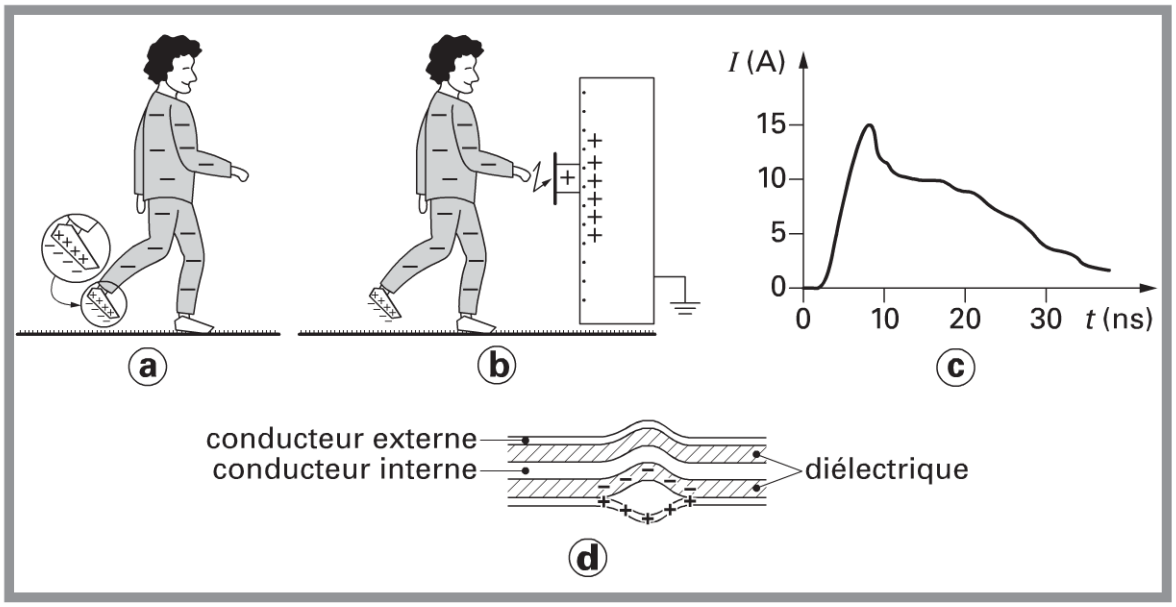


Figure 2.2 - Effet triboélectrique.
a) processus de charge d'une personne; b) décharge d'une personne et influence sur un équipement électronique; c) exemple de courant de décharge d'une personne; d) charges triboélectriques dans un câble coaxial.

Les moyens de protection mis en œuvre visent :

– à éviter la formation de charges électrostatiques par l'emploi de matériaux non triboélectriques (tapis en fibres naturelles) ;

– à favoriser, le cas échéant, leur neutralisation ou leur écoulement par ionisation ou par humidification de l'air et par une liaison conductrice à la terre des opérateurs.

2.1.2 La foudre

C'est une décharge électrique se produisant entre un nuage chargé et le sol. Au sein d'un nuage d'orage, les mouvements d'air ascendant opèrent une séparation des charges électriques apparues par effet triboélectrique sur les précipitations : la partie supérieure du nuage est ainsi chargée positivement alors que sa base est chargée négativement. La surface du sol, sous la base du nuage, se charge par influence positivement : l'espace entre la base du nuage et le sol se trouve alors soumis à un champ électrique qui peut atteindre des valeurs très élevées, 10 à 20 kV · m^{-1}, correspondant à des différences de potentiel nuage-sol de 10^7 V. Lorsque le champ électrique atteint un seuil disruptif, un premier éclair jaillit, en général du nuage vers la terre. L'ionisation de l'air qui en résulte facilite les décharges suivantes, généralement plus importantes. Une décharge de foudre correspond à une impulsion de courant dont le front à croissance très rapide, de l'ordre de la µs est suivi d'une décroissance relativement lente de durée supérieure à 10^2 µs. Les caractéristiques importantes d'une décharge de foudre sont :

– la vitesse maximale de montée du courant : 50 à 100 kA · μs^{-1} ;

– le courant crête : 10 à 100 kA ;

Copyright © 2011 Dunod.

– l'intégrale $\int i^2 \, dt$ qui détermine l'énergie thermique W dissipée dans une résistance R parcourue par la décharge : $W = R \int i^2 \, dt$.

La protection des bâtiments vis-à-vis de la foudre s'obtient en canalisant vers la terre le courant de foudre au moyen d'un ensemble de conducteurs verticaux dont la base est reliée à une prise de terre. La section s de ces conducteurs doit être suffisante pour que l'énergie thermique dissipée par le courant de foudre n'entraîne pas leur fusion (pour le cuivre $s \cong 30$ mm^2).

Au point de vue électrique, deux types de perturbations dues à la foudre doivent être prises en compte afin d'en minimiser les effets :

– **la montée en potentiel de la prise de terre (§ 3.4) ;**

– **les phénomènes d'induction électromagnétique (chapitre 4).**

Un courant de foudre parcourant un conducteur relié à la terre provoque une élévation considérable du potentiel U de cette terre par rapport à une terre éloignée prise comme référence : $U = R_t \cdot I$, où R_t est la résistance de la prise de terre du conducteur de protection et I est la valeur de crête du courant de foudre, par exemple : $R_t = 2\ \Omega$; $I = 5 \times 10^4$ A ; $U = 10^5$ V.

Cette différence de potentiel risque d'entraîner des claquages avec des conducteurs voisins et reliés à une terre distincte : réseau électrique, armatures de béton, conduites métalliques. C'est pourquoi il est absolument nécessaire de relier le conducteur de protection de foudre à l'ensemble des conducteurs référencés par ailleurs à la terre afin de supprimer entre eux toute différence de potentiel dangereuse.

Les phénomènes d'induction sont produits dans les boucles limitées par des conducteurs et soumises au flux d'induction très rapidement variable qu'y provoque le front montant très raide du courant de foudre. La réduction de cette f.e.m. s'opère d'abord par la minimisation des surfaces soumises au flux variable en rapprochant les conducteurs d'aller et retour; une protection supplémentaire peut être assurée, le cas échéant, par des dispositifs antisurtenseurs (§ 3.2).

2.2 Divers mécanismes d'influence ou couplages

Le transfert de la perturbation du dispositif qui en est la source vers le circuit qui en est la victime s'opère :

– soit par guidage de la perturbation le long de conducteurs communs à la source et au circuit : il s'agit alors d'**un couplage galvanique** ;

– soit par rayonnement à partir de la source dans l'espace environnant où se trouve placé le circuit perturbé : **le couplage est alors radiatif.**

Copyright © 2011 Dunod.

Dans le cas d'un couplage radiatif c'est une onde électromagnétique qui est émise par le dispositif perturbateur et qui, reçue par le circuit perturbé, y provoque l'apparition de courants et tensions parasites.

Une onde électromagnétique est définie par l'association d'un champ électrique **E** et d'un champ magnétique **H** qui se propagent. Les amplitudes de **E** et **H** dépendent de la nature de la source et des courants et tensions dont elle est le siège. Les champs varient dans le temps à la fréquence F des phénomènes électriques dans la source et ils varient dans l'espace, en fonction du rapport d/λ où d est la distance à la source et λ la longueur d'onde : $\lambda = c/F$ où $c = 3 \times 10^8$ m · s^{-1} dans le vide et dans l'air.

On distingue, très schématiquement, deux régions dans l'espace environnant la source :

– la région dite du champ proche où $d < \lambda/2\pi$;

– la région dite du champ lointain où $d > \lambda/2\pi$.

2.2.1 Région du champ proche ($d < \lambda/2\pi$)

Aux fréquences industrielles (50 Hz et harmoniques) et jusqu'à des fréquences de l'ordre du MHz ($\lambda/2\pi \cong 50$ m) on est généralement en champ proche. Le rapport d/λ étant faible, on peut négliger le phénomène de propagation et considérer que le champ électrique et le champ magnétique ont, en un point et à un instant donnés, les valeurs correspondant au potentiel et au courant de la source au même instant : le problème se traite alors comme celui d'un état stationnaire et la théorie des circuits peut être appliquée en modélisant l'influence de la source par une impédance dite de couplage.

Dans ce cas :

– l'**influence magnétique** entre circuits perturbateur et perturbé est modélisable par le coefficient de mutuelle induction établi entre ces deux circuits; **le couplage est dit inductif** (chapitre 4);

– l'**influence électrique** entre deux conducteurs (la source perturbatrice et le circuit perturbé) est modélisable par la capacité existant entre ces deux conducteurs : **le couplage est dit capacitif** (chapitre 5).

2.2.2 Région du champ lointain ($d > \lambda/2\pi$)

L'onde issue de la source est, dans cette région, une onde plane :

– **E** et **H** sont perpendiculaires entre eux d'une part et à la direction de propagation d'autre part;

– **E** et **H** varient en phase, le rapport E/H étant constant et égal à 377 Ω.

Copyright © 2011 Dunod.

C'est l'interaction entre cette onde électromagnétique qui se propage et le circuit qui s'y trouve soumis qui détermine le parasite dont le circuit est le siège : **le couplage entre source et circuit est dit électromagnétique** (chapitre 6).

Cette interaction peut théoriquement se calculer en résolvant les équations de Maxwell appliquées au cas concret considéré ; pratiquement, et sauf pour des cas simples, ce calcul est d'une extrême complexité.

La *figure 2.3* résume les divers modes de couplage possibles entre une source de parasites et le circuit qu'elle perturbe.

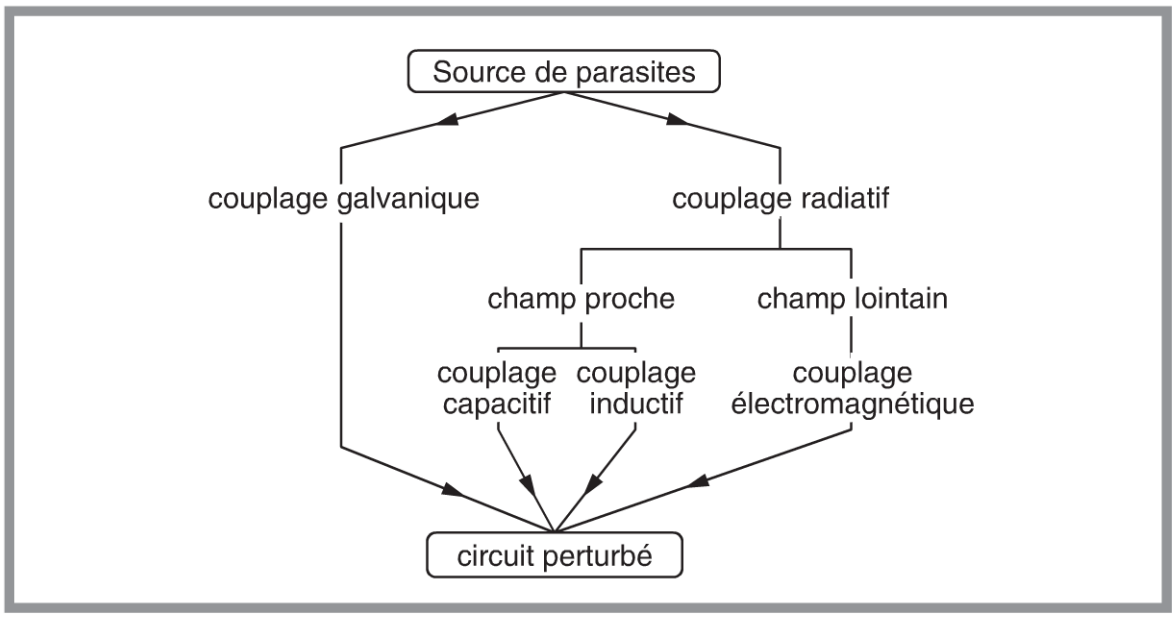


Figure 2.3 - Divers modes de couplage.

Unités : Dans le système MKSA on exprime :

– le champ électrique en V/m,

– le champ magnétique en A/m.

En pratique, on définit couramment les champs en décibels et en valeur relative par rapport à un champ de référence :

$$20 \lg \frac{E}{E_{ref}} \text{ en db } (E_{ref}) \quad \text{et} \quad 20 \lg \frac{H}{H_{ref}} \text{ en db } (H_{ref})$$

avec, par exemple, $E_{ref} = 1\ \mu V \cdot m^{-1}$ et $H_{ref} = 1\ \mu A \cdot m^{-1}$.

REMARQUE

De façon générale, l'intensité du couplage entre la source des parasites et le circuit perturbé est d'autant plus grande que la source et le circuit sont plus proches : c'est pourquoi une première règle est d'éloigner au maximum la source potentielle de perturbations des circuits qui y sont sensibles.

Copyright © 2011 Dunod.

2.3 Spectres de fréquences

La nature des phénomènes électriques qui sont à l'origine des parasites, et en particulier leur vitesse de variation (dv/dt ou di/dt), détermine l'une des caractéristiques les plus importantes qui est le spectre de fréquences.

La connaissance de ce spectre est fondamentale car les moyens de protection à mettre en œuvre en dépendent.

2.3.1 Types de spectres

On peut diviser, du point de vue de leur spectre, les tensions ou courants perturbateurs en deux groupes :

– les perturbateurs à fréquence déterminée ou à spectre étroit ;

– les perturbateurs impulsionnels ou à spectre étendu.

■ Perturbateurs à fréquence déterminée ou à spectre étroit

Ces perturbateurs peuvent être :

– des dispositifs alimentés par le secteur produisant des parasites à 50 Hz et à ses harmoniques : 100 Hz (redresseur double alternance, tubes fluorescents), 150 Hz (transformateur saturé), etc. ;

– un oscillateur local sinusoïdal ;

– un émetteur de radiodiffusion ou un radar, les fréquences porteuses s'échelonnant de 500 kHz à 100 GHz.

■ Perturbateurs impulsionnels ou à spectre étendu

Dans le cas de circuits fonctionnant en commutation, les courants ou tensions produits sont des impulsions.

Lorsque ces impulsions sont périodiques (période T, fréquence $F = 1/T$), leur spectre est un spectre de raies dont les fréquences sont des multiples de la fréquence F des impulsions et dont les amplitudes résultent du développement en série de Fourier.

Soit $a(t)$ l'équation temporelle des impulsions. Si, par un choix convenable de l'origine des temps, $a(t)$ est une fonction paire, on peut écrire :

$$a(t) = a_o + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \cdots + a_n \cos n\omega t + \cdots$$

où $$a_o = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} a(t)\, dt, \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} a(t) \cos n\omega t \cdot dt, \quad \omega = 2\pi F.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Si par un choix convenable de l'origine des temps $a(t)$ est une fonction impaire, on peut écrire :

$$a(t) = a_1 \sin \omega t + a_2 \sin 2\omega t + \cdots + a_n \sin n\,\omega t + \cdots$$

où $$a_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} a(t)\sin n\,\omega t \cdot \mathrm{d}t, \quad \omega = 2\pi F.$$

Lorsque les impulsions ne sont pas périodiques, leur spectre est un spectre continu donné par transformation de Fourier :

$$a(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} A(\omega)\, e^{\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}\omega$$

où $$A(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t)\, e^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t.$$

Ces spectres s'étendent théoriquement à l'infini : la limite supérieure à prendre en compte étant fonction de la bande passante des circuits qui s'y trouvent soumis.

À titre d'illustration, on considère un signal trapézoïdal symétrique et périodique $a(t)$ représenté *figure 2.4a*.

On pose : t_r, temps de montée et de descente, supposés égaux,

t_p, durée du plateau constant d'amplitude A,

$t_m = t_r + t_p$, largeur à mi-hauteur de l'impulsion,

T, période de répétition et $\omega = 2\pi/T$.

Le signal $a(t)$ décomposé en série de Fourier a une expression de la forme :

$$a(t) = a_o + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \ldots + a_n \cos n\,\omega t + \ldots$$

où $$a_o = A \cdot t_m/T \quad \text{et} \quad a_n = 2A \cdot \frac{t_m}{T} \cdot \frac{\sin(n\pi t_r/T)}{n\pi t_r/T} \cdot \frac{\sin(n\pi t_m/T)}{n\pi t_m/T}.$$

L'ensemble des raies de ce spectre est contenu à l'intérieur d'un gabarit (*figure 2.4b*) caractérisé par deux fréquences de coupure : une fréquence inférieure $F_{c1} = 1/\pi t_m$ et une fréquence supérieure $F_{c2} = 1/\pi t_r$.

Copyright © 2011 Dunod.

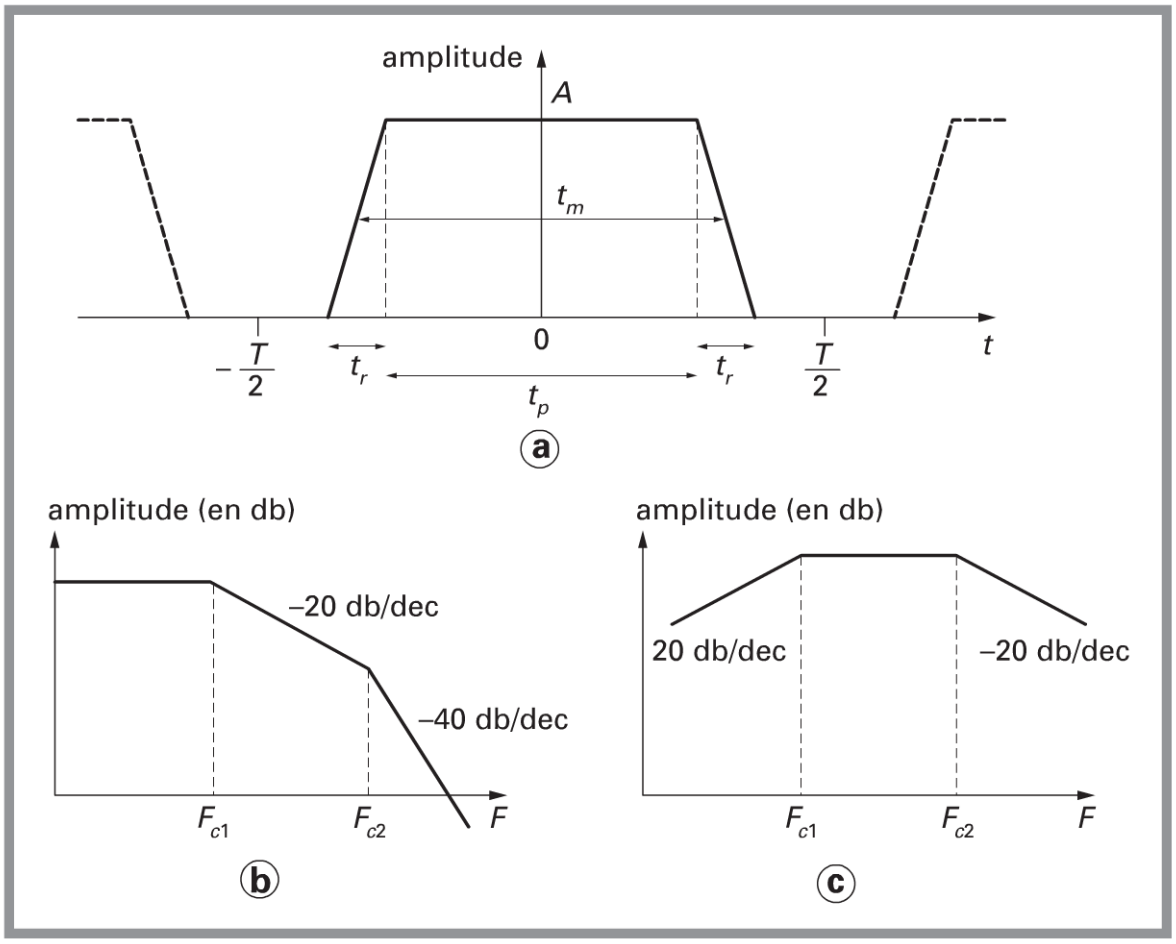


Figure 2.4 - Signal perturbateur impulsionnel :
a) modèle trapézoïdal ; b) gabarit du spectre de fréquences du perturbateur ; c) gabarit du spectre de fréquences du parasite produit.

On verra dans la suite qu'un courant perturbateur i_p ou une tension perturbatrice v_p produit généralement des parasites proportionnels à sa vitesse de variation $\mathrm{d}/\mathrm{d}t$:

– f.e.m. parasite due à un couplage inductif : $e = -M\mathrm{d}i_p/\mathrm{d}t$;

– courant parasite dû à un couplage capacitif : $i = C\mathrm{d}v_p/\mathrm{d}t$.

Pour chacune des raies du spectre, de fréquence F_n, le terme $\mathrm{d}/\mathrm{d}t$ correspond à une multiplication de son amplitude a_n par $2\pi F_n$. Il en résulte que, si l'on transpose le gabarit des raies (*figure 2.4b*) aux effets qu'elles génèrent (*figure 2.4c*) :

– **de 0 à F_{c1}**, l'asymptote étant de 20 db/décade, les effets augmentent avec la fréquence ;

– **de F_{c1} à F_{c2}**, l'asymptote étant horizontale (0 db/décade), les effets sont constants en fonction de la fréquence : la décroissance de l'amplitude comme $1/F$ est compensée par l'augmentation des effets proportionnelle à F;

– **au-delà de F_{c2}**, l'asymptote est de – 20 db/décade, les effets diminuant à fréquence croissante.

Copyright © 2011 Dunod.

On constate ainsi que **ce n'est qu'au-delà de $F_{c2} = 1/\pi t_r$ que l'amplitude des parasites décroît à fréquence croissante.**

La minimisation de la plage des fréquences perturbatrices associées à un signal impulsionnel exige donc la minimisation de la fréquence de coupure F_{c2}. Ceci s'obtient en donnant aux signaux des temps de montée et de descente qui ne sont pas plus courts que le strict minimum indispensable.

2.3.2 Spectre des parasites, bande passante et non-linéarité des circuits

L'influence des parasites sur un circuit dépend de la position de leur spectre par rapport à la bande passante de ce circuit. Les circuits d'acquisition de données sont généralement des circuits passe-bas dont la bande passante est celle du filtre antirepliement (Chapitre 13). Deux cas sont à distinguer :

– une fraction du spectre du parasite, ou son intégralité, est incluse dans la bande passante du circuit : il faut alors utiliser tout moyen pour atténuer le parasite avant qu'il n'atteigne le circuit : blindage (§ 4.4), filtrage de son alimentation et des entrées et sorties (§ 3.1) ;

– lorsque le spectre du parasite est totalement dans la bande atténuée du circuit, il n'y a en principe pas de problème à condition que l'atténuation du parasite soit suffisante.

Cependant, si le parasite est intense et si le circuit comporte, avant filtrage, des éléments non linéaires (diodes, jonctions base-émetteur de transistors), des phénomènes de redressement et de battement peuvent ramener de nouvelles fréquences parasites dans la bande passante du circuit.

Un composant non linéaire peut être modélisé par une relation entre sa tension d'entrée v_i et son courant de sortie i_o de la forme :

$$i_o = a\, v_i + b\, v_i^2 + c\, v_i^3.$$

Lorsque v_i est faible, ce qui est le cas pour le signal de mesure, le composant est quasi linéaire. Par contre si au signal de mesure, $v_m = V_m \cos \omega_m t$, est superposé un parasite intense, $v_p = V_p \cos \omega_p t$, la tension d'entrée v_i du dispositif non linéaire devient :

$$v_i = V_m \cos \omega_m t + V_p \cos \omega_p t$$

où $$V_p \gg V_m \text{ et } F_p > F_m.$$

Le calcul du courant i_o, compte tenu de relations trigonométriques classiques, met en évidence l'influence qu'une tension parasite hors bande passante peut avoir à l'intérieur de la bande passante des circuits et qui se traduit par :

– l'apparition d'une composante continue fonction de V_p^2 ;

Copyright © 2011 Dunod.

– la génération de nouvelles raies spectrales dont les fréquences telles : $F_p - F_m$ et $F_p - 2F_m$ sont susceptibles d'être à l'intérieur de la bande passante des circuits et donc indiscernables des signaux utiles.

Afin d'éviter ce phénomène de changement de fréquence du parasite par les non linéarités des composants, il faut prendre toute mesure afin qu'un parasite intense, fusse-t-il hors bande passante, ne puisse atteindre le circuit : blindage, filtrage.

2.4. Mode commun et mode série

Dans le circuit perturbé, la superposition du parasite au signal utile s'opère selon l'un ou (et) l'autre des deux modes suivants : mode commun et mode série.

Il y a **perturbation de mode commun** lorsqu'un parasite apparaît identique sur chacun des conducteurs du signal ; dans ce cas, le parasite ne fait que décaler par rapport à la référence, la masse par exemple, la différence de potentiel qu'est le signal (*figure 2.5a*).

Il y a **perturbation différentielle ou de mode série** lorsque le parasite apparaît comme différence de potentiel entre les conducteurs du signal : il est alors en série avec la source du signal (*figure 2.5b*).

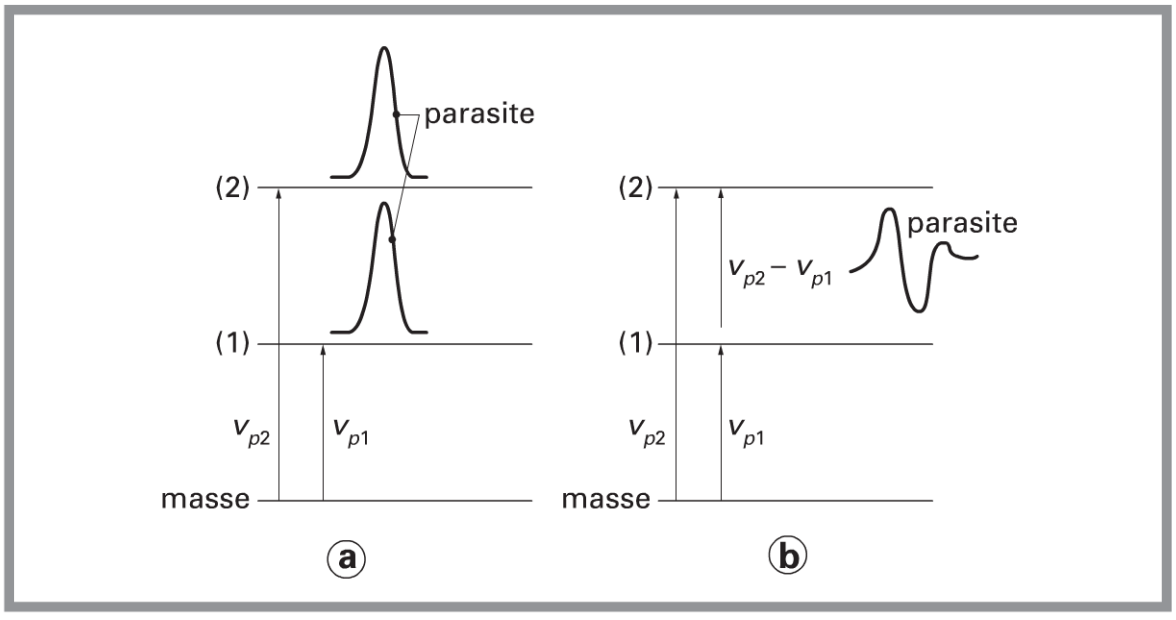


Figure 2.5 - Types de perturbations.
a) perturbation en mode commun ; b) perturbation en mode différentiel.

Copyright © 2011 Dunod.

Soient deux conducteurs (1 et 2) soumis par rapport à leur référence à des tensions parasites v_{p1} et v_{p2}. **Par définition :**

– **la tension parasite de mode commun est :**

$$v_{mc)p} = (v_{p1} + v_{p2})/2$$

$$v_{mc)p} = v_p \quad \text{lorsque} \quad v_{p1} = v_{p2} = v_p ;$$

– **la tension parasite différentielle ou de mode série est :**

$$v_{d)p} = v_{p2} - v_{p1}$$

$$v_{d)p} = 0 \ \text{ lorsque } \ v_{p1} = v_{p2}.$$

En conclusion, lorsque les parasites sont identiques sur les deux conducteurs du signal, la perturbation est uniquement de mode commun.

Lorsque les parasites ont des amplitudes différentes sur chacun des conducteurs du signal il apparaît, en plus d'une tension parasite de mode commun, une perturbation de mode série.

Dans le cas où un signal utile est superposé à un parasite en mode commun, **l'amplificateur différentiel** permet en principe de s'affranchir du parasite en mode commun et de n'amplifier que le seul signal utile ; en pratique l'amplificateur différentiel possède une certaine sensibilité à la tension de mode commun qui est spécifiée par son taux de réjection du mode commun (§ 10.2.1).

La réduction ou l'élimination d'un parasite en mode série est malaisée : lorsque sa fréquence est bien définie, le parasite peut être réduit ou éliminé par traitement du signal : filtrage (§ 3.1) ou intégration pendant une durée égale à sa période ou à l'un de ses multiples (§ 16.3).

Il y a lieu enfin de signaler qu'un parasite de mode commun peut donner naissance à un parasite en mode série lorsque les impédances associées à chacun des conducteurs du signal sont différentes. C'est pourquoi il est important de veiller à l'équilibrage de ces voies (§ 10.2.2).

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 3

PERTURBATIONS PAR COUPLAGE GALVANIQUE

Il y a couplage galvanique lorsqu'un conducteur commun est à l'origine de l'influence qu'exerce le dispositif perturbateur sur le circuit perturbé. On distingue deux cas :

- **le conducteur commun est le support le long duquel se propagent les perturbations créées par le dispositif perturbateur ;**
- **le conducteur commun est la cause des tensions parasites lorsque, parcouru par les courants issus des dispositifs qui y sont connectés, il provoque par son impédance l'apparition de tensions perturbatrices.**

Au premier cas se rattache la transmission par les lignes du réseau de distribution des diverses perturbations :

- soit produites par des dispositifs alimentés : moteurs, thyristors, relais, tubes fluorescents, alimentations à découpage, etc.
- soit induites dans les lignes par les rayonnements électromagnétiques issus des appareillages perturbateurs, les décharges électrostatiques, la foudre.

Par l'intermédiaire du réseau, ces perturbations risquent d'atteindre les alimentations de dispositifs électroniques et par là, leurs divers circuits.

Le filtrage de la tension du réseau, et d'une façon générale de toutes les lignes d'entrée et sortie d'un dispositif électronique, est le moyen de protection le plus efficace (§ 3.1). Lorsqu'en outre les parasites sont d'une amplitude telle que les surtensions qu'ils provoquent risquent d'entraîner des dysfonctionnements graves de l'appareillage qui y est soumis, l'emploi de dispositifs **limiteurs de tension** s'avère nécessaire (§ 3.2).

Au second cas se rattachent les phénomènes d'influence dus à la circulation de courants dans des impédances communes à plusieurs circuits : les grandeurs électriques dans un circuit peuvent alors dépendre de façon involontaire des courants issus d'autres circuits. Un cas fréquent d'influence galvanique de ce type apparaît sur le **conducteur commun (ligne 0 V ou masse)** servant de référence à plusieurs dispositifs électroniques (§ 3.3). Ce conducteur est théoriquement équipotentiel

Copyright © 2011 Dunod.

mais, en fait, son impédance n'étant pas nulle, il présente entre les points de référence des divers dispositifs des **différences de potentiel dites de masse** qui sont fonctions des courants qui le parcourent, courants issus des dispositifs qui y sont reliés.

La réduction de l'impédance des conducteurs de masse d'une part et une organisation judicieuse des liaisons à la masse d'autre part (§ 3.3) permettent le plus souvent, de minimiser ces différences de potentiel de masse.

Enfin, le phénomène de couplage galvanique peut aussi apparaître sur les **lignes de l'alimentation en continu** : la tension appliquée à chaque dispositif dépend des courants d'alimentation de l'ensemble des dispositifs. Une variation brusque de l'un de ces courants, par suite d'une commutation par exemple, risque de provoquer, du fait de l'inductance de la ligne, une variation perturbatrice de la tension d'alimentation d'un autre dispositif. L'emploi de **condensateurs de découplage**, judicieusement placés entre les lignes d'alimentation et la ligne 0 V permet de filtrer et réduire ce type de perturbation.

3.1 Parasites conduits – Filtrage des lignes

Dans la chaîne d'acquisition, un filtrage des parasites est normalement assuré par le filtre antirepliement (chapitre 13) dont la bande passante est limitée au strict minimum imposé par le spectre utile.

Le problème examiné ici concerne les parasites conduits vers l'appareillage par ses diverses liaisons à des dispositifs externes :

– lignes d'entrée-sortie comme les liaisons aux capteurs, aux actionneurs, ou à un ordinateur, par exemple;

– lignes du réseau de distribution reliées à l'alimentation.

Ces parasites doivent être éliminés au seuil même de l'appareillage afin d'éviter que, par divers couplages, ils ne soient injectés dans la chaîne de mesure où, entre autres, lorsque leur amplitude est importante, ils provoqueront dans certains composants des phénomènes non linéaires perturbateurs du signal (§ 2.3.2).

3.1.1 Types de filtres

Le filtrage des parasites à spectre étendu fait appel à des **filtres passe-bas conçus en sorte que les fréquences utiles soient dans la bande passante et les fréquences parasites dans la bande atténuée**.

Copyright © 2011 Dunod.

Un filtre est un dispositif bidirectionnel : il peut être utilisé aussi bien pour limiter la pénétration de parasites externes vers un appareillage sensible que pour éviter la propagation de parasites hors de l'appareillage qui les génère.

Les filtres sont généralement réalisés à l'aide d'inductances et de condensateurs seuls ou associés dans des structures en L, T ou Π (*figure 3.1*). Lorsque les lignes à filtrer sont parcourues par de très faibles courants, les inductances peuvent être remplacées par des résistances sans risque d'entraîner des chutes ohmiques perturbatrices : c'est le cas pour des lignes aboutissant aux entrées d'amplificateurs à très faibles courants de polarisation.

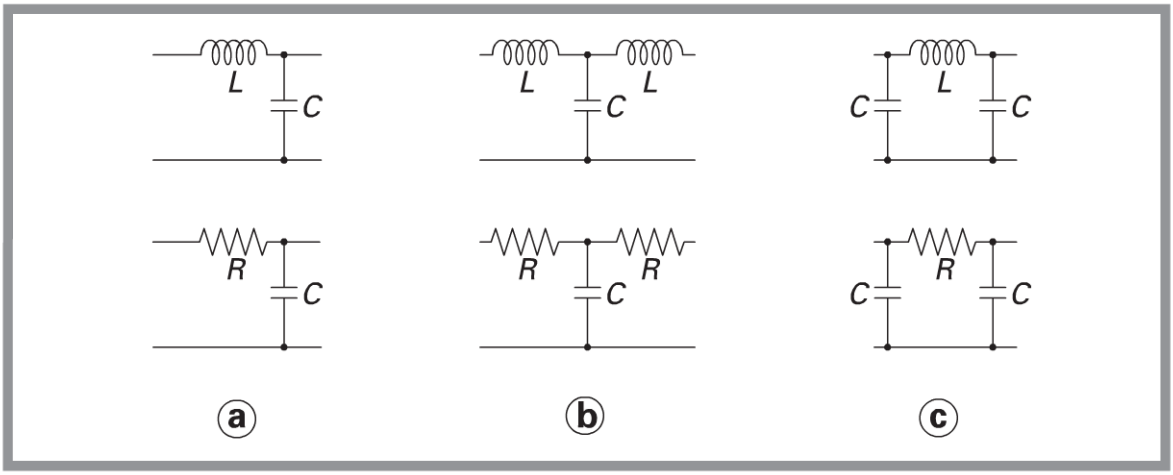


Figure 3.1 - Structures de filtres passe-bas passifs :
a) cellules en L*; b) cellules en* T*; c) cellules en* Π.

Lors du choix d'une structure de filtre et afin d'assurer la meilleure efficacité de filtrage, **il faut tenir compte d'une part de l'impédance de la source du parasite à filtrer, qui est en amont du filtre, d'autre part de l'impédance de la charge à protéger, qui est en aval du filtre**.

L'association, respectivement, de l'impédance de source et de l'impédance en tête du filtre d'un côté, de l'impédance de charge et de l'impédance terminale du filtre de l'autre, doit concourir à l'affaiblissement du parasite :

– à une impédance de source ou de charge élevée est associée la faible impédance d'un condensateur en parallèle,

– à une impédance de source ou de charge faible est associée l'impédance élevée d'une inductance en série (*figure 3.2*).

Lorsque le parasite est de fréquence F_p parfaitement déterminée (50 Hz par exemple), sa réduction peut être obtenue au moyen d'un **filtre réjecteur de la fréquence F_p** (*figure 3.3*). Il est cependant important de veiller dans ce cas à ce que l'atténuation apportée par le filtre de part et d'autre de F_p n'affecte pas le signal utile.

Copyright © 2011 Dunod.

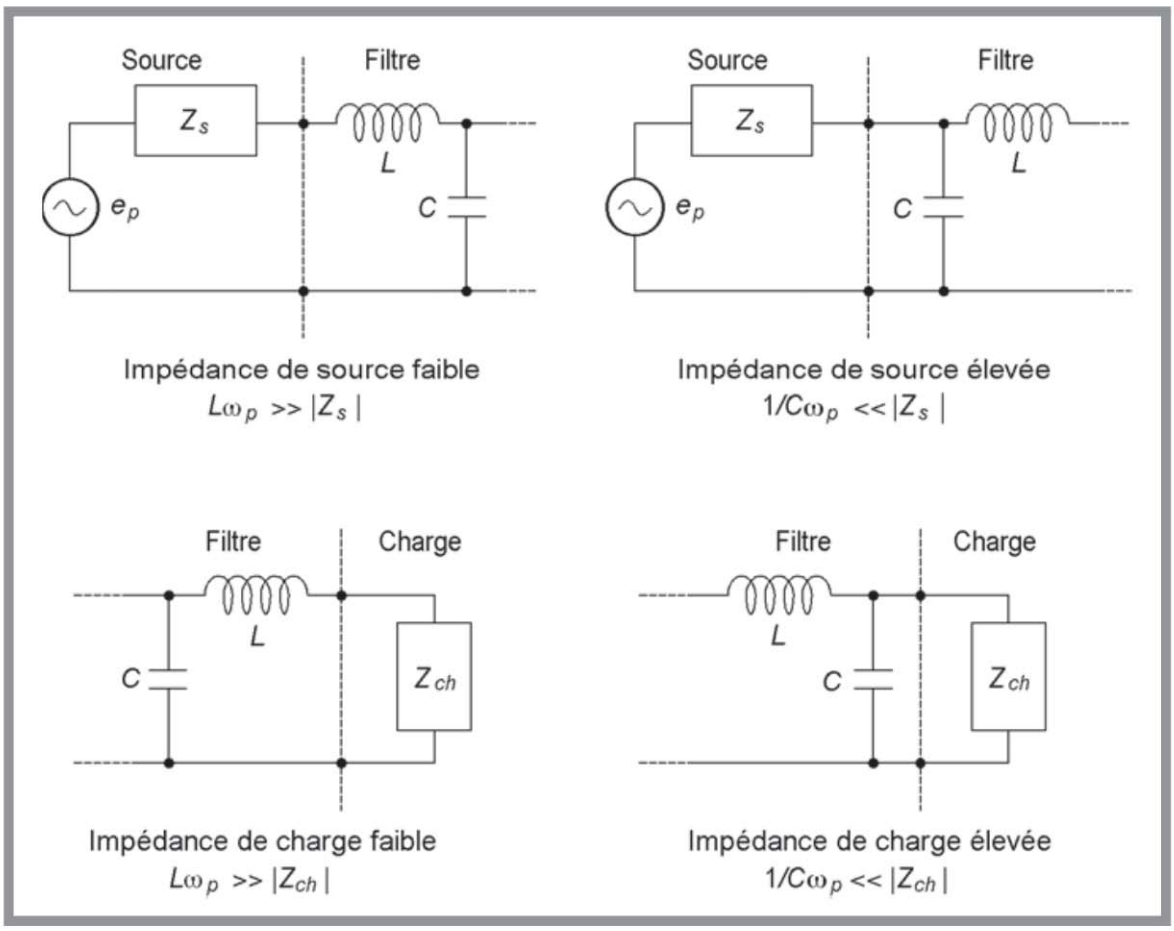


Figure 3.2 - Choix des impédances d'entrée et de sortie du filtre selon les impédances de source et de charge (ω_p : pulsation du parasite).

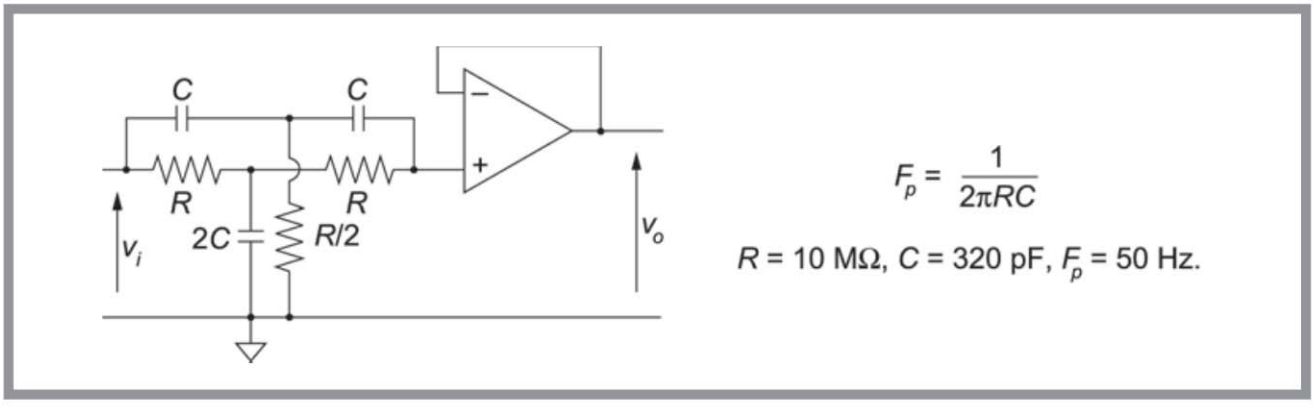


Figure 3.3 - Filtre réjecteur.

3.1.2 Choix des composants

Compte tenu de l'importante extension possible du spectre des perturbations, il est nécessaire de **tenir compte dans le choix des composants du filtre des éléments parasites qui conditionnent le fonctionnement aux hautes fréquences.**

Copyright © 2011 Dunod.

■ Condensateurs

Le schéma équivalent d'un condensateur (*figure 3.4a*) comporte, en particulier, une inductance parasite L_p qui dépend de la réalisation des armatures et qui est d'autant plus importante que ses connexions sont plus longues. Cette inductance de 5 à 150 nH, détermine avec la capacité C la fréquence de résonance du condensateur $F_{o)c}$ qui est égale à $1/2\pi \cdot \sqrt{L_p C}$ et au-delà de laquelle l'impédance du condensateur devient inductive. Il est donc important de **limiter les longueurs des connexions des condensateurs de filtrage** afin de conserver aux filtres des performances satisfaisantes en hautes fréquences. Les **condensateurs de traversée** (*figure 3.4b*) qui sont des éléments de filtrage au passage de lignes d'entrée-sortie à travers le blindage protecteur d'un appareillage sont caractérisés par une inductance parasite minimale, une fréquence de résonance propre supérieure à 1 MHz.

Les **condensateurs tripôles** comportent deux liaisons vers l'une des armatures (*figure 3.4c*). Ces deux liaisons font partie de la ligne à filtrer entraînant deux avantages :

– l'inductance parasite de la liaison ligne-armature est minimisée puisqu'il y a contact direct entre ligne et armature;
– l'inductance de cette liaison constitue avec C un filtre en T améliorant l'efficacité du filtrage.

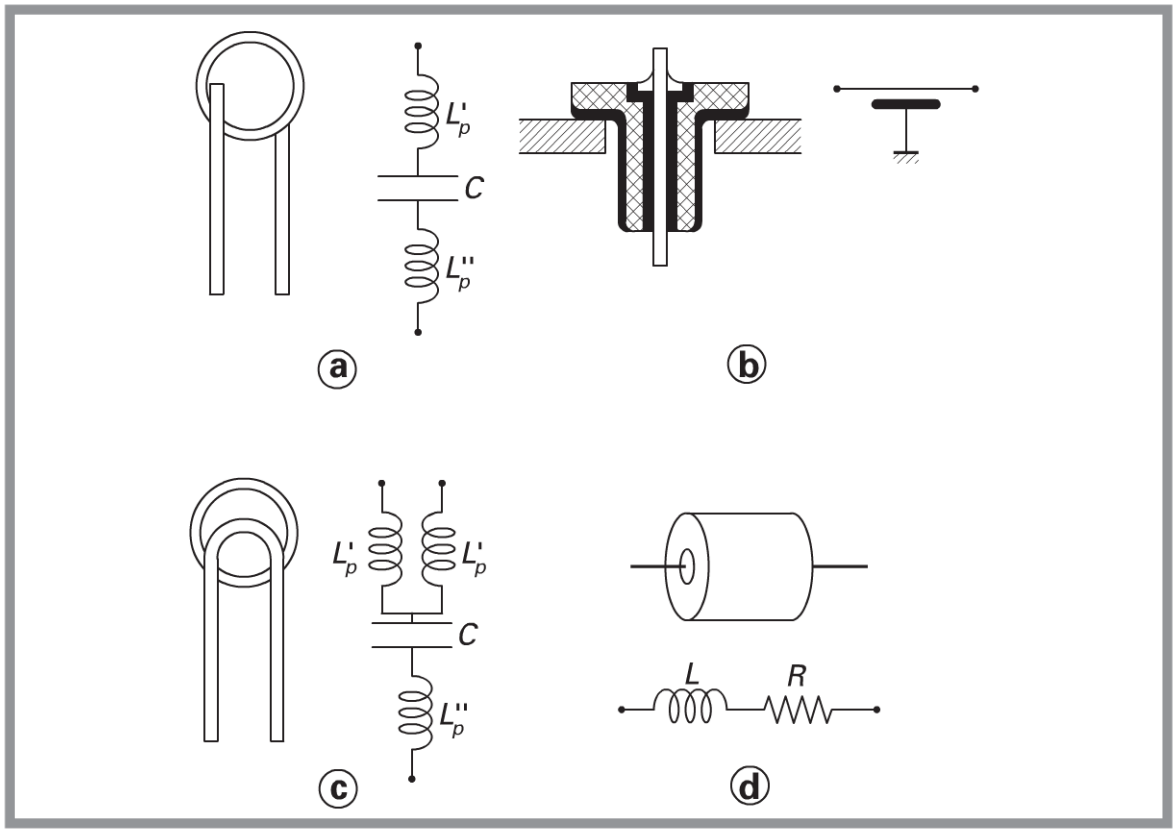


Figure 3.4 - Composants des filtres :
a) condensateur deux fils; b) condensateur de traversée; c) condensateur tripôle; d) inductance à perle de ferrite.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Inductances

Le schéma équivalent d'une bobine d'inductance fait apparaître, en parallèle, une capacité parasite C_p qui détermine avec l'inductance L la fréquence de résonance de la bobine $F_{o)L} = 1/2\pi \cdot \sqrt{LC_p}$ au-delà de laquelle l'impédance de la bobine devient capacitive ; un exemple d'ordre de grandeur est $L = 1$ mH, $F_{o)L} = 1$ MHz.

En outre, les bobines d'inductance peuvent être le siège de f.e.m. parasites induites par des champs extérieurs ou être la source de perturbations par leur rayonnement propre. C'est pourquoi **le filtre doit être à l'intérieur d'un blindage.**

Il y a lieu de signaler qu'une inductance peut être réalisée en enfilant une ou plusieurs **perles de ferrite** sur le conducteur à protéger (*figure 3.4d*). L'inductance L d'un conducteur entouré d'une perle de ferrite a pour expression :

$$L = 2 \times 10^{-7} \cdot \mu_r \cdot \ell \cdot \ln \frac{d_2}{d_1} = \mu_r \cdot L_o \quad \text{où} \quad L_o = 2 \times 10^{-7} \cdot \ell \cdot \ln \frac{d_2}{d_1} \text{ en H}$$

μ_r étant la perméabilité relative du ferrite, ℓ sa longueur (en m), d_1 et d_2 respectivement les diamètres intérieur et extérieur.

La perméabilité μ_r étant une grandeur complexe : $\mu_r = \mu_r' - j\,\mu_r''$, on a, pour l'impédance :

$$Z = jL\omega = j\omega\,\mu_r'\,L_o + \omega\,\mu_r''\,L_o$$

où le terme $\omega\,\mu_r''\,L_o$ correspond à une résistance $R(\omega)$ en série avec l'inductance. La résistance $R(\omega)$, nulle en continu, augmente à fréquence croissante ce qui est un facteur favorable à l'atténuation des fréquences hautes. Dans l'emploi d'inductances à perles de ferrite, il y a lieu de veiller à ce que le passage d'un courant trop important dans le conducteur n'entraîne pas la saturation du ferrite, avec pour conséquence la dégradation de ses propriétés magnétiques.

3.1.3 Montage des filtres

■ Filtrage des lignes du signal

Lors de la transmission d'un signal différentiel on distingue trois conducteurs : les deux lignes du signal et le conducteur de masse. Dans ce cas, le parasite apparaît :

– en mode commun, la différence de potentiel qui lui correspond étant identique entre chaque fil de signal et la masse ;

– et (ou) en mode différentiel quand une différence de potentiel parasite apparaît entre les deux lignes du signal.

Copyright © 2011 Dunod.

La réduction du parasite de mode commun est généralement assurée par le taux de réjection de l'amplificateur; une atténuation supplémentaire par filtrage passe-bas est obtenue en insérant un filtre entre chaque ligne du signal et la masse. Compte tenu de la grande impédance d'entrée de l'amplificateur et des faibles valeurs de courant parcourant la ligne, l'inductance de filtrage peut être remplacée par une résistance sans qu'il en résulte d'altération du signal (*figure 3.5a*).

Le parasite en mode différentiel – souvent provoqué par le déséquilibre des impédances de lignes (§ 10.2.2) – peut être réduit, de même, par un filtre *RC* inséré entre les deux lignes de signal, à l'entrée de l'amplificateur (*figure 3.5b*).

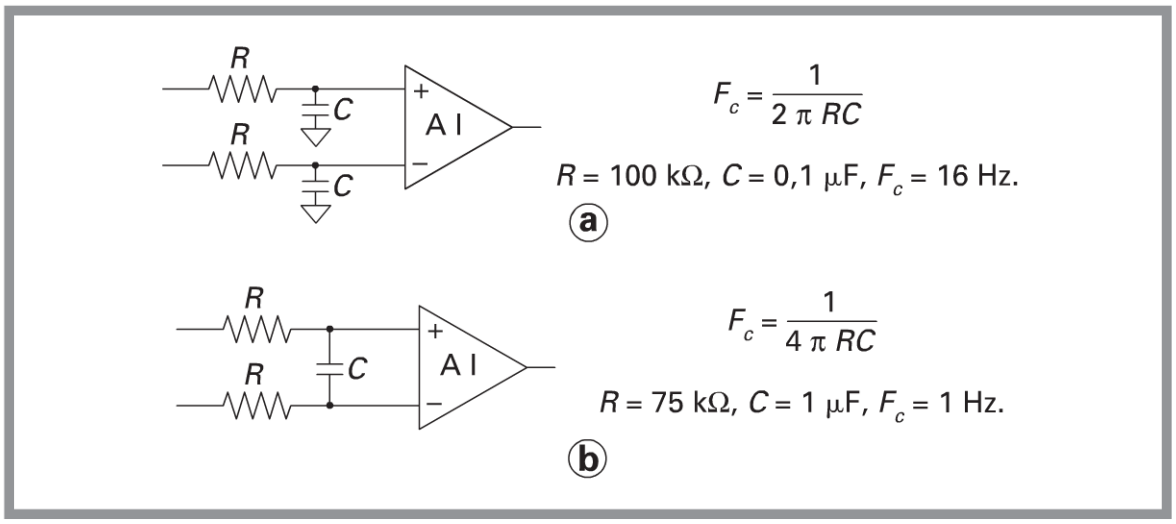


Figure 3.5 - Filtrage à l'entrée de l'amplificateur d'instrumentation :
a) filtrage du mode commun; b) filtrage du mode différentiel.

■ Filtrage des lignes du réseau de distribution

Le réseau de distribution d'énergie électrique en monophasé comporte trois lignes : une phase, le neutre et la terre. Ces lignes sont le support de propagation de perturbations de spectre très étendu, pouvant dépasser 100 MHz, et qui sont produites en particulier par des équipements branchés sur le réseau. Ces parasites peuvent apparaître :

– en mode commun lorsque la même différence de potentiel perturbatrice est appliquée entre phase et terre d'une part, neutre et terre d'autre part;
– en mode différentiel lorsque la différence de potentiel due au parasite est appliquée entre phase et neutre.

La réduction de ces parasites s'effectue au moyen de cellules de filtrage insérées entre les conducteurs soumis à ces parasites :

– phase et terre, neutre et terre pour le mode commun (*figure 3.6a*);
– phase et neutre pour le mode différentiel (*figure 3.6b*).

Copyright © 2011 Dunod.

Les **bobines à flux soustractif** permettent une combinaison de ces deux types de filtre en un même dispositif (*figure 3.6c*). L'élément de base est un noyau de ferrite (*figure 3.6d*) sur lequel sont bobinés deux enroulements identiques mais dans des sens tels que :

– parcourus par un courant parasite de mode commun, les flux produits par chaque enroulement s'ajoutent déterminant une valeur d'inductance importante (≅ mH) ;

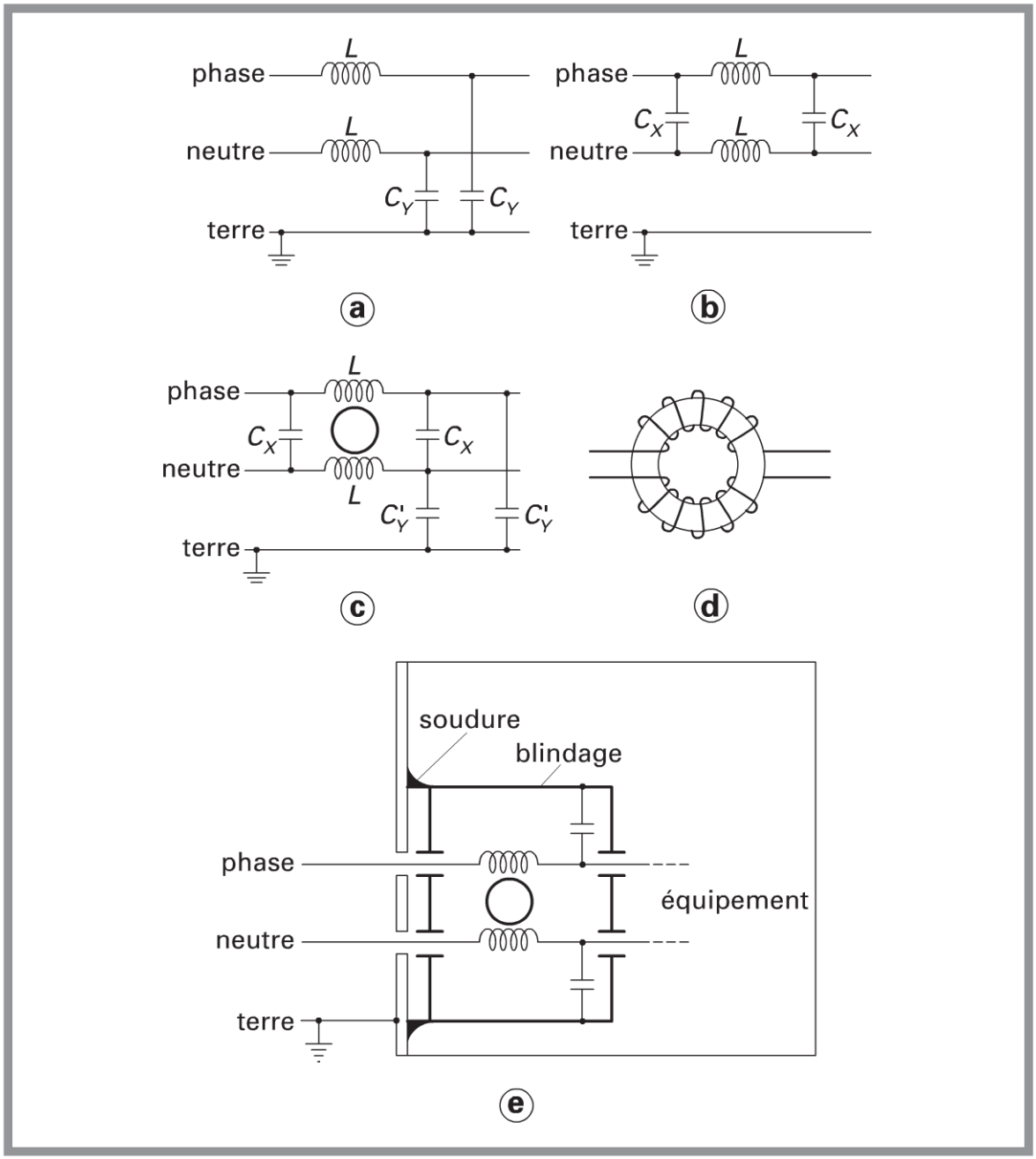


Figure 3.6 - Filtrage de la tension du secteur :

a) filtre de parasite en mode commun ; b) filtre de parasite en mode différentiel ; c) filtre combiné de mode commun et de mode différentiel utilisant une bobine à flux soustractif ; d) réalisation de la bobine à flux soustractif ; e) implantation du filtre dans l'appareillage.

Copyright © 2011 Dunod.

– parcourus par un courant parasite de mode différentiel les flux se retranchent, l'inductance résultante est faible ($\cong 10\ \mu H$) évitant une atténuation du courant normal, l'atténuation du parasite résultant de l'action de l'inductance résiduelle et du condensateur.

REMARQUES

Les condensateurs du filtre de mode commun dérivent un courant vers la terre. Ce courant, qui doit être limité à quelques 10^{-1} mA pour des raisons de sécurité, impose une valeur maximale aux capacités de ces condensateurs.

Les liaisons à la terre des condensateurs de filtrage du mode commun doivent être très courtes afin de limiter leur inductance dont l'effet s'oppose au filtrage.

Les lignes d'arrivée du réseau, avant filtrage, doivent demeurer à l'extérieur de l'enceinte protégée par le blindage afin d'éviter :

– d'une part que les parasites qu'elles véhiculent ne soient directement rayonnés vers l'appareillage à protéger ;
– d'autre part que les signaux propres à l'installation (horloge par exemple) ne soient rayonnés vers ces lignes et dès lors transmis à l'extérieur (*figure 3.6e*).

3.2 Surtensions parasites – Limiteurs d'amplitude

Par l'importance de leur amplitude, qui dans certains cas peut dépasser 10 fois la tension nominale du secteur, certains parasites risquent de provoquer des surtensions dommageables pour les équipements qui y sont soumis. La protection de ces équipements peut alors être assurée par des **limiteurs d'amplitude ou parasurtenseurs, capables de dissiper l'énergie de la surtension transitoire tout en maintenant aux bornes de l'équipement une tension non dommageable** (*figure 3.7*). Les parasurtenseurs sont placés en amont des filtres et de façon que leur action limitatrice s'exerce sur les surtensions en mode différentiel ou (et) en mode commun.

Il existe trois types principaux de parasurtenseurs : les éclateurs, les varistances et les diodes à avalanche (*figure 3.8*).

Les éclateurs sont des tubes remplis d'un gaz inerte à basse pression comportant deux électrodes soumises à la tension à limiter. Lorsque la tension aux bornes est inférieure à la tension d'amorçage, l'éclateur présente une résistance très élevée ($> 10\ M\Omega$) ; lorsque la tension atteint sa valeur d'amorçage (de quelques 10 V à

Copyright © 2011 Dunod.

quelques 10^2 V selon les modèles), un arc s'établit entre les électrodes et la tension à leurs bornes décroît à une valeur, caractéristique du gaz et de sa pression, qui est la tension d'arc (de l'ordre de 10 V), le courant n'étant limité que par l'impédance du circuit externe et pouvant atteindre des valeurs transitoires très élevées. Un inconvénient des éclateurs est la sensibilité de leur tension d'amorçage à la vitesse de croissance de la surtension. L'éclateur à trois électrodes, lorsque chacune de ses électrodes est reliée à l'une des lignes du réseau de distribution, limite les surtensions en mode commun et en mode différentiel.

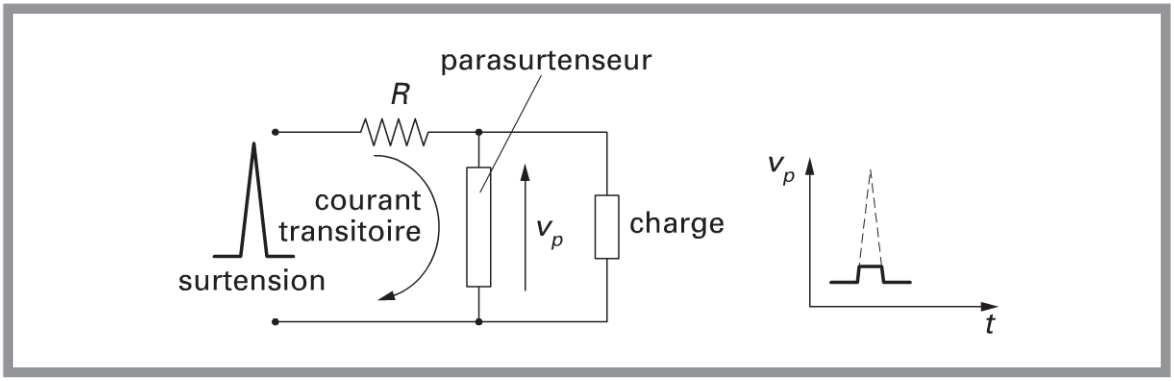


Figure 3.7 - Parasurtenseur : principe d'utilisation.

Les varistances, composants d'encombrement très inférieur à celui des éclateurs, sont des résistances non linéaires composées d'oxyde de zinc fritté (ZnO). Leur caractéristique tension-courant est de la forme :

$$V = k \cdot I^{\beta} \quad \text{où} \quad \beta \ll 1.$$

Exemple : $k = 230$, $\beta = 0{,}035$. $V = 180$ V, $I = 10^{-3}$ A; $V = 270$ V, $I = 100$ A.

Les courants maximaux des varistances sont inférieurs à ceux des éclateurs. Le temps de réponse des varistances est très court ($\cong$ 10 ns) et n'est limité que par l'inductance des connexions.

Les diodes à avalanche sont des diodes Zener capables d'assurer l'écoulement d'un courant important et généralement montées en tête-bêche pour permettre une limitation bipolaire des surtensions.

Les diodes à avalanche présentent deux avantages par rapport aux varistances : une vitesse de réponse plus élevée ($\cong 10^{-11}$ s) et une résistance série plus faible, limitant la croissance de la tension aux bornes lorsque les courants transitoires sont élevés.

Du fait de leurs caractéristiques différentes mais complémentaires il y a souvent intérêt à associer des parasurtenseurs de divers types : dans ce cas, l'éclateur à gaz ou la varistance ont pour fonction de dissiper l'énergie importante de la surtension alors que la diode à avalanche écrête très rapidement cette surtension (*figures 3.8c* et *d*).

Copyright © 2011 Dunod.

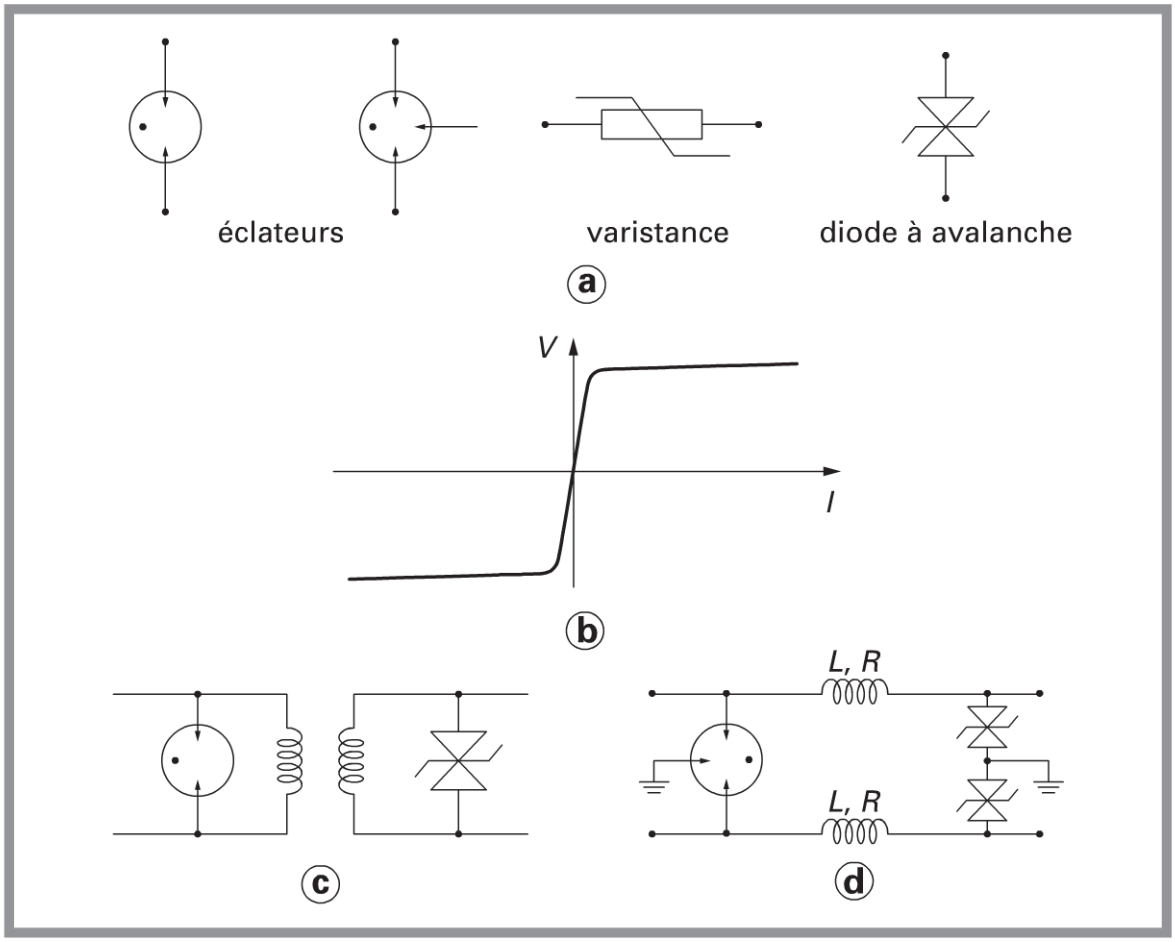


Figure 3.8 - Parasurtenseurs :
a) symboles; b) allure générale de la caractéristique V(I);
association pour limitation : c) en mode différentiel et d) modes différentiel et commun.

3.3 Masse des signaux – Problèmes et solutions

Les tensions et courants de polarisation continue nécessaires au fonctionnement d'un dispositif électronique sont fournis par la source d'alimentation qui, généralement, reçoit l'énergie nécessaire du réseau de distribution. À cette fin, la source d'alimentation est placée au secondaire d'un transformateur dont le primaire est relié au réseau de distribution (*figure 3.9*). La source d'alimentation en continu est donc isolée du réseau : les tensions continues délivrées sont référencées à une borne dite **0 V** qui est, a priori, flottante. **Cette sortie 0 V est reliée au conducteur servant de référence de potentiel commune à l'ensemble des signaux à traiter par les circuits connectés à cette alimentation : c'est pourquoi ce conducteur est souvent désigné comme commun, masse du signal ou masse électronique.**

Copyright © 2011 Dunod.

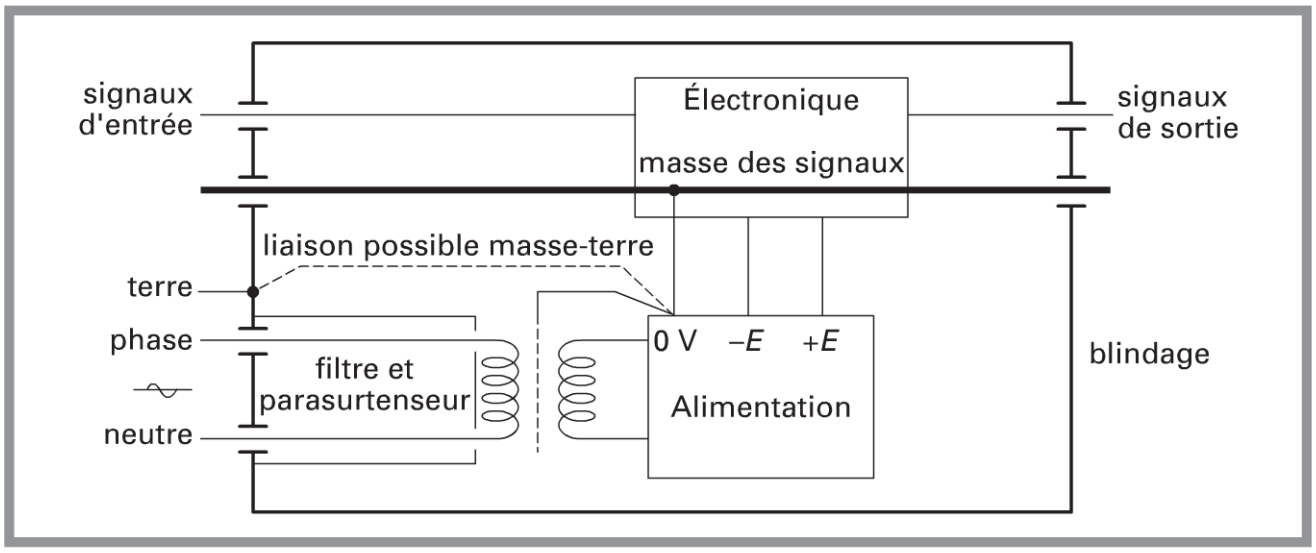


Figure 3.9 - Alimentation d'un appareillage et masse des signaux.

3.3.1 Influence de la différence de potentiel de masse

Le conducteur de masse distribuant le potentiel de référence à l'ensemble des circuits doit par définition être équipotentiel sous peine d'ajouter aux signaux les chutes de tension dont il serait le siège.

En réalité, un conducteur de masse n'ayant jamais une impédance nulle, entre deux points distincts M_j et M_k il existe une différence de potentiel v_{Mjk}, **différence de potentiel de masse**, due à la circulation dans l'impédance de masse Z_{Mjk}, entre M_j et M_k, d'un courant de masse i_{Mjk} somme algébrique des courants injectés dans le conducteur de masse par les différents composants qui y sont connectés ou couplés (*figure 3.10*).

On voit ainsi, sur l'exemple de la *figure 3.10* que la tension d'entrée $v_{i)k}$ du dispositif k a pour expression :

$$v_{i)k} = v_{Mjk} + v_{o)j}$$

où $v_{Mjk} = Z_{Mjk} \cdot i_{Mjk}$ est la différence de potentiel de masse et $v_{o)j}$ est la tension de sortie du dispositif précédent.

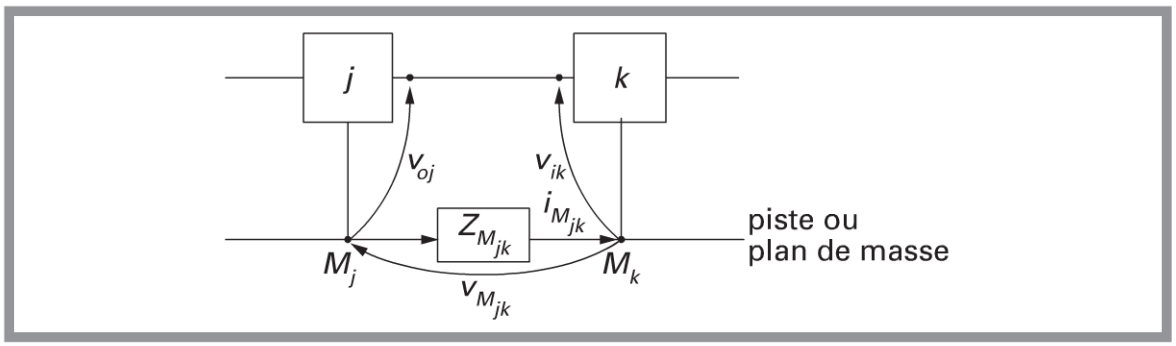


Figure 3.10 - Influence sur les signaux de la différence de potentiel de masse lorsque les composants sont branchés en série sur le conducteur de référence.

Copyright © 2011 Dunod.

L'impédance du conducteur de masse est de la forme :

$$Z_M = R_M + jL_M\omega.$$

La résistance R_M est prépondérante aux basses fréquences ($F < 10$ kHz) et elle a la valeur ohmique déterminée par la résistivité du conducteur (le cuivre généralement) et ses dimensions géométriques. La résistance R_M augmente avec la fréquence par suite de l'effet de peau qui entraîne une localisation des courants dans une couche superficielle d'autant plus fine que la fréquence est plus élevée.

L'inductance L_M est proportionnelle au flux magnétique à travers la surface fermée que constituent le conducteur de masse et les conducteurs d'amenée du courant qui parcourt le conducteur de masse. C'est pourquoi l'inductance L_M dépend de la forme, de la disposition et des dimensions des conducteurs. D'une façon générale, l'inductance L_M est d'autant plus faible que les conducteurs d'amenée et de retour sont plus proches et plus courts. Un ordre de grandeur de cette inductance est le nH par mm.

3.3.2 Organisation des liaisons à la masse

La différence de potentiel perturbatrice v_{Mjk} entre deux points M_j et M_k du conducteur de masse est proportionnelle :

– d'une part, à l'impédance Z_{Mjk} du conducteur entre M_j et M_k;

– d'autre part, au courant i_{Mjk} qui parcourt le segment $M_j M_k$.

Théoriquement l'impédance de couplage Z_{Mjk} pourrait être annulée en confondant M_j et M_k, c'est-à-dire en ramenant en un point unique l'ensemble des liaisons au conducteur de masse de tous les composants du système. C'est le **groupement parallèle ou en étoile** (*figure 3.11a*); dans ce cas, la différence de potentiel d'un composant par rapport à ce point de masse ne dépend plus que de son propre courant et est indépendante des courants injectés par les autres composants.

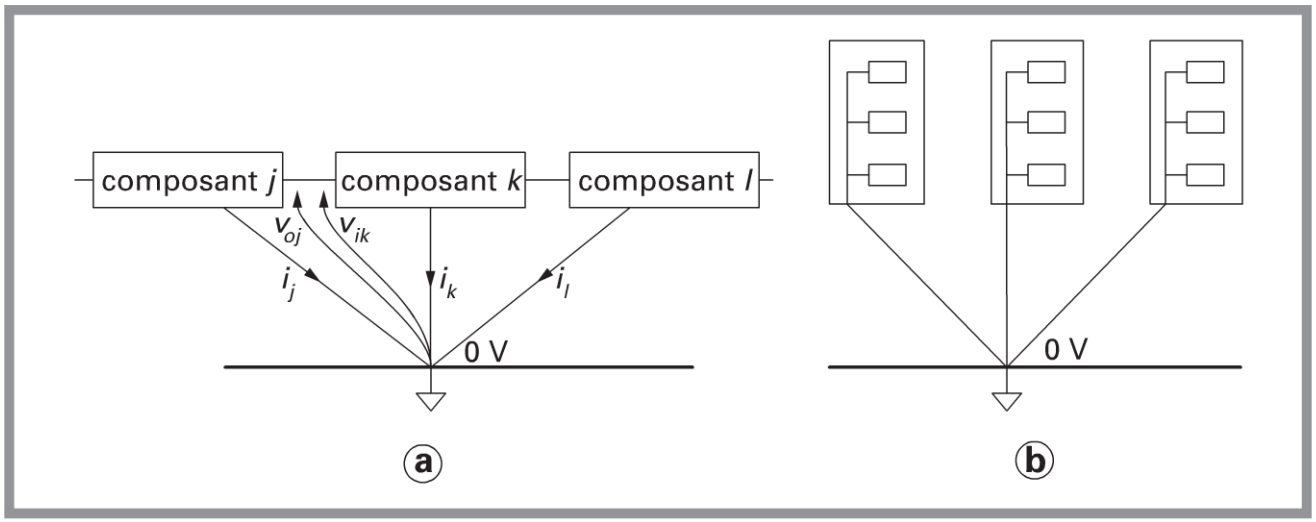


Figure 3.11 - Liaisons à la masse :
a) montage en parallèle ou en étoile; b) montage série-parallèle.

Copyright © 2011 Dunod.

Lorsque, comme c'est le cas habituellement, le nombre de composants est élevé, il n'est pratiquement pas possible de ramener chaque composant en ce point de masse unique. On regroupe alors des ensembles de composants par blocs, chaque bloc ayant son propre conducteur de masse et l'on connecte en un seul point tous les conducteurs de masse. Ce point est dit **le point unique de masse (PUM). Ce groupement est dit série-parallèle** (*figure 3.11b*).

Lorsque sont présents des signaux de haute fréquence, signaux numériques par exemple, l'impédance des connexions à la masse peut devenir importante du fait de leur inductance et les risques de rayonnement sont accrus. Il y a lieu, alors, de réduire au minimum les longueurs de ces connexions, ce qui s'obtient en utilisant comme conducteur de masse un plan conducteur ou **plan de masse** et en effectuant au plus court les liaisons des différents composants à ce plan.

Il subsiste alors la nécessité d'éviter qu'à l'intérieur de chaque bloc n'apparaissent sur son conducteur de masse des couplages galvaniques perturbateurs.

Afin de minimiser les risques de perturbation, il faut que la différence de potentiel v_{Mjk} entre deux points M_j et M_k du conducteur de masse demeure très faible par rapport aux signaux traités par les circuits connectés à ce conducteur de masse. Il ne faut donc pas que soient connectés au même conducteur de masse des dispositifs traitant des signaux de niveaux ou de vitesses de variation très différents sous peine que la différence de potentiel de masse créée par la circulation de courants importants ou rapidement variables ne perturbe les circuits à niveau faible.

C'est pourquoi, **une règle fondamentale est de séparer en blocs distincts, ayant leur conducteur de masse propre, les circuits traitant des signaux différents par leurs niveaux ou leurs vitesses de variation.**

■ Règles d'association des circuits (*figure 3.12*)

On regroupe par blocs les dispositifs dont les signaux ont des niveaux et des vitesses de variation comparables :

– bloc analogique de faible niveau ;

– bloc de puissance : commande de moteurs, relais ;

– bloc des circuits numériques.

À l'intérieur d'un bloc, le risque de perturbation par couplage galvanique est minimisé.

Chaque bloc possède son propre conducteur de masse du signal (piste ou plan). Le conducteur de masse du signal doit être distinct du conducteur 0 V de l'alimentation dans le cas des circuits numériques.

Copyright © 2011 Dunod.

L'ensemble des conducteurs de masse du signal est connecté en un seul point : le point unique de masse (PUM). Il y a intérêt à placer le point unique de masse aussi voisin que possible du bloc des circuits à faible niveau.

Le point unique de masse est relié par une liaison spécifique aux 0 V des alimentations, et, lorsque la référence de potentiel est la terre locale (§ 3.4), au châssis (masse mécanique) et au réseau équipotentiel de terre.

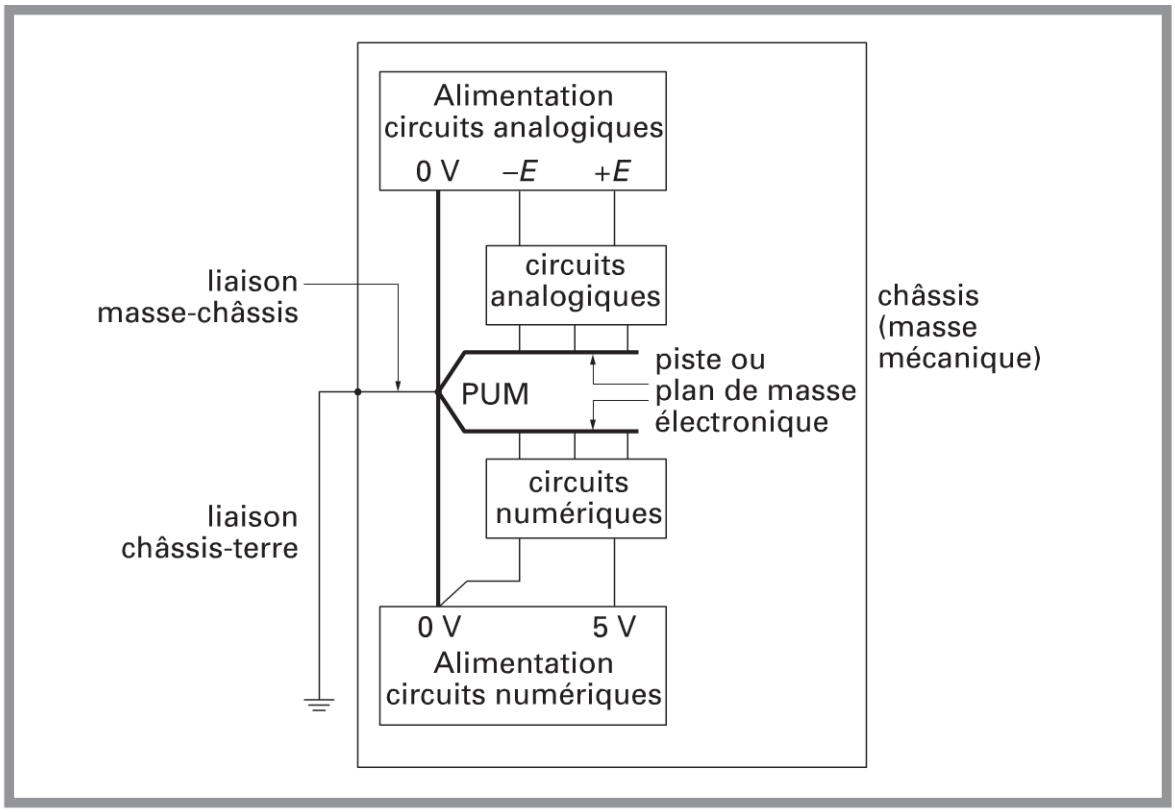


Figure 3.12 - Connexions des masses des divers circuits.

3.4 Masses mécaniques – Réseau de terre

3.4.1 Distribution électrique et terre

Dans les installations industrielles, l'énergie nécessaire au fonctionnement des appareillages est fournie par le réseau public de distribution d'énergie. Ce réseau triphasé comporte trois fils (ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3) dits de phase et un fil dit neutre (N). La tension entre phases est 400 V_{eff} alors qu'entre chaque phase et le neutre elle est de 230 V_{eff}.

Les structures métalliques accessibles des appareillages électriques – carcasses, carters, racks, châssis – constituent les masses au sens de l'électrotechnique ; elles sont aussi désignées comme **masses mécaniques.**

Copyright © 2011 Dunod.

En cas de défaut d'isolement entre les circuits électriques et ces masses, celles-ci risquent d'être mises sous tension et leur contact par un opérateur reposant sur le sol ou touchant simultanément un autre conducteur relié à la terre (conduite d'eau par exemple) peut être, dès lors, source d'accident.

Afin de réduire ce risque, **les masses mécaniques doivent, impérativement, être reliées à la terre** afin de limiter, en cas de défaut, la différence de potentiel à laquelle un opérateur peut être soumis à leur contact et surtout de permettre la circulation d'un courant de défaut, d'intensité suffisante pour déclencher les dispositifs coupe-circuit (disjoncteurs, fusibles) qui entraîneront la déconnexion du réseau.

Cette liaison à la terre s'effectue par un conducteur spécifique PE dit **conducteur de terre** qui est relié à une **prise de terre.** Une prise de terre est réalisée au moyen d'un ou plusieurs pieux métalliques reliés entre eux et enfoncés dans le sol ou au moyen d'une grille métallique enterrée.

Il est important de noter que deux prises de terre distinctes ne sont généralement pas au même potentiel et cela d'autant plus qu'elles sont plus distantes. Cette différence de potentiel résulte de la circulation dans le sol de courants d'origines diverses : courants de fuite des lignes de transport d'énergie, décharges atmosphériques par exemple. On distingue trois schémas de liaison des masses mécaniques à la terre :

• **Schéma TT** (*figure 3.13a*). Le neutre du secondaire du transformateur MT/BT (moyenne tension / basse tension) est relié, au poste de transformation, à une prise de terre dite terre du neutre; le bâtiment dispose de sa propre prise de terre à laquelle sont reliées les masses mécaniques : cette terre est dite terre locale ou terre des masses. Ce schéma est celui de toute installation alimentée par le réseau public de distribution BT.

• **Schéma IT** (*figures 3.13b* et *c*). Le neutre du secondaire du transformateur MT/BT est isolé ou relié à la terre par une impédance Z élevée. Le neutre n'est pas distribué, en général. Le bâtiment dispose d'une prise de terre locale à laquelle sont reliées les masses mécaniques. Ce schéma est utilisable dans les installations disposant d'un poste de transformation privé.

• **Schéma TN**. Le bâtiment étant alimenté par un poste de transformation privé, une autre solution est de relier le neutre à la terre locale du bâtiment; deux modes de liaison des masses à la terre étant alors utilisables :

– **schéma TNA** (*figure 3.13d*) : les masses mécaniques sont reliées au conducteur du neutre;

– **schéma TNB** (*figure 3.13e*) : les masses mécaniques sont reliées à un conducteur (PE) qui est connecté à la prise de terre du neutre.

Copyright © 2011 Dunod.

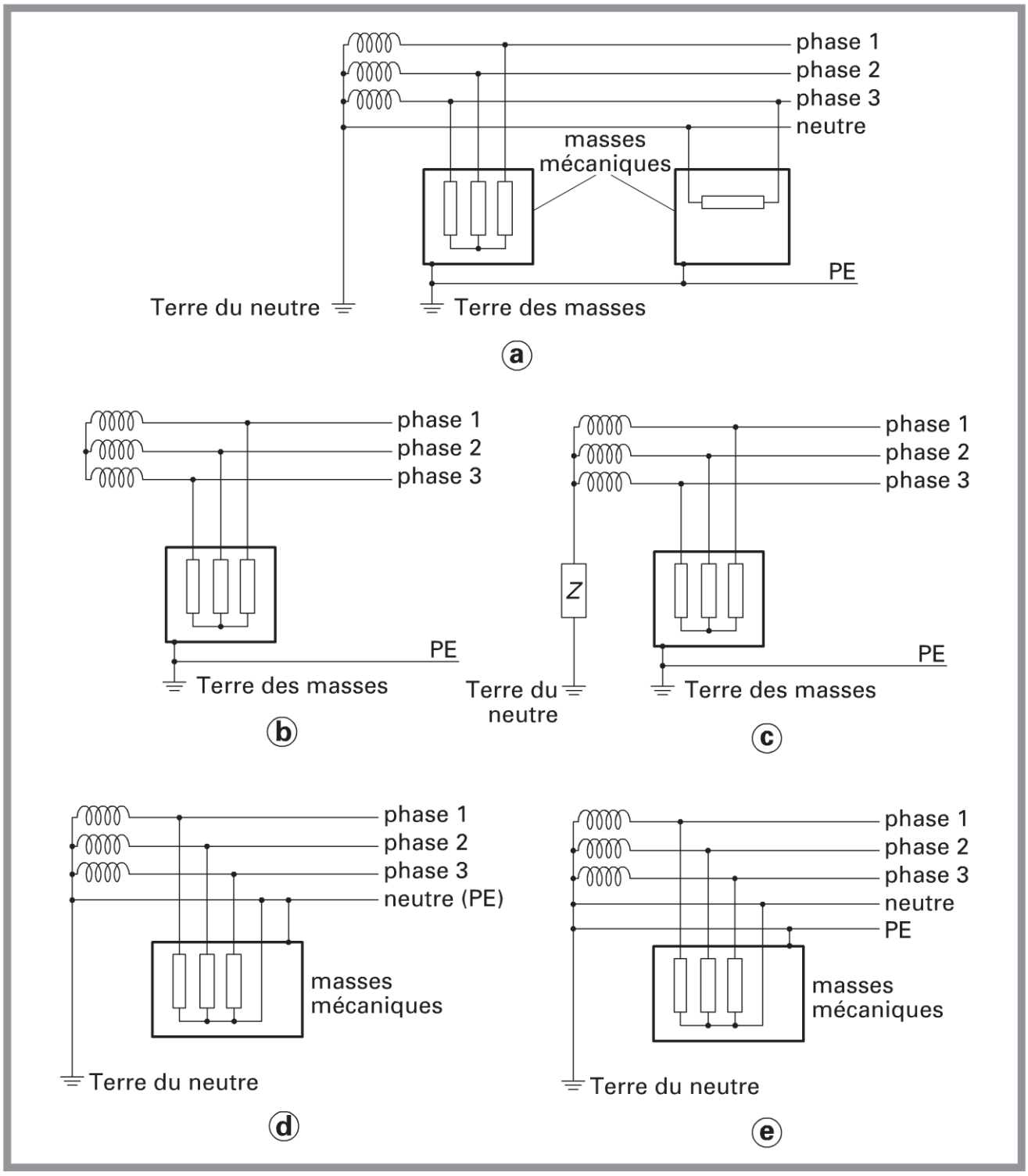


Figure 3.13 - Schémas de liaison des masses mécaniques à la terre.
a) schéma TT; b) schémas IT à neutre isolé et c) à neutre impédant;
d) schéma TN : neutre et conducteur de protection confondus ou e) séparés.

L'ensemble des conducteurs reliant les masses mécaniques à la terre constitue **le réseau de terre. Ce réseau doit être en principe équipotentiel** de façon à éviter toute différence de potentiel entre les masses mécaniques qui y sont reliées et

Copyright © 2011 Dunod.

qu'un opérateur pourrait toucher simultanément. C'est **pourquoi tous les conducteurs de terre doivent être interconnectés afin de constituer un réseau maillé.** De même, afin d'éviter toute différence de potentiel entre les masses mécaniques et d'autres parties métalliques du bâtiment en contact avec la terre (descentes de foudre, canalisations, armatures du béton) ces dernières doivent être partie intégrante du réseau de terre.

Le réseau de terre est parcouru par les courants de fuite ou de défaut des dispositifs qui y sont connectés. Afin d'une part d'assurer au mieux son équipotentialité et d'autre part de permettre l'écoulement de courants de défaut suffisants pour déclencher les dispositifs coupe-circuit, **l'impédance du réseau de terre doit être minimale.**

3.4.2 Réseau de terre et masse des signaux

Les petits équipements électroniques qui sont autonomes, c'est-à-dire n'échangeant pas de signaux par des liaisons galvaniques avec d'autres équipements peuvent fonctionner convenablement en étant isolés de la terre : c'est le cas d'un poste de radio ou de télévision. Par contre, les systèmes importants (salle de contrôle par exemple) exigent, pour les signaux échangés, une référence de potentiel unique, étendue à l'ensemble du système.

Cette référence de potentiel doit être distribuée par un réseau conducteur qui constitue le réseau de référence des masses du signal; par définition, ce réseau devant être équipotentiel, son impédance doit être minimale : l'idéal serait un plan de masse étendu à tout le système.

Les qualités exigées d'un réseau de référence des masses du signal sont en fait les mêmes que celles exigées du réseau de sécurité de terre. C'est pourquoi **le réseau de terre peut être utilisé pour distribuer la référence des masses du signal à l'ensemble des dispositifs électroniques interconnectés.**

La liaison des conducteurs de masse du signal au réseau de terre est alors organisée ainsi que cela a été vu au paragraphe 3.3 en reliant, par des liaisons courtes et de forte section minimisant leur impédance :

– les divers conducteurs de masse du signal au 0 V de leurs alimentations;

– les 0 V des alimentations au conducteur de terre;

– les châssis au réseau de terre.

La liaison des masses électroniques au réseau de terre présente d'autres avantages. Un circuit flottant, non relié à la terre, est porté à un potentiel non contrôlé par rapport à la terre; il constitue donc un risque pour un opérateur en contact avec le sol. Un circuit isolé de la terre présente par rapport à des conducteurs qui y sont reliés, en particulier le châssis, des capacités parasites susceptibles de provoquer l'injection dans le circuit de courants parasites proportionnels à la différence

Copyright © 2011 Dunod.

de potentiel entre le circuit et la terre. La liaison de la masse des signaux au réseau de terre supprime ce risque en supprimant la différence de potentiel masse-terre (§ 5.3.2). C'est la raison pour laquelle certains appareils – oscilloscopes, ordinateurs – ont leur masse du signal reliée systématiquement au châssis, lui-même relié au réseau de terre.

Si des équipements situés dans deux bâtiments possédant chacun sa terre propre sont interconnectés, la différence de potentiel qui risque d'exister entre ces terres apparaît comme une différence de potentiel de masse; elle se traduit comme tension de mode commun pour les signaux transmis. Les solutions possibles sont :

- **l'interconnection de l'ensemble des terres** afin d'assurer au mieux l'équipotentialité d'un réseau de terre unique;
- **la transmission différentielle du signal** permettant une réjection de la tension de mode commun (§ 10.2);
- **l'isolement galvanique** assurant l'indépendance électrique des équipements de chaque bâtiment, les transmissions entre bâtiments étant assurées par coupleur optoélectronique ou fibre optique.

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 4

PERTURBATIONS PAR COUPLAGE MAGNÉTIQUE

Il y a couplage magnétique lorsque c'est l'induction magnétique créée dans son environnement par le dispositif perturbateur qui est à l'origine du parasite apparaissant dans un circuit qui s'y trouve soumis.

4.1 Phénomènes d'influence magnétique

Un conducteur parcouru par un courant électrique crée dans l'espace une induction magnétique **B** calculable par la loi de Biot et Savart ou par le théorème d'Ampère.

Dans le vide ou l'air, l'induction **B** est liée au champ magnétique **H** par la relation :

$$\mathbf{B} = \mu_o \mathbf{H}$$

où $\mu_o = 4\pi\ 10^{-7}$ MKSA.

Le théorème d'Ampère définit la circulation du champ magnétique le long d'un contour fermé Γ, traversé par un courant i, où $i = \Sigma i_k$, les i_k étant positifs ou négatifs selon leur sens de traversée de la surface limitée par le contour Γ :

$$\int_\Gamma \mathbf{H} d\ell = i.$$

Le calcul du champ ou de l'induction par le théorème d'Ampère est simplifié lorsque, par suite de la symétrie des circuits, on connaît un contour Γ le long duquel **H** a même module : fil indéfini, câble coaxial par exemple.

Le circuit perturbé est traversé par un flux d'induction Φ qui a pour expression :

$$\Phi = \iint_s \mathbf{B} dS$$

S étant la surface du circuit perturbé.

Copyright © 2011 Dunod.

Lorsque l'induction peut être considérée comme uniforme sur l'ensemble de la surface du circuit récepteur supposée plane, l'expression précédente devient :

$$\Phi = BS \cos \theta$$

où θ est l'angle de l'induction **B** avec la normale **n** à la surface *S*. L'induction *B* étant proportionnelle au courant *i* dans le circuit perturbateur, on écrit aussi :

$$\Phi = Mi$$

où *M*, coefficient de mutuelle induction entre le circuit perturbateur et le circuit perturbé ne dépend que de la géométrie, des dimensions de ces circuits et de leur distance.

Quand le courant *i* dans le circuit perturbateur est variable, le circuit perturbé soumis à un flux variable est le siège d'une f.e.m. d'induction e_p qui est le parasite d'origine magnétique :

$$e_p = - \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = - M \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}.$$

Dans le cas important où l'induction variable **B** est uniforme sur la surface du circuit perturbé :

$$e_p = - \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} S \cos \theta.$$

Si l'induction *B* est une fonction sinusoïdale du temps : $B = B_o \cos \omega t$, où $\omega = 2\pi F$:

$$\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} = - 2\pi F \cdot B_o \cdot \sin \omega t$$

et : $$e_p = 2\pi F B_o \cdot S \cdot \cos \theta \cdot \sin \omega t.$$

La f.e.m. parasite induite est d'autant plus importante que :

– l'induction B_o et donc l'intensité du courant *i* qui est à son origine sont plus élevées ;

– la fréquence *F* de variation est plus grande.

La minimisation de la f.e.m. parasite implique :

– la diminution, si possible, de l'induction *B* créée dans son environnement par le circuit perturbateur ;

– la réduction de la surface *S* du circuit soumise à l'induction variable en rapprochant, autant que faire se peut, les conducteurs d'amenée et de retour ;

Copyright © 2011 Dunod.

– la disposition du circuit, lorsque cela est possible, en sorte que la normale à son plan soit perpendiculaire à **B**, ($\cos\theta = 0$) ;
– l'utilisation, pour les liaisons, de paires torsadées ou de câbles coaxiaux.

La paire torsadée est formée en enroulant l'un sur l'autre, en hélice, deux fils isolés : ceux-ci forment alors une succession de boucles dont, par continuité, la normale *n* s'inverse d'une boucle à la boucle immédiatement voisine. Il en résulte, lorsque l'induction est uniforme, que les angles θ de l'induction et des normales à deux boucles successives, k et $k+1$, sont tels que (*figure 4.1a*) :

$$\theta_{k+1} = \pi - \theta_k \quad \text{d'où} \quad \cos\theta_{k+1} = -\cos\theta_k.$$

Les f.e.m. induites dans deux boucles successives de la paire torsadée étant égales et opposées, elles s'annulent deux à deux et, si le nombre de boucles est pair, la f.e.m. totale est nulle. Dans le cas où le nombre de boucles est impair, la f.e.m. totale correspond à la f.e.m. induite dans une seule boucle ; l'utilisateur ne connaissant pas, en général, le nombre de boucles, il y a intérêt à augmenter ce dernier de façon à réduire leur surface et minimiser ainsi la f.e.m. induite dans chaque boucle. La compensation des flux dans deux boucles adjacentes exige que l'induction **B** y ait sensiblement même valeur ; il faut pour cela que la longueur d'onde λ du champ perturbateur ($\lambda = c/F$) soit très supérieure aux dimensions des boucles. La paire torsadée n'est pas utilisable aux hautes fréquences ($F > 10$ MHz).

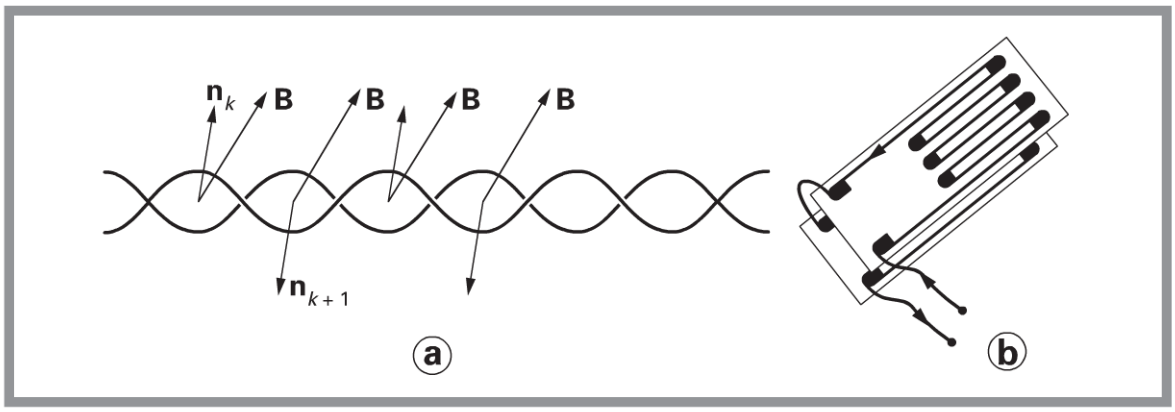


Figure 4.1 - Compensation des inductions parasites :
a) paire torsadée ; b) double jauge à flux compensé.

Le principe de compensation utilisé dans la paire torsadée peut être transposé aux capteurs résistifs lorsqu'ils subissent des flux parasites importants. Dans ce but, on associe deux capteurs, soumis au même mesurande, mais parcourus par des courants de mesure opposés de façon que les normales à leurs surfaces respectives soient également opposées ; deux jauges de contrainte superposées peuvent être utilisées dans cette configuration (*figure. 4.1b*).

Un **câble coaxial** dont les deux conducteurs sont parcourus par le **même courant** mais en sens opposés crée, en tout point extérieur, un champ magnétique nul, d'après le théorème d'Ampère. Il en résulte que le coefficient de

Copyright © 2011 Dunod.

mutuelle induction M entre le câble et tout autre circuit est nul et que par conséquent, réciproquement, **le flux du champ magnétique créé par un circuit est nul à travers un câble coaxial**

4.2 Parasites induits dans divers montages

On considère ici l'influence sur divers montages d'une induction parasite variable. Les montages examinés correspondent à différents modes de liaison entre une source et l'impédance d'entrée d'un dispositif en aval (amplificateur par exemple).

L'impédance d'entrée peut être soit du type asymétrique lorsque l'une de ses bornes est à la masse (amplificateur non inverseur par exemple), soit du type symétrique lorsqu'aucune des bornes d'entrée n'est à la masse (amplificateur différentiel par exemple).

4.2.1 Montages avec impédance d'entrée asymétrique

■ Source reliée à sa masse locale

La masse locale M_S de la source est séparée de la masse M_i de l'instrumentation (*figure 4.2a*). L'ensemble présente une surface S_{1M} et est le siège d'une f.e.m. induite parasite e_{1M} qui est en série avec le signal e_S et donne naissance à un courant i_{1M} :

$$i_{1M} = \frac{1}{Z_1 + Z_i} \cdot e_{1M}$$

où Z_1 est l'impédance de la voie d'amenée incluant l'impédance interne de la source et Z_i est l'impédance d'entrée de l'instrumentation.

La fraction de e_{1M} apparaissant aux bornes de l'impédance d'entrée Z_i est $v_{i)1M}$:

$$v_{i)1M} = \frac{Z_i}{Z_1 + Z_i} \cdot e_{1M} \quad \text{soit :} \quad v_{i)1M} \cong e_{1M} \quad \text{si} \quad Z_i >> Z_1.$$

La réduction de la tension parasite peut être obtenue :

– en minimisant la surface S_{1M} par le rapprochement du conducteur d'amenée et du conducteur de masse (piste ou plan) ;

– en orientant, lorsque cela est possible, la surface S_{1M} parallèlement à l'induction ($\theta = \pi/2$) ;

– en plaçant, entre la ligne d'amenée et la masse, un filtre passe-bas ou réjecteur de la fréquence F du parasite (§ 3.1.1).

Copyright © 2011 Dunod.

Si la source du signal est une source de courant associée par exemple à un convertisseur courant-tension, (*figure 4.2b*) le courant parasite i_{1M} a toujours pour expression :

$$i_{1M} = \frac{1}{Z_1 + Z_i} \cdot e_{1M} \cong \frac{e_{1M}}{Z_1}$$

car l'impédance d'entrée Z_i d'un convertisseur courant-tension est très faible.
Du fait de l'impédance Z_1 très élevée d'une source de courant, on a généralement $i_{1M} << i_s$. Ceci explique la **bonne immunité aux parasites de type magnétique des transmissions par courant.**

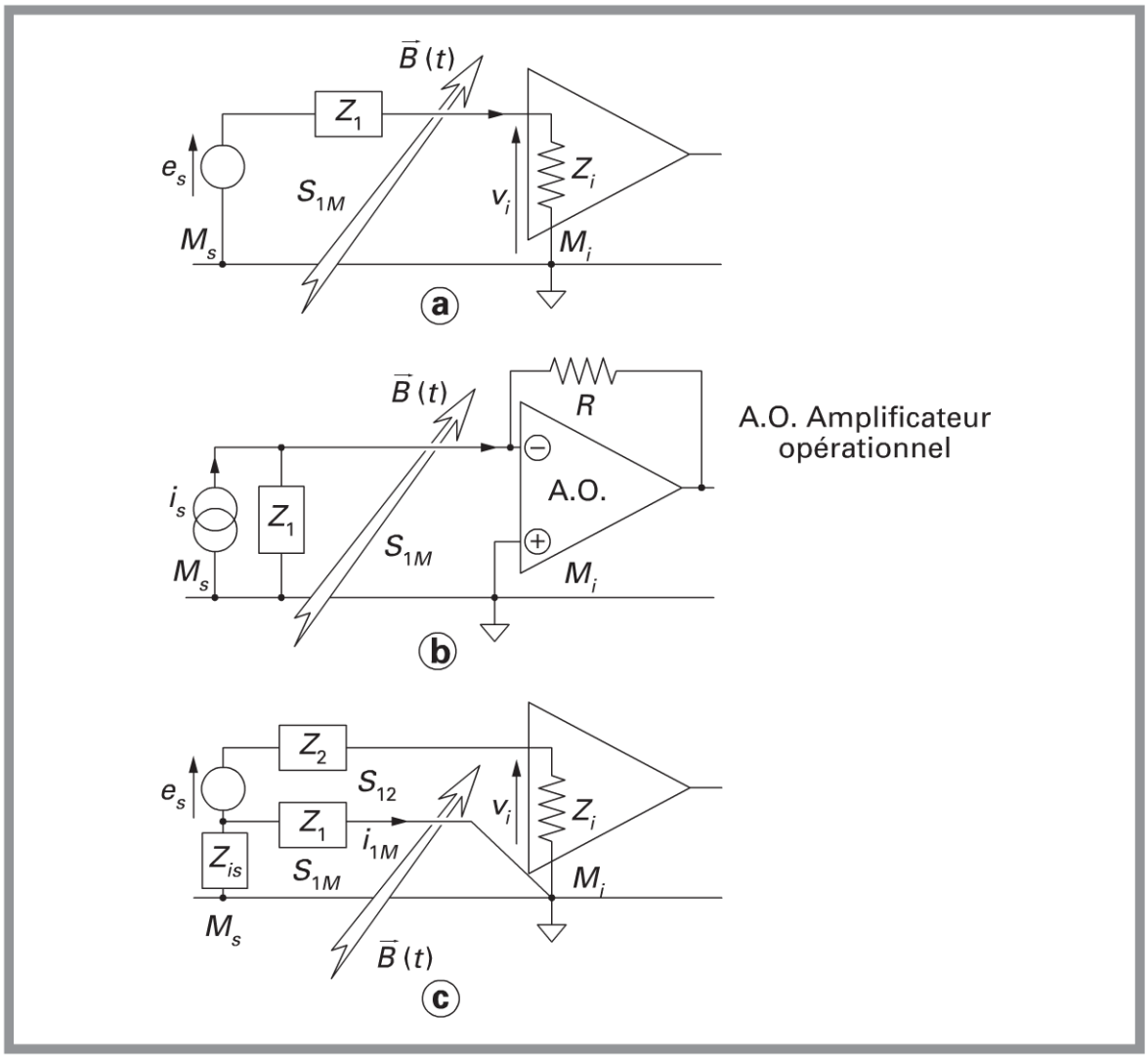


Figure 4.2 - Montages à impédance d'entrée asymétrique,
source du signal reliée à la masse :
a) source de tension et b) source de courant; c) source du signal isolée de la masse locale.

■ Source isolée de sa masse locale

La source du signal est référencée à la masse M_i de l'instrumentation (*figure 4.2c*). Entre la source et sa masse locale, il y a une impédance d'isolement Z_{is}

Copyright © 2011 Dunod.

formée d'une résistance d'isolement élevée R_{is} et d'une faible capacité d'isolement C_{is} en parallèle. Le montage comporte deux surfaces :

– S_{12} entre les fils de liaison (1 et 2), déterminant la f.e.m. parasite e_{12},

– S_{1M} entre le fil de liaison 1 et la masse, déterminant la f.e.m. parasite e_{1M}.

La f.e.m. e_{12} peut être minimisée en torsadant les fils de liaison 1 et 2.

La f.e.m. e_{1M} donne naissance dans le fil 1 à un courant i_{1M} :

$$i_{1M} = \frac{1}{Z_{is} + Z_1} \cdot e_{1M} \cong \frac{e_{1M}}{Z_{is}} \quad \text{car} \quad Z_1 << Z_{is}$$

où Z_1 est l'impédance totale de la voie 1.

La tension parasite développée dans la voie 1 a pour valeur :

$$v_{1M} = Z_1 \cdot i_{1M} = \frac{Z_1}{Z_{is}} \cdot e_{1M} << e_{1M}.$$

Cette tension parasite en série avec le signal e_s est minimisée :

– en réduisant S_{1M}, en rapprochant les fils de liaison du conducteur de masse ;

– en veillant à ce que l'impédance d'isolement Z_{is} demeure très élevée dans les conditions de fonctionnement.

Ce montage est susceptible d'offrir une bonne protection contre les inductions parasites de basse fréquence ; aux fréquences élevées cependant, l'augmentation de l'impédance Z_1 du fait de son inductance et la diminution de Z_{is} par suite de l'influence de la capacité C_{is} risquent d'entraîner un accroissement de la tension parasite v_{1M}.

4.2.2 Montage avec impédance d'entrée symétrique

Dans un montage de ce type, aucune des bornes de l'impédance d'entrée n'est à la masse mais, entre chaque borne d'entrée et la masse, il y a une impédance Z_{mc}, impédance de mode commun : c'est le cas lorsque l'étage d'entrée est un amplificateur différentiel (§ 10.2). La source du signal est reliée à sa masse locale M_s, distincte de la masse M_i de l'instrumentation (*figure 4.3*).

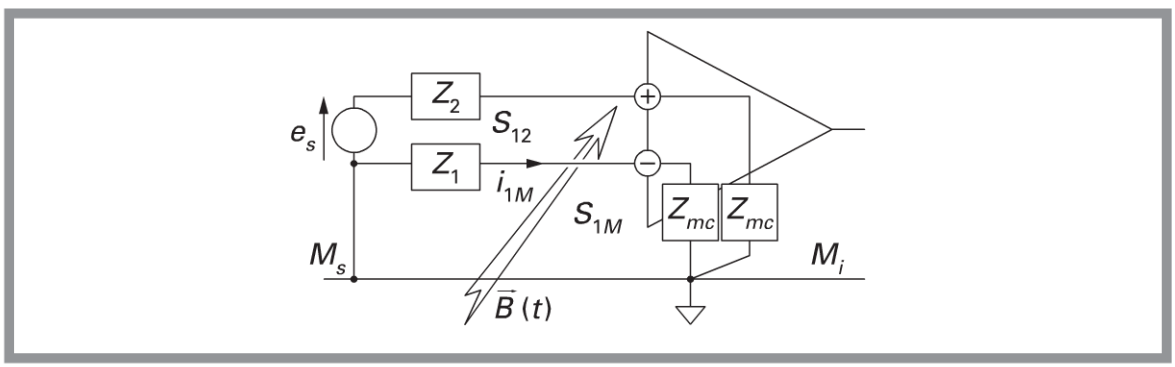


Figure 4.3 - Montage à impédance d'entrée symétrique.

Copyright © 2011 Dunod.

On retrouve à nouveau les deux surfaces S_{12} et S_{1M} qui sont sièges respectivement des f.e.m. e_{12} et e_{1M}.

La f.e.m. e_{12} qui est en série avec le signal est minimisée en torsadant les fils 1 et 2 et, éventuellement, par filtrage différentiel (§ 3.1.3.1).

La f.e.m. e_{1M} développe une tension parasite sur chacune des bornes d'entrée de l'amplificateur différentiel :

$$v_{+)1M} = \frac{Z_{mc}}{Z_{mc} + Z_2} \cdot e_{1M}, \quad v_{-)1M} = \frac{Z_{mc}}{Z_{mc} + Z_1} \cdot e_{1M}.$$

Si les voies d'entrée sont équilibrées :

$$Z_1 = Z_2 \quad \text{et} \quad v_{+)1M} = v_{-)1M}$$

la tension parasite est une tension de mode commun qui sera atténuée au prorata du taux de réjection de l'amplificateur; l'adjonction de filtres passe-bas de mode commun apportera une atténuation supplémentaire (§ 3.1.3.1).

Si les voies d'entrée sont déséquilibrées, $Z_1 \neq Z_2$, les tensions parasites différentes sur chacune des entrées correspondent à :

– une tension de mode commun : $v_{mc)1M} = (v_{+)1M} + v_{-)1M})/2 \cong e_{1M}$;

– et une tension différentielle : $v_{d)1M} = v_{+)1M} - v_{-)1M} \cong \frac{Z_1 - Z_2}{Z_{mc}} \cdot e_{1M}$.

en supposant, ce qui est généralement le cas, que $Z_1, Z_2 << Z_{mc}$.

La tension de mode commun est atténuée par le taux de réjection de l'amplificateur, mais la tension différentielle est amplifiée par le gain G_d de l'amplificateur.

Il apparaît donc que l'amplificateur différentiel permet d'assurer une protection efficace vis-à-vis des parasites magnétiques à condition :

– de torsader les fils d'amenée du signal;

– d'équilibrer les impédances des voies d'amenée.

4.3 Réduction des perturbations magnétiques à leur source

Indépendamment de la règle générale qui est d'accroître au maximum la distance entre le dispositif perturbateur et les circuits qui risquent d'en être les victimes, il existe un certain nombre de moyens permettant de réduire à leur source les champs magnétiques perturbateurs. On peut distinguer deux sources principales de perturbations magnétiques :

– les composants dont la fonction est liée à la présence d'un champ magnétique : inductances, transformateurs;

Copyright © 2011 Dunod.

– les conducteurs parcourus par des courants relativement intenses : lignes de distribution d'énergie par exemple.

4.3.1 Composants magnétiques

Il faut éviter les fuites magnétiques, c'est-à-dire la présence d'un champ magnétique en dehors de l'espace où sa présence est nécessaire.

■ Inductances

Le champ magnétique que crée une bobine dans son environnement peut être réduit :

– en réalisant le bobinage sur un **noyau toroïdal** qui canalise les lignes d'induction ;

– en entourant la bobine d'un **blindage ferromagnétique** (§ 4.4.2) lorsque la fréquence de variation du champ est relativement faible, inférieure au kHz, ou (et) d'un **blindage conducteur** (cuivre) qui, soumis au champ magnétique variable, est le siège de courants de Foucault dont l'effet magnétique s'oppose au champ qui leur donne naissance (loi de Lenz).

Il est très important de noter que la résistance et l'inductance propres d'une bobine sont modifiées par la présence d'un blindage. La résistance est accrue du fait des pertes dont le blindage est le siège :

– pertes par hystérésis dans le cas d'un blindage magnétique ;

– pertes par effet Joule dues aux courants de Foucault dans le cas de tout blindage conducteur.

L'inductance est affectée de façon différente selon la nature du blindage :

– dans le cas d'un blindage magnétique, il y a diminution de réluctance entraînant une augmentation du champ dans la bobine et donc de son inductance L ;

– dans le cas d'un blindage uniquement conducteur, l'effet antagoniste des courants de Foucault réduit l'induction dans la bobine et donc son coefficient d'auto-induction L.

Afin de minimiser l'influence du blindage sur les caractéristiques propres d'une bobine, il y a lieu d'en éloigner le blindage d'une distance au moins égale à son rayon : dans ces conditions et pour un blindage conducteur, ces caractéristiques ne sont pas en général modifiées de plus de 20 %.

■ Transformateurs

Le champ de fuite est généralement minimisé en entourant le transformateur d'une bande de cuivre formant une spire en court-circuit : soumise au champ de

Copyright © 2011 Dunod.

fuite, cette spire est le siège de courants de Foucault qui créent un champ magnétique antagoniste, s'opposant à l'extérieur au champ de fuite du transfomateur (*figure 4.4*).

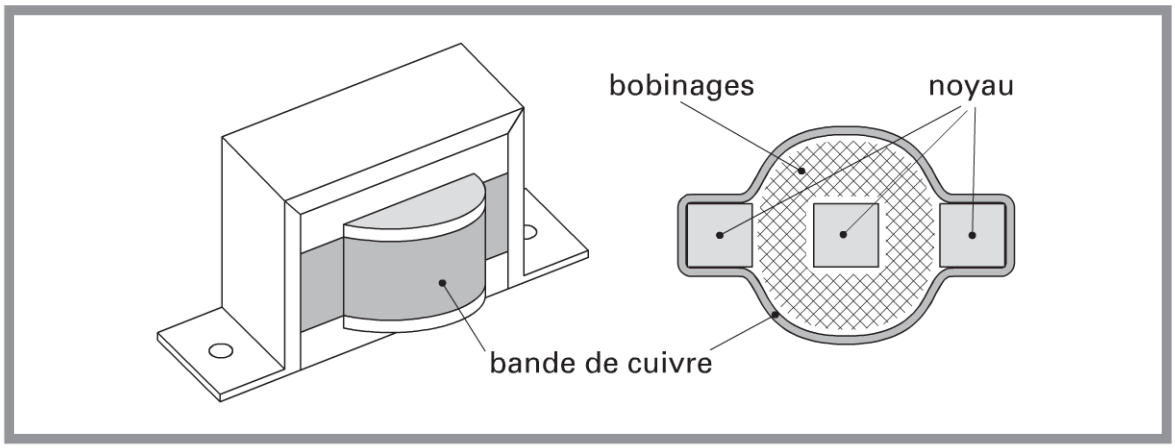


Figure 4.4 - Transformateur : réduction du champ de fuite.

4.3.2 Câbles et lignes

Un fil rectiligne parcouru par un courant crée dans l'espace un champ magnétique $\mathbf{H}_1$ dont,en tout point, la valeur et la direction sont données par le théorème d'Ampère (§ 4.1). Un fil parallèle au précédent, parcouru par un courant de même intensité mais de sens opposé, crée un champ magnétique $\mathbf{H}_2$. Le champ magnétique résultant **H**, somme vectorielle des champs $\mathbf{H}_1$ et $\mathbf{H}_2$, sera d'autant plus faible en un point *M* que les fils parcourus par les courants opposés seront plus rapprochés et que le point *M* en sera plus éloigné. C'est ainsi que **les lignes de distribution d'énergie et des lignes de transmission de signaux à bas niveau ne doivent jamais être regroupées mais, au contraire, éloignées au maximum.**

Une réduction supplémentaire du champ magnétique est obtenue en accroissant la symétrie du circuit perturbateur par torsadage des fils.

L'utilisation d'un **câble coaxial** pour la circulation du courant perturbateur permet d'annuler le champ magnétique qu'il crée à l'extérieur. En effet, si les conducteurs interne et externe du câble sont parcourus par des courants de même valeur mais de sens contraire, le champ magnétique résultant est nul à l'extérieur du câble d'après le théorème d'Ampère. Ceci suppose cependant que le coaxial est de longueur infinie et que la répartition du courant sur le conducteur extérieur est parfaitement symétrique, conditions jamais remplies en toute rigueur. C'est pourquoi, le champ magnétique à l'extérieur d'un câble coaxial, bien que faible, n'est jamais rigoureusement nul, et cela d'autant plus que l'on en est plus proche. Enfin, il est important, dans le cas des câbles coaxiaux, de veiller à maintenir la symétrie des conducteurs aux extrémités en évitant toute connexion dissymétrique, grâce, en particulier, à l'emploi de connecteurs de type BNC.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Problème des mises à la masse

La réduction ou l'annulation du champ perturbateur à distance de conducteurs voisins résulte de l'égalité des valeurs du courant dans les conducteurs d'amenée et de retour du circuit perturbateur. **Il faut donc éviter des mises à la masse multiples lorsqu'elles risquent d'entraîner la dérivation d'une fraction du courant de retour par le conducteur de masse**. C'est ainsi que les circuits *a, b* de la *figure 4.5*, où les conducteurs sont parcourus par des courants égaux et de sens contraires minimisent l'induction extérieure; il n'en est pas forcément de même pour le circuit *c* où le retour d'une fraction du courant par la masse risque de ne pas assurer la compensation des champs perturbateurs à distance.

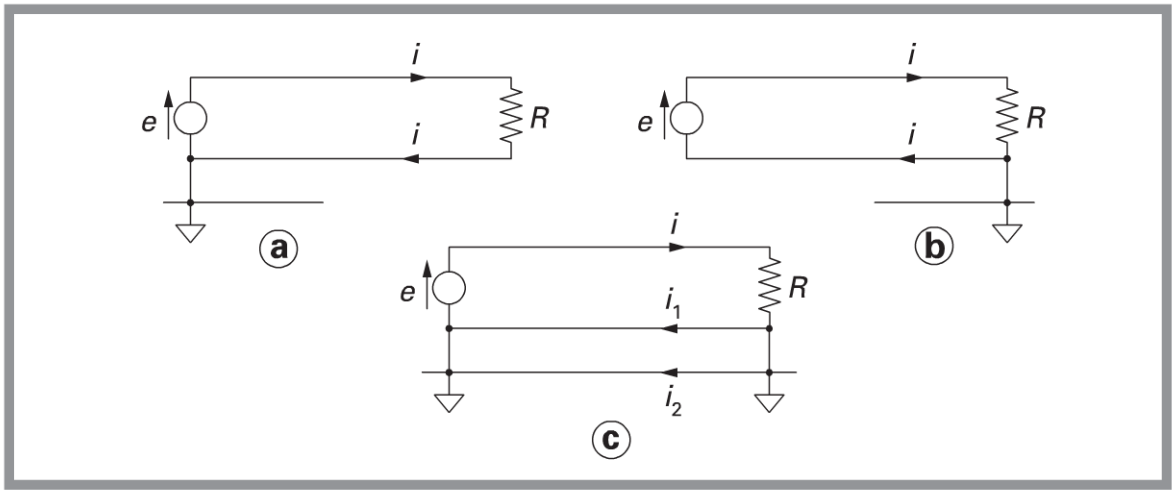


Figure 4.5 - Influence des mises à la masse sur les courants de retour :
a) et b) mise à la masse unique; c) mise à la masse multiple.

4.4 Protection d'un circuit par blindage

4.4.1 Blindage conducteur non ferromagnétique

Un blindage conducteur (cuivre ou aluminium) n'offre aucune protection vis-à-vis d'une induction magnétique statique. Lorsque l'induction est variable, celle-ci provoque la circulation dans le blindage de courants induits (courants de Foucault) qui créent une induction s'opposant à celle qui leur a donné naissance (Loi de Lenz), entraînant donc une réduction de l'induction effective.

L'intensité des courants de Foucault est proportionnelle à la fréquence de l'induction variable : il en est donc de même de leur effet réducteur. **Aux basses fréquences, en particulier aux fréquences du réseau et de ses harmoniques, la protection qu'assure un blindage conducteur vis-à-vis d'un champ magnétique est généralement très insuffisante**. Ce résultat sera établi au chapitre 6.

Copyright © 2011 Dunod.

4.4.2 Blindage ferromagnétique

L'induction **B** dans un matériau de perméabilité magnétique relative μ_r est liée au champ magnétique par la relation : $\mathbf{B} = \mu_r \mu_0 \mathbf{H}$. Un matériau de perméabilité μ_r élevée, placé dans un champ magnétique, a la propriété de canaliser les lignes d'induction : il en résulte alors une diminution de l'induction dans son voisinage. Ce phénomène est la conséquence de la loi de conservation du flux d'induction : l'accroissement de l'induction dans la région où est placé le matériau, du fait de sa perméabilité μ_r élevée, entraîne une diminution corrélative à l'extérieur. Ce résultat peut aussi être interprété en considérant que l'aimantation du matériau sous l'effet de l'induction où il est placé provoque, à l'extérieur, un champ antagoniste qui s'oppose au champ appliqué.

Lorsque le blindage forme un volume fermé, on définit **l'efficacité *S* du blindage** par la relation :

$$S = \frac{H_e}{H_i} \quad \text{ou} \quad S_{\text{db}} = 20 \lg \frac{H_e}{H_i}$$

H_e et H_i étant les modules des champs magnétiques en un même point, respectivement avant et après interposition du blindage (*figure 4.6*).

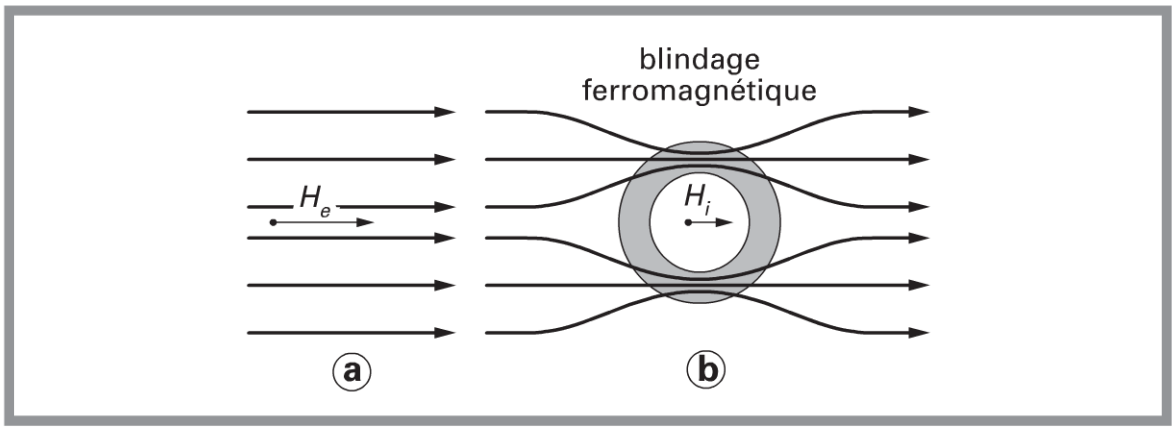


Figure 4.6 - Blindage ferromagnétique :
a) champ magnétique avant interposition d'un blindage;
b) champ après interposition du blindage.

Le calcul de S a été effectué, en particulier, pour des volumes sphériques et cylindriques (W.G. Wadey) ; dans ce dernier cas, r_2 et r_1 étant les rayons externe et interne, $e = r_2 - r_1$ étant l'épaisseur de la paroi, et en supposant la longueur $L > 10\ r_2$, on établit :

$$S = \frac{\mu_r}{4}\left[1 - \frac{r_1^2}{r_2^2}\right] \quad \text{soit} \quad S \cong \frac{\mu_r}{2}\frac{e}{r_2} \quad \text{quand} \quad e \ll r_2.$$

Les conclusions pratiques que l'on peut tirer de ces formules relatives au cylindre peuvent être transposées à d'autres formes géométriques : il en ressort que, **l'effi-**

Copyright © 2011 Dunod.

cacité du blindage étant d'autant plus élevée que la perméabilité μ_r du matériau est plus grande, toutes dispositions doivent être prises pour que le blindage opère dans des conditions sauvegardant une valeur élevée de μ_r. Or, la perméabilité d'un matériau ferromagnétique est fonction :

– de l'intensité du champ auquel il est soumis ;

– de la fréquence du champ ;

– des contraintes mécaniques qu'il subit.

À champ croissant, la perméabilité passe par un maximum $\mu_{r)max}$ pour un champ H_{max} généralement faible puis tend vers 1 aux champs forts lorsqu'il y a saturation de l'aimantation (*figure 4.7a*). On constate en outre que H_{max} est d'autant plus faible que $\mu_{r)max}$ est plus élevé.

À fréquence croissante, la perméabilité décroît (*figure 4.7b*).

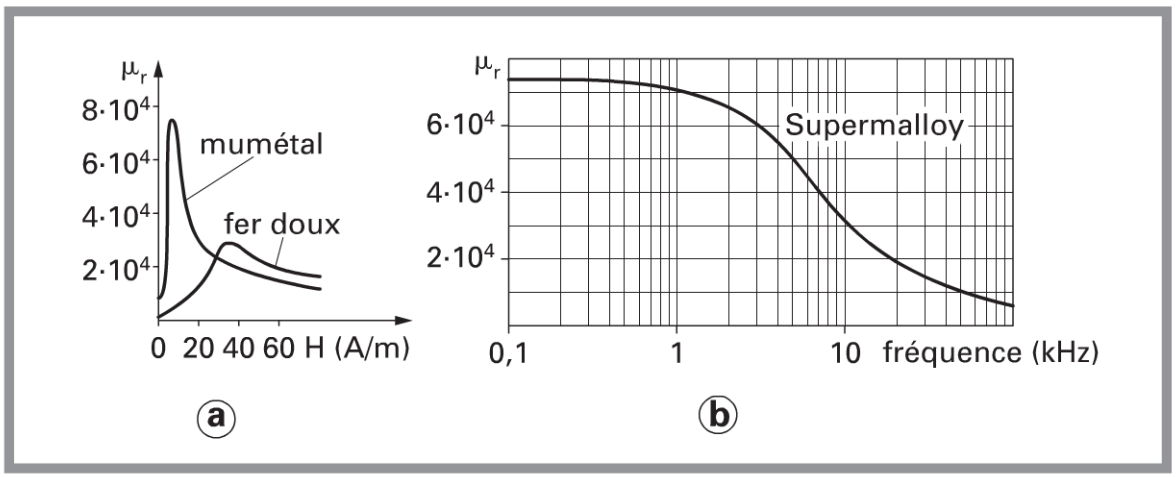


Figure 4.7 - Perméabilité magnétique :
a) influence du champ ; b) influence de la fréquence.

L'usinage du blindage y crée des tensions mécaniques qui en réduisent la perméabilité. Des caractéristiques précédentes résultent **les conditions d'emploi des blindages ferromagnétiques :**

– le champ magnétique auquel le blindage est soumis doit être suffisamment faible pour que μ_r ait une valeur élevée ;

– l'efficacité du blindage est maximale en statique, importante à 50 Hz, décroît à fréquence croissante, limitant l'emploi à des fréquences maximales ne dépassant généralement pas 800 Hz sauf pour certains matériaux spéciaux utilisables jusqu'à 20 kHz ;

– le blindage doit subir, après usinage, un traitement thermique approprié pour réduire les tensions mécaniques et lui restituer une valeur élevée de μ_r.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Blindages multiples

En présence de champs magnétiques intenses, un blindage unique présente un risque de saturation avec perte de son efficacité de blindage. L'utilisation de blindages multiples permet d'éviter cette situation. On établit (W.G. Wadey) que l'emploi de plusieurs blindages procure une efficacité globale S telle que :

$$S = S_1 \cdot S_2 \cdots S_n$$

où $S_1 = \dfrac{\mu_{r1}}{2} \cdot \dfrac{e_1}{r_{2)1}}$ est l'efficacité du premier blindage (externe),

S_2, ... S_n, étant les efficacités des blindages successifs données par la formule :

$$S_i = \mu_{ri} \cdot \left[\frac{e_i}{r_{2)\,i}}\right]^2, \quad i \neq 1.$$

Une application numérique montre l'intérêt de blindages multiples. Soit un blindage unique pour lequel r_2 : 25 mm, e : 0,5 mm, μ_r : 10^5; on déduit :

$$S_1 = \frac{\mu_r}{2} \cdot \frac{e}{r_2} = 10^3$$

l'épaisseur e étant doublée, on obtient : $S_1 = 2 \times 10^3$.

Si, par contre, on utilise un second blindage de caractéristiques sensiblement identiques :

$$S_2 = \mu_r \left[\frac{e}{r_2}\right]^2 = 40$$

et l'efficacité globale S est dans ce cas : $S = S_1 \cdot S_2 = 4 \times 10^4$.

Lorsqu'il y a risque de champ intense, le rôle du premier blindage (externe) est de réduire suffisamment le champ auquel sont soumis les blindages successifs pour que leur perméabilité demeure importante. Ce premier blindage doit donc être réalisé en un matériau dont le champ à saturation est élevé et dont la perméabilité est par conséquent moyenne. Les blindages suivants sont alors réalisés en matériau à faible $H_{\max}$ et par conséquent à $\mu_{r)\max}$ élevé.

L'intervalle entre deux blindages successifs doit être de l'ordre de l'épaisseur des blindages et occupé par un matériau non magnétique : diélectrique (air), métal (cuivre, aluminium). L'intérêt du cuivre ou de l'aluminium est d'assurer le relais du blindage magnétique aux fréquences hautes, lorsque le blindage magnétique devient inefficace et que l'affaiblissement par effet de peau devient prédominant (§ 6.3.4). Il y a lieu de remarquer, enfin, que :

– toute ouverture ou discontinuité (entrefer) réduit d'autant plus l'efficacité du blindage qu'elle est plus grande ;

Copyright © 2011 Dunod.

– la mise à la masse d'un blindage ferromagnétique conducteur assure aussi une protection vis-à-vis des champs électriques (§ 5.3).

Il ressort de l'étude précédente que **les blindages en matériaux ferromagnétiques sont adaptés à la protection vis-à-vis des champs magnétiques statiques et basse fréquence** comme le champ magnétique terrestre ou produits par des dispositifs tels que aimants permanents, électroaimants, solénoïdes, moteurs, générateurs, câbles de transport d'énergie.

Les appareillages particulièrement sensibles et devant donc être protégés par des blindages ferromagnétiques sont ceux utilisant :

– des faisceaux d'électrons : tubes cathodiques, photomultiplicateurs, microscopes électroniques ;

– des matériaux magnétiques dont l'aimantation est support d'information : enregistreurs et enregistrements magnétiques ;

– les capteurs de type inductif (*figure 4.8*).

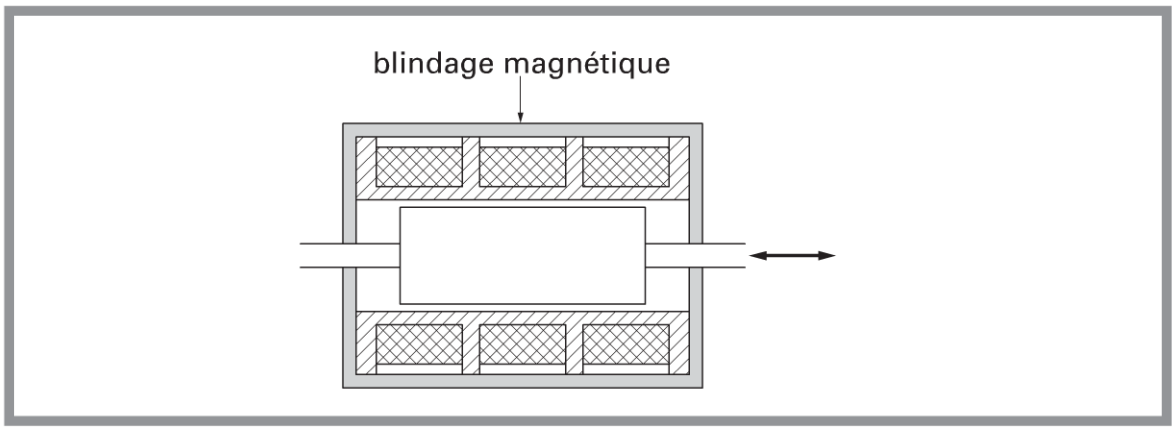


Figure 4.8 - Blindage magnétique d'un transformateur différentiel.

Il y a lieu enfin de remarquer qu'un blindage magnétique peut, selon les situations, être utilisé aussi bien pour isoler la source responsable du champ perturbateur que pour en limiter les effets au niveau d'un circuit à protéger.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 5

PERTURBATIONS PAR COUPLAGE ÉLECTRIQUE

Il y a couplage électrique dès lors qu'un dispositif crée dans son environnement un champ électrique dont l'influence s'exerce sur les circuits voisins et y provoque un signal parasite. On suppose la fréquence des variations du champ suffisamment faible pour que les phénomènes de propagation entre la source du champ et le circuit qui en est victime soient négligeables. Le régime étant quasi stationnaire, les phénomènes sont modélisables à l'aide de circuits à constantes localisées (§ 2.2).

5.1 Phénomènes d'influence électrique

On considère deux conducteurs (1 et 2) portés respectivement aux potentiels v_1 et v_2. Le problème est de déterminer les charges q_1 et q_2 portées par chacun de ces conducteurs en présence de l'autre. À cette fin, on considère d'abord les deux états d'équilibre distincts correspondant à l'annulation du potentiel de l'un ou l'autre des deux conducteurs.

- $v_1 \neq 0, \quad v_2 = 0$

Le conducteur 1 porte une charge $q'_1 = C_{11} \cdot v_1$ où C_{11} est sa capacité.

Le conducteur 2 porte une charge $q'_2 = C_{21} \cdot v_1$ où C_{21} est le coefficient d'influence du conducteur 1 sur le conducteur 2.

- $v_1 = 0, \quad v_2 \neq 0$

Le conducteur 1 porte une charge $q''_1 = C_{12} \cdot v_2$ où C_{12} est le coefficient d'influence du conducteur 2 sur le conducteur 1.

Le conducteur 2 porte une charge $q''_2 = C_{22} \cdot v_2$ où C_{22} est sa capacité.

Copyright © 2011 Dunod.

L'état résultant de la superposition des deux états d'équilibre précédents est aussi un état d'équilibre :

$$q_1 = q'_1 + q''_1 = C_{11} \cdot v_1 + C_{12} \cdot v_2 \quad q_2 = q'_2 + q''_2 = C_{21} \cdot v_1 + C_{22} \cdot v_2 .$$

La charge de chaque conducteur est une fonction linéaire du potentiel de l'autre conducteur.

Si les potentiels sont variables et compte tenu de la relation $i = \mathrm{d}q/\mathrm{d}t$ on a :

$$i_1 = \frac{\mathrm{d}q_1}{\mathrm{d}t} = C_{11} \cdot \frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t} + C_{12} \cdot \frac{\mathrm{d}v_2}{\mathrm{d}t} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{\mathrm{d}q_2}{\mathrm{d}t} = C_{21} \cdot \frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t} + C_{22} \cdot \frac{\mathrm{d}v_2}{\mathrm{d}t} .$$

Chaque conducteur est parcouru par un courant qui est fonction linéaire des variations de potentiel de l'autre conducteur. Ce courant est d'autant plus intense que les variations de potentiel sont plus rapides.

Pour l'établissement d'un circuit équivalent, tout se passe comme si une capacité reliait les conducteurs 1 et 2 : c'est la **capacité de couplage** entre ces deux conducteurs. Les capacités de couplage, selon la géométrie et la distance des circuits, ont des valeurs qui peuvent être comprises entre une fraction de pF et quelques 10^3 pF. Les capacités de couplage sont réduites par l'éloignement des circuits. Il est important de noter que les capacités parasites entre deux conducteurs sont des capacités réparties sur toute la longueur des conducteurs en influence : leur représentation par une capacité localisée est évidemment une schématisation simplificatrice des phénomènes réels.

REMARQUE

Effet réducteur d'un plan de masse

Le couplage capacitif entre deux circuits (1 et 2) est notablement réduit lorsque ces circuits sont proches d'un plan de masse. En effet l'influence électrique du circuit 1 sur le plan de masse y provoque l'apparition d'une charge électrique de signe contraire à celle Q_1 qu'il porte et dont l'effet s'oppose donc à cette dernière. On établit en effet que la charge influencée sur le plan de masse par une charge Q est équivalente à une charge – Q, symétrique de Q par rapport au plan de masse et dite charge image. Le champ électrique créé par la charge Q dans son voisinage est donc réduit par le champ antagoniste dû à la charge image – Q et cela d'autant plus que Q est plus proche du plan de masse.

5.2 Influence d'un couplage capacitif sur divers montages

On examine ici quelles sont les tensions parasites qu'un couplage capacitif provoque dans chacun des montages de base :

– le montage asymétrique où le signal est défini par la différence de potentiel entre un conducteur et le potentiel de référence, la masse par exemple ;

Copyright © 2011 Dunod.

– le montage symétrique dans lequel le signal correspond à la différence de potentiel entre deux conducteurs, aucun de ceux-ci n'étant au potentiel de référence.

5.2.1 Montage asymétrique

La source de perturbation est portée au potentiel $v_{po} = V_{po} \cos \omega_p t$ et est couplée au circuit perturbé par une capacité C_{po} (*figure 5.1*). Le circuit perturbé est schématisé par une source de signal de f.e.m. e_s, de résistance R_s, reliée à l'impédance d'entrée R_i d'un récepteur (amplificateur par exemple) placé en aval. Ce circuit présente par rapport à la masse une capacité parasite C_{p1}.

En posant : $R = R_s // R_i = R_s R_i/(R_s + R_i)$, la tension parasite v_{p1} apparaissant aux bornes d'entrée du récepteur a pour expression :

$$v_{p1} = \frac{j\omega_p R C_{po}}{1 + j\omega_p R(C_{po} + C_{p1})} \cdot v_{po}.$$

On définit **la fréquence de coupure :** $F_c = \dfrac{1}{2\pi R(C_{po} + C_{p1})}$

L'ordre de grandeur est : $R = 1\ \text{k}\Omega$, $C_{po} + C_{p1} = 10\ \text{pF}$, $F_c = 1{,}6 \times 10^7\ \text{Hz}$.

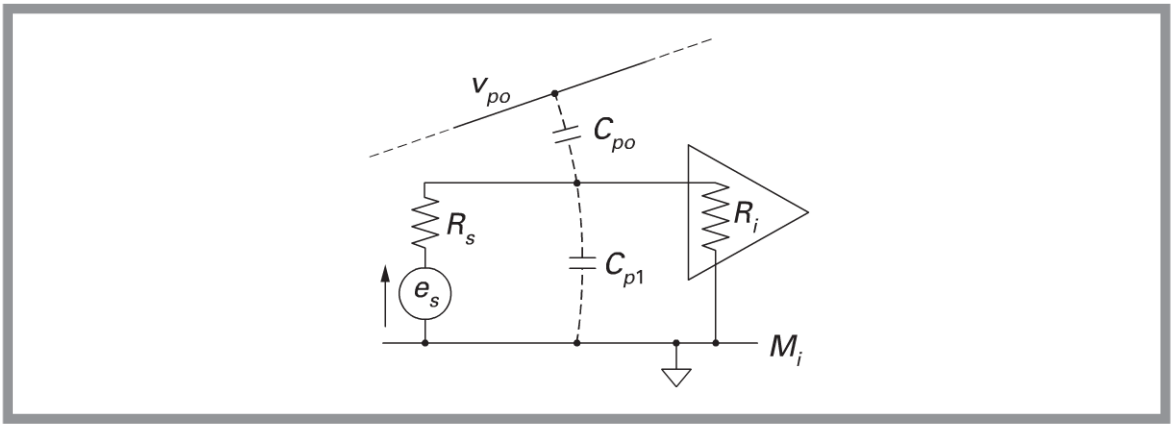


Figure 5.1 - Couplages capacitifs dans un montage asymétrique.

DISCUSSION

• $\mathbf{F_p \ll F_c}$

La fréquence du parasite est très inférieure à la fréquence de coupure ; c'est généralement le cas pour les parasites à fréquence industrielle.

Copyright © 2011 Dunod.

La tension parasite à l'entrée du récepteur a, dans ce cas, pour expression :

$$v_{p1} = j2\pi F_p RC_{po} v_{po}.$$

La réduction de la tension parasite v_{p1} impose que soient minimisées :

– la capacité de couplage C_{po}, par éloignement des circuits ;

– la résistance R, combinaison en parallèle de R_i, résistance d'entrée du récepteur et de R_s, résistance interne de la source. En règle générale, on doit avoir $R_i \gg R_s$ afin de récupérer aux bornes du récepteur la majeure partie de la f.e.m. de la source ; dans ces conditions, $R \cong R_s$ et la tension parasite s'écrit :

$$v_{p1} = j2\pi F_p R_s C_{po} v_{po}.$$

Cette dernière expression montre que la tension parasite apparaissant dans le circuit est proportionnelle :

– d'une part à la fréquence F_p et à l'amplitude V_{po} de la tension perturbatrice ;

– d'autre part à la résistance R_s du circuit.

Ordres de grandeur : pour $R_i = 10^6\ \Omega$ et C_{po} : 10 pF on a :

	$R_s = 10\ \Omega$	$R_s = 10\ k\Omega$
$F_p = 50$ Hz	$V_{po} = 100$ V $V_{p1} = 3\ \mu$V	$V_{po} = 100$ V $V_{p1} = 3$ mV
$F_p = 1$ kHz	$V_{po} = 10$ V $V_{p1} = 6\ \mu$V	$V_{po} = 10$ V $V_{p1} = 6$ mV

- **$F_p \gg F_c$**

L'expression générale de la tension parasite v_{p1} se réduit à :

$$v_{p1} = \frac{C_{po}}{C_{po} + C_{p1}} \cdot v_{po}.$$

La tension v_{p1} est dans ce cas indépendante de la fréquence F_p du parasite : elle résulte de la division de la tension perturbatrice par le potentiomètre capacitif C_{po}, C_{p1}.

Copyright © 2011 Dunod.

5.2.2 Montage symétrique

Le circuit perturbé est schématisé par le générateur du signal e_s relié par deux liaisons conductrices aux entrées d'un amplificateur différentiel (*figure 5.2*).

Soient R_1 et R_2 les résistances totales de chacune des voies d'amenée, incluant la résistance interne du générateur ; on suppose R_1 et R_2 très inférieures aux résistances d'entrée de l'amplificateur. Chacune des voies d'amenée présente :

– d'une part, une capacité de couplage C_{p1} pour la voie 1, C_{p2} pour la voie 2, avec le circuit perturbateur de potentiel $v_{po} = V_{po} \cos \omega_p t$ où $\omega_p = 2\pi F_p$;

– d'autre part, une capacité de couplage avec le conducteur de masse, C'_{p1} pour la voie 1, C'_{p2} pour la voie 2.

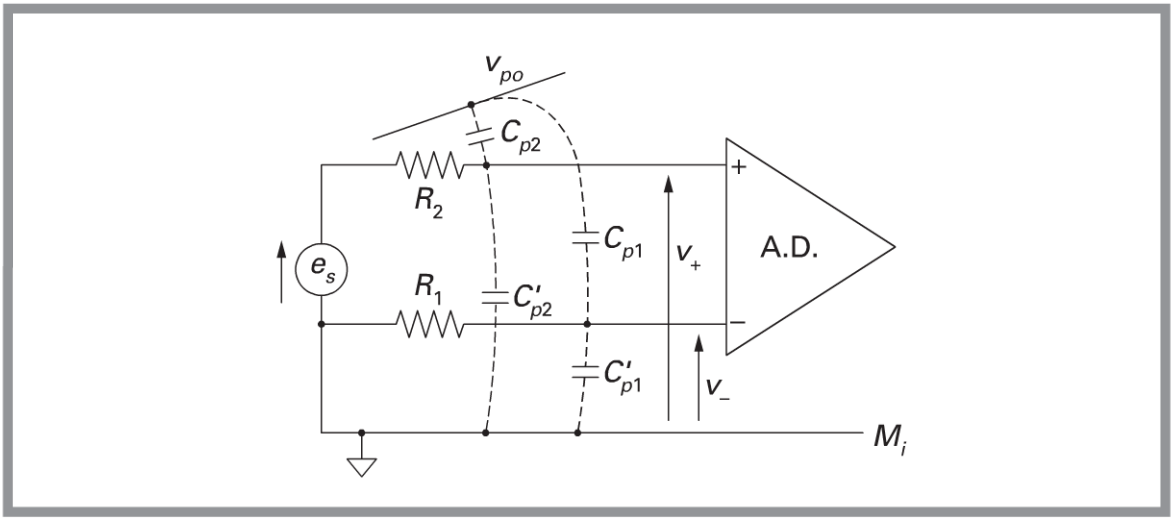


Figure 5.2 - Couplages capacitifs dans un montage symétrique : amplificateur différentiel.

Le couplage capacitif au circuit perturbateur développe aux entrées de l'amplificateur les tensions parasites :

$$v_{+)p} = j\omega_p \cdot \frac{R_2 C_{p2}}{1 + j\omega_p R_2 (C_{p2} + C'_{p2})} \cdot v_{po},$$

$$v_{-)p} = j\omega_p \cdot \frac{R_1 C_{p1}}{1 + j\omega_p R_1 (C_{p1} + C'_{p1})} \cdot v_{po}.$$

Comme dans le cas du montage asymétrique précédemment étudié, on a généralement aux fréquences industrielles :

$$F_p \ll F_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 (C_{p1} + C'_{p1})} \quad \text{et} \quad F_p \ll F_{c2} = \frac{1}{2\pi R_2 (C_{p2} + C'_{p2})}$$

Copyright © 2011 Dunod.

si bien que les expressions de $v_{+)p}$ et $v_{-)p}$ se simplifient :

$$v_{+)p} = \mathrm{j}2\pi\, F_p\, R_2 C_{p2} v_{po} \quad \text{et} \quad v_{-)p} = \mathrm{j}2\pi\, F_p\, R_1 C_{p1} v_{po}.$$

À l'entrée de l'amplificateur différentiel ces tensions correspondent à :

– **une tension parasite de mode commun :**

$$v_{mc)p} = \frac{1}{2}\,(v_{+)p} + v_{-)p}) = \mathrm{j}\pi\, F_p\,(R_1 C_{p1} + R_2 C_{p2})\, v_{po};$$

– **une tension parasite différentielle :**

$$v_{d)p} = v_{+)p} - v_{-)p} = \mathrm{j}2\pi\, F_p\,(R_2 C_{p2} - R_1 C_{p1})\, v_{po}.$$

La tension de mode commun est réduite par le taux de réjection de l'amplificateur à condition qu'il demeure important à la fréquence F_p.

La tension différentielle est amplifiée par le gain G de l'amplificateur : elle doit donc être, autant que possible, annulée ce qui implique :

$$R_1 C_{p1} = R_2 C_{p2}.$$

Cette condition est satisfaite :

– **en équilibrant les voies $R_1 = R_2$;**

– **et en les symétrisant par rapport au circuit perturbateur : $C_{p1} = C_{p2}$.**

Le torsadage des lignes d'amenée, nécessaire à la réduction de l'influence magnétique, améliore aussi leur symétrie.

En tout état de cause, c'est par le blindage que l'on obtient la meilleure protection vis-à-vis des parasites couplés capacitivement.

Copyright © 2011 Dunod.

5.3 Blindage électrostatique

5.3.1 Blindage à potentiel constant

Un blindage électrostatique est un volume conducteur creux, porté à un potentiel constant V_b et qui permet de séparer électriquement le volume intérieur du milieu extérieur.

À l'équilibre, le blindage est équipotentiel et ses surfaces intérieure S_i et extérieure S_e sont donc des surfaces équipotentielles ; dans le volume compris entre ces deux surfaces, le champ électrique est nul à l'équilibre.

Quels que soient la disposition et les potentiels des conducteurs extérieurs, la surface intérieure S_i demeure au potentiel V_b et détermine, avec les seuls conducteurs intérieurs, la répartition du potentiel et du champ dans le volume intérieur.

De même, quels que soient la disposition et les potentiels des conducteurs intérieurs, la surface extérieure S_e demeure au potentiel V_b et détermine, avec les seuls conducteurs extérieurs, la répartition du potentiel et du champ dans l'espace extérieur.

Ces résultats peuvent être étendus au régime quasi stationnaire : **on protège un circuit vis-à-vis de couplages capacitifs en le séparant du circuit perturbateur par un blindage métallique porté à potentiel constant, généralement mais non obligatoirement la masse, et jouant le rôle d'écran électrostatique (*figure 5.3*).**

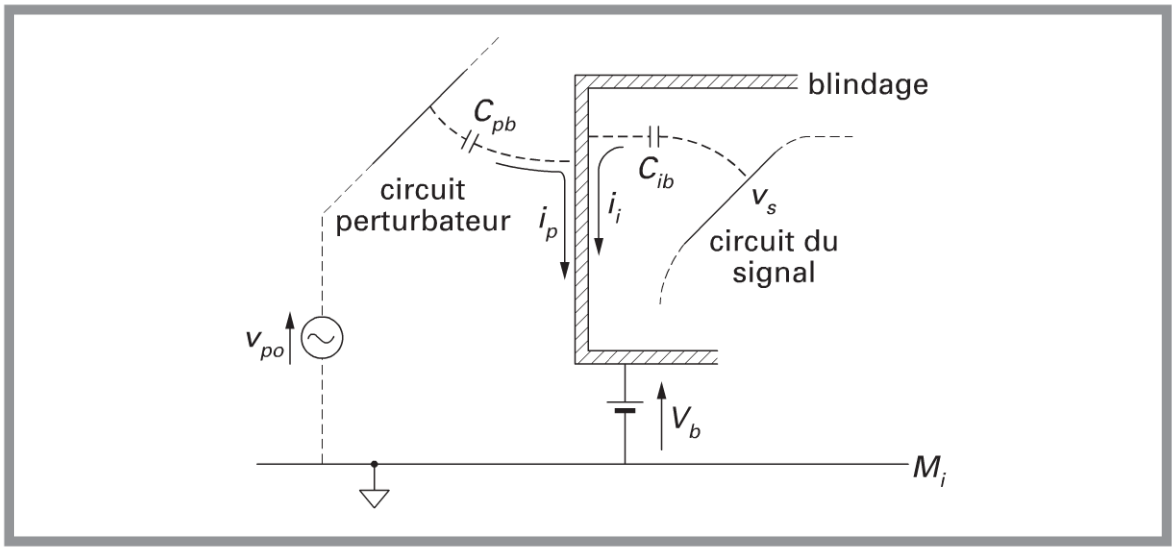


Figure 5.3 - Blindage électrostatique maintenu à potentiel constant.

Le circuit perturbateur est couplé au blindage par une capacité répartie, modélisable par une capacité unique C_{pb}, alors que le circuit à protéger, placé à l'intérieur du blindage, présente par rapport à ce dernier une capacité répartie, modélisée par une capacité unique C_{ib}. Les courants parcourant ces capacités C_{pb} et C_{ib} sont proportionnels à la différence de potentiel à leurs bornes ; or l'une de ces bornes étant au potentiel du blindage qui est constant, il en résulte que :

– le courant i_p parcourant C_{pb} est proportionnel au seul potentiel perturbateur ;

– le courant i_i parcourant C_{ib} ne dépend que du potentiel du circuit protégé et est donc indépendant du potentiel du circuit extérieur.

Copyright © 2011 Dunod.

La présence d'un blindage porté à potentiel constant supprime donc tout couplage électrique entre les circuits situés de part et d'autre.

REMARQUES

La suppression du couplage entre circuits résulte de l'équipotentialité du blindage. À cette fin, celui-ci doit être réalisé en un métal très conducteur, généralement le cuivre ou l'aluminium, de façon à présenter une résistance minimale aux courants qui le parcourent. Dans le cas contraire, les circuits de part et d'autre du blindage risqueraient de se trouver couplés par une impédance commune due au blindage.

Toute ouverture dans le blindage risquant de rétablir un couplage capacitif entre les circuits situés de part et d'autre, il faut autant que possible en limiter le nombre et les dimensions.

5.3.2 Blindage flottant

Un blindage est dit flottant lorsqu'il n'est pas relié à un conducteur de potentiel défini, masse ou source de tension constante par rapport à la masse (*figure 5.4*). Le potentiel pris par un blindage flottant est fonction des capacités qu'il présente d'une part avec le conducteur perturbateur (C_{pb}) et d'autre part avec la masse à laquelle le perturbateur est référencé (C_{bM}).

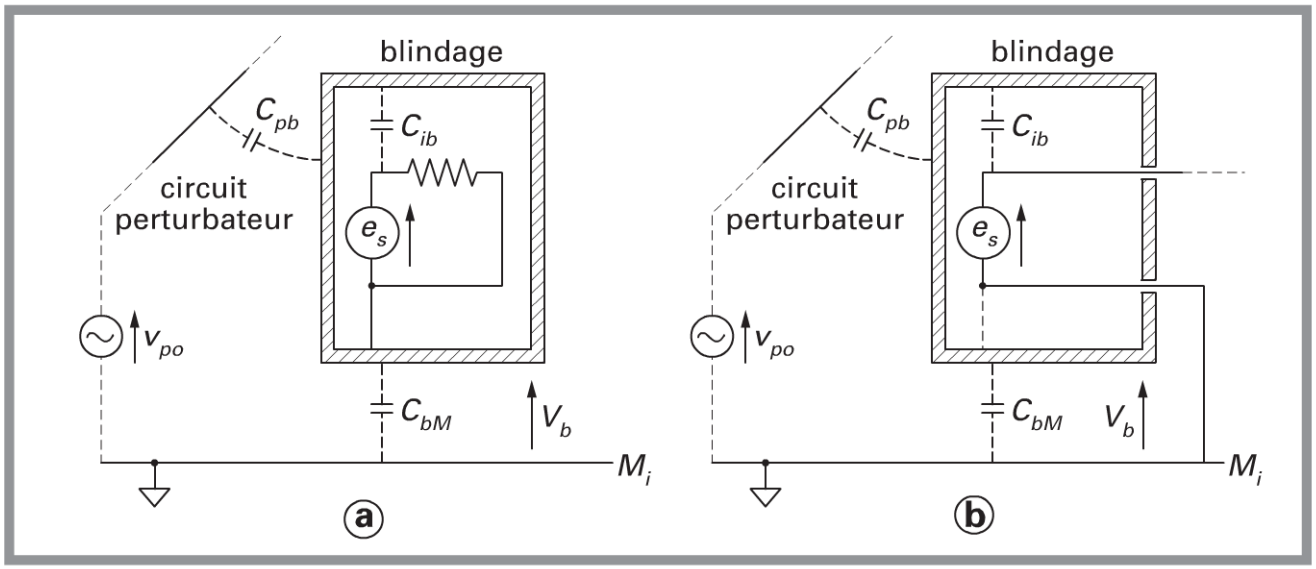


Figure 5.4 - Blindage flottant :
a) circuit intérieur référencé au blindage;
b) circuit référencé à la masse du circuit perturbateur.

Copyright © 2011 Dunod.

En supposant l'impédance du blindage négligeable par rapport à celles des capacités précédentes, le potentiel v_b du blindage par rapport à la masse a pour expression :

$$v_b = \frac{C_{pb}}{C_{pb} + C_{bM}} \cdot v_{po}$$

où v_{po} est le potentiel variable du conducteur perturbateur.

Le circuit placé à l'intérieur du blindage présente par rapport à ce dernier **une capacité C_{ib} par l'intermédiaire de laquelle s'exerce l'influence éventuelle du blindage sur le circuit.** Cette influence est déterminée par le courant parasite injecté dans le circuit intérieur au travers de la capacité C_{ib} et dépend donc de la différence de potentiel aux bornes de C_{ib}. Or cette différence de potentiel étant fonction de la référence de tension du circuit intérieur il y a lieu de distinguer deux cas.

Cas 1 : le circuit électronique à l'intérieur du blindage est référencé à ce dernier (*figure 5.4a*). Il n'y a pas dans ce cas de différence de potentiel perturbatrice appliquée aux bornes de la capacité C_{ib} et, aucun courant parasite ne la parcourant, il n'y a donc pas de perturbation du circuit intérieur par une source externe. Cette situation se présente, par exemple, dans le cas d'un véhicule automobile dont la carrosserie constitue un blindage auquel l'électronique intérieure est référencée ou dans le cas d'un appareil de mesure portatif dont le boîtier isolant possède une métallisation interne.

Cas 2 : le circuit intérieur est isolé du blindage et relié à une instrumentation extérieure référencée à la même masse que le circuit perturbateur (*figure 5.4b*). Dans ce cas, il y a aux bornes de la capacité C_{ib}, entre circuit intérieur et blindage, une différence de potentiel égale à celle qui est établie entre le blindage flottant et la masse. Il en résulte l'injection dans le circuit intérieur d'un courant perturbateur qui sera source de parasite. Par contre, dès lors que le circuit intérieur est aussi relié au blindage, ce dernier cesse d'être flottant : il n'y a plus alors de différence de potentiel parasite aux bornes de C_{ib} et donc plus de courant parasite injecté dans le circuit.

CONCLUSION

Afin d'éviter toute perturbation du circuit protégé du fait des capacités parasites entre circuit et blindage, le circuit protégé et le blindage doivent avoir la même référence de potentiel.

Copyright © 2011 Dunod.

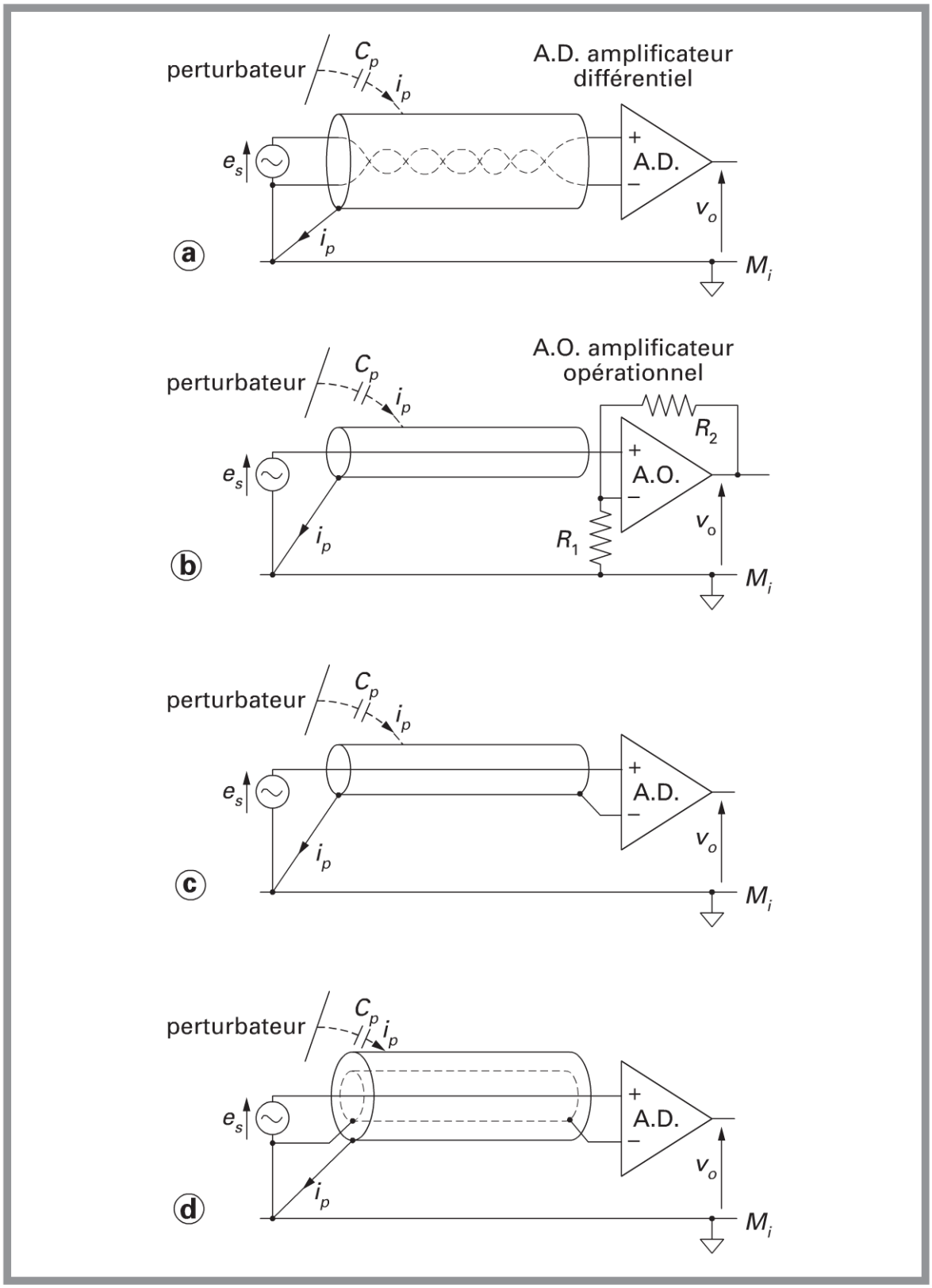


Figure 5.5. - Blindage des fils de liaison :
a) paire torsadée blindée; b) câble coaxial et étage d'entrée asymétrique; c) câble coaxial et étage d'entrée symétrique; d) câble triaxial.

Copyright © 2011 Dunod.

5.4 Blindage des câbles

5.4.1 Impédance de transfert

Les lignes qui assurent le transfert des signaux de leur source (capteur par exemple) vers l'instrumentation de mesure, souvent sur de longues distances et en milieu très perturbé, doivent être protégées par un blindage. C'est alors ce blindage qui se trouve couplé capacitivement aux appareils perturbateurs et parcouru par le courant parasite i_p.

Les câbles de liaison les plus utilisés sont le câble coaxial et la paire torsadée blindée. L'accroissement des pertes à fréquence croissante détermine les plages de fonctionnement de ces câbles :

– de 0 à quelques 10^2 MHz pour le câble coaxial ;

– de 0 à quelques MHz pour la paire torsadée.

La paire torsadée blindée procure une protection vis-à-vis des champs magnétiques (torsades) et des champs électriques (blindage). Les conducteurs de signaux sont indépendants du blindage qui est parcouru par le courant parasite i_p (*figure 5.5a*).

Dans le cas d'un câble coaxial, il y a lieu de distinguer deux types d'utilisations.

• Le câble coaxial assure une liaison à un étage d'entrée asymétrique : amplificateur non inverseur par exemple (*figure 5.5b*). Ce montage est utilisable en l'absence de différence de potentiel de masse entre la masse de la source et celle de l'amplificateur (§ 11.1). Dans ce cas, le conducteur intérieur est seul conducteur du signal, le retour s'effectuant par la masse ; le conducteur extérieur assure alors la seule fonction de blindage.

• Le câble coaxial assure une liaison à un étage d'entrée symétrique, ampli différentiel par exemple (*figure 5.5c*). Les conducteurs intérieur et extérieur sont tous deux conducteurs du signal ; dans ce montage, le conducteur extérieur n'est pas protégé vis-à-vis de couplages parasites qui risquent d'y provoquer la circulation de courants parasites dont les chutes ohmiques se superposent à la tension du signal. Dans ce cas, une solution est l'emploi d'un câble triaxial qui est un câble coaxial avec blindage, le courant de retour du signal circulant dans le conducteur cylindrique intérieur, le courant parasite circulant sur le conducteur externe (*figure 5.5d*). Le câble triaxial, du fait de sa rigidité, est d'emploi plus malaisé que le câble coaxial et il est d'un prix plus élevé.

Lorsque la fréquence du signal le permet, la meilleure solution est d'utiliser une paire torsadée blindée pour assurer la liaison à un étage d'entrée symétrique.

Copyright © 2011 Dunod.

D'une façon générale, entre un conducteur du signal et son blindage, deux modes de couplage sont possibles :

– **une différence de potentiel parasite v_p** entre blindage et conducteur du signal, du fait de la capacité qui existe entre ces derniers, est susceptible de provoquer l'injection d'un courant parasite dans le fil du signal ;

– **un courant parasite i_p** circulant dans un blindage peut, du fait des champs électrique et magnétique qui lui sont associés, provoquer le transfert d'une tension parasite v_{pi} sur la ligne du signal ; cette tension v_{pi} est proportionnelle à i_p d'une part et à la longueur ℓ du câble d'autre part. On pose :

$$v_{pi} = Z_t \ell \ i_p$$

où **Z_t est l'impédance de transfert** exprimée en Ω/m et qui caractérise l'importance du couplage. Il y a lieu ici de distinguer deux cas :

– le montage asymétrique où un conducteur du signal constitue avec son blindage un câble coaxial ; ce conducteur est alors le siège de la tension parasite $v_{pi} = Z_t \ell \ i_p$;

– le montage symétrique où les deux conducteurs du signal, généralement torsadés, forment avec le blindage une paire torsadée blindée ; chacun des conducteurs (1 et 2) de la paire est alors le siège d'une tension parasite :

$$v_{pi)1} = Z_{t1} \ \ell \ i_p \quad \text{et} \quad v_{pi)2} = Z_{t2} \ \ell \ i_p$$

auxquelles correspondent :

– une tension parasite de mode commun $v_{pi)mc} = \frac{1}{2}(v_{pi1} + v_{pi2})$

$$v_{pi)mc} = \frac{1}{2}\ (Z_{t1} + Z_{t2})\ \ell \ i_p = Z_{t)mc} \ell \ i_p$$

où $Z_{t)mc} = \frac{1}{2}\ (Z_{t1} + Z_{t2})$ est l'**impédance de transfert de mode commun** ;

– une tension parasite différentielle $v_{pi)d} = v_{pi)2} - v_{pi)1}$

$$v_{pi)d} = (Z_{t2} - Z_{t1})\ \ell \ i_p = Z_{t)d} \ell \ i_p$$

où $Z_{t)d} = Z_{t2} - Z_{t1}$ est l'i**mpédance de transfert différentielle**. Cette impédance dépend de la symétrie de positionnement des conducteurs par rapport à l'axe : pour une symétrie parfaite, elle serait nulle.

Les valeurs de l'impédance de transfert et leur évolution en fonction de la fréquence dépendent fortement du mode de réalisation du blindage du câble.

• Blindage homogène

Ce type de blindage est constitué d'un cylindre métallique creux : le couplage avec le conducteur intérieur s'opère uniquement par le champ électrique E_p asso-

Copyright © 2011 Dunod.

cié à i_p. Lorsque la fréquence du parasite augmente, le courant i_p tend à se localiser sur la surface externe (effet de peau) : pour une profondeur de pénétration du courant i_p inférieure à l'épaisseur du blindage, le couplage et donc aussi l'impédance de transfert diminuent et cela d'autant plus qu'à fréquence croissante le courant i_p devient plus superficiel (*figure 5.6a*).

- **Blindage tressé**

La rigidité mécanique du blindage homogène peut poser problème pour son installation ; c'est pourquoi on utilise généralement des blindages souples réalisés à l'aide de fils fins conducteurs tressés. Ces blindages n'offrent donc pas une surface continûment conductrice et présentent des ouvertures favorisant la pénétration vers le conducteur interne du champ électrique et surtout du champ magnétique dû à i_p. Cette pénétration devient d'autant plus importante que les dimensions des ouvertures sont moins petites par rapport à la longueur d'onde et donc que la fréquence est plus élevée. Le blindage tressé présente donc une impédance de transfert qui, comme pour le blindage homogène, décroît d'abord à fréquence croissante par suite de l'effet de peau qui limite la pénétration du champ électrique, puis l'impédance augmente lorsque l'influence des ouvertures devient prédominante (*figures 5.6 b* et *c*).

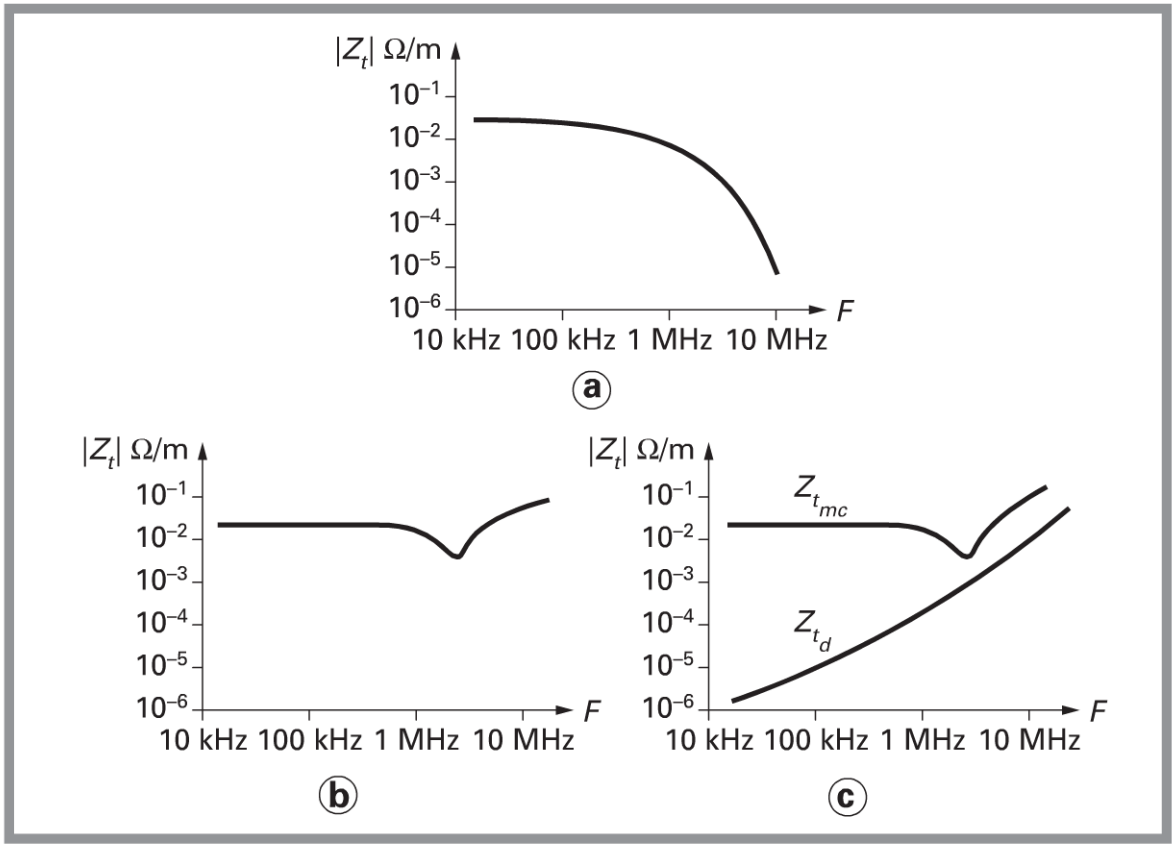


Figure 5.6 - Impédance de transfert en fonction de la fréquence :
câble coaxial à blindage homogène (a) et à blindage tressé (b);
câble bifilaire à blindage tressé (c).

Copyright © 2011 Dunod.

5.4.2 Connexion du blindage des câbles

Le blindage n'assure une protection efficace que si sa connexion permet :

– **de minimiser la circulation de courants parasites sur le blindage ;**

– **d'éviter toute différence de potentiel parasite entre blindage et fils du signal.**

Le blindage des fils du signal ne doit en principe être relié à une masse qu'à l'une seule de ses extrémités. Dans le cas contraire, se trouveraient appliquées au blindage, d'une part la différence de potentiel de masse existant entre ces extrémités, d'autre part la f.e.m. d'induction produite par le flux de champs magnétiques variables à travers la surface entre blindage et masse. Il en résulterait la circulation dans le blindage d'un courant parasite qui, par l'impédance de transfert du câble, provoquerait l'apparition d'un parasite sur les fils du signal (*figure 5.7a*).

Cependant **lorsque les champs parasites sont de fréquence élevée**, la longueur ℓ du blindage risque de devenir une fraction non négligeable de la longueur d'onde λ du parasite. Le blindage se comporte alors pour ces champs comme une antenne qui peut dès lors être le siège de tensions importantes à la fréquence du parasite : par la capacité entre blindage et fils du signal, ces tensions se trouvent injectées dans le circuit du signal.

On considère que de tels effets risquent d'apparaître dès lors que $\ell \geqslant \lambda/10$; par exemple à 100 MHz, $\lambda = 3$ m, donc $\ell \geqslant 0{,}3$ m.

Le risque précédent peut être évité en disposant le long du câble des mises à la masse multiples qui évitent l'effet d'antenne. Cependant ces mises à la masse provoqueraient la circulation sur le blindage de courants parasites dus aux différences de potentiel entre les points de mise à la masse. C'est pourquoi, les mises à la masse multiples, qui ne sont nécessaires qu'en HF, peuvent être réalisées au moyen de condensateurs dont l'impédance est négligeable en HF (quelques nF), mais importante aux fréquences des différences de potentiel de masse (50 Hz et harmoniques ; *figure 5.7b*).

Une autre solution est de protéger les fils du signal par un double blindage (*figure 5.7c*) :

– un premier blindage, mis à la masse à l'une seule de ses extrémités assure la protection vis-à-vis des parasites BF ;

– un second blindage, entourant le premier, et mis à la masse à ses deux extrémités assure la protection vis-à-vis des parasites HF.

De tels câbles sont disponibles : ils regroupent un ensemble (2 à 32) de paires torsadées, blindées, isolées à l'intérieur d'un blindage général (*figure 5.7d*).

Copyright © 2011 Dunod.

La masse à laquelle est relié le blindage doit minimiser les différences de potentiel parasites entre le blindage et les conducteurs du signal. En effet, s'il existait une telle différence de potentiel, la capacité entre blindage et fils du signal entraînerait l'injection d'un courant parasite sur ces derniers**. C'est pourquoi, c'est généralement à la masse du signal que doit être référencé le blindage.** Lorsque cette connexion n'est pas possible, le blindage doit être relié à la sortie de garde de l'ampli d'instrumentation (§ 10.2.2).

L'application de ces principes aux diverses situations rencontrées dans la pratique industrielle est examinée dans le chapitre 11.

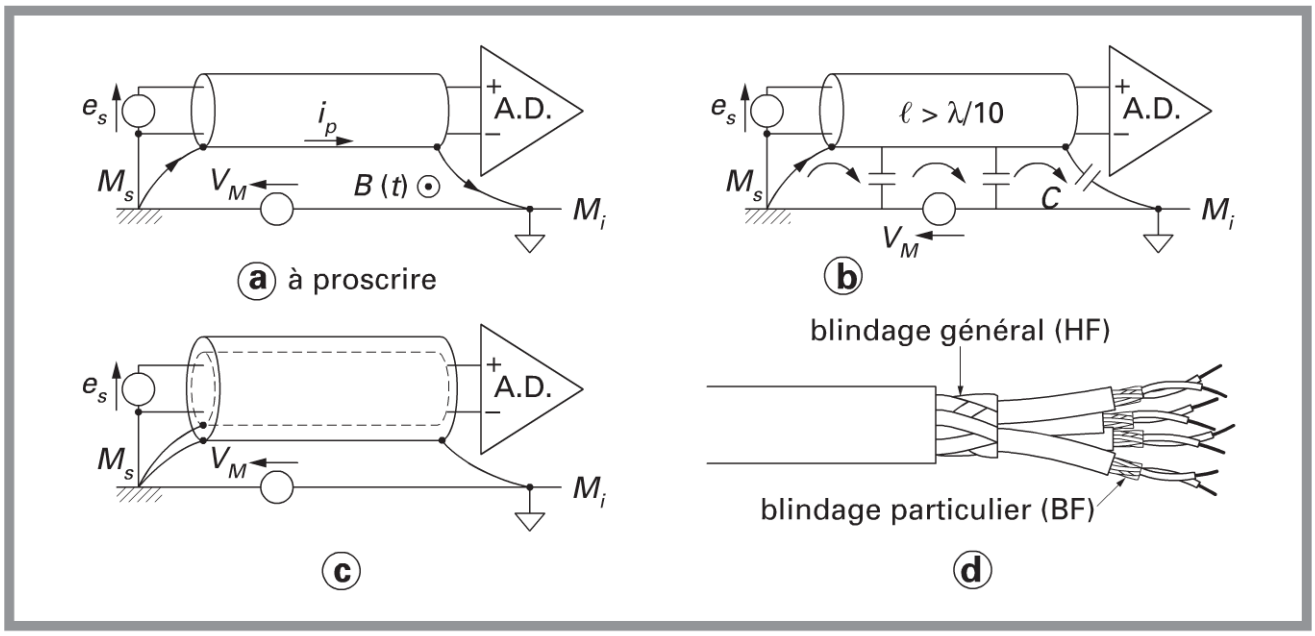


Figure 5.7 - Mise à la masse des blindages de câbles :
a) circulation d'un courant parasite dans un blindage relié à la masse à ses deux extrémités; b) mise à la masse unique en BF et multiple en HF; c) double blindage; d) réalisation de paires torsadées à double blindage.

5.5 Transformateur à écran

La fonction du transformateur est d'assurer par couplage magnétique entre ses enroulements primaire et secondaire un transfert :

– soit d'énergie du réseau vers les dispositifs qu'il alimente;

– soit d'information d'une source de signal vers l'instrumentation.

Dans le premier cas, le rapport de transformation adapte le niveau de tension du secondaire aux besoins de l'alimentation des circuits.

Dans le second cas, le transformateur apporte un isolement galvanique entre circuit source relié au primaire et instrumentation reliée au secondaire.

Copyright © 2011 Dunod.

Cependant dans les deux applications précédentes, des perturbations en mode commun présentes au primaire risquent d'être transmises au secondaire par les capacités parasites de couplage entre primaire et secondaire (*figures 5.8a* et *b*). Il peut en résulter dans le premier cas une perturbation des tensions d'alimentation des circuits, dans le second cas une dégradation du signal.

L'adjonction d'un écran conducteur entre primaire et secondaire permet de supprimer le couplage capacitif entre les deux enroulements.

Dans le cas où il risque d'exister une différence de potentiel de masse entre circuits primaire et secondaire, il est impératif de relier l'écran à la référence de potentiel du circuit secondaire : en effet, si l'écran était relié à la masse du primaire, la différence de potentiel de masse serait appliquée entre l'écran et le circuit secondaire, entraînant l'injection de parasites dans ce dernier (*figure 5.8c*).

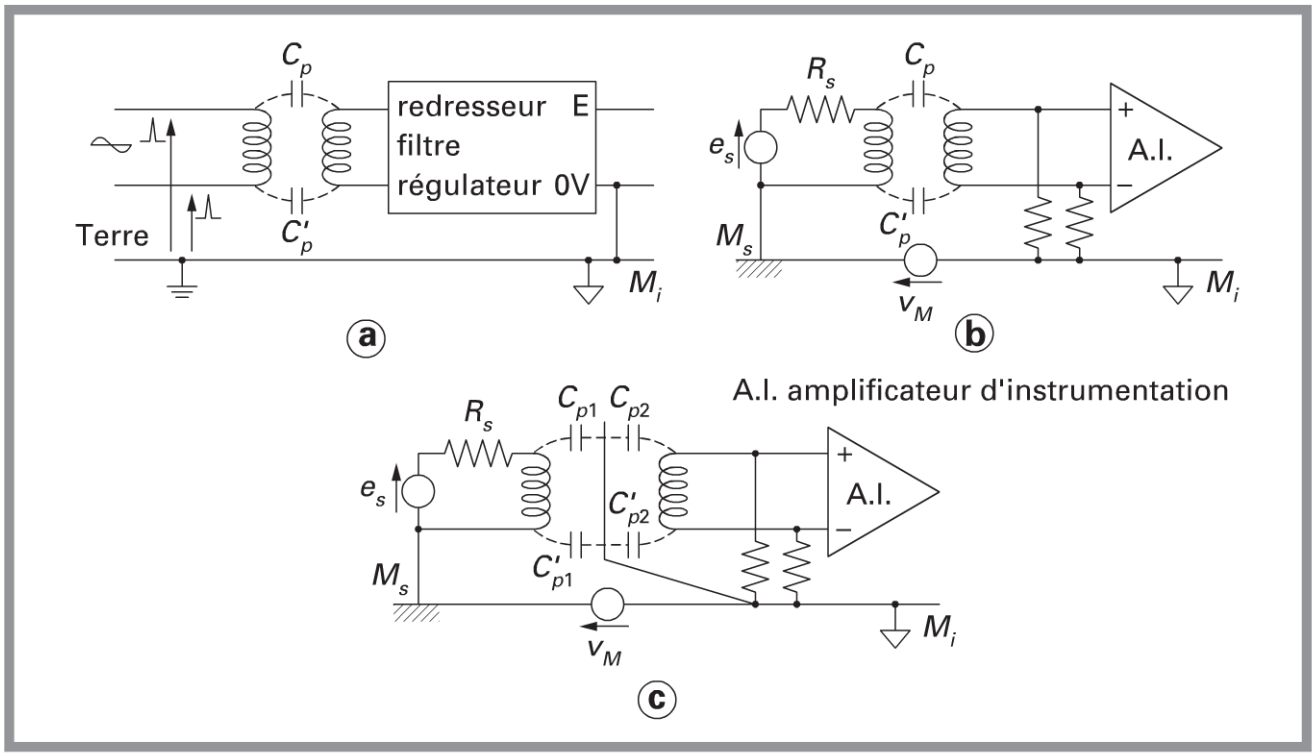


Figure 5.8 - Transformateur et couplage capacitif entre primaire et secondaire.

a) transformateur d'alimentation; b) transformateur de signal; c) connexion de l'écran.

Récapitulation des symboles utilisés (Norme NFC 03-202)



Terre



Masse de référence (0 V ou commun)



Masse distincte de la masse de référence

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 6

PERTURBATIONS PAR COUPLAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Le couplage entre deux dispositifs est dit électromagnétique lorsque les ondes électromagnétiques rayonnées par l'un atteignent l'autre dispositif et y provoquent l'apparition de tensions parasites. Les couplages magnétique et électrique étudiés précédemment sont en fait, des cas limites de couplage électromagnétique dans lesquels l'une des composantes de l'onde, **E** ou **H** est dominante par rapport à l'autre.

6.1 Onde électromagnétique – Champ proche – Champ lointain

Tout dispositif siège de phénomènes électriques variables est une source d'ondes électromagnétiques. Dans le vide, les équations de Maxwell s'écrivent :

$$\int_c \mathbf{E}\cdot\mathbf{d}\ell = -\mu_o \frac{\partial}{\partial t}\iint_s \mathbf{H}\cdot\mathbf{dS} \quad (1) \qquad \int_c \mathbf{H}\cdot\mathbf{d}\ell = \varepsilon_o \frac{\partial}{\partial t}\iint_s \mathbf{E}\cdot\mathbf{dS} \quad (2)$$

où C est le contour limitant la surface S,

$$\text{div}\,\mathbf{H} = 0 \quad (3) \qquad \text{div}\,\mathbf{E} = 0 \quad (4)$$

Les équations (1) et (2) montrent que, dès lors qu'existe un champ variable, champs électrique et magnétique sont indissolublement liés. C'est cette association qui constitue l'onde électromagnétique dont l'équation de propagation, déduite des équations de Maxwell, met en évidence la vitesse de propagation qui, dans le vide ou l'air, a pour expression : $c = (\varepsilon_o\mu_o)^{-1/2}$ et pour valeur, la vitesse de la lumière : $c = 3\times10^8\ \text{m}\cdot\text{s}^{-1}$.

La fréquence des phénomènes électriques dans la source étant F, on définit la longueur d'onde $\lambda = c/F$, la période $T = 1/F$ et la pulsation $\omega = 2\pi F$.

À la distance d de la source, les champs ont des expressions de la forme :

– champ électrique : $E(d)\cdot f\left[\omega\left(t-\dfrac{d}{c}\right)\right] = E(d)\cdot f\left[2\pi\left(\dfrac{t}{T}-\dfrac{d}{\lambda}\right)\right]$;

Copyright © 2011 Dunod.

– champ magnétique : $H(d) \cdot g\left[\omega\left(t - \frac{d}{c}\right)\right] = H(d) \cdot g\left[2\pi\left(\frac{t}{T} - \frac{d}{\lambda}\right)\right]$.

Le terme $2\pi\, d/\lambda$ traduit le retard de phase, dû à la propagation, entre l'état de la source à l'instant t et les champs au même instant à la distance d.

Dans le cas où $d \ll \lambda$ (région dite du champ proche), ce retard est négligeable et l'on peut considérer que les valeurs des champs à l'instant t correspondent à l'état des courants et des tensions de la source au même instant : on néglige de ce fait le phénomène de propagation. C'est l'hypothèse du régime quasi stationnaire qui a permis de modéliser l'interaction du champ magnétique par une mutuelle induction (chapitre 4) et l'interaction du champ électrique par une capacité de couplage (chapitre 5).

Dans le cas où $d > \lambda/2\pi$ (région dite du champ lointain), l'hypothèse du régime quasi stationnaire ne s'applique pas et la modélisation de l'interaction par une capacité ou une mutuelle induction n'est pas justifiée. L'onde électromagnétique doit être considérée dans ce cas comme une onde quasi plane formée :

– d'un champ électrique : $\mathbf{E}(d) \cdot \sin 2\pi\left(\frac{t}{T} - \frac{d}{\lambda}\right)$,

– d'un champ magnétique : $\mathbf{H}(d) \cdot \sin 2\pi\left(\frac{t}{T} - \frac{d}{\lambda}\right)$,

où $E(d)$ et $H(d)$ varient comme $1/d$, et **E** et **H** sont perpendiculaires entre eux et à la direction de propagation.

6.2 Influence d'une onde électromagnétique sur un circuit

On considère une onde électromagnétique plane dont la direction de propagation est prise comme l'axe Oz d'un système d'axes rectangulaires $Oxyz$ dont la direction Ox est celle du champ électrique :

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_o \cdot \cos \omega\left(t - \frac{z}{c}\right)$$

et dont la direction Oy est celle du champ magnétique :

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_o \cdot \cos \omega\left(t - \frac{z}{c}\right)$$

E_o et H_o étant liés par la relation $\sqrt{\varepsilon_o} \cdot E_o = \sqrt{\mu_o} \cdot H_o$.

Copyright © 2011 Dunod.

Un circuit rectangulaire *ABCD* est situé dans le plan *xOz*, ses côtés de longueur *a* et *b* étant respectivement parallèles aux axes *Ox* et *Oz* ; soit z_o la position du centre *M* du rectangle repérée selon l'axe *Oz* (*figure 6.1*).

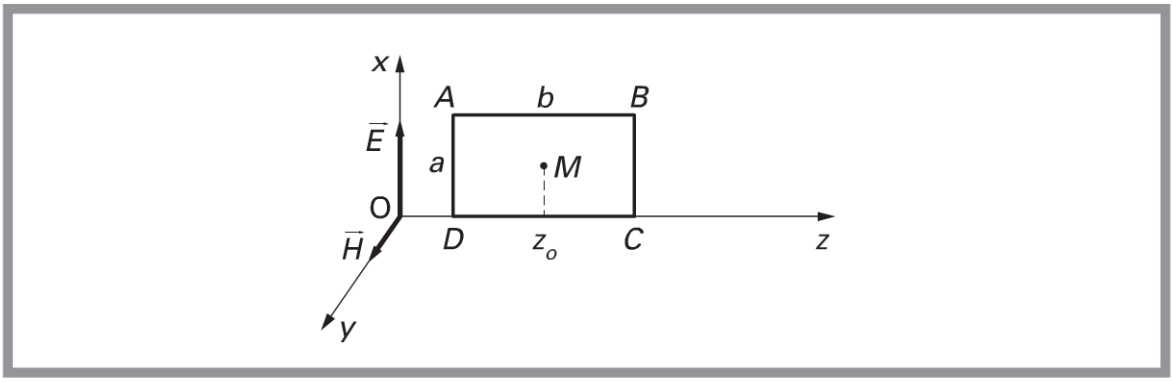


Figure 6.1 - Circuit soumis à une onde électromagnétique plane.

Le flux d'induction $d\phi$ à travers une surface élémentaire de hauteur *a* et de largeur dz a pour expression :

$$d\phi = \mu_o H_o a \, dz \cos \omega\left(t - \frac{z}{c}\right)$$

d'où, pour le flux total ϕ à travers le circuit :

$$\phi = \int_{z_o - b/2}^{z_o + b/2} d\phi = \mu_o H_o \frac{\lambda}{\pi} a \sin \frac{\pi b}{\lambda} \cos \omega\left(t - \frac{z_o}{c}\right).$$

La f.e.m. induite dans le circuit par ce flux variable est :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = 2 \mu_o H_o c a \sin \frac{\pi b}{\lambda} \sin \omega\left(t - \frac{z_o}{c}\right)$$

l'amplitude *A* de cette f.e.m. ayant pour expression :

$$A = 2 \mu_o H_o c a \sin \frac{\pi b}{\lambda}.$$

Cette amplitude *A* dépend du rapport de la longueur *b* du circuit à la longueur d'onde λ :

– *A* est maximale et égale à $2 \mu_o H_o ca$ pour $b = (2k + 1)\lambda/2$;

– *A* est nulle pour $b = k\lambda$.

Ce résultat est différent de celui obtenu en champ proche (chapitre 3) où la f.e.m. induite, étant proportionnelle à la surface du circuit, est donc aussi proportionnelle à *b*. Ce dernier résultat se retrouve, à partir de l'expression de *A*, dès lors que $b \ll \lambda$ et $\sin \frac{\pi b}{\lambda} \cong \frac{\pi b}{\lambda}$.

Copyright © 2011 Dunod.

REMARQUE

L'expression de la f.e.m. a été calculée précédemment à partir du flux du champ d'induction $\mathbf{B} = \mu_o \mathbf{H}$ à travers la surface S du circuit ; le même résultat s'obtient à partir de la circulation du champ électrique **E** le long du contour C du circuit, **E** et **H** étant liés par l'équation de Maxwell (1). Exprimée en fonction de E, l'amplitude A de la f.e.m. induite a pour expression :

$$A = 2\, E_o\, a \sin\left(\frac{\pi b}{\lambda}\right)$$

6.3 Blindage électromagnétique – Efficacité de blindage

Un blindage électromagnétique est une enceinte métallique qui sépare la source de rayonnement électromagnétique perturbateur du circuit à protéger. Lors de l'étude des perturbations en régime quasi stationnaire on a montré :

– qu'un blindage ferromagnétique permet de canaliser les champs magnétiques perturbateurs en dehors des volumes à protéger (chapitre 4) ;

– qu'un blindage conducteur procure une protection efficace vis-à-vis des champs électriques perturbateurs (chapitre 5).

Ces résultats découlent des lois de la magnétostatique et de l'électrostatique : ils ne peuvent donc être, a priori, appliqués à l'ensemble du spectre de fréquences des perturbations. Seule la prise en compte de l'aspect ondulatoire des phénomènes permet une étude générale de l'efficacité d'un blindage.

6.3.1 Interaction onde-blindage

Le blindage divise l'espace en trois régions (*figure 6.2*) :

– région 1 où se trouve la source du rayonnement électromagnétique ;

– région 2 qui est le volume métallique du blindage ;

– région 3 qui est le volume intérieur du blindage où est placé le circuit à protéger.

REMARQUE

Les régions 1 et 3 peuvent être permutées, la source du rayonnement étant alors placée à l'intérieur du blindage.

Copyright © 2011 Dunod.

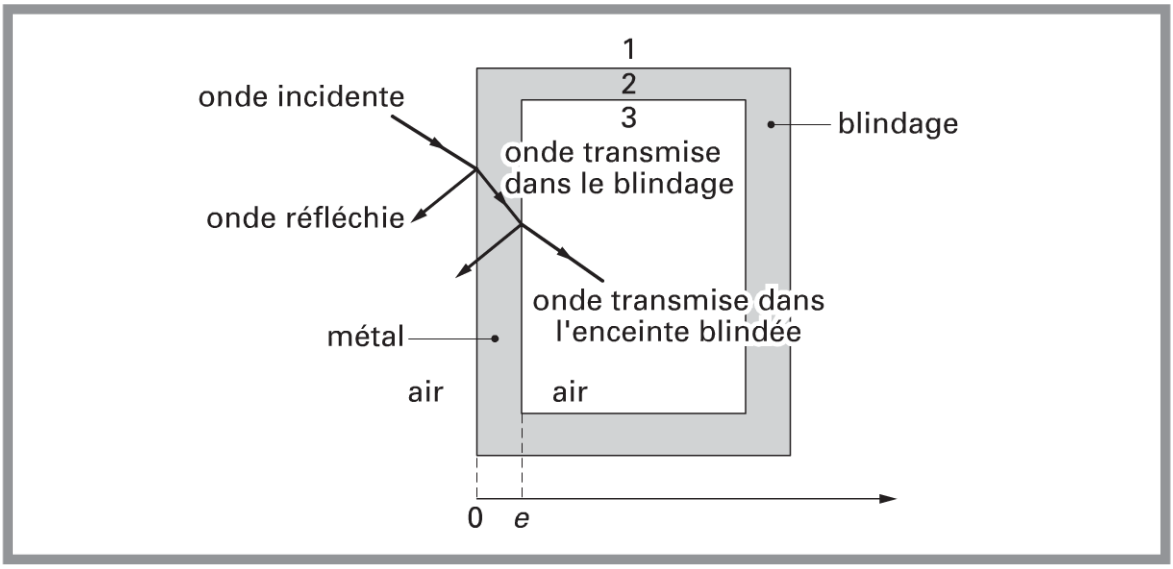


Figure 6.2 - Réflexions et transmissions d'une onde électromagnétique par un blindage.

Les différents phénomènes physiques mis en jeu dans l'interaction onde-blindage sont les suivants.

• À l'interface 1-2 (air-métal) une fraction de l'onde incidente est réfléchie dans l'air, l'autre fraction est transmise dans le blindage ; de part et d'autre de l'interface air-métal on a :

$$\frac{E_1(0)}{E_2(0)} = r_{12} \qquad \frac{H_1(0)}{H_2(0)} = r'_{12}$$

$E_1(0)$ et $H_1(0)$ étant les amplitudes des champs à l'interface côté air,

$E_2(0)$ et $H_2(0)$ étant les amplitudes des champs à l'interface côté blindage,

r_{12} et r'_{12} étant les coefficients d'atténuation des champs par réflexion à l'interface 1-2, air-métal.

Dans la traversée du blindage, d'épaisseur e, l'onde subit une atténuation par absorption :

$$\frac{E_2(0)}{E_2(e)} = A \qquad \frac{H_2(0)}{H_2(e)} = A'$$

$E_2(e)$ et $H_2(e)$ étant les amplitudes des champs à l'interface 2-3, côté blindage,

A et A' étant l'atténuation des champs au cours de leur propagation dans le métal.

• À l'interface 2-3 (métal-air) une fraction de l'onde est réfléchie dans le blindage, l'autre fraction est transmise dans l'air, dans le volume intérieur au blindage. De part et d'autre de la surface de séparation on a :

$$\frac{E_2(e)}{E_3(e)} = r_{23} \qquad \frac{H_2(e)}{H_3(e)} = r'_{23}$$

Copyright © 2011 Dunod.

$E_3(e)$ et $H_3(e)$ étant les amplitudes des champs issus du blindage et transmis dans son espace intérieur,

r_{23} et r'_{23} étant les coefficients d'atténuation des champs par réflexion à l'interface 2-3, métal-air.

En associant les équations précédentes on obtient :

$$\frac{E_1(0)}{E_3(e)} = r_{12}\, r_{23}\, A = R \cdot A = S \quad \text{où} \quad R = r_{12} \cdot r_{23}$$

$$\frac{H_1(0)}{H_3(e)} = r'_{12}\, r'_{23}\, A' = R' \cdot A' = S' \quad \text{où} \quad R' = r'_{12} \cdot r'_{23}.$$

On démontre que :

$$R = R' \quad \text{et} \quad A = A' \quad \text{d'où} \quad S = S' = R \cdot A.$$

***S* est l'efficacité du blindage,** rapport du champ incident au champ transmis dans le volume intérieur du blindage,

***R* est l'atténuation due aux réflexions aux interfaces,**

***A* est l'atténuation par absorption** de l'onde dans sa propagation dans l'épaisseur du blindage.

L'efficacité du blindage est généralement exprimée en db : $S_{db} = 20 \lg S$

soit : $$S_{db} = R_{db} + A_{db}.$$

REMARQUE

On a négligé ici les réflexions multiples dans le blindage dont l'effet est minime lorsque l'absorption est importante comme c'est le cas habituellement.

6.3.2 Impédance d'onde

L'étude de la réflexion et de la transmission d'une onde à l'interface entre deux milieux peut être conduite en utilisant comme modèle la ligne de transmission. Dans ce cas, les phénomènes sur la ligne sont déterminés par les discontinuités d'impédance : il y a donc lieu de définir d'abord l'impédance d'une onde.

L'impédance d'onde en un point, Z_w, est le rapport de l'amplitude du champ électrique à l'amplitude du champ magnétique en ce point :

$$Z_w = E/H.$$

Copyright © 2011 Dunod.

En champ lointain, pour une onde plane, ce rapport est constant, indépendant de la distance d à la source et a pour valeur dans le vide :

$$Z_w = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} = Z_o = 377\ \Omega$$

Il n'en est pas de même dans la région du champ proche où l'impédance d'onde dépend d'une part de la nature de la source et d'autre part de la distance d.

En champ proche, lorsque le champ H est prédominant, l'impédance d'onde est inférieure à $Z_o = 377\ \Omega$. C'est le cas pour une source de faible impédance où l'influence du courant qui la parcourt est l'effet dominant. Le prototype de la source de rayonnement à champ **H** prédominant est l'antenne cadre formée d'une ou plusieurs spires conductrices. En fonction de la distance d à une telle source, l'impédance d'onde a dans ce cas pour **module** :

$$Z_w = Z_o \cdot \frac{2\pi d}{\lambda}$$

soit, sachant que $Z_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}}$ et $\lambda = c/F = \frac{1}{F\sqrt{\varepsilon_o \mu_o}}$,

$$\boldsymbol{Z_w = 2\pi\, \mu_o\, F\, d = 7{,}9 \times 10^{-6}\, F(\mathrm{Hz}) \cdot d\,(\mathrm{m})} \quad \text{en ohms.} \qquad (5)$$

En champ proche, lorsque le champ E est prédominant, l'impédance d'onde est supérieure à $Z_o = 377\ \Omega$. C'est le cas lorsque la source est de grande impédance et donc à faible courant. Le prototype d'une telle source est l'antenne filaire rayonnant une onde dont l'impédance en champ proche, à la distance d, a pour **module** :

$$Z_w = Z_o \times \frac{\lambda}{2\pi d}$$

soit : $$\boldsymbol{Z_w = \frac{1}{2\pi\varepsilon_o F d} = \frac{1{,}8 \times 10^{10}}{F(Hz)\, d(\mathrm{m})}} \quad \text{en ohms.} \qquad (6)$$

En fonction de la nature exacte du circuit rayonnant réel, l'impédance d'onde en champ proche a une valeur intermédiaire entre celle, maximale, correspondant à l'antenne filaire et celle, minimale, correspondant au cadre.

À mesure qu'en champ proche on s'éloigne de la source, l'impédance d'onde tend vers la valeur $Z_o = 377\ \Omega$ qu'elle atteint pour une distance de l'ordre de $\lambda/2\pi$ qui est la limite conventionnelle entre champ proche et champ lointain.

Le tableau 6.1 donne pour différentes fréquences les valeurs de l'impédance d'onde en champ proche, à une distance $d = 1$ m d'une source rayonnante calculées à partir des formules (5) et (6).

Copyright © 2011 Dunod.

6.3.3 Paramètres physiques déterminant l'atténuation par réflexion

En utilisant la ligne de transmission comme modèle pour l'étude de la propagation, les phénomènes de réflexion apparaissent comme le résultat d'une désadaptation c'est-à-dire de la différence entre l'impédance de l'onde incidente et l'impédance caractéristique du métal de blindage.

À partir de la théorie des lignes, on établit l'expression de l'atténuation par réflexion :

$$R = \frac{(Z_w + Z_m)^2}{4 Z_w Z_m} \tag{7}$$

où Z_w est l'impédance de l'onde incidente et Z_m est l'impédance caractéristique du métal de blindage dont le **module** a pour expression :

$$Z_m = \sqrt{\frac{2\pi\mu F}{\sigma}} = 2{,}8 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{\mu_r F}{\sigma}} \quad \text{en ohms} \tag{8}$$

où $\mu = \mu_r \mu_o$, μ_r étant la perméabilité relative du métal et $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ MKSA,

σ est la conductivité du métal en $S \cdot m^{-1}$, F est la fréquence de l'onde en Hz.

Dans le cas du cuivre $\mu_r = 1$, $\sigma = 5{,}8 \times 10^7$ $S \cdot m^{-1}$,

d'où $$Z_m = 3{,}67 \times 10^{-7} \sqrt{F} \quad \text{(ohms)}.$$

Compte tenu des faibles valeurs de Z_m (tableau 6.1) on a généralement $Z_w \gg Z_m$ si bien que l'expression (7) de R se simplifie :

$$R = \frac{Z_w}{4 Z_m} \qquad \text{soit d'après (8)} \qquad R = 89{,}3\ Z_w \sqrt{\frac{\sigma}{\mu_r F}} \tag{9}$$

$$\boldsymbol{R = 6{,}83 \times 10^5 \frac{Z_w}{\sqrt{F}}} \quad \text{dans le cas du cuivre.}$$

De l'expression (9) de R résultent les conséquences générales suivantes :

- **l'atténuation par réflexion est d'autant plus importante que :**
- **l'impédance d'onde est plus grande ;**
- **le métal est plus conducteur ;**
- **le métal n'est pas ferromagnétique.**

Copyright © 2011 Dunod.

■ Cas d'un champ lointain

L'impédance d'onde est dans ce cas constante :

$$Z_w = 377\ \Omega \quad \text{et} \quad R = 3{,}37 \times 10^4 \sqrt{\frac{\sigma}{\mu_r F}}$$

soit pour le cuivre :

$$\boldsymbol{R = 2{,}57 \times 10^8 \frac{1}{\sqrt{F}}} \quad \text{et} \quad \boldsymbol{R_{db} = 168{,}2 - 10 \lg F}. \tag{10}$$

L'atténuation par réflexion diminue à fréquence croissante.

■ Cas du champ proche

□ Champ électrique dominant

Dans ce cas l'impédance d'onde est relativement élevée : $Z_w = 1/2\pi\varepsilon_o Fd$ et, compte tenu de l'expression de Z_m, on déduit :

$$R = \frac{Z_w}{4Z_m} = 1{,}60 \times 10^{12} \sqrt{\frac{\sigma}{\mu_r F^3 d^2}}$$

soit, pour le cuivre :

$$\boldsymbol{R = 1{,}23 \times 10^6 \frac{1}{\sqrt{F^3 d^2}}} \quad \text{et} \quad \boldsymbol{R_{db} = 321{,}7 - 10 \lg(F^3 d^2)}. \tag{11}$$

□ Champ magnétique dominant

Dans ce cas l'impédance d'onde est relativement faible : $Z_w = 2\pi\mu_o Fd$ et, compte tenu de l'expression de Z_m, on déduit :

$$R = \frac{Z_w}{4Z_m} = 7 \times 10^4 \sqrt{\frac{\sigma F d^2}{\mu_r}}$$

soit pour le cuivre :

$$\boldsymbol{R = 5{,}36 \sqrt{Fd^2}} \quad \text{et} \quad \boldsymbol{R_{db} = 14{,}8 + 10 \lg(Fd^2)}. \tag{12}$$

Le tableau 6.1 donne les valeurs de R_{db} à différentes fréquences, en champ lointain et champ proche ($d = 1$ m).

Si, en champ proche l'on pose :

$$d = \frac{1}{n} \times \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{1}{n} \times \frac{c}{2\pi F}$$

Copyright © 2011 Dunod.

où n est d'autant plus grand que 1 que l'on est plus proche de la source, les expressions précédentes de l'atténuation par réflexion peuvent s'écrire, dans le cas du cuivre :

pour **E** dominant : $R_{db} = 168{,}2 - 10 \lg F + 20 \lg n$;

pour **H** dominant : $R_{db} = 168{,}2 - 10 \lg F - 20 \lg n$;

pour l'onde plane : $R_{db} = 168{,}2 - 10 \lg F$.

Ces expressions montrent que **pour une valeur de *n* donnée, l'atténuation par réflexion d'un champ E dominant est supérieure de 40 lg *n* décibels à celle d'un champ H dominant.**

6.3.4 Paramètres physiques déterminant l'atténuation par absorption

L'atténuation par absorption d'une onde se propageant dans un milieu matériel est indépendante de l'impédance d'onde et a donc, dans tous les cas, pour expression :

$$A = \exp\left(\frac{e}{\delta}\right) \quad \text{soit} \quad A_{db} = 8{,}69 \cdot \frac{e}{\delta} \tag{13}$$

où e est l'épaisseur traversée,

et δ est l'**épaisseur de peau**, distance de propagation correspondant à une atténuation égale à 2,718, et qui a pour expression :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma F}} = \frac{5{,}03 \times 10^2}{\sqrt{\mu_r \sigma F}} \quad \text{en mètre.} \tag{14}$$

Compte tenu de cette expression, l'atténuation en db peut s'écrire :

$$A_{db} = 1{,}73 \times 10^{-2} \cdot e \sqrt{\mu_r \sigma F}$$

soit : $$A_{db} = 1{,}314 \times 10^2 \, e(m) \sqrt{F(Hz)} \quad \textbf{pour le cuivre.} \tag{15}$$

Des expressions précédentes on peut déduire que **l'atténuation par absorption est d'autant plus importante que :**

- **la fréquence est plus élevée ;**
- **le matériau est plus conducteur ;**
- **le matériau est ferromagnétique, mais la perméabilité μ_r décroît à fréquence croissante.**

Les valeurs de δ et de A_{db} à différentes fréquences sont données dans le tableau 6.1 pour un blindage de cuivre d'épaisseur e = 1 mm.

Copyright © 2011 Dunod.

Tableau 6.1 - Efficacité d'un blindage de cuivre.

		Blindage de cuivre e : 1 mm, $\sigma = 5{,}8 \times 10^7$ S · m^{-1}			Champ proche (d : 1 m) E dominant			Champ proche (d : 1 m) H dominant			Champ lointain	
F (Hz)	$\lambda/2\pi$ (m)	δ (mm)	A_{db}	Z_m (Ω)	Z_w (Ω)	R_{db}	S_{db}	Z_w (Ω)	R_{db}	S_{db}	R_{db}	S_{db}
50	10^6	9,4	0,9	$2{,}6 \times 10^{-6}$	$3{,}6 \times 10^8$	271	272	$3{,}9 \times 10^{-4}$	32	33		
10^2	5×10^5	6,6	1,3	$3{,}7 \times 10^{-6}$	$1{,}8 \times 10^8$	262	263	$7{,}9 \times 10^{-4}$	35	36		
10^3	5×10^4	2,1	4,2	$11{,}2 \times 10^{-6}$	$1{,}8 \times 10^7$	232	236	$7{,}9 \times 10^{-3}$	45	49		
10^4	5×10^3	$6{,}6 \times 10^{-1}$	13	$3{,}7 \times 10^{-5}$	$1{,}8 \times 10^6$	202	215	$7{,}9 \times 10^{-2}$	55	68	128	141
10^5	5×10^2	$2{,}1 \times 10^{-1}$	42	$11{,}2 \times 10^{-5}$	$1{,}8 \times 10^5$	172	214	$7{,}9 \times 10^{-1}$	65	107	118	160
10^6	50	$6{,}6 \times 10^{-2}$	130	$3{,}7 \times 10^{-4}$	$1{,}8 \times 10^4$	142	272	7,9	75	205	108	238
10^7	5	$2{,}1 \times 10^{-2}$	420	$11{,}2 \times 10^{-4}$	$1{,}8 \times 10^3$	112	532	79	85	505	98	518
5×10^7	1	$9{,}4 \times 10^{-3}$	930	$2{,}6 \times 10^{-3}$	377	91	1 021	377	91	1 021	91	1 021
10^8	5×10^{-1}	$6{,}6 \times 10^{-3}$	1 300	$3{,}7 \times 10^{-3}$							88	1 388
10^9	5×10^{-2}	$2{,}1 \times 10^{-3}$	4 200	$11{,}2 \times 10^{-3}$							78	4 272

6.3.5 Efficacité d'un blindage

La protection que procure un blindage résulte de l'effet combiné des atténuations par réflexion et par absorption qu'il impose aux ondes incidentes : cette protection est spécifiée par l'efficacité de blindage :

$$S_{db} = R_{db} + A_{db}.$$

Si l'on regroupe les expressions de R_{db} et A_{db} déterminées précédemment, on obtient, dans le cas d'un blindage de cuivre, les formules suivantes :

- **Champ E dominant** $\quad S_{db} = 321{,}7 - 10 \lg(F^3 d^2) + 131{,}4 \cdot e\sqrt{F}$;
- **Champ H dominant** $\quad S_{db} = 14{,}8 + 10 \lg(Fd^2) + 131{,}4 \cdot e\sqrt{F}$;
- **Onde plane** $\quad S_{db} = 168{,}2 - 10 \lg F + 131{,}4 \cdot e\sqrt{F}$.

Le tableau 6.1 indique les valeurs de S_{db}, à différentes fréquences, pour un blindage de cuivre d'épaisseur $e = 1$ mm.

L'efficacité d'un blindage doit être d'autant plus grande que les champs perturbateurs sont plus intenses et que le signal dans le circuit à protéger est plus faible : en tout état de cause l'amplitude du parasite provoqué dans le circuit par la perturbation ayant traversé le blindage doit être très inférieure à l'amplitude du signal.

Connaissant l'amplitude du champ perturbateur incident d'une part, et l'amplitude du signal d'autre part, il est possible de déterminer l'efficacité de blindage

Copyright © 2011 Dunod.

nécessaire pour ramener la perturbation à l'intérieur du blindage à un niveau faible par rapport au signal. Selon son ordre de grandeur on peut qualifier une efficacité de blindage :

– **10 à 30 db : efficacité faible ;**

– **30 à 60 db : efficacité moyenne ;**

– **60 à 90 db : efficacité élevée ;**

– **> 90 db : efficacité très élevée.**

Si l'on considère un blindage de cuivre d'épaisseur 1 mm, la formule (15) montre que, pour $F > 10^5$ Hz, la seule atténuation par absorption est supérieure à 40 db et procure déjà à elle seule une efficacité convenable. C'est pourquoi, du point de vue de l'efficacité de blindage, on peut diviser le spectre des fréquences en deux régions :

– fréquences basses et moyennes $< 10^5$ Hz ;

– fréquences hautes $> 10^5$ Hz.

Selon la nature de l'onde incidente on aboutit alors aux conclusions suivantes :

• **Onde plane :**

– fréquences basses et moyennes : R est élevé, A est faible, ***S* est élevé**

– fréquences hautes : R est réduit, A est élevé, ***S* est élevé.**

• **Champ E dominant :**

– fréquences basses et moyennes : R est très grand, A est faible, ***S* est très élevé**

– fréquences hautes : R est réduit, A est élevé, ***S* est très élevé.**

• **Champ H dominant :**

– fréquences basses et moyennes : R est faible, A est faible, ***S* est faible**

– fréquences hautes : R est moyen, A est élevé, ***S* est élevé.**

Il apparaît qu'un blindage conducteur (cuivre ou aluminium) est généralement efficace sauf dans le cas d'un champ **H** dominant aux fréquences basses et moyennes. Dans ce cas l'utilisation d'un blindage ferromagnétique (mumétal par exemple) est efficace (§ 4.4.2).

6.3.6 Ouvertures dans un blindage

Les valeurs de l'efficacité de blindage calculées précédemment correspondent à des blindages conducteurs continus et donc hermétiquement clos. Or, que ce soit pour assurer l'accès aux circuits, leur refroidissement, leur contrôle ou leurs liaisons aux dispositifs externes, un blindage doit obligatoirement comporter des ouvertures, soit fixes (ventilation, connecteurs), soit mobiles (portes, capots).

Copyright © 2011 Dunod.

Ces ouvertures, par lesquelles le rayonnement incident peut pénétrer à l'intérieur du blindage, **risquent de dégrader considérablement l'efficacité du blindage** telle qu'elle a été calculée précédemment sans la prise en compte des ouvertures.

Une ouverture dans un blindage peut être considérée comme un tronçon de guide d'onde dont la longueur ℓ serait égale à l'épaisseur e du blindage.

Un guide d'onde est un dispositif **passe-haut** caractérisé par une fréquence de coupure F_o et donc une longueur d'onde de coupure $\lambda_o = c/F_o$, où $c = 3 \times 10^8$ m/s.

Pour un guide circulaire de diamètre D :

$$F_o = 1{,}7 \times 10^8/D(\text{m}) \quad \text{soit} \quad \lambda_o \cong 1{,}7D.$$

Pour un guide rectangulaire dont le côté le plus grand est de longueur L :

$$F_o = 1{,}5 \times 10^8/L(\text{m}) \quad \text{soit} \quad \lambda_o \cong 2L.$$

Ordres de grandeur : pour D ou L de l'ordre du cm, $F_o \cong 10^{10}$ Hz soit $\lambda_o \cong$ cm.

Les ondes de fréquence $F < F_o$ sont atténuées dans leur propagation dans le guide, l'atténuation A_{db} pour une longueur ℓ de guide ayant pour expression :

$$\boldsymbol{A_{\text{db}} = 1{,}8 \times 10^{-7}\ \ell(\text{m})\ F_o(\text{Hz}) = 54\ \ell/\lambda_o}$$

soit, dans un blindage d'épaisseur e :

– pour une ouverture circulaire de diamètre D : $A_{\text{db}} = 32 \cdot e/D$;

– pour une ouverture rectangulaire de longueur L : $A_{\text{db}} = 27 \cdot e/L$.

Ces expressions mettent en évidence l'absolue nécessité de réduire les dimensions maximales des ouvertures. Il en résulte un certain nombre de règles de réalisation :

• Un ensemble de petites ouvertures est moins perturbant qu'une grande ouverture.

• Fermer une ouverture à l'aide d'une plaque conductrice est de peu d'effet s'il subsiste un interstice entre la plaque conductrice et le blindage. L'herméticité aux ondes des contacts entre surfaces, fermetures, capots, portes, etc. doit être assurée par l'interposition de joints élastiques conducteurs.

• Les divers éléments du blindage doivent être soudés plutôt que rivetés.

• Une ouverture d'aération doit être close par un grillage conducteur soit à fils tissés, soudés entre eux et soudés au blindage soit, de préférence, par une structure en nids d'abeilles qui, par sa profondeur plus grande, apporte une atténuation supérieure.

Copyright © 2011 Dunod.

• Il faut veiller à l'absence d'oxydes ou de peinture isolante entre surfaces conductrices mises en contact.

• L'atténuation apportée par une ouverture peut être très augmentée en lui adjoignant une pièce métallique creuse augmentant la longueur du guide d'onde correspondant et donc l'atténuation.

6.3.7 Efficacité globale

Le champ à l'intérieur d'un blindage résulte de la superposition des champs transmis à travers le blindage proprement dit d'une part et par les ouvertures d'autre part.

Un calcul simplifié permet une estimation de l'efficacité globale de blindage S_g définie comme le rapport du champ incident au champ intérieur qui est la somme des champs transmis par les diverses voies de pénétration.

Si l'on considère le champ électrique E, l'efficacité globale de blindage S_g a pour expression :

$$S_g = \frac{E_1}{E_3(b) + E_3(o_1) + \ldots + E_3(o_n)}$$

où E_1 est le champ incident, $E_3(b)$ est le champ transmis à travers le blindage proprement dit, et $E_3(o_i)$ est le champ transmis par l'ouverture o_i.

• Champ transmis par le blindage

S étant l'efficacité du blindage calculée au paragraphe 6.3.1 :

$$S_{\text{db}} = 20 \lg \frac{E_1}{E_3(b)} \quad \text{soit :} \quad \frac{E_3(b)}{E_1} = \lg^{-1}\left(-\frac{S_{\text{db}}}{20}\right).$$

• Champ transmis par une ouverture

$A(o_i)$ étant l'atténuation apportée par l'ouverture o_i :

$$A(o_i)_{\text{db}} = 20 \lg \frac{E_1}{E_3(o_i)} \quad \text{soit :} \quad \frac{E_3(o_i)}{E_1} = \lg^{-1}\left(-\frac{A(o_i)_{\text{db}}}{20}\right).$$

On déduit :

$$\frac{1}{S_g} = \lg^{-1}\left(-\frac{S_{\text{db}}}{20}\right) + \Sigma \lg^{-1}\left(-\frac{A(o_i)_{\text{db}}}{20}\right)$$

$$S_{g)\text{db}} = -20 \lg\left(\lg^{-1}\left(-\frac{S_{\text{db}}}{20}\right) + \Sigma \lg^{-1}\left(-\frac{A(o_i)_{\text{db}}}{20}\right)\right).$$

Il résulte de cette expression que c'est l'**efficacité ou l'atténuation la plus faible qui détermine l'efficacité globale.**

Copyright © 2011 Dunod.

Exemple

Un blindage possède deux ouvertures. L'efficacité du blindage est 100 db alors que l'ouverture 1 a une atténuation de 60 db et l'ouverture 2 une atténuation de 40 db. L'application de la formule précédente donne :

$$\frac{S_{db}}{20} = 5 \qquad \lg^{-1}(-5) = 10^{-5}$$

$$\frac{A(o_1)_{db}}{20} = 3 \qquad \lg^{-1}(-3) = 10^{-3}$$

$$\frac{A(o_2)_{db}}{20} = 2 \qquad \lg^{-1}(-2) = 10^{-2}$$

soit $S_{g)db} = 39{,}2$ db.

CONCLUSION

Il ne sert à rien d'avoir un excellent blindage si une seule de ses ouvertures présente une atténuation médiocre aux champs incidents.

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 7

CARACTÉRISTIQUES MÉTROLOGIQUES DES DISPOSITIFS CONSTITUTIFS DE LA CHAÎNE

Les performances globales de la chaîne d'acquisition résultent des performances individuelles des divers dispositifs qui la constituent. C'est pourquoi chacun de ces dispositifs doit être choisi en fonction des conditions qui lui sont imposées. Cette sélection s'opère à partir des caractéristiques métrologiques qui sont un ensemble de spécifications décrivant le fonctionnement de chaque dispositif, et fournies par le constructeur.

7.1 Incertitude apportée par un dispositif

Chacun des dispositifs constitutifs de la chaîne (capteur, conditionneur, amplificateur, etc.) établit entre son signal x d'entrée et son signal y de sortie une relation théorique dite nominale :

$$y_n = G_n x + y_{on}$$

où G_n, **gain nominal** du dispositif, et y_{on}, **décalage nominal de zéro,** sont donnés par le constructeur ; en général $y_{on} = 0$.

Du fait des dispersions de fabrication, de la présence d'éléments parasites, des dérives thermiques, la relation réelle sera légèrement différente de la relation nominale et pour une entrée x on aura donc une sortie y telle que :

$$y = Gx + y_o \qquad (1)$$

où G **est le gain réel** qui dépend en général du point de fonctionnement, de la température ambiante et de la vitesse de variation du signal et y_o **est le décalage réel de zéro** sensible en particulier à la température.

Copyright © 2011 Dunod.

L'écart $\delta y = y - y_n$ est l'incertitude sur la grandeur de sortie du dispositif :

$$\delta y = (G - G_n) \cdot x + (y_o - y_{on})$$

soit :

$$\delta y = \delta G \cdot x + \delta y_o.$$

L'incertitude δy sur la sortie y résulte donc de la combinaison de l'incertitude sur le gain et de l'incertitude sur le décalage de zéro.

Les caractéristiques métrologiques fournies par le constructeur permettent d'une part de **connaître le gain nominal** et d'autre part d'**estimer l'incertitude associée**, dans les conditions réelles du fonctionnement :

$$\boldsymbol{y = y_n + \delta y.}$$

L'incertitude associée à chaque dispositif est exprimée en valeur relative par rapport à la pleine échelle de sortie, soit pour le dispositif k :

$$\varepsilon_k = \frac{\delta y_k}{(y_{\max} - y_{on})_k}.$$

De façon générale, le décalage de zéro nominal y_{on} est soit nul, soit négligeable par rapport à $y_{\max}$; dans la suite on se placera toujours dans ce cas et l'on a alors :

$$\boldsymbol{\varepsilon_k = \frac{\delta y_k}{y_{k)\max}}.}$$

7.2 Caractéristiques statiques

Ces caractéristiques permettent de déterminer la réponse d'un dispositif et les incertitudes associées lorsque la grandeur d'entrée est constante ou que ses variations sont suffisamment lentes pour qu'à chaque instant la réponse soit celle qui correspond à la valeur d'entrée supposée constante.

7.2.1 Erreur de gain nominal

La valeur réelle du gain G, dans les conditions nominales, est susceptible de présenter un écart maximum δG par rapport à la valeur nominale G_n spécifiée. Par définition l'erreur de gain ε_{Gn} est :

$$\varepsilon_{Gn} = \frac{\delta G}{G_n} = \frac{G - G_n}{G_n}.$$

L'erreur de gain ε_{Gn} entraîne, pour la grandeur de sortie y du dispositif, une incertitude dont la valeur maximale $\delta y)_{Gn}$ est, d'après (1) :

$$\delta y)_{Gn} = \delta G \cdot x_{\max} = \delta G \cdot y_{\max} / G_n$$

Copyright © 2011 Dunod.

erreur qui, rapportée à la pleine échelle de sortie, est égale à l'erreur de gain nominal :

$$\frac{\delta y)_{Gn}}{y_{\max}} = \varepsilon_{Gn}.$$

7.2.2 Erreur de linéarité

La relation (1) traduit une correspondance linéaire entre sortie y et entrée x; les points expérimentaux à partir desquels est établie cette relation linéaire peuvent cependant présenter des écarts par rapport à la droite ainsi définie : soit δy_ℓ l'écart maximal (*figure 7.1*).

L'erreur de linéarité ε_ℓ est l'écart maximal rapporté à la pleine échelle de sortie, soit :

$$\varepsilon_\ell = \frac{\delta y)_\ell}{y_{\max}}.$$

Si l'on pose : $\delta y)_\ell = \delta G_\ell \,.\, x_{\max}$ où δG_ℓ est l'incertitude sur le gain due à sa non-linéarité, on peut écrire :

$$\delta y)_\ell = \delta G_\ell \,.\, \frac{y_{\max}}{G_n} \quad \text{soit} \quad \varepsilon_\ell = \frac{\delta G_\ell}{G_n}.$$

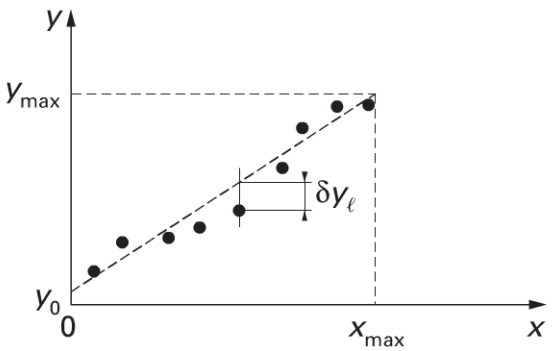


Figure 7.1 - Définition de l'écart de linéarité par rapport à la relation linéaire nominale.

7.2.3 Dérives thermiques

À la température nominale T_n : $G = G(T_n)$ et $y_o = y_o(T_n)$.

Pour une valeur x de la grandeur d'entrée, la sortie $y(T_n)$ a pour expression :

$$y(T_n) = G(T_n) \cdot x + y_o(T_n).$$

À la température T, pour la même valeur d'entrée x, la sortie $y(T)$ prend la valeur :

$$y(T) = G(T) \cdot x + y_o(T).$$

Copyright © 2011 Dunod.

Une variation de température $\Delta T = T - T_n$ entraîne donc une variation Δy de la sortie, à entrée x constante :

$$\Delta y = [G(T) - G(T_n)] \cdot x + y_o(T) - y_o(T_n).$$

Si la température varie dans une plage maximale connue ΔT_{max} et si l'on exploite les données en conservant au gain et au décalage leurs valeurs nominales, il en résulte une indétermination $\delta_{y)T}$ qu'il faut évaluer (*figure 7.2*) :

$$\delta y)_T = [G(T_{max}) - G(T_n)] \cdot x + y_o(T_{max}) - y_o(T_n).$$

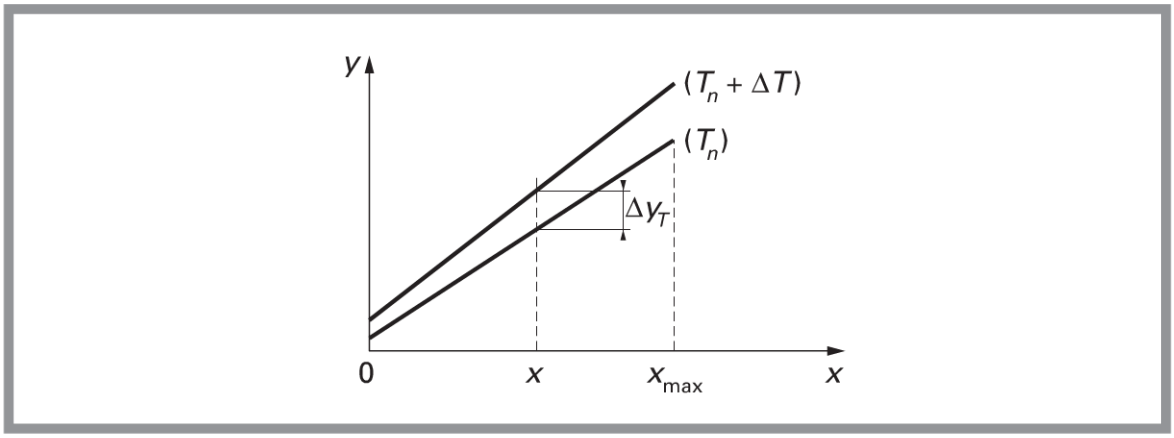


Figure 7.2 - Dérive thermique de la réponse d'un dispositif.

■ Dérive thermique du gain

L'incertitude liée à la seule dérive thermique du gain est :

$$\delta y)_{G(T)} = [G(T_{max}) - G(T_n)] \cdot x = \Delta G \cdot x.$$

Si l'on pose : $$G(T) = G(T_n) \cdot (1 + \alpha_G \cdot \Delta T)$$

où α_G est le coefficient de température du gain et $\Delta T = T - T_n$,

$$\frac{\Delta G}{G(T_n)} = \alpha_G \cdot \Delta T.$$

L'incertitude maximale correspond à ΔT_{max} et x_{max} soit :

$$\delta y)_{G(T)} = G(T_n) \cdot \alpha_G \cdot \Delta T_{max} \cdot x_{max}.$$

Sachant que : $G(T_n) \cdot x_{max} = y_{max}$, en supposant $y_o(T_n) \ll y_{max}$, l'incertitude relative à la pleine échelle s'en déduit :

$$\varepsilon_{G(T)} = \frac{\delta y)_{G(T)}}{y_{max}} = \alpha_G \cdot \Delta T_{max}$$

$\varepsilon_{G(T)}$ est l'incertitude relative maximale due à la dérive thermique de G.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Dérive thermique du décalage de zéro

L'incertitude maximale $\delta y)_{z(T)}$ due à la dérive thermique du décalage a pour expression :

$$\delta y)_{z(T)} = \delta y_o = y_o\,(T_{\max}) - y_o(T_n) = \frac{\mathrm{d}y_o}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max}.$$

Rapportée à la pleine échelle, l'incertitude relative $\varepsilon_{z(T)}$ due à la dérive thermique du décalage est :

$$\varepsilon_{z(T)} = \frac{\delta y)_{z(T)}}{y_{\max}} = \frac{1}{y_{\max}} \cdot \frac{\mathrm{d}y_o}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max} = \frac{\mathrm{d}\varepsilon_z}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max}.$$

Selon les cas, le constructeur spécifie :

– soit la sensibilité thermique du décalage : $\frac{\mathrm{d}y_o}{\mathrm{d}T}$ en $\mathrm{mV} \cdot {}^{\circ}\mathrm{C}^{-1}$, par exemple ;

– soit la sensibilité thermique de l'incertitude : $\frac{\mathrm{d}\varepsilon_z}{\mathrm{d}T}$ en % de l'*E.M.* $\cdot\ {}^{\circ}\mathrm{C}^{-1}$ par exemple.

7.3 Caractéristiques dynamiques

Lorsque le signal d'entrée est une fonction du temps $x(t)$, il s'agit de caractériser l'évolution associée du signal de sortie $y(t)$.

On considère généralement deux types de variations du signal d'entrée : le signal sinusoïdal et l'échelon.

7.3.1 Régime sinusoïdal – Bande passante à ε près

La grandeur d'entrée est $x(t) = X_1 \sin\omega t$, où $\omega = 2\pi F$.

La grandeur de sortie est $y(t) = Y_1 \sin(\omega t + \varphi)$.

On définit :

– la réponse en amplitude par le gain dynamique : $G(F) = Y_1/X_1$;

– et la réponse en phase : $\varphi(F)$.

Les divers dispositifs constituant la chaîne d'acquisition sont généralement de type passe-bas. $G(0)$ étant le gain à la fréquence zéro, la variation relative de gain à la fréquence F est :

$$\frac{G(F) - G(0)}{G(0)} = \frac{\Delta G}{G(0)}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

À la variation relative du gain, correspond, pour une entrée d'amplitude X_1 constante, une variation relative de l'amplitude de sortie telle que : $\frac{\Delta Y_1}{Y_1} = \frac{\Delta G}{G(0)}$.

Si l'on admet que dans le spectre du signal, limité à sa fréquence haute F_h, le gain est constant et égal à $G(0)$, il en résulte une indétermination maximale δY_1 sur l'amplitude de sortie telle que :

$$\frac{\delta Y_1}{Y_1} = \frac{\Delta G}{G(0)} = \frac{G(F_h) - G(0)}{G(0)} = \varepsilon_{G(F)}$$

où $\varepsilon_{G(F)}$ est l'incertitude de bande passante.

On définit l**a bande passante à** ε **près** $\mathcal{B}(\varepsilon)$ comme l'intervalle de fréquences à l'intérieur duquel la variation du gain, en valeur relative, est au plus égale à ε.

■ Cas d'un dispositif à réponse du 1er ordre (*figure 7.3a*)

L'évolution du gain en fonction de la fréquence a pour expression :

$$G(F) = G(0) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (F/F_c)^2}}$$

où F_c est la fréquence de coupure à – 3 db.

Pour un spectre du signal dont l'extension est limitée à la fréquence haute F_h et en supposant $F_h \ll F_c$, l'incertitude relative sur le gain est :

$$\varepsilon_{G(F)} = -\frac{1}{2}\left[\frac{F_h}{F_c}\right]^2 .$$

■ Cas d'un dispositif à réponse du 2e ordre (*figure 7.3b*)

L'expression du gain en fonction de la fréquence est de la forme :

$$G(F) = G(0) \cdot \frac{1}{\sqrt{(1 - (F/F_o)^2)^2 + 4\zeta^2 (F/F_o)^2}}$$

où F_o est la fréquence propre des oscillations non amorties, et ζ est le coefficient d'amortissement.

La fréquence haute du signal étant limitée à F_h et en supposant $F_h \ll F_o$, l'incertitude sur le gain a pratiquement pour expression :

$$\varepsilon_{G(F)} = \frac{1}{2}\left(\frac{F_h}{F_o}\right)^2 \cdot \left[2 - 4\zeta^2 - \left(\frac{F_h}{F_o}\right)^2\right] \cong \left(\frac{F_h}{F_o}\right)^2 \cdot [1 - 2\zeta^2].$$

Copyright © 2011 Dunod.

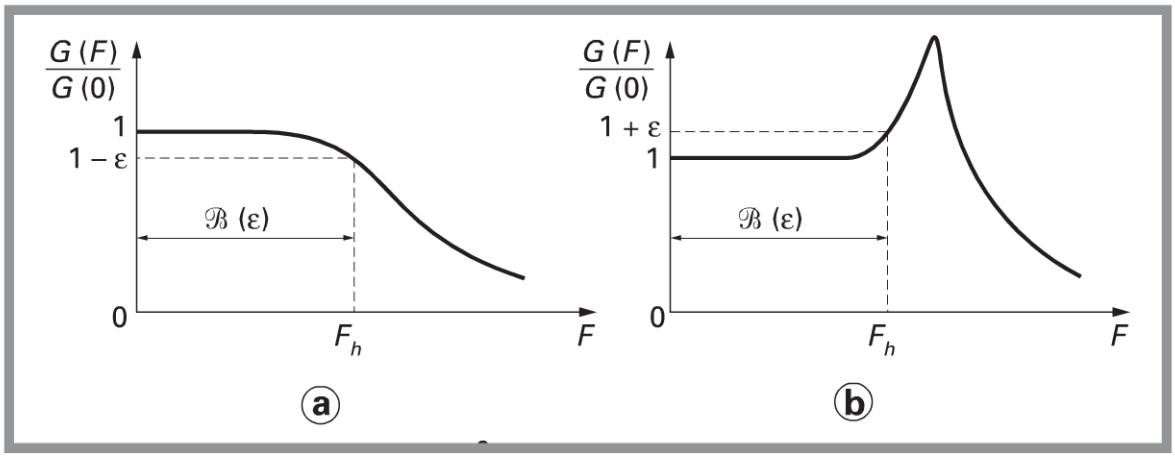


Figure 7.3 - Bande passante à ε près :
a) dispositif du 1er ordre ; b) dispositif du 2e ordre, avec amortissement $\zeta < 0{,}7$.

7.3.2 Échelon – Temps de réponse à ε près

La grandeur d'entrée étant un échelon :

$$x(t) = X_1 \cdot U(t)$$

où $U(t) = 0$ pour $t < 0$ et $U(t) = 1$ pour $t \geqslant 0$, la grandeur de sortie est de la forme :

$$y(t) = Y_1 \cdot F(t)$$

où $F(t) = 0$ pour $t < 0$ et $F(t) \to 1$ pour $t \to \infty$.

Si l'on effectue la saisie de la grandeur de sortie y à l'instant t après application de l'échelon d'entrée (*figure 7.4*), l'écart relatif de la sortie par rapport à sa valeur finale a pour expression :

$$\frac{Y_1 - y(t)}{Y_1} = \varepsilon_e.$$

ε_e est l'erreur d'établissement.

Exemple

Cas d'un dispositif du 1er ordre de constante de temps τ :

$$y(t) = Y_1 \cdot (1 - e^{-t/\tau}).$$

La sortie y étant mesurée à l'instant t_1, l'erreur d'établissement a pour valeur :

$$\varepsilon_e = e^{-t_1/\tau}.$$

On définit le **temps de réponse ou d'établissement à ε près**, $t_e(\varepsilon)$, comme la durée minimale d'attente, après application de l'échelon d'entrée, pour que l'écart relatif de la sortie par rapport à sa valeur finale demeure constamment inférieur à ε :

$$\frac{Y_1 - y(t)}{Y_1} \leqslant \varepsilon \quad \text{pour} \quad t \geqslant t_e(\varepsilon).$$

Copyright © 2011 Dunod.

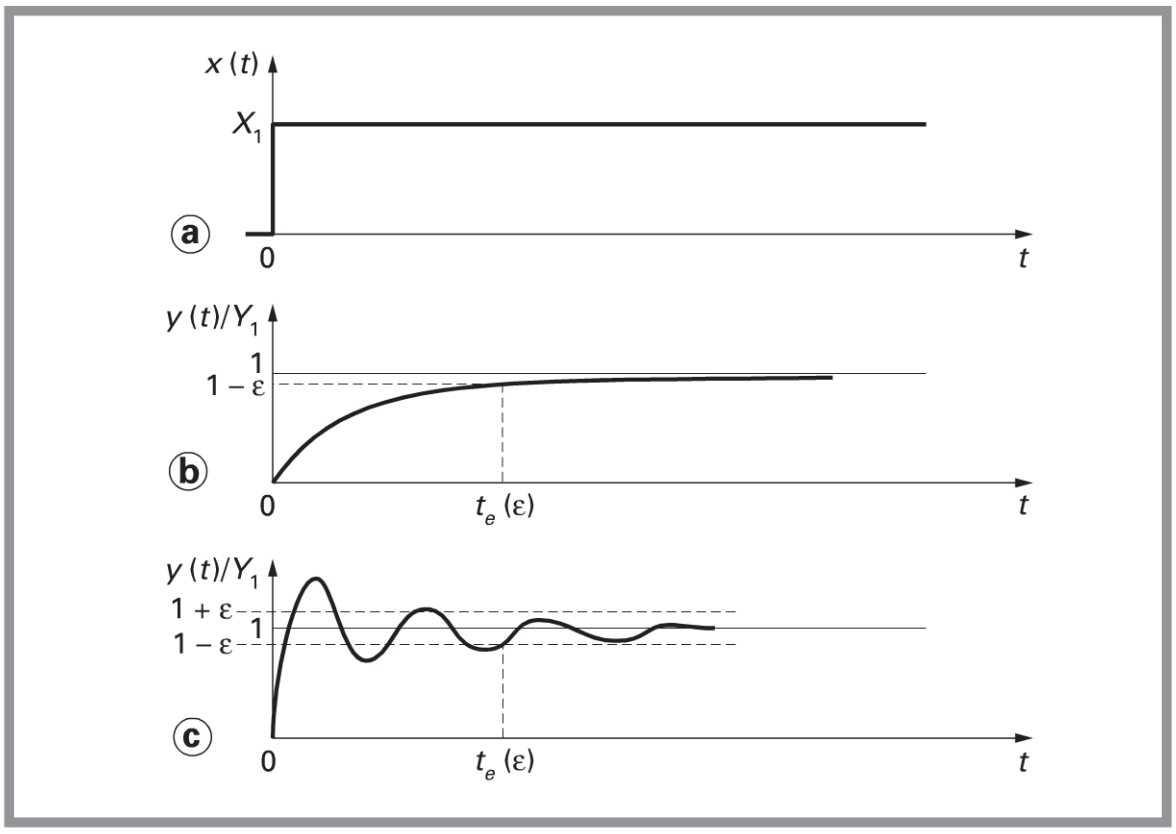


Figure 7.4 - Temps de réponse à ε près :
a) signal d'entrée échelon; b) dispositif du 1er ordre; c) dispositif du 2e ordre (ζ < 1).

7.4 Estimation de l'incertitude de mesure due à un dispositif

Chaque dispositif de la chaîne d'acquisition est la source d'incertitudes ou d'erreurs élémentaires définies par ses caractéristiques métrologiques :

– l'erreur de gain nominal : ε_{G_n};

– l'erreur de linéarité : ε_ℓ ;

– les incertitudes dues aux dérives thermiques du gain : $\varepsilon_{G(T)}$ et de zéro : $\varepsilon_{z(T)}$;

– les incertitudes en régime dynamique :

  • l'erreur de bande passante en régime sinusoïdal $\varepsilon_{G(F)}$,

  • l'erreur d'établissement en régime impulsionnel ε_e.

Le cas échéant, il faut aussi tenir compte des incertitudes spécifiques à un dispositif comme, par exemple, dans le cas de certains capteurs, l'incertitude d'hystérésis ε_h ou l'erreur de quantification ε_q d'un convertisseur analogique-numérique.

Copyright © 2011 Dunod.

L'incertitude maximale due au dispositif *k* correspond à l'addition des valeurs absolues de ses incertitudes élémentaires telles qu'elles résultent de ses caractéristiques métrologiques :

$$\varepsilon_{k)\max} = \sum_i |\varepsilon_{i)k}| .$$

L'incertitude probable est déterminée à partir de la somme quadratique des incertitudes élémentaires :

$$\varepsilon_{k)\text{prob}} = \sqrt{\sum_i \varepsilon^2_{i)k}} .$$

L'incertitude ε_k (maximale ou probable) est une incertitude relative (§ 7.1) ; sa connaissance permet de déduire successivement :

– l'incertitude δy_k, (maximale ou probable) apportée par le dispositif k sur sa propre grandeur de sortie :

$$\delta y_k = \varepsilon_k \cdot y_{k)\max}$$

– l'incertitude δx_k, (maximale ou probable) due au dispositif k sur la valeur de sa grandeur d'entrée :

$$\delta x_k = \frac{\delta y_k}{G_k}$$

G_k étant le gain du dispositif k.

Exemple de calcul d'incertitude

On considère un dispositif (capteur, ampli, etc.) dont les caractéristiques métrologiques sont les suivantes :

– incertitude sur le gain $\varepsilon_{Gn} = \pm\ 10^{-3}$;

– écart maximal de linéarité $\varepsilon_\ell = \pm\ 0{,}2 \times 10^{-3}$;

– fréquence de coupure du gain $F_c = 20$ kHz ;

– coefficient de température du gain $\alpha_G = 0{,}3 \times 10^{-4} \cdot °C^{-1}$;

– sensibilité thermique de l'incertitude de décalage $\frac{d\varepsilon_z}{d\,T} : 0{,}1 \times 10^{-3} \cdot °C^{-1}$.

La limite supérieure du spectre du signal est $F_h = 2$ kHz.

La plage de température d'utilisation a une étendue maximale $\Delta T_{\max} : \pm\ 30°C$.

L'incertitude relative maximale apportée par ce dispositif est :

$$\varepsilon = \frac{\delta y}{y_{\max}} = |\varepsilon_{Gn}| + |\varepsilon_\ell| + |\varepsilon_{G(F)}| + |\varepsilon_{G(T)}| + |\varepsilon_{z(T)}|$$

Copyright © 2011 Dunod.

où : $\varepsilon_{G(F)} = \frac{1}{2}(F_h/F_c)^2 = 5 \times 10^{-3}$

$\varepsilon_{G(T)} = \alpha_G \cdot \Delta T_{\max} = 0{,}9 \times 10^{-3}$ $\quad$ $\varepsilon_{z(T)} = \frac{\mathrm{d}e_z}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max} : 3 \times 10^{-3}$

soit pour l'incertitude relative maximale : $\varepsilon \cong 1{,}1 \times 10^{-2} = 1{,}1\ \%$.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 8

LES CAPTEURS

Les capteurs sont les premiers éléments d'une chaîne d'acquisition. À chaque mesurande est associé un capteur dont le rôle est de traduire ce mesurande de valeur *m* en une grandeur électrique *s*(*m*), fonction connue du mesurande, en sorte qu'à chaque valeur *s* de cette grandeur électrique puisse être liée de façon univoque la valeur *m* du mesurande. Cette grandeur électrique *s*(*m*) est à l'origine du signal électrique que traite le système d'acquisition.

8.1 Définitions

L'étendue de mesure (*E.M.*) d'un capteur définit la plage de valeurs du mesurande pour lesquelles le capteur répond aux spécifications du constructeur. Les limites de cette plage étant $m_{\min}$ et $m_{\max}$, on pose :

$$E.M. = m_{\max} - m_{\min}.$$

La sensibilité *S*(*m*) d'un capteur, pour une valeur donnée *m* du mesurande, est égale au quotient de la variation de la sortie électrique par la variation correspondante du mesurande :

$$S(m) = \left(\frac{\Delta s}{\Delta m}\right)_m.$$

Un capteur est dit linéaire si, dans l'étendue de mesure, *s*(*m*) est fonction linéaire de *m*; sa sensibilité est alors constante dans cette plage de fonctionnement.

La discrétion est la qualité du capteur qui évite que, par sa présence, il ne modifie la valeur du mesurande. La discrétion est spécifiée par des grandeurs physiques propres à chaque type de capteur et qui définissent son interaction avec le milieu de mesure. Il s'agit ainsi, par exemple :

– de sa masse, pour un accéléromètre,

– de sa capacité calorifique pour une sonde thermométrique.

Copyright © 2011 Dunod.

Les grandeurs d'influence sont les grandeurs physiques autres que le mesurande qui sont susceptibles d'affecter la sortie électrique s du capteur. **L'action d'une grandeur d'influence se traduit généralement par :**

– **un décalage du zéro ;**

– **une dérive de la sensibilité.**

La grandeur d'influence la plus générale est la température du capteur ; les vibrations, la pression, l'humidité, les champs magnétiques peuvent aussi exercer une influence sur la réponse d'un capteur.

La diversité des besoins, conséquence des contraintes métrologiques, économiques ou opératoires entraîne, pour un même mesurande, l'existence d'une multiplicité de types de capteurs faisant appel à des principes de traduction variés.

Une classification sommaire des divers types de capteurs peut être établie d'après la nature de la grandeur électrique de sortie $s(m)$ qui les caractérise.

8.2 Capteurs générateurs de force électromotrice

Certains phénomènes se traduisent, dans un dispositif adéquat, par l'apparition d'une f.e.m. sous l'influence d'une grandeur physique déterminée. Ces phénomènes, désignés comme effets, permettent par la mesure de la f.e.m. qui en résulte de connaître la valeur de la grandeur physique qui en est la cause. C'est le principe de leur application à la réalisation de capteurs.

Le schéma électrique équivalent d'un tel capteur est un **schéma de Thévenin** : générateur de tension $e(m)$ en série avec une impédance interne Z_c généralement purement résistive lorsque $e(m)$ est quasi continue.

• Thermocouple

Un circuit formé de deux conducteurs A et B, de nature chimique différente et dont les jonctions sont à des températures T_x et T_o, est le siège d'une f.e.m. $\mathscr{E}_{A/B}(T_x, T_o)$. C'est l'effet Seebeck.

Un thermocouple est constitué de deux conducteurs A et B dont généralement l'un au moins est un alliage : il délivre la f.e.m. $\mathscr{E}_{A/B}(T_x, T_o)$ dont la mesure permet de déterminer la température T_x inconnue lorsque la température T_o dite de référence est connue. Des tables normalisées donnent la f.e.m. $\mathscr{E}_{A/B}(T_x, T_o)$ lorsque $T_o = 0$ °C pour les types usuels de thermocouples ; dans ce cas la mesure de la f.e.m. permet immédiatement de connaître T_x (*figure 8.1*).

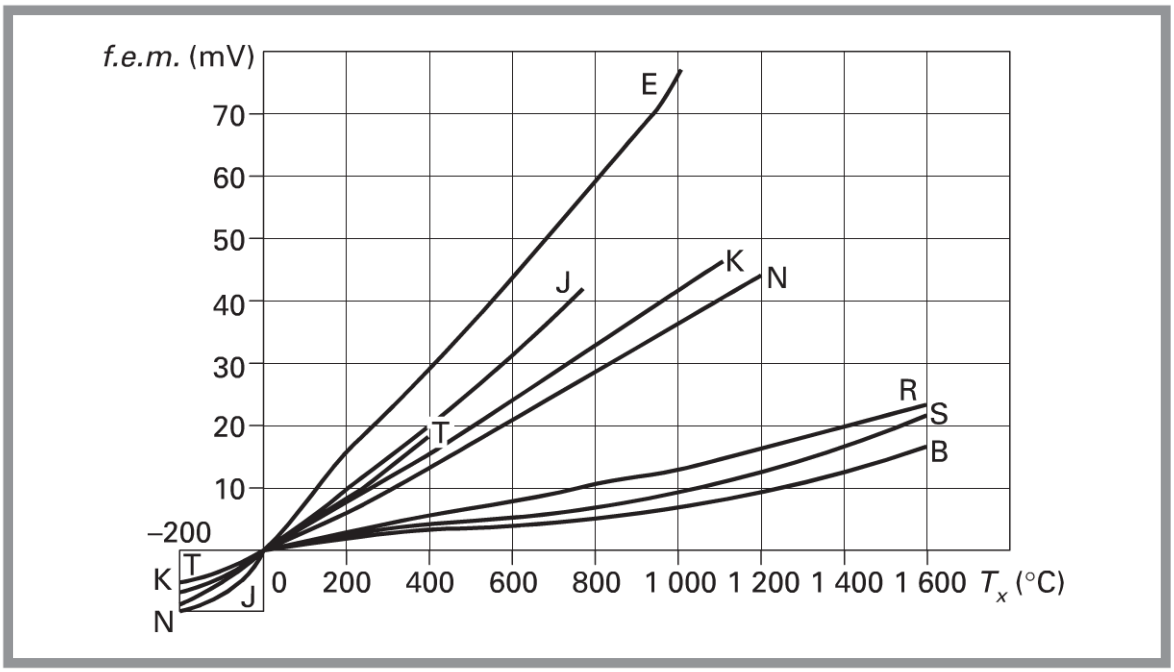
Dans la pratique industrielle, le maintien d'une jonction de référence à 0 °C est une servitude et l'on opère généralement avec la jonction de référence à la température ambiante T_a. Dans ce cas, la f.e.m. mesurée est :

$$e = \mathscr{E}_{A/B}(T_x, T_a).$$

Copyright © 2011 Dunod.

L'influence de la température ambiante T_a est éliminée et l'on se ramène aux valeurs normalisées $\mathscr{E}_{A/B}(T_x, 0\ °C)$ en utilisant la relation :

$$\mathscr{E}_{A/B}(T_x, 0\ °C) = \mathscr{E}_{A/B}(T_x, T_a) + \mathscr{E}_{A/B}(T_a, 0\ °C).$$



E Chromel (nickel-chrome)/Constantan (cuivre-nickel)
K Chromel/Alumel (aluminium-nickel)
R Platine-rhodium (13 %)/platine
B Platine-rhodium (30 %)/platine-rhodium (6 %)
N Nicrosil (nickel-chrome-silicium)/Nisil (nickel-silicium)
J Fer/Constantan
T Cuivre/Constantan
S Platine-rhodium (10 %)/platine

Figure 8.1 - Force électromotrice des principaux types de thermocouples, la jonction de référence étant à 0° C.

Un circuit dit de **compensation de soudure froide** (c.s.f.) placé à la température T_a délivre une tension $v_c(T_a)$ telle que :

$$v_c(T_a) = \mathscr{E}_{A/B}(T_a, 0\ °C).$$

Le circuit de compensation étant monté en série avec le thermocouple (*figure 8.2*), la tension de mesure v devient indépendante de T_a et fonction de T_x seule :

$$v = e + v_c(T_a) = \mathscr{E}_{A/B}(T_x, 0\ °C). \qquad (1)$$

La mesure de v permet, au moyen des tables, la détermination immédiate de T_x.

La compensation de soudure froide peut aussi être faite par logiciel : dans ce cas, un capteur thermométrique résistif placé à la température T_a permet de connaître celle-ci. Le calculateur recevant cette information détermine au moyen d'une table la valeur de $v_c(T_a)$ et calcule alors T_x à partir du résultat de l'équation (1).

Copyright © 2011 Dunod.

L'intérêt du thermocouple réside dans une plage de fonctionnement étendue, des dimensions réduites, un temps de réponse pouvant être très faible.

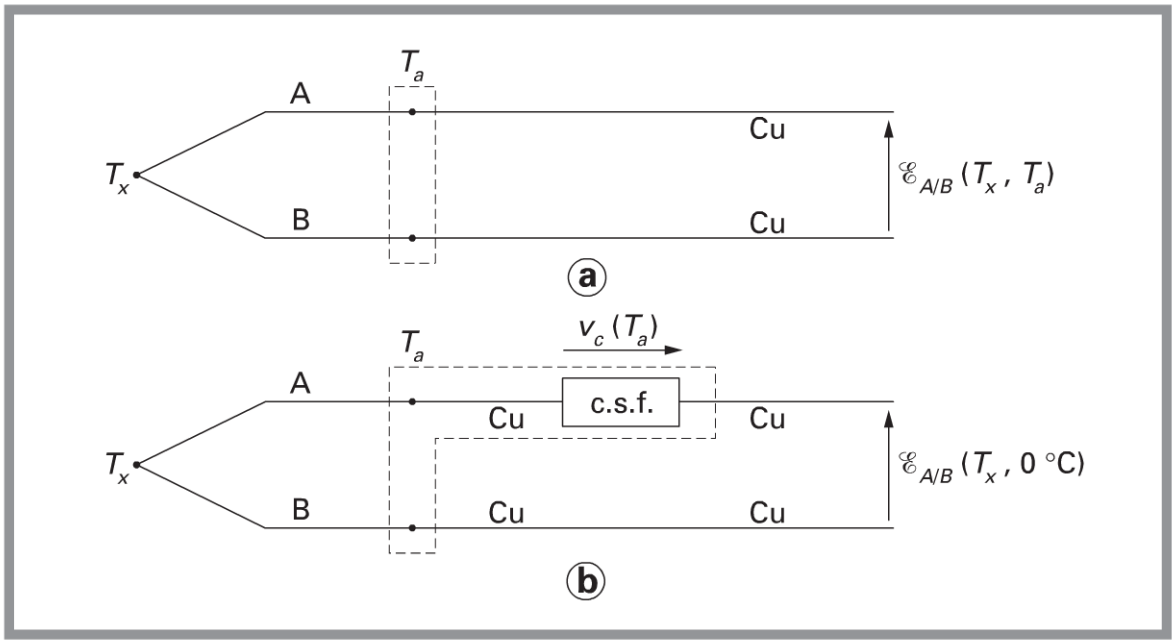


Figure 8.2 - Exemples de montage d'un thermocouple :
sans compensation de soudure froide (a) et avec compensation (b).

8.3 Capteurs générateurs de courant

Lorsque l'action d'une grandeur physique provoque dans un matériau la génération de porteurs de charge libres, celle-ci se traduit par une modification concomitante du courant électrique traversant ce milieu. C'est le cas lorsque le mesurande est :

– un rayonnement nucléaire provoquant l'ionisation du milieu ;

– un rayonnement optique générant des porteurs libres par effet photoélectrique.

Cette variation de courant due au mesurande m est, pour certains dispositifs, modélisable par une source de courant $i(m)$. Le schéma électrique du capteur est dans ce cas un **schéma de Norton** : générateur de courant $i(m)$ en parallèle avec l'impédance interne Z_c du capteur formée d'une résistance en parallèle avec une capacité.

• Photodiode

Une diode polarisée en inverse est parcourue par un faible courant I_o. Un flux de rayonnement ϕ incident sur la jonction de la diode y crée, par effet photoélectrique, des paires électron-trou qui forment un courant I_ϕ proportionnel à ϕ et qui s'ajoute au courant I_o pour donner le courant total I_d de la photodiode :

$$I_d = I_o + I_\phi = I_o + S_d \phi.$$

Copyright © 2011 Dunod.

I_o est le courant d'obscurité de la photodiode, très sensible à la température, S_d est la sensibilité (µA/µW) de la photodiode (*figure 8.3*).

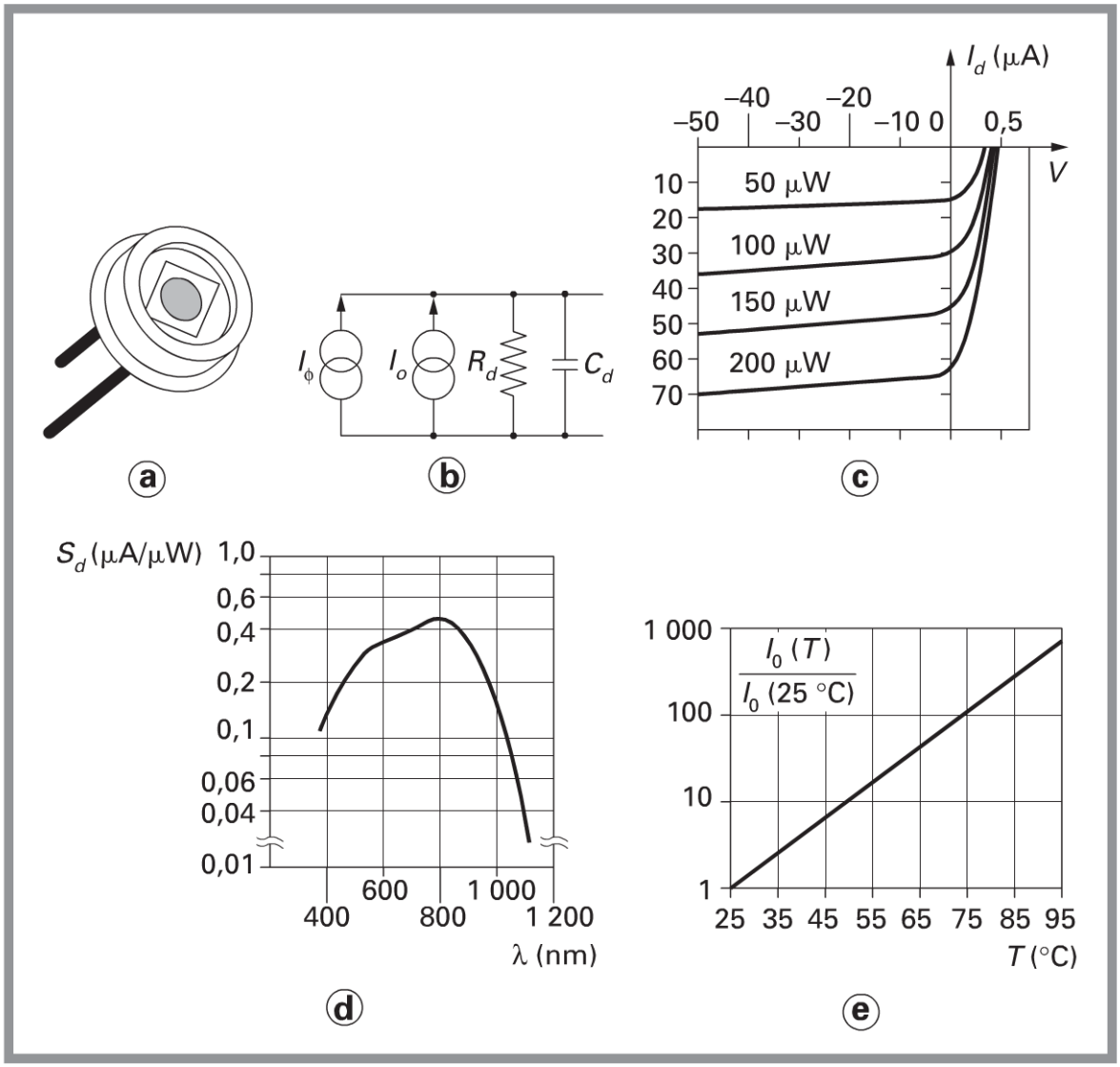


Figure 8.3 - Photodiode (HP 5082) :
a) réalisation ; b) schéma électrique équivalent ; c) courant inverse en fonction du flux ; d) sensibilité en fonction de la longueur d'onde ; e) courant d'obscurité en fonction de la température.

8.4 Capteurs générateurs de charge

Ces capteurs exploitent l'effet piézoélectrique ou l'effet pyroélectrique, effets entraînant une variation de la polarisation diélectrique de certains matériaux et se traduisant par l'apparition de charges superficielles égales et de signes contraires sur les faces opposées d'une lame soumise à :

– **une force, effet piézoélectrique** du quartz, de certaines céramiques (PZT) ou certains polymères (PVDF) ;
– **une variation de température : effet pyroélectrique** du sulfate de triglycine.

Copyright © 2011 Dunod.

Les matériaux piézo- et pyroélectriques étant des isolants, les charges superficielles sont des charges de polarisation donc des charges liées. La métallisation des faces de la lame portant ces charges $\pm Q$ permet de constituer les armatures d'un condensateur sur lesquelles l'influence électrostatique des charges liées attire des charges libres $\mp Q$. Le condensateur associé à la lame porte donc une charge de même valeur que celle développée par effet piézoélectrique ou pyroélectrique et la tension à ses bornes, en circuit ouvert est $v = Q/C_o$, C_o étant la capacité du condensateur. Un capteur piézo- ou pyroélectrique peut être modélisé par l'un ou l'autre des deux schémas suivants :

– un **schéma de Thévenin** dont la f.e.m. est $e = Q/C_o$ en série avec la capacité C_o;
– un **schéma de Norton**, adapté aux mesurandes dynamiques, dont la source de courant a pour valeur $i = \mathrm{d}Q/\mathrm{d}t$, la capacité C_o étant en parallèle.

• Dynamomètre et accéléromètre à quartz

L'application d'une force F normale aux faces d'une lame de quartz (coupe X) entraîne l'apparition sur ces faces de charges de signes opposés et de valeur :

$$Q = d \cdot F$$

où d, module piézoélectrique a pour valeur $2{,}13 \times 10^{-12}$ C/N. Ce dispositif est utilisé pour la réalisation de dynamomètres pour forces de compression (*figure 8.4a*) ou, si la lame a été préalablement soumise à précontrainte, pour forces de compression et traction. La réalisation d'un accéléromètre piézoélectrique exige la traduction de l'accélération en force. Ceci est obtenu au moyen d'une masse M dite sismique qui, soumise à l'accélération Γ, développe une force d'inertie $F = M\Gamma$. C'est cette force qui, appliquée au quartz, entraîne l'apparition d'une charge électrique proportionnelle à l'accélération (*figure 8.4b*).

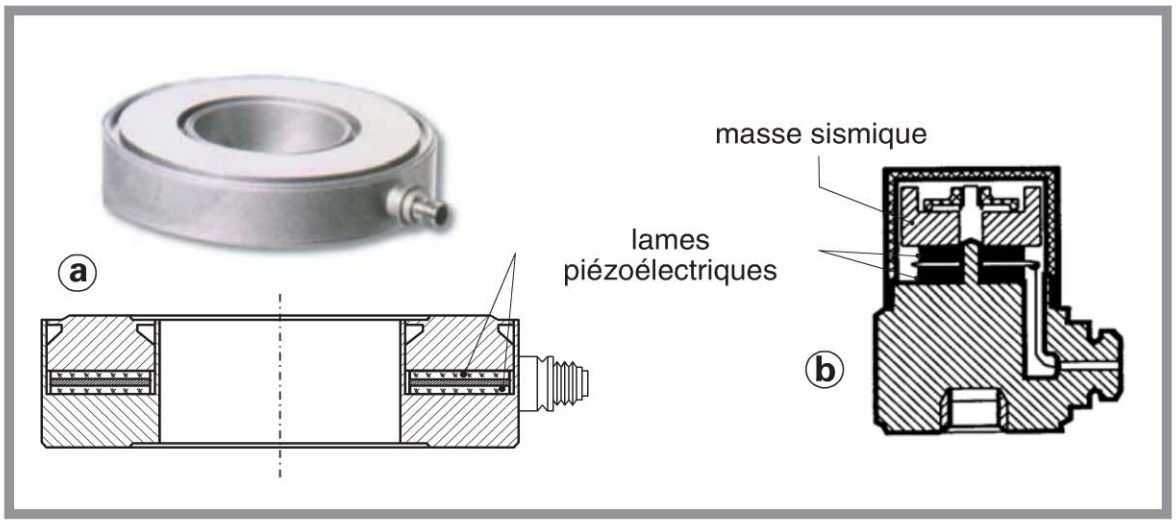


Figure 8.4 - Capteurs piézoélectriques.
a) dynamomètre (doc. Kistler); b) accéléromètre (doc. Brüel & Kjaer).

Copyright © 2011 Dunod.

8.5 Capteurs résistifs

Un capteur résistif est, du point de vue électrique, une résistance pure R dont la valeur est liée aux paramètres qui la déterminent par une expression de la forme :

$$R = F(a, b, c)/\sigma$$

où $F(a, b, c)$ est fonction de la géométrie et des dimensions a, b, c et σ est la conductivité du matériau constitutif :

$$\sigma = q \cdot (\mu_p\, p + \mu_n\, n)$$

où q est la charge élémentaire, μ_p et μ_n sont les mobilités respectives des trous de densité p et des électrons de densité n.

Tout mesurande agissant sur :

– la mobilité des porteurs (température, contrainte, champ magnétique) ;

– la densité des charges libres (température, flux lumineux) ;

– les dimensions géométriques (contrainte, position d'un curseur) ;

est susceptible d'être traduit électriquement par la variation de résistance qu'il impose à un capteur résistif.

• Résistances thermométriques

La valeur d'une résistance dépend généralement de la température par le biais de la variation thermique de sa conductivité σ, beaucoup plus importante que la variation thermique de ses dimensions. Il en résulte que c'est la nature du matériau constituant la résistance qui détermine la loi de son évolution thermique.

• Résistances métalliques

Ces résistances ont une valeur croissant avec la température selon une loi d'évolution de la forme :

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + A \cdot T + B \cdot T^2 + C \cdot T^3)$$

T étant la température exprimée en °C, R_0 la résistance à 0 °C, les coefficients A, B, C dépendant de la nature du métal.

Le métal le plus utilisé est le platine à qui son inertie chimique confère une grande stabilité et dont la plage d'utilisation s'étend de – 200 °C à 1 000 °C. La sonde de platine (*figure 8.5a*) est utilisable comme étalon, les valeurs de sa résistance en fonction de la température étant fixées par une norme. Pour des raisons de réactivité chimique, l'utilisation du nickel est limitée à 250 °C et celle du cuivre à 180 °C; la résistance de cuivre est caractérisée par une évolution quasi linéaire en fonction de la température.

Copyright © 2011 Dunod.

• **Thermistances**

Elles sont constituées à partir de mélanges agglomérés et frittés d'oxydes métalliques (*figure 8.5b*). Leur résistance décroît très rapidement en fonction de la température suivant une loi du type :

$$R(T) = R_o \cdot \exp\left[B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)\right]$$

où T est exprimée en K, R_o est la résistance à la température T_o et B est une caractéristique de la thermistance dont la valeur est généralement comprise entre 3000 et 4000 K.

Les thermistances sont utilisables jusqu'à des températures de l'ordre de 800 °C. Par suite de la variation très rapide de sa résistance en fonction de la température, une thermistance déterminée n'est utilisable que dans une plage limitée de température, de l'ordre de 100 °C. Du fait de leur grande sensibilité thermique, les thermistances sont adaptées à la mesure de très faibles variations de température (emploi en régulation).

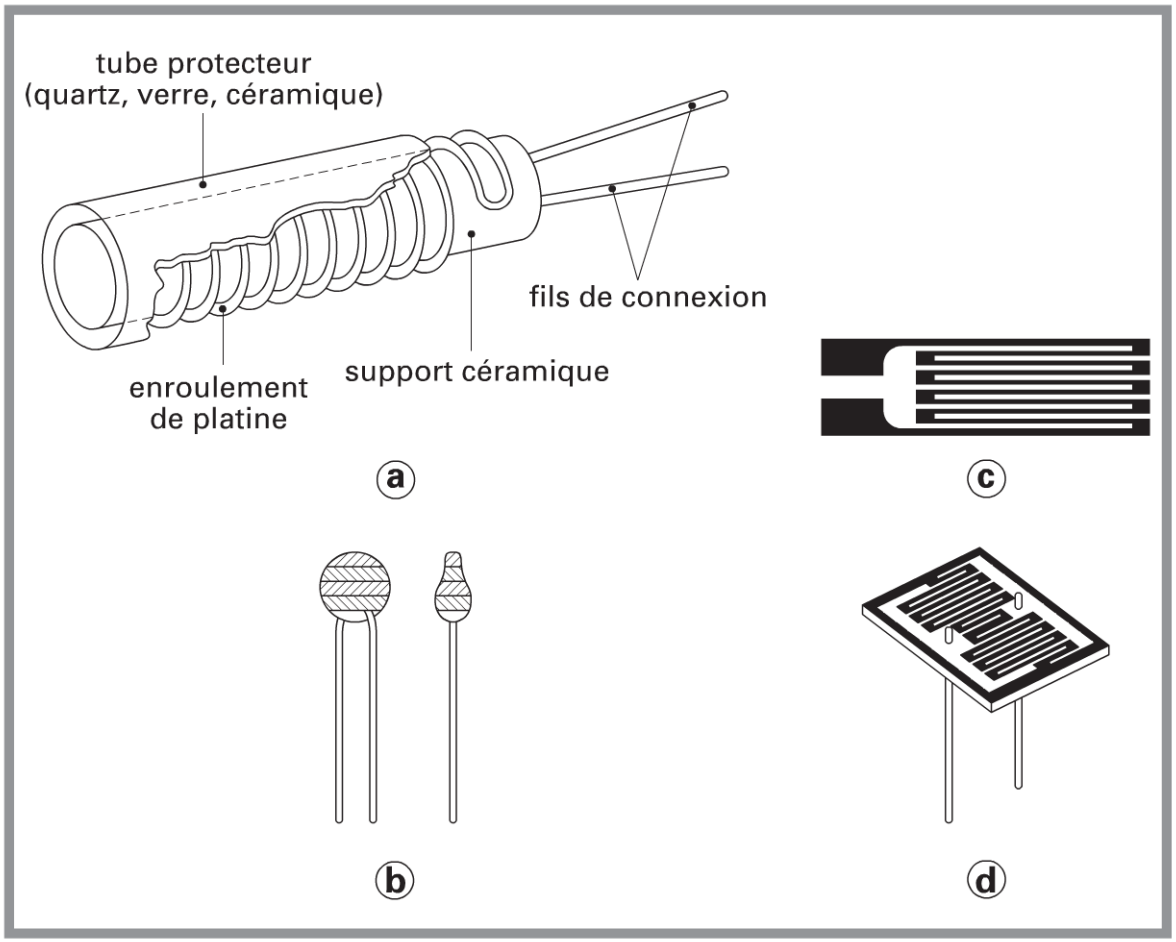


Figure 8.5 - Capteurs résistifs :
a) résistance thermométrique de platine; b) thermistance; c) jauge extensométrique; d) photorésistance.

Copyright © 2011 Dunod.

• **Jauges d'extensométrie**

Ce sont des éléments résistifs (*figure 8.5c*), soit métalliques (fils, trames pelliculaires, dépôts en couche mince ou épaisse), soit semi-conducteurs (lames monocristallines ou couches diffusées dans un substrat de silicium). À l'exception des couches diffusées, les jauges sont fixées à un support isolant mince qui est collé à l'endroit de la structure dont on veut connaître la déformation $\Delta\ell/\ell$ subie sous l'effet d'une contrainte; dans le cas des jauges diffusées, c'est le substrat de silicium qui est la structure déformée.

Il en résulte, pour la jauge, une déformation identique à celle de la structure sous-jacente entraînant une variation de sa résistance proportionnelle à la déformation et donnée par l'expression :

$$\frac{\Delta R}{R} = K \cdot \frac{\Delta \ell}{\ell}$$

où K est le facteur de jauge dont la valeur est comprise entre 2 et 4 pour les jauges métalliques, entre $\pm$ 50 et $\pm$ 200 pour les jauges semi-conductrices selon la nature et la concentration de leur dopant.

La première application des jauges est évidemment la détermination des déformations de structures soumises à contraintes. Un second groupe très important d'applications des jauges est constitué par les **capteurs composites**. Ces capteurs utilisent un **corps d'épreuve** qui est une structure mécanique à laquelle sont fixées des jauges et qui, sous l'effet d'un mesurande m déterminé, subit une déformation proportionnelle à m et dont la traduction électrique est assurée par les jauges.

Exemples :	**mesurande**	**corps d'épreuve**
	force	colonne, anneau
	pression	diaphragme
	accélération	lame en flexion avec masse sismique

Précautions d'emploi des capteurs résistifs

L'information étant liée à la variation de résistance du capteur due au seul mesurande, il faut éviter que des phénomènes annexes puissent provoquer des variations de résistance parasites risquant d'être confondues avec la première.

• **Autoéchauffement**

Le capteur est le siège d'un effet Joule qui entraîne un autoéchauffement et donc une variation thermique de sa résistance; cet autoéchauffement est fonction :

– du courant de mesure;

– de la valeur de la résistance;

– des échanges thermiques entre capteur et milieu environnant spécifiés par la résistance thermique correspondante.

Copyright © 2011 Dunod.

Toute variation de l'une de ces grandeurs risque de provoquer une variation de l'autoéchauffement et donc de la résistance du capteur.

De façon générale, il faut limiter le courant de mesure à des valeurs suffisamment faibles pour que les variations éventuelles de l'autoéchauffement entraînent des variations de résistance très inférieures à celles dues au mesurande.

- **Fils de liaison**

Lorsque le capteur est éloigné de l'installation de mesure, il s'y trouve relié par des longueurs de fils qui peuvent être importantes et dont la résistance est susceptible de varier avec la température ambiante. Dans ce cas, les montages de mesure utilisés doivent permettre l'élimination de l'influence des fils de liaison :

– source de courant et montage 4 fils (§ 9.3.1);

– pont de Wheatstone en montage 3 fils (§ 9.3.2).

- **Résistance d'isolement par rapport à la masse**

S'il existe entre le capteur et la masse une résistance de fuite, celle-ci dérive une partie du courant de mesure modifiant par là même le signal. L'humidité et la pollution sont les causes principales d'altération de la résistance d'isolement. On considère comme règle que la résistance d'isolement d'une jauge extensométrique par rapport à la masse doit être, au minimum, supérieure à 10^6 fois la résistance du capteur.

8.6 Capteurs inductifs

Ces capteurs comportent un ou plusieurs enroulements de mesure traversés par un flux d'induction magnétique qui est fonction du mesurande, ce dernier étant généralement une position ou un déplacement linéaire ou angulaire. On distingue deux types de réalisations selon que le flux variable sous l'effet du mesurande est un flux d'auto-induction ou de mutuelle induction.

- **Capteurs à variation du coefficient d'auto-induction**

Le flux d'induction est créé par un courant alternatif qui parcourt le bobinage de mesure et la variation d'amplitude de ce flux est due à la modification par le mesurande du circuit magnétique associé à la bobine.

Exemples : capteur à variation d'entrefer (*figure 8.6a*), capteur à noyau plongeur (*figure 8.6b*).

La mesure porte sur le coefficient d'auto-induction de la bobine qui est généralement une fonction non linéaire de la position de l'élément mobile.

Copyright © 2011 Dunod.

• **Capteurs à variation du coefficient de mutuelle induction**

Le flux d'induction est dû au courant alternatif circulant dans un enroulement d'excitation ou inducteur distinct des bobines de mesure qui sont les induits. La variation d'amplitude du flux dans un bobinage induit est la conséquence d'une modification, sous l'effet du mesurande, du coefficient de mutuelle induction entre inducteur et induit et elle se traduit par une variation de la force électromotrice induite dans le bobinage de mesure. Ce type de capteur délivre une tension fonction du coefficient de mutuelle induction déterminé par le mesurande.

• **Transformateur différentiel**

Ce capteur est constitué d'une bobine inductrice de part et d'autre de laquelle sont placées deux bobines induites identiques (*figure 8.6c*). Un noyau ferromagnétique, fixé à une tige solidaire de la pièce mobile, établit un couplage magnétique variable entre inducteur et induits. Le déplacement du noyau provoque des variations de couplage qui sont opposées pour chacune des deux bobines induites. Ces dernières sont montées en opposition en sorte que la tension résultante est, en principe, nulle lorsque le noyau est dans la position centrale et qu'elle varie linéairement de part et d'autre de cette position.

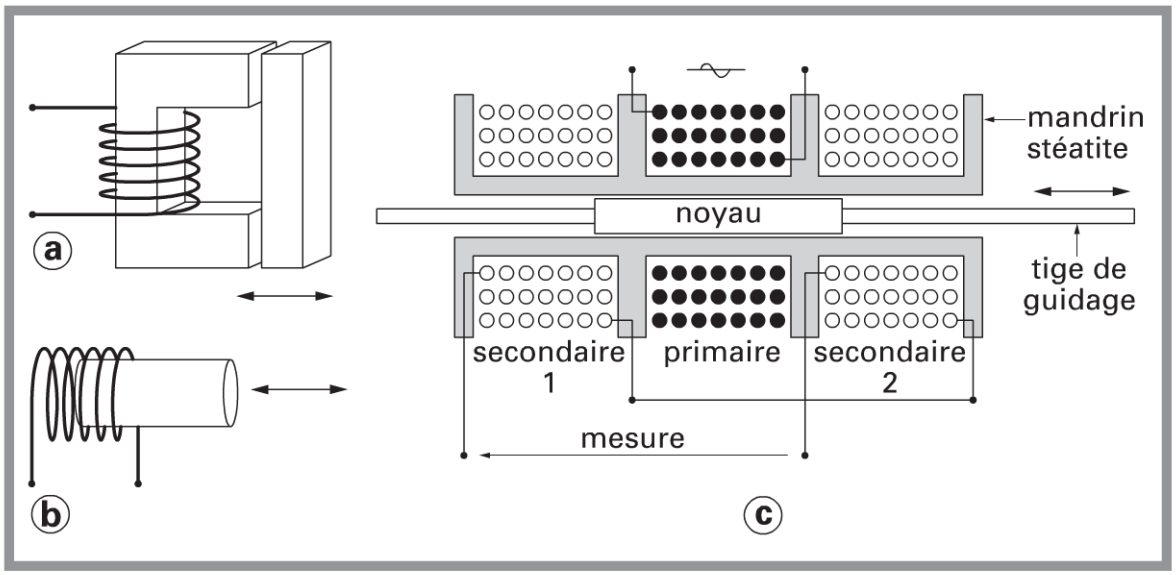


Figure 8.6 - Capteurs inductifs :
à réluctance variable (a); à noyau plongeur (b); transformateur différentiel (c).

8.7 Capteurs capacitifs

Ces capteurs sont des condensateurs généralement plans ou cylindriques dont la capacité a pour expression :

– pour un condensateur plan :

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_o A/d$$

Copyright © 2011 Dunod.

A et d étant respectivement l'aire et la distance des armatures en regard, ε_r étant la permittivité relative du diélectrique et $\varepsilon_o = 8{,}85 \times 10^{-12}$ MKSA;

– pour un condensateur cylindrique :

$$C = 2\pi\, \varepsilon_r\, \varepsilon_o\, \ell / \ln\,(r_2/r_1)$$

r_2 étant le rayon interne du conducteur extérieur, r_1 le rayon du conducteur intérieur et ℓ étant la longueur des conducteurs en regard.

Le mesurande provoque une variation de capacité par modification soit de la permittivité ε_r du diélectrique, soit des paramètres dimensionnels.

• Mesurandes modifiant la permittivité

La température, le degré hygrométrique ou plus généralement la composition chimique de l'atmosphère environnante sont des mesurandes susceptibles de modifier la permittivité de matériaux convenablement choisis (*figure 8.7a*).

Le niveau d'un liquide isolant, dans lequel plonge un condensateur cylindrique, détermine la capacité de ce dernier du fait de la différence entre la permittivité du liquide et celle de l'air dont il a pris la place (capteur capacitif de niveau).

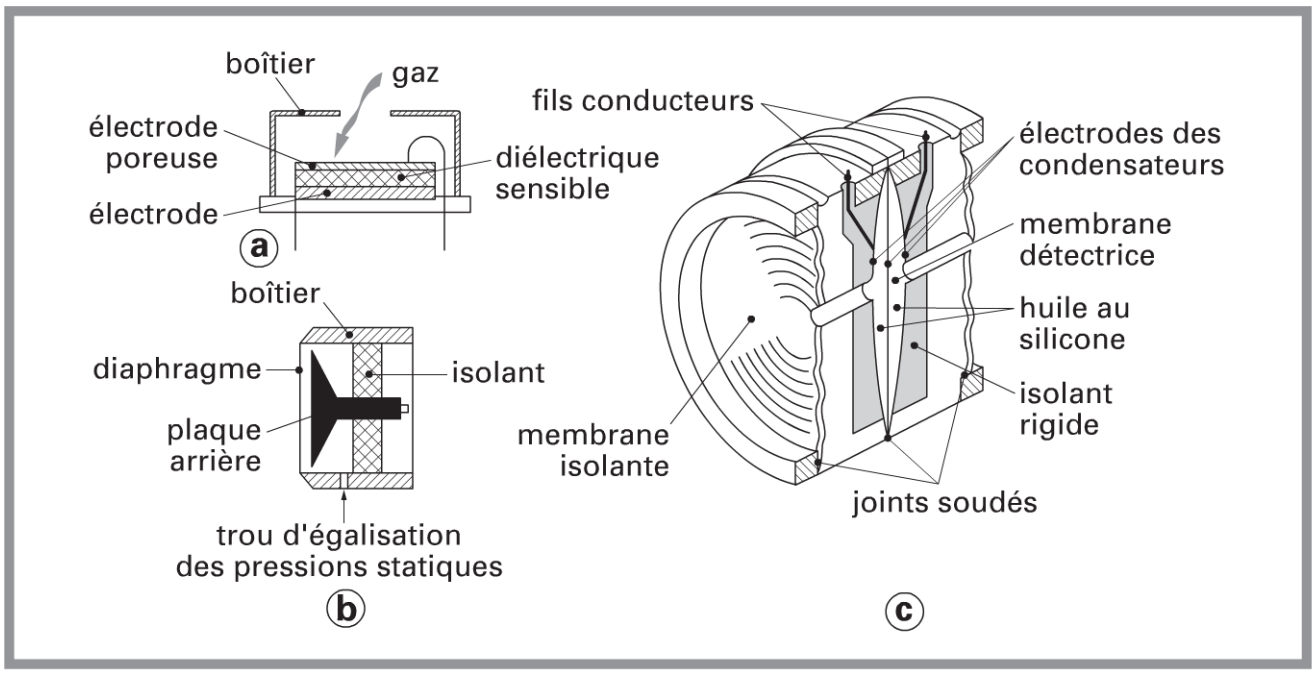


Figure 8.7 - Capteurs capacitifs :
capteur de composition gazeuse (a); microphone capacitif (b); capteur de pression différentielle Rosemount (c).

• Mesurandes modifiant les paramètres dimensionnels

Le déplacement d'une armature par rapport à l'autre peut être l'objet premier de la mesure; il peut aussi être la conséquence de l'application de mesurandes tels que :

– la pression acoustique – microphone capacitif (*figure 8.7b*);

Copyright © 2011 Dunod.

– la pression des fluides – capteurs de pression absolue, relative ou différentielle (*figure 8.7c*) ;

– la déformation de solides – jauge extensométrique capacitive.

Les capacités de ce type de capteurs sont généralement faibles, de l'ordre de 10 à 10^2 pF et donc du même ordre que les capacités parasites associées. Il est donc nécessaire de concevoir les conditionneurs en sorte que l'influence des capacités parasites soit minimisée et stabilisée. En outre, ces capteurs ont des impédances très élevées : l'impédance d'une capacité de 100 pF à 10 kHz est de 159 kΩ. Le problème instrumental que cela pose ainsi que sa solution sont examinés au paragraphe 9.4.

8.8 Capteurs pour milieux fortement perturbés

Lorsque le milieu où doit s'effectuer la mesure d'une grandeur physique est le siège de phénomènes électromagnétiques intenses, il y a le risque que le faible signal électrique délivré par le capteur et son conditionneur éventuel ne soit noyé dans un niveau de parasites beaucoup plus important. Il est alors souvent possible de **choisir un type de capteur délivrant un signal qui présente une immunité importante à l'égard des parasites.** Cette immunité peut être obtenue par l'un des moyens suivants.

• Capteurs sources de courant

L'impédance interne élevée d'une source de courant offre une protection efficace vis-à-vis des parasites magnétiques (§ 4.2), la protection à l'égard des parasites électriques étant normalement assurée par le blindage.

Le capteur thermométrique AD590 (Analog Devices) a une structure interne de source de courant permettant son emploi en milieu perturbé.

• Capteurs générateurs de signaux modulés en fréquence

L'information portée par la fréquence est moins sensible aux parasites que lorsqu'elle est portée par l'amplitude. Certains capteurs comportent des structures mécaniques qui sont mises en vibration à leur fréquence propre, celle-ci étant fonction d'un mesurande déterminé. C'est le cas, par exemple, du capteur de pression à tube vibrant (*figure 8.8a*) dont la fréquence F des oscillations est liée à la pression différentielle p à laquelle ses parois sont soumises :

$$p = a(F - F_o) + b(F - F_o)^2 + c(F - F_o)^3$$

F_o étant la fréquence d'oscillation pour $p = 0$; a, b, c, étant des coefficients fonction du matériau et de la géométrie du tube.

Copyright © 2011 Dunod.

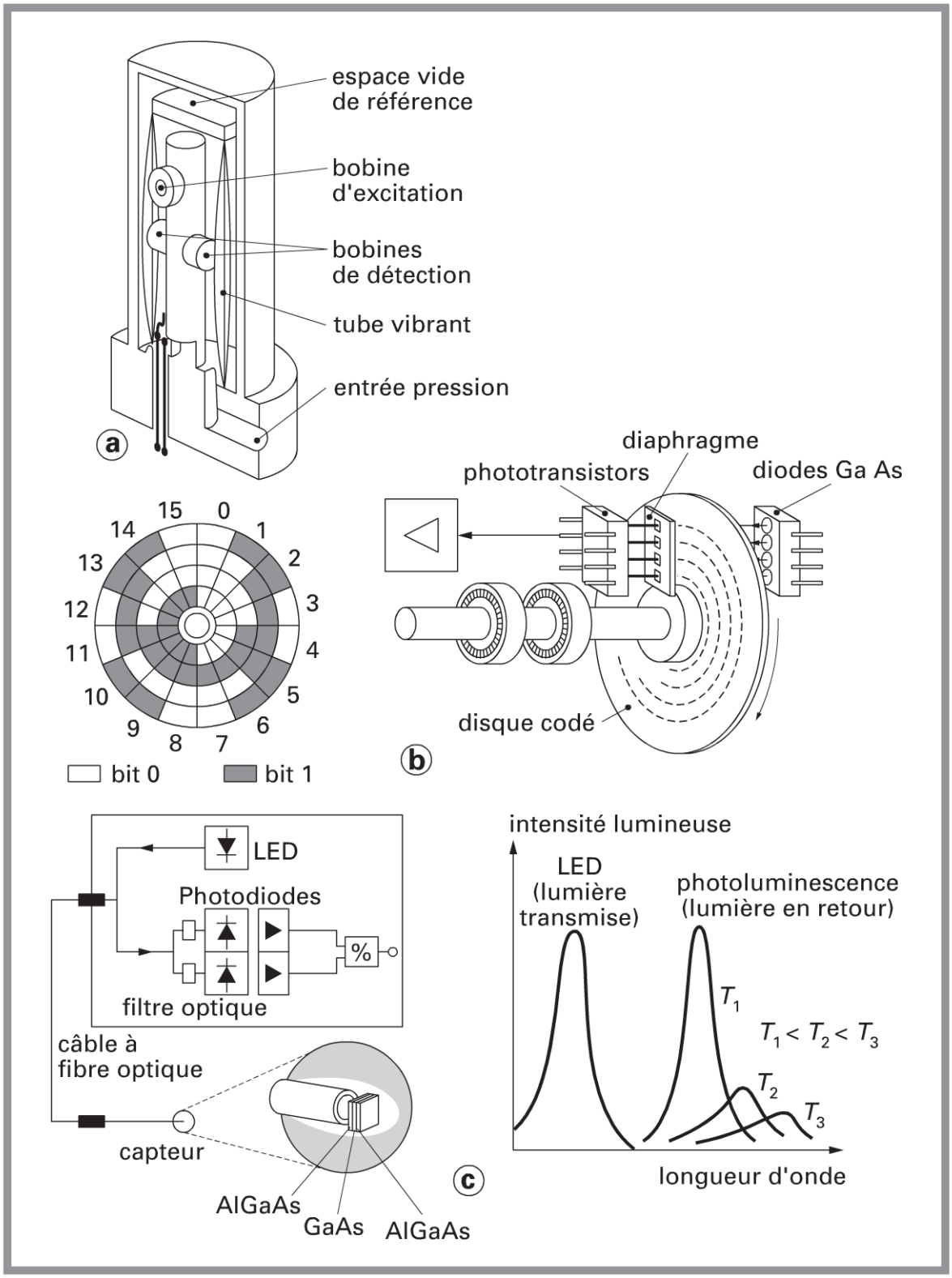


Figure 8.8 - Capteurs adaptés aux milieux perturbés :
a) capteur de pression à tube vibrant; b) codeur optique et dessin simplifié d'un disque en code Gray; c) capteur de température à thermoluminescence : constitution et courbes de réponse.

Copyright © 2011 Dunod.

• **Capteurs générateurs d'impulsions**

Le signal délivré est formé de trains d'impulsions de niveaux hauts et bas associés aux valeurs binaires 1 et 0 et dont la séquence traduit la valeur numérique du mesurande selon un code déterminé. En présence de parasites, l'information est totalement sauvegardée tant que l'intensité des parasites n'empêche pas la discrimination des niveaux 0 et 1.

Exemples :

codeur de position angulaire (*figure 8.8b*) ; tachymètre à impulsions.

• **Transducteurs à sortie non électrique**

Il s'agit de dispositifs qui assurent la traduction du mesurande en une grandeur physique non électrique : pneumatique et plus fréquemment optique. Un rayonnement lumineux, visible ou infrarouge, n'est absolument pas affecté par des parasites électromagnétiques. Le transfert de l'information du mesurande au rayonnement optique s'effectue au moyen d'un corps d'épreuve dont les propriétés optiques sensibles au mesurande modifient le rayonnement qu'il émet, réfléchit ou transmet. Le signal optique, support de l'information, est alors transmis, généralement par fibre optique, jusqu'à une zone sans perturbations où il est converti par une photodiode en signal électrique pour être ensuite traité par la chaîne de mesure.

Exemple :

capteur de température à thermoluminescence (*figure 8.8c*).

8.9 Choix d'un capteur

Le choix d'un capteur approprié s'effectue en vérifiant que ses caractéristiques métrologiques sont compatibles avec les conditions imposées par le cahier des charges.

Ces conditions sont de deux types :

– **conditions sur le mesurande ;**

– **conditions sur l'environnement de mesure.**

Le tableau 8.1 indique, en regard de chaque condition imposée, la caractéristique métrologique à prendre en compte, cette liste n'étant pas exhaustive.

Copyright © 2011 Dunod.

Tableau 8.1 – Caractéristiques métrologiques en fonction des conditions imposées.

Mesurande conditions imposées	Capteur caractéristiques métrologiques
Plage de variation	Étendue de mesure
Variation minimale à mesurer	Résolution ou erreur de mobilité
Spectre de fréquences ou vitesse de variation	Bande passante ou temps de réponse
Précision de mesure	Erreur de linéarité Erreur d'hystérésis
Plage de température de fonctionnement	Dérives thermiques du zéro et de la sensibilité Tenue en température
Localisation	Encombrement
Composition de l'atmosphère	Inertie chimique Protections
Parasites	Blindage Isolement ou non par rapport à la masse

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 9

LES CONDITIONNEURS

La plupart des dispositifs ne sont aptes à traiter le signal électrique que sous la forme de tension. **Le rôle du conditionneur est donc de convertir, lorsqu'elle n'est pas une tension, la grandeur électrique de sortie du capteur, ou ses variations par rapport à un état d'origine, en une tension dont l'amplitude ou (et) la fréquence sont déterminées par la sortie du capteur.** Certains conditionneurs offrent la possibilité supplémentaire de permettre d'effectuer des corrections sur le signal qu'ils délivrent : compensation des grandeurs d'influence, linéarisation.

9.1 Conditionneur du capteur source de courant

Le conditionneur généralement utilisé est le **convertisseur courant-tension** à amplificateur opérationnel (*figure 9.1*). La réaction négative, établie par la résistance de bouclage R, maintient aux bornes d'entrée de l'amplificateur une différence de potentiel quasi nulle : $v_+ - v_- \cong 0$. Cette différence de potentiel est aussi appliquée à l'impédance Z_c du capteur (capacité C_c en parallèle sur une résistance

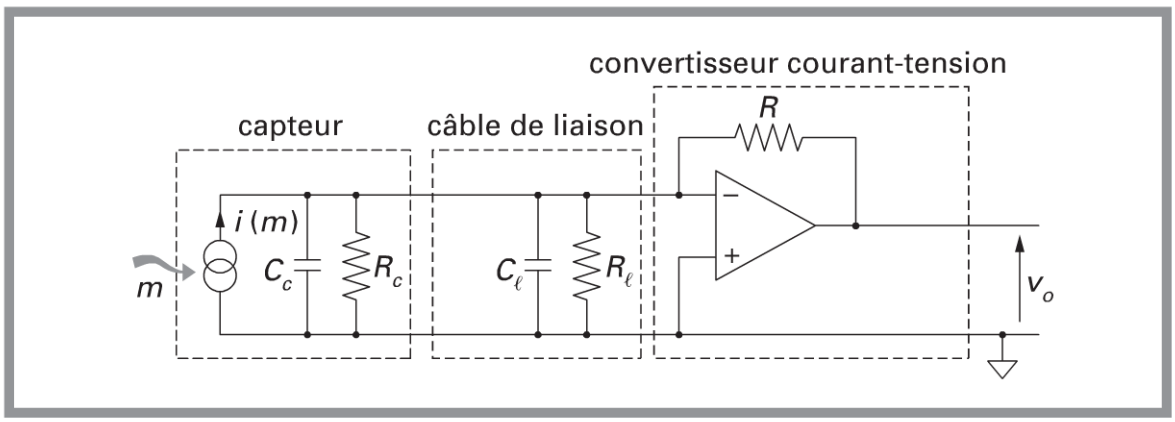


Figure 9.1 - Convertisseur courant-tension :
schéma électrique du capteur et de sa liaison au convertisseur.

Copyright © 2011 Dunod.

R_c) ainsi que, le cas échéant, à l'impédance Z_ℓ (capacité C_ℓ, en parallèle sur une résistance de fuite R_ℓ) du câble de liaison du capteur à l'amplificateur. Il en résulte qu'aucun courant ne parcourant Z_c et Z_ℓ, tout le courant $i(m)$ fourni par la source traverse R et détermine la tension de sortie v_o :

$$v_o = - i(m) \cdot R.$$

• Problèmes instrumentaux

La résistance R doit être d'autant plus élevée que le courant $i(m)$ est plus faible. Or des résistances très élevées, supérieures à $10^9\ \Omega$, risquent de poser problème du fait de leur encombrement, de leur bruit de fond, de leur risque d'instabilité et de leur coût. Au lieu d'utiliser une seule résistance R élevée, un même gain de conversion peut être obtenu par une association de résistances plus faibles montées en T dans la boucle de réaction (*figure 9.2a*), la tension de sortie v_o ayant dans ce cas pour expression :

$$v_o = - i(m) \left[R_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) + R_2 \right].$$

En choisissant $R_2 << R_1$ le dispositif a pratiquement le même gain de conversion qu'avec une résistance unique $R = R_1(1 + R_2/R_3)$.

Cependant ce montage a le grave inconvénient de présenter un décalage de sortie et un bruit de fond accrus. C'est pourquoi il ne doit être utilisé qu'avec des amplificateurs à très faibles décalage et bruit de fond.

La mesure des courants faibles exige l'emploi d'amplificateurs dont les courants de polarisation des entrées sont très inférieurs aux courants à mesurer. De même, les courants de fuite doivent être minimisés par l'utilisation d'une piste de garde (*figure 9.2b*) : celle-ci entoure les entrées de l'amplificateur et, étant portée au même potentiel que l'entrée signal, elle évite tout risque de circulation de courant de fuite à partir de (ou vers) cette entrée.

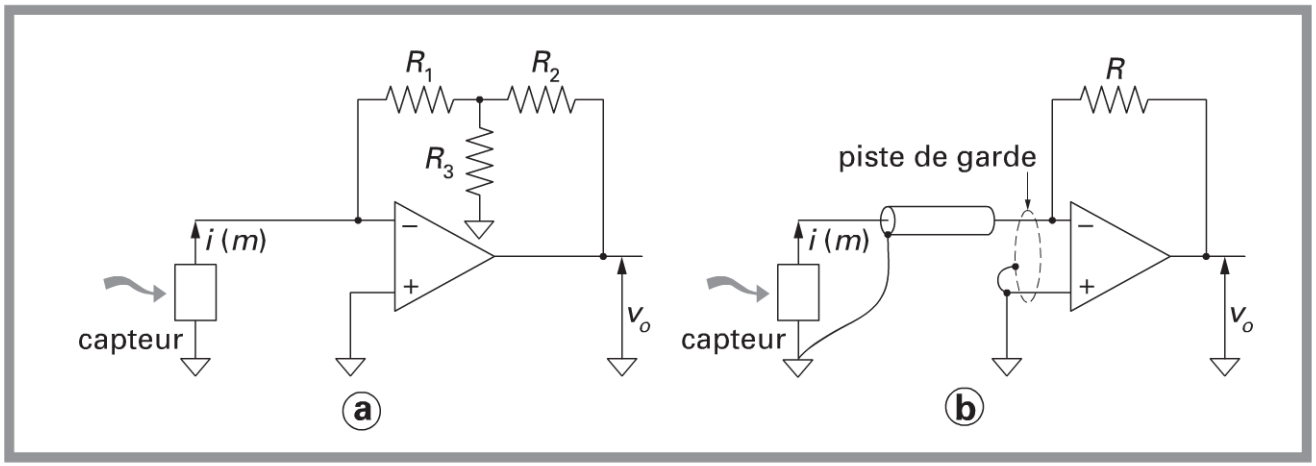


Figure 9.2 - Convertisseur courant-tension :
a) montage en T; b) utilisation d'une piste de garde.

Copyright © 2011 Dunod.

9.2 Conditionneur du capteur source de charge

Comme dans le cas du convertisseur courant-tension, l'influence de l'impédance interne du capteur ainsi que celle du câble de liaison qui est en parallèle peuvent être fortement réduites au moyen d'un montage à réaction maintenant aux bornes de ces impédances une tension quasi nulle. L'impédance de réaction utilisée est dans ce cas un condensateur C destiné à stocker la charge à mesurer : le montage est dit **convertisseur charge-tension** et son schéma de principe est représenté sur la *figure 9.3a*.

En admettant l'amplificateur opérationnel idéal, la différence de potentiel entre ses bornes inverseuse et non inverseuse est nulle : il en est donc de même de la différence de potentiel aux bornes de l'impédance interne C_c du capteur et de l'impédance du câble de liaison (capacité C_ℓ en parallèle sur R_ℓ, résistance de fuite). Il en résulte que ces impédances ne dérivant aucun courant, le courant i délivré par la source va intégralement sur le condensateur de bouclage C dont la charge q a pour valeur :

$$q(t) = \int_o^t i \, \mathrm{d}t = \int_o^t \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} \mathrm{d}t.$$

La tension de sortie de l'amplificateur opérationnel a pour expression :

$$v_o(t) = - q(t)/C$$

En pratique, afin d'assurer la circulation du courant de polarisation de l'entrée inverseuse de l'amplificateur, il est nécessaire de placer une résistance R en parallèle sur le condensateur C (*figure 9.3b*). La tension de sortie de l'amplificateur a dès lors pour expression, en notation symbolique :

$$v_o(p) = - \frac{q(p)}{C} \cdot \frac{RCp}{1 + RCp}$$

Cette expression de type passe-haut a pour fréquence de coupure $F_c = 1/2\pi RC$.

Exemple : $R = 10^8\ \Omega$, $C = 500$ pF, $F_c = 3$ Hz.

Aux fréquences $F >> F_c$, la tension de sortie a la même expression que dans le cas de l'amplificateur idéal :

$$v_o(t) = - q(t)/C.$$

Aux fréquences $F << F_c$, l'influence de la résistance R est prédominante et le montage se comporte en convertisseur courant-tension :

$$v_o(p) = - pq(p) \cdot R \quad \text{soit :} \quad v_o(t) = - \frac{dq}{\mathrm{d}t} \cdot R.$$

Copyright © 2011 Dunod.

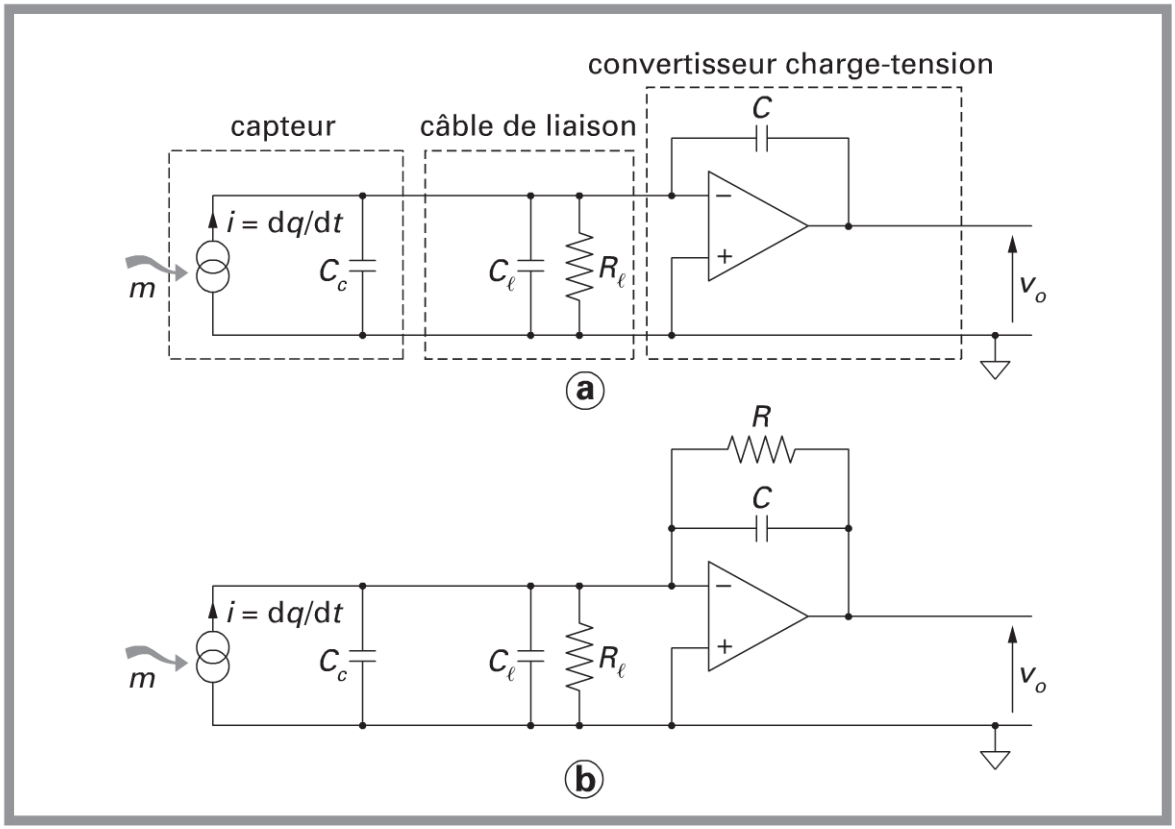


Figure. 9.3 - Convertisseur charge-tension :
a) montage de principe ; b) montage réel.

Le capteur générateur de charge $q(t)$, dont l'impédance interne Z_c est celle de la capacité C_c, peut être considéré (schéma de Thévenin) comme une source de tension $e = q(t)/C_c$: comme tel il ne nécessite pas de conditionneur et peut donc être branché directement à l'entrée d'un **amplificateur de tension**. On se propose ici de montrer que ce montage a des limitations dues à la valeur élevée de l'impédance du capteur en série avec sa f.e.m., limitations que ne présente pas le convertisseur charge-tension.

L'impédance du câble de liaison du capteur à l'amplificateur ainsi que l'impédance d'entrée de ce dernier se combinent (*figure 9.4*) en une impédance Z_e constituée par la mise en parallèle :

– d'une capacité $C_e = C_\ell + C_i$ où C_ℓ est la capacité du câble et C_i la capacité d'entrée de l'amplificateur ;

– et d'une résistance $R_e = R_\ell \,//\, R_i$ où R_ℓ est la résistance de fuite du câble et R_i la résistance d'entrée de l'amplificateur.

La tension v_i à l'entrée de l'amplificateur résulte alors de la division potentiométrique de la f.e.m. e du capteur par l'ensemble Z_c, Z_e :

$$v_i = e \cdot \frac{Z_e}{Z_e + Z_c} = \frac{q}{C_c} \cdot \frac{Z_e}{Z_e + Z_c}$$

Copyright © 2011 Dunod.

soit $$v_i(p) = \frac{q(p)}{C_c} \cdot \frac{R_e C_c p}{1 + R_e(C_e + C_c)p}.$$

Le montage de type passe-haut a pour fréquence de coupure :

$$F_c = 1/2\pi R_e(C_e + C_c).$$

Aux fréquences $F >> F_c$, la tension d'entrée a pour expression :

$$v_i(t) = \frac{q(t)}{C_e + C_c}.$$

Aux fréquences $F << F_c$, on a :

$$v_i(p) = p \cdot q(p) \cdot R_e \quad \text{soit :} \quad v_i(t) = \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} \cdot R_e.$$

Ces expressions mettent en évidence l'**influence des impédances associées à celle du capteur, en particulier celle du câble de liaison** : tout changement du câble ou de sa longueur entraîne une modification de la réponse du dispositif; c'est là le principal handicap de ce montage qui limite pratiquement son emploi aux capteurs à électronique associée pour lesquels R_e et C_e peuvent être considérés comme ayant des valeurs fixes.

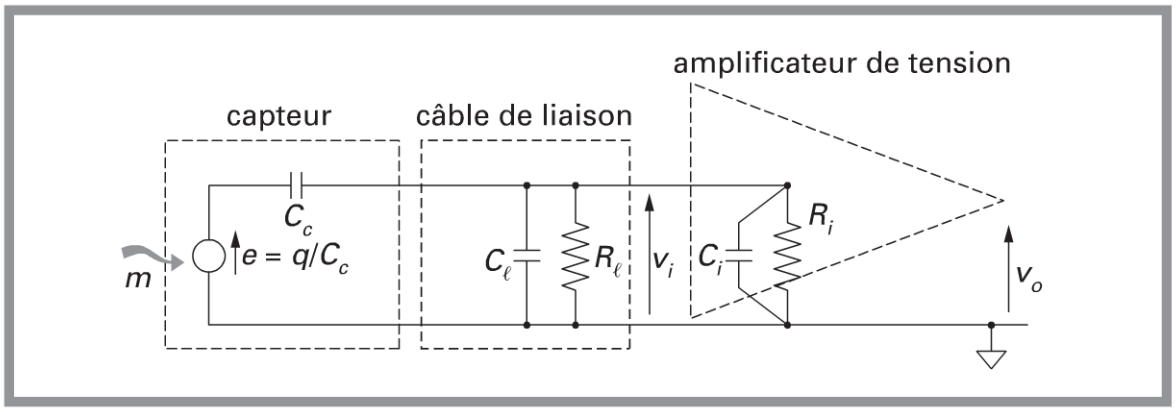


Figure 9.4 - Amplificateur de tension associé à un générateur de charge : schéma équivalent.

9.3 Conditionneurs de capteurs résistifs

On distingue deux types de mesures :

– **la mesure de la résistance *R*(*m*)** : c'est ainsi que la connaissance de la valeur $R(T)$ d'une résistance de platine permet d'en déduire la température T par utilisation d'une table de valeurs normalisées ou après étalonnage. Un conditionneur adapté à ce type de mesure est le montage 4 fils alimenté par source de courant;

Copyright © 2011 Dunod.

– **la mesure d'une variation de résistance $\Delta R(m)$** lorsque le mesurande varie de Δm à partir d'une valeur origine m_o. C'est le cas pour la thermistance qui permet la mesure d'une faible variation de température ΔT autour d'une valeur déterminée T_o. Le conditionneur utilisé est dans ce cas le pont de Wheatstone déséquilibré.

9.3.1 Montage 4 fils avec source de courant

Le capteur de résistance $R(m)$ est relié par deux fils à une source de courant I_a et par deux fils de résistance R_ℓ au dispositif de mesure de résistance d'entrée R_i (*figure 9.5*).

La tension de mesure v_m aux bornes de la résistance R_i est :

$$v_m = \frac{R(m) \cdot R_i}{R(m) + R_i + 2R_\ell} \cdot I_a.$$

Dès lors que sont satisfaites les conditions : $R_i >> R_\ell$ et $R_i >> R(m)$, on a :

$$v_m = R(m) \cdot I_a.$$

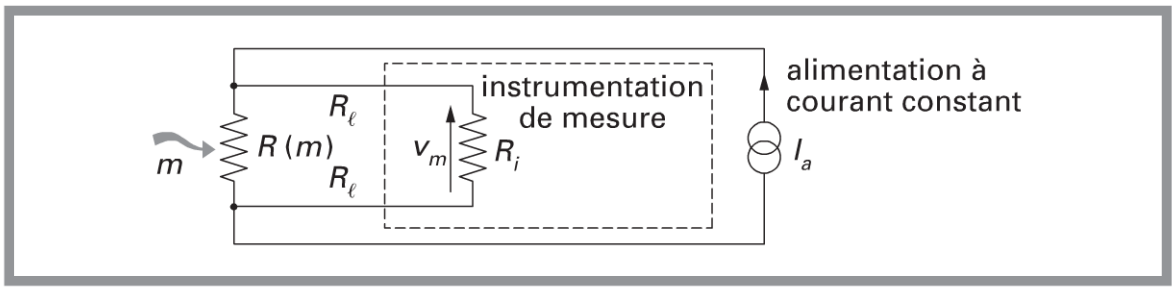


Figure 9.5 - Mesure de résistance par montage 4 fils.

9.3.2 Pont de Wheatstone déséquilibré

L'expression générale de la tension de déséquilibre est :

– alimentation en tension (*figure 9.6a*) :

$$v_m = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)} \cdot E_a.$$

Copyright © 2011 Dunod.

– alimentation en courant (*figure 9.6b*) :

$$v_m = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot I_a.$$

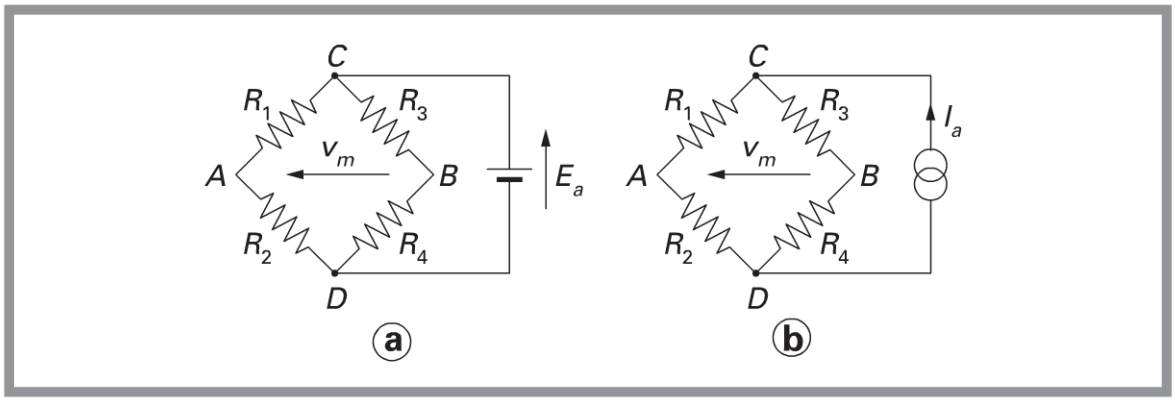


Figure 9.6 - Pont de Wheatstone :
a) alimentation en tension ; b) alimentation en courant.

■ Premier cas

Le pont est constitué de :

– trois résistances fixes : $R_1 = R_3 = R_4 = R_o$;

– un capteur dont la résistance R_2 varie de ΔR_2, $R_2 = R_o + \Delta R_2$.

La tension de déséquilibre du pont a pour expression :

– alimentation en tension :

$$v_m = \frac{\Delta R_2}{R_o} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{\Delta R_2}{2 R_o}} \cdot \frac{E_a}{4} ;$$

– alimentation en courant :

$$v_m = \Delta R_2 \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{\Delta R_2}{4 R_o}} \cdot \frac{I_a}{4}.$$

Cependant pour de très faibles variations de résistance : $\Delta R_2 << R_o$ (cas des jauges extensométriques) on a pratiquement :

– pour l'alimentation en tension :

$$v_m = \frac{\Delta R_2}{R_o} \cdot \frac{E_a}{4} ;$$

– pour l'alimentation en courant :

$$v_m = \Delta R_2 \cdot \frac{I_a}{4}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Dans le cas général, l'expression de v_m peut être linéarisée au prix d'un amplificateur opérationnel associé au pont (*figure 9.7*).

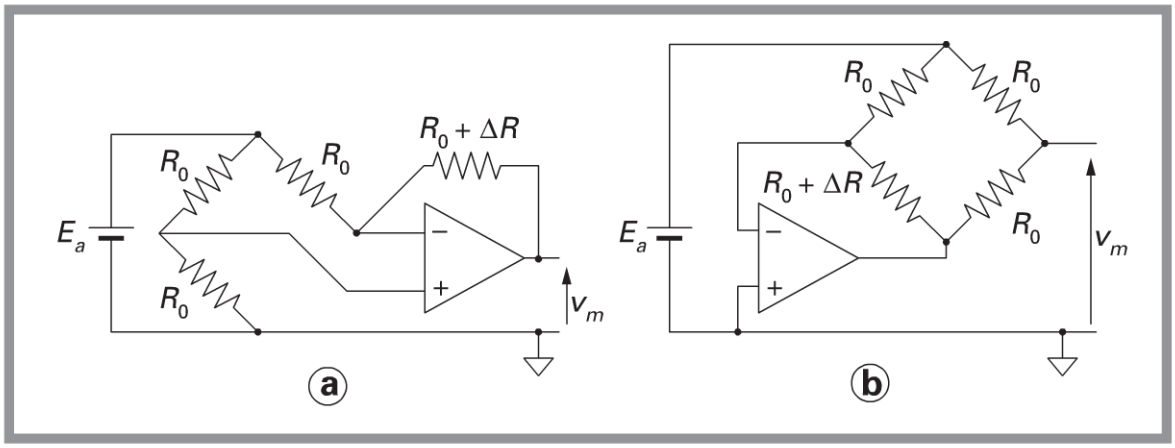


Figure 9.7 - Montages de linéarisation du pont de Wheatstone.

■ Deuxième cas

Le pont est constitué de :

– deux résistances fixes : $R_3 = R_4 = R_o$;

– deux résistances variables dans deux branches contiguës du pont :

$$R_1 = R_o + \Delta R_1, \quad R_2 = R_o + \Delta R_2.$$

La tension de déséquilibre du pont a pour expression :

– alimentation en tension :

$$v_m = \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{R_o} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{\Delta R_1 + \Delta R_2}{2R_o}} \cdot \frac{E_a}{4};$$

– alimentation en courant :

$$v_m = (\Delta R_2 - \Delta R_1) \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{\Delta R_1 + \Delta R_2}{4R_o}} \cdot \frac{I_a}{4}.$$

À ce cas peuvent être associés les deux montages décrits ci-après, push-pull et 3 fils.

□ Montage push-pull

R_1 et R_2 sont les résistances de deux capteurs auxquels le mesurande impose des variations égales et opposées, par exemple, deux jauges extensométriques subissant des déformations égales et de signe contraire :

$$\Delta R_2 = -\Delta R_1 = \Delta R$$

Copyright © 2011 Dunod.

– alimentation en tension :

$$v_m = \frac{\Delta R}{R_o} \cdot \frac{E_a}{2};$$

– alimentation en courant :

$$v_m = \Delta R \cdot \frac{I_a}{2}.$$

La tension de mesure est dans ce cas proportionnelle à ΔR.

□ Montage trois fils

Ce montage (*figure 9.8*) permet d'éliminer pratiquement l'influence d'éventuelles variations de la résistance R_ℓ des fils de liaison du capteur au pont. Dans ce montage, la variation de résistance de la branche 1 (AC) n'est due qu'à l'éventuelle variation de R_ℓ alors que la résistance de la branche 2 (AD) varie du fait du capteur (ΔR) et éventuellement de R_ℓ :

$$\Delta R_1 = \Delta R_\ell \qquad \Delta R_2 = \Delta R + \Delta R_\ell.$$

Il en résulte :

– alimentation en tension :

$$v_m = \frac{\Delta R}{R_o} \cdot \frac{E_a}{4};$$

– alimentation en courant :

$$v_m = \Delta R \cdot \frac{I_a}{4}.$$

dans le cas où ΔR et $\Delta R_\ell << R_o$

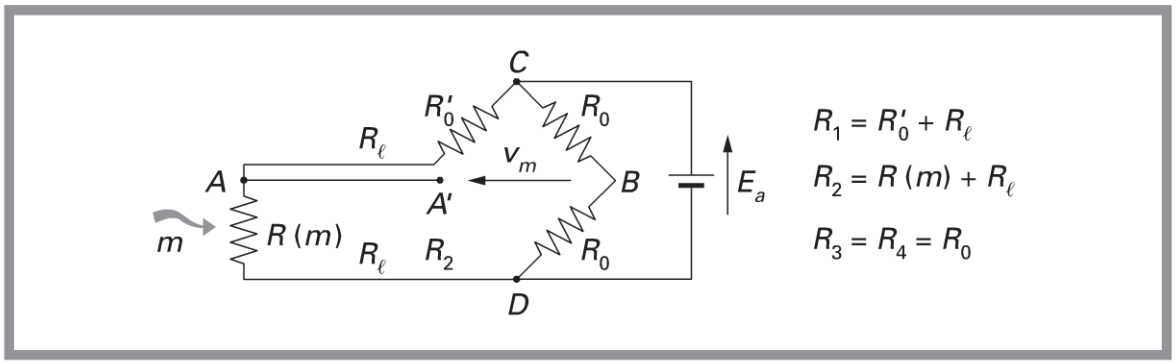


Figure 9.8 - Pont de Wheatstone : montage 3 fils.

■ Troisième cas

Le pont est constitué de 4 résistances variables.

Copyright © 2011 Dunod.

□ **Montage push-pull.** Chaque branche du pont est un capteur résistif : sous l'action du mesurande, les résistances des capteurs placés dans deux branches contiguës varient d'une quantité égale mais en sens contraire :

$$\Delta R_2 = -\Delta R_1 = \Delta R_3 = -\Delta R_4 = \Delta R$$

La tension de mesure a pour expression :

– alimentation en tension :

$$v_m = \frac{\Delta R}{R_o} \cdot E_a;$$

– alimentation en courant :

$$v_m = \Delta R \cdot I_a.$$

Ce montage se retrouve, en particulier, dans les capteurs piézorésistifs de pression.

Exemple de calcul d'incertitude

Un capteur de pression est constitué, au moyen de quatre jauges extensométriques déposées sur un diaphragme et formant un pont de Wheatstone. Les jauges sont placées deux à deux en des points du diaphragme dont les déformations sont égales et opposées en sorte que le pont fonctionne en push-pull. Le pont est alimenté par une tension $E_a = 10$ V.

Données du constructeur :

– étendue de mesure : *E.M.* : 0 à 100 bars ;

– sensibilité : $S = 0{,}3 \text{ mV} \cdot \text{bar}^{-1}$;

– erreur de linéarité : $\varepsilon_\ell = 2{,}5 \times 10^{-3}$;

– erreur d'hystérésis : $\varepsilon_h = \pm\, 1{,}0 \times 10^{-3}$;

– erreurs dues à la température :

• coefficient de température de la sensibilité : $\alpha_s = 2 \times 10^{-4} \cdot °\text{C}^{-1}$;

• coefficient de température de l'erreur de décalage du zéro : $\dfrac{\text{d}\varepsilon_z}{\text{d}\,T} = 10^{-4} \cdot °\text{C}^{-1}$.

On suppose une variation maximale de température $\Delta T_{\max} = \pm\, 20$ °C.

L'incertitude maximale ε liée au capteur a pour expression (§ 7.4) :

$$\varepsilon = |\varepsilon_\ell| + |\varepsilon_h| + |\varepsilon_{S(T)}| + |\varepsilon_{z(T)}|$$

où $|\varepsilon_{S(T)}| = \alpha_s \cdot |\Delta T_{\max}| = 4 \times 10^{-3}$ et $|\varepsilon_{z(T)}| = \dfrac{\text{d}\varepsilon_z}{\text{d}\,T} \cdot |\Delta T_{\max}| = 2 \times 10^{-3}$

soit $\varepsilon = 1$ %.

Copyright © 2011 Dunod.

L'erreur ε étant rapportée à la pleine échelle qui est de 100 bars, il en résulte une incertitude sur la pression $\delta p = \pm 1$ bar. Si, par ailleurs, la température du capteur est mesurée, les dérives thermiques peuvent être prises en compte afin de corriger le résultat de mesure de leur influence; dans ce cas ne subsistent que les erreurs de linéarité et d'hystérésis soit, pour l'incertitude globale :

$$\varepsilon = 3{,}5 \times 10^{-3} \quad \text{et} \quad \delta p = \pm 0{,}35 \text{ bar.}$$

9.4 Conditionneurs de capteurs réactifs

L'information associée à la valeur de l'impédance d'un capteur réactif, inductif ou capacitif, peut être transférée :

– soit sur l'amplitude d'une tension au moyen d'un pont d'impédances;

– soit sur la fréquence d'un signal par l'intermédiaire d'un oscillateur.

9.4.1 Pont d'impédances

On se propose d'abord de déterminer quelles sont, en fonction de l'impédance du capteur, les conditions optimales de mesure.

Un pont d'impédances (*figure 9.9a*), entre les points de mesure A et B peut être ramené à un schéma équivalent de Thévenin (*figure 9.9b*) caractérisé par :

– la tension en circuit ouvert : $e_d = \dfrac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot \dfrac{e_a}{2}$;

– l'impédance interne : $Z_o = \dfrac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + \dfrac{R_o}{2}$;

– le courant de court-circuit : $i_d = \dfrac{e_d}{Z_o} = \dfrac{Z_2 - Z_1}{(Z_1 + Z_2) R_o + 2 Z_1 Z_2} \cdot e_a$.

Si l'on branche entre A et B un appareil de mesure dont l'impédance d'entrée est Z_m (*figure 9.9c*) :

Copyright © 2011 Dunod.

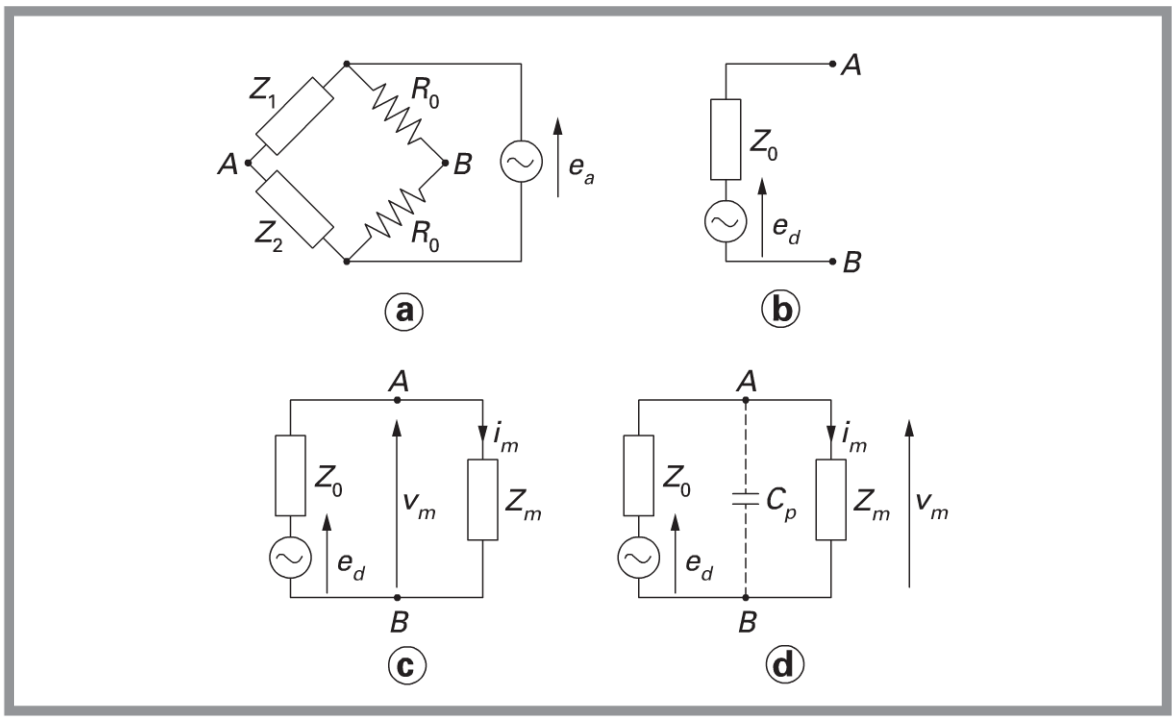


Figure 9.9 - Pont d'impédances :
a) constitution ; b) schéma équivalent de Thévenin ;
c) branchement d'un appareil de mesure ;
d) capacité parasite en parallèle sur l'appareil de mesure.

– la tension aux bornes de Z_m est : $v_m = \dfrac{Z_m}{Z_m + Z_o} \cdot e_d = \dfrac{1}{1 + Z_o/Z_m} \cdot e_d$;

– le courant parcourant Z_m est : $i_m = \dfrac{1}{Z_m + Z_o} \cdot e_d = \dfrac{1}{1 + Z_m/Z_o} \cdot i_d$.

Le signal de mesure doit être indépendant de Z_m ; c'est pourquoi on choisit :

– pour une mesure de tension : $Z_m >> Z_o$ (1)

en sorte que $v_m = e_d$, à la précision exigée près ;

– pour une mesure de courant : $Z_m << Z_o$ (2)

en sorte que $i_m = i_d$, à la précision exigée près.

Le choix entre mesure en tension et mesure en courant est dicté par l'ordre de grandeur de l'impédance interne Z_o du pont.

La condition (1) est d'autant plus facile à réaliser que l'impédance Z_o est plus faible. Dans le cas de capteurs inductifs, l'impédance Z_o étant de l'ordre du kΩ (30 mH à 10 kHz par exemple), la condition (1) peut être satisfaite et la mesure en tension est possible. Par contre, pour des capteurs capacitifs, Z_o est de l'ordre

Copyright © 2011 Dunod.

de 10^2 kΩ (100 pF à 10 kHz par exemple) et il est beaucoup plus difficile de satisfaire à la condition (1). Par contre, dans ce cas, la condition (2) est facilement réalisable et c'est pourquoi, dans le cas de capteurs capacitifs, c'est une mesure de courant qui est la plus appropriée.

Un autre point à prendre en compte et menant à la même conclusion est l'influence de la capacité parasite C_p entre A et B, en parallèle sur Z_m (*figure 9.9d*). Une capacité parasite de 10 pF présente à 10 kHz une impédance Z_p de 1,6 MΩ. La tension v_m aux bornes de l'ensemble Z_m, Z_p demeure égale à e_d dès lors que $Z_o << Z_m // Z_p$. Si cette condition n'est pas vérifiée (cas des capteurs capacitifs), la tension v_m dépend de Z_p. Dans cette situation, la mesure en courant est la solution : en effet, en choisissant $Z_m << Z_p$, l'influence de la capacité parasite est éliminée et le courant i_m est égal au courant de court-circuit i_d dès lors que se trouve vérifiée la condition $Z_m << Z_o$.

■ Pont de mesure pour capteurs inductifs

La mesure porte sur la tension v_m de déséquilibre du pont :

$$v_m = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot \frac{e_a}{2}$$

où $e_a = E_a \cos \omega_a t$ est la f.e.m. de la source d'alimentation du pont. Le pont est souvent utilisé en fonctionnement push-pull pour la linéarité qui en résulte :

$$Z_1 = Z_o + \Delta Z_1, \qquad Z_2 = Z_o + \Delta Z_2 \qquad \text{et} \qquad \Delta Z_2 = -\Delta Z_1 = \Delta Z$$

d'où : $v_m = \dfrac{\Delta Z}{Z_o} \cdot \dfrac{e_a}{2}$.

Z_1 et Z_2 sont par exemple les impédances de deux bobines ayant un noyau de fer commun dont la position x du point milieu détermine l'inductance (*figure 9.10a*) :

$$L_1(x) = L_o \cdot (1 - \alpha x + \beta x^2) \qquad L_2(x) = L_o \cdot (1 + \alpha x + \beta x^2).$$

En négligeant, en première approximation, l'influence des résistances :

$$v_m = \frac{L_2 - L_1}{L_2 + L_1} \cdot \frac{e_a}{2} = \frac{\alpha x}{1 + \beta x^2} \cdot \frac{e_a}{2} = \frac{1}{2} \alpha x e_a \quad \text{si} \quad \beta x^2 << 1.$$

soit $v_m = V_m \cos \omega_a t$ où $V_m = S \cdot x$ avec $S = \dfrac{\alpha E_a}{2}$. (3)

■ Pont de mesure pour capteurs capacitifs

Une réalisation du pont est indiquée sur la *figure 9.10b*; la mesure porte sur le courant de déséquilibre i_m :

$$i_m = j\omega_a \cdot (C_1 - C_2) \cdot e_a$$

où $e_a = E_a \cos \omega_a t$ est la f.e.m. de la source d'alimentation du pont.

Copyright © 2011 Dunod.

Une tension de mesure indépendante de ω_a est obtenue à l'aide d'un convertisseur courant-tension capacitif délivrant la tension v_m :

$$v_m = -\frac{i_m}{\mathrm{j}\,C\omega_a} = \frac{C_2 - C_1}{C} \cdot e_a.$$

Si, par exemple, C_1 et C_2 sont les capacités de deux condensateurs cylindriques ayant un conducteur intérieur commun dont la position x du point milieu détermine la capacité de chacun :

$$C_1(x) = C_o(1 - \alpha x) \quad C_2(x) = C_o(1 + \alpha x)$$

$$v_m = V_m \cos \omega_a t \quad \text{où :} \quad V_m = Sx \quad \text{avec} \quad S = 2\alpha E_a\, C_o / C \tag{4}$$

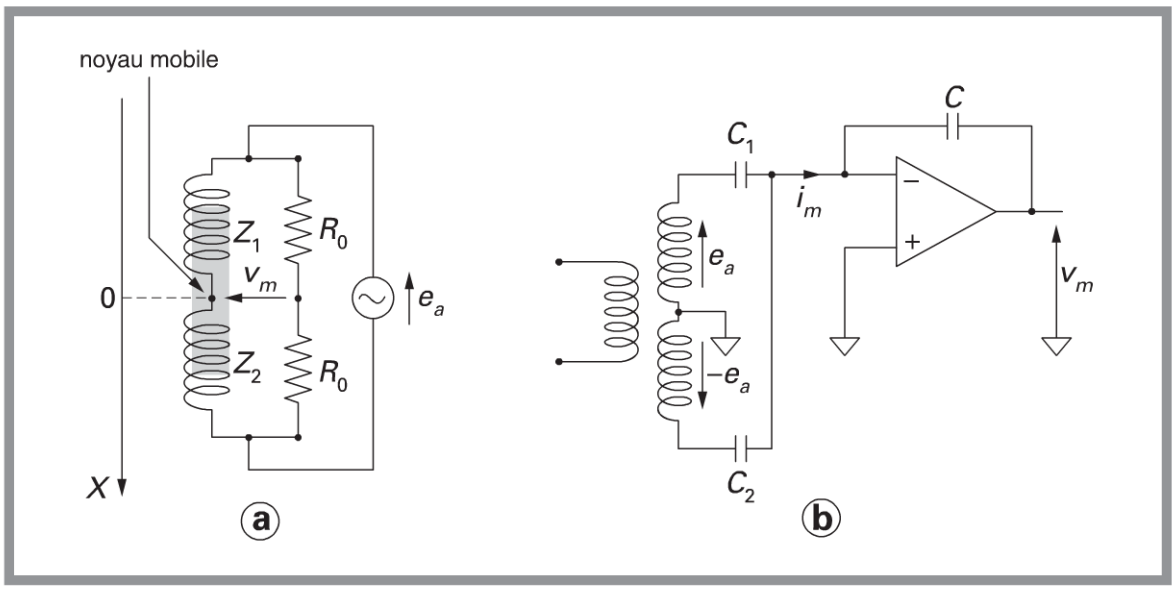


Figure 9.10 - Ponts de mesure :
a) pour capteurs inductifs ; b) pour capteurs capacitifs.

On constate sur les expressions précédentes (3) et (4) de la tension v_m que celle-ci est de la forme $v_m = S \cdot x \cdot \cos \omega_a t$ et qu'elle résulte donc de la modulation d'amplitude, avec suppression de la porteuse, de la tension d'alimentation e_a par le déplacement x. Un signal proportionnel à x et indépendant de e_a peut être recouvré par **détection synchrone**.

■ Principe de la détection (ou démodulation) synchrone

Un détecteur synchrone, sous sa forme élémentaire, est constitué d'un déphaseur, d'un multiplieur et d'un filtre passe-bas (*figure 9.11*).

Le multiplieur effectue le produit :

– de la tension de mesure issue du pont qui, de façon générale, peut s'écrire :

$$v_m = S \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_a t + \varphi);$$

Copyright © 2011 Dunod.

– et de la tension d'alimentation du pont, convenablement déphasée :

$$e'_a = E_a \cos(\omega_a t + \psi).$$

La tension de sortie v_{o1} du multiplieur a pour expression :

$$v_{o1} = k v_m e'_a = 2K \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_a t + \varphi) \cdot \cos(\omega_a t + \psi) \quad \text{où} \quad 2K = kSE_a$$

soit : $v_{o1} = K \cdot x(t) \cdot \cos(\varphi - \psi) + K \cdot x(t) \cdot \cos(2\omega_a t + \varphi + \psi)$.

Le déphaseur permet d'égaler le déphasage ψ de la tension issue de l'oscillateur au déphasage φ du signal de déséquilibre du pont :

$$v_{o1} = K \cdot x(t) + K \cdot x(t) \cdot \cos 2(\omega_a t + \varphi).$$

Le filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure est choisie en sorte que $x(t)$ soit dans la bande passante et ω_a dans la bande atténuée, délivre en sortie un signal v_o variant comme le seul mesurande, ici $x(t)$:

$$v_o = K \cdot x(t).$$

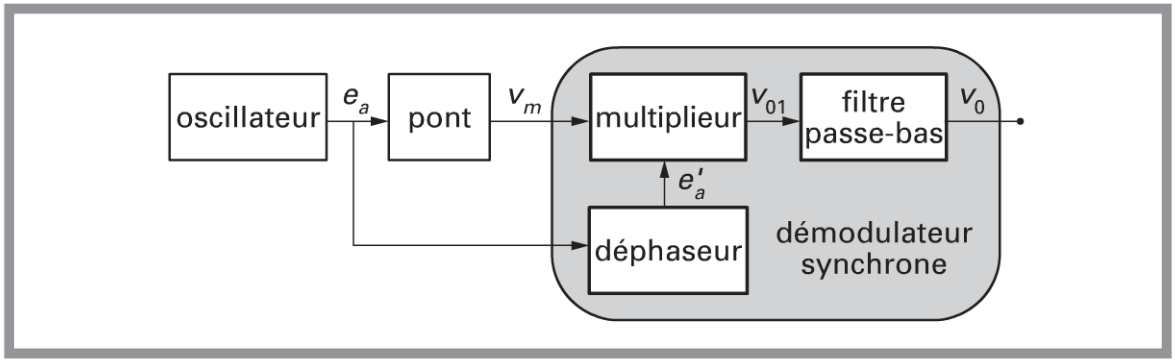


Figure 9.11 - Démodulation synchrone associée à un pont de mesure.

9.4.2 Oscillateurs

L'emploi d'un oscillateur comme conditionneur permet de transférer sur la fréquence des oscillations l'information liée à la valeur de l'impédance du capteur, elle-même déterminée par le mesurande. Le signal délivré par l'oscillateur est dit modulé en fréquence par le mesurande : cette méthode de conditionnement offre plusieurs avantages :

– l'information portée par la fréquence possède une immunité aux parasites supérieure à celle d'une information portée par l'amplitude;

– la conversion sous forme numérique est simple : comptage des périodes pendant un temps déterminé;

– le signal modulé en fréquence peut être transmis par voie hertzienne permettant des télémesures, en particulier sur des pièces tournantes.

Copyright © 2011 Dunod.

On distingue deux types d'oscillateurs : les oscillateurs sinusoïdaux, et les oscillateurs de relaxation.

■ Oscillateurs sinusoïdaux

Les éléments constitutifs d'un oscillateur sinusoïdal sont :

– un étage amplificateur;

– un ensemble d'inductances et de capacités qui, d'une part, soumet l'amplificateur à une réaction positive et d'autre part, détermine par sa résonance la fréquence F_o des oscillations :

$$F_o = 1/2\pi\sqrt{LC}.$$

Le capteur, inductif ou capacitif, étant l'un des éléments du circuit résonnant, toute variation ΔL ou ΔC de son impédance entraîne une variation ΔF de la fréquence d'oscillation; pour de petites variations on a sensiblement :

$$\frac{\Delta F}{F_o} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta F}{F_o} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C}.$$

Le montage de Clapp est utilisé en raison de sa bonne stabilité de fréquence vis-à-vis des dérives éventuelles des paramètres de l'amplificateur (*figure 9.12a*).

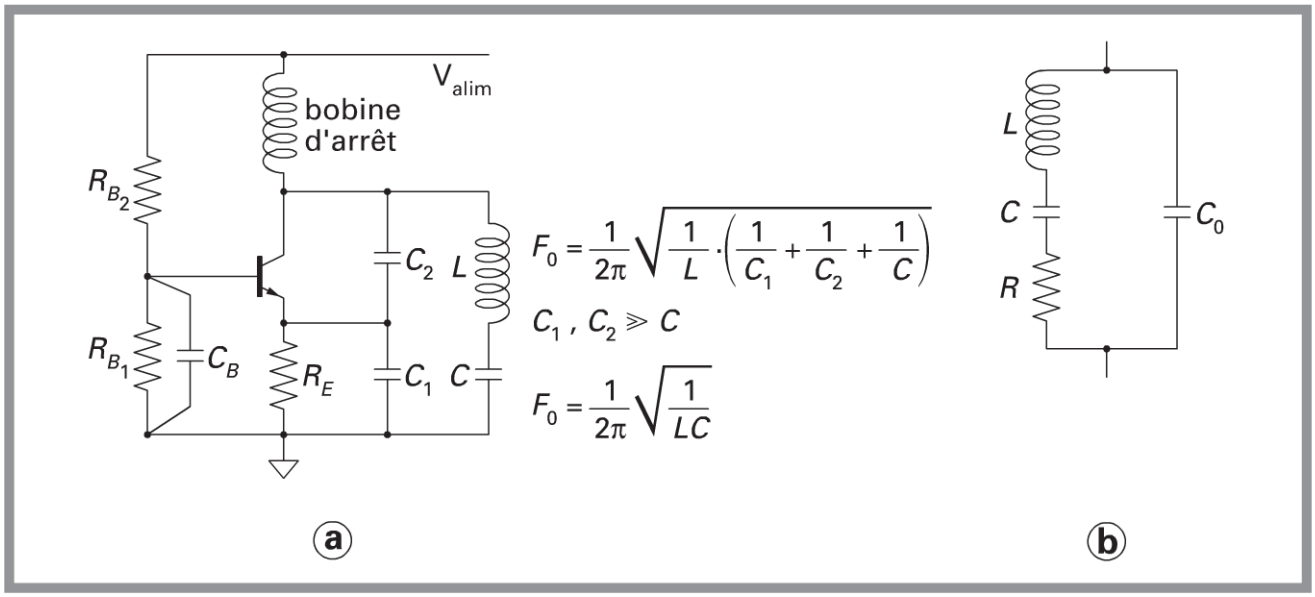


Figure 9.12 - Oscillateurs sinusoïdaux :
a) montage de Clapp;
b) Schéma électrique équivalent d'une lame de quartz.

Par ses propriétés piézoélectriques, le quartz permet la réalisation d'**oscillateurs électromécaniques**. La fréquence des oscillations est déterminée par les divers éléments du schéma électrique équivalent à la lame de quartz (*figure 9.12b*). Ces éléments sont fonctions de la coupe, des dimensions, mais aussi de grandeurs

Copyright © 2011 Dunod.

physiques auxquelles la lame peut être soumise : température, pression, masse déposée sur la surface, gaz absorbé par un film superficiel. Chacune de ces grandeurs peut constituer le mesurande d'un capteur à quartz. L'oscillateur à quartz de Pierce est dérivé du montage de Clapp en y remplaçant l'ensemble *LC* par le cristal de quartz.

■ Oscillateurs de relaxation

Ces oscillateurs comportent :

– un ou plusieurs (3) commutateurs : trigger de Schmitt ou porte logique ;

– un condensateur de capacité C ;

– des résistances ou des sources de courant contrôlant charge et décharge du condensateur.

Le cycle de fonctionnement est formé de l'alternance d'une phase de charge et de décharge du condensateur. Au cours de chaque phase, la tension aux bornes du condensateur croît ou décroît entre deux valeurs limites, haute et basse, qui sont les seuils de basculement du commutateur. Dès lors qu'au cours d'une phase l'une de ces tensions est atteinte, le commutateur bascule et commande le passage à l'autre phase. Le signal de sortie de l'oscillateur est généralement la tension de sortie d'un commutateur qui est, soit à l'état haut, soit à l'état bas, selon la phase de fonctionnement. Le signal délivré est donc rectangulaire, l'information étant portée par sa fréquence F, de la forme $F = A/RC$ pour les oscillateurs à résistance-capacité, la valeur de A étant fixée par le détail du circuit.

Ces oscillateurs sont employés en conditionneurs de capteurs capacitifs $C(m)$, m étant le mesurande (*figure 9.13*).

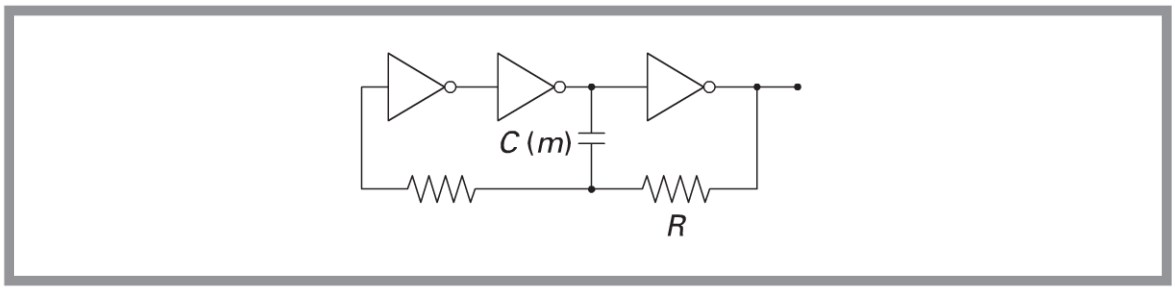


Figure 9.13 - Oscillateur de relaxation à portes logiques.

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 10

LES AMPLIFICATEURS

D'une façon générale, un amplificateur remplit une triple fonction :

– en augmentant son niveau, il assure une **protection du signal** vis-à-vis des parasites, du bruit de fond et des dérives des éléments suivants de la chaîne ;

– par son impédance d'entrée élevée et sa faible impédance interne, il permet d'assurer un **transfert optimal du signal** entre les dispositifs qu'il relie ;

– il **améliore la précision de mesure** en portant le signal au niveau requis par l'échelle d'entrée de l'élément final de la chaîne (le CAN, convertisseur analogique-numérique).

En instrumentation industrielle, le signal de mesure est fréquemment superposé à des tensions parasites de mode commun, dues en particulier à des couplages magnétiques (§ 4.2.2) ou électriques (§ 5.2.2) à des sources perturbatrices. **Par leur aptitude à la réjection des tensions de mode commun, les amplificateurs différentiels jouent un rôle capital dans la réduction des tensions parasites dès lors que celles-ci apparaissent comme des tensions de mode commun.**

Copyright © 2011 Dunod.

10.1 Référence de la tension du signal

Lors du choix d'un type d'amplificateur, l'un des premiers critères à prendre en compte est la référence par rapport à laquelle est définie la tension que délivre la source du signal.

La référence du signal peut être, en effet, soit identique à la référence des tensions de l'instrumentation et donc de l'amplificateur, soit en être différente et donc portée à un certain potentiel par rapport à la masse de l'amplificateur.

10.1.1 Signal référencé à la masse de l'amplificateur

Cette situation se présente dans les deux cas suivants :

– la source du signal est immédiatement voisine de l'amplificateur (*figure 10.1a*), c'est le cas, par exemple, d'un capteur dont le boîtier contient l'amplificateur associé ;

– la source du signal est éloignée de l'amplificateur, mais étant isolée de son environnement, l'une de ses bornes est ramenée à la masse de l'amplificateur (*figure 10.1b*).

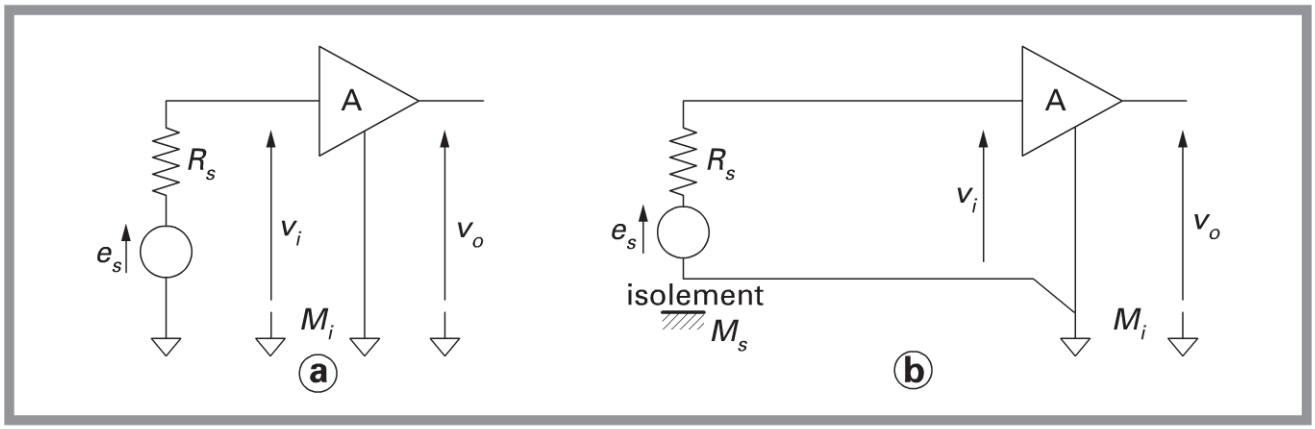


Figure 10.1 - Amplificateurs asymétriques :
la source du signal est référencée à la masse de l'amplificateur soit directement (a) soit en l'isolant de sa masse locale et en la reliant à la masse de l'amplificateur (b).

Les amplificateurs utilisés font appel à l'amplificateur opérationnel (A.O.) en **montages suiveur, non inverseur ou inverseur** (*figure 10.2a, b, c*). L'impédance d'entrée de ces montages ayant l'une de leurs bornes à la masse, ils sont dits **asymétriques**.

Un amplificateur est dit **programmable** lorsque son gain peut être choisi parmi un ensemble de valeurs prédéterminées. L'amplificateur est généralement de type non inverseur et les différentes valeurs ($G = 1 + R_2/R_1$) sont obtenues au moyen de couples de résistances (R_2, R_1) de valeurs appropriées mises en circuit par la fermeture d'un interrupteur commandée par le décodage de son adresse, celle-ci étant délivrée par le contrôleur (*figure 10.2d*).

Copyright © 2011 Dunod.

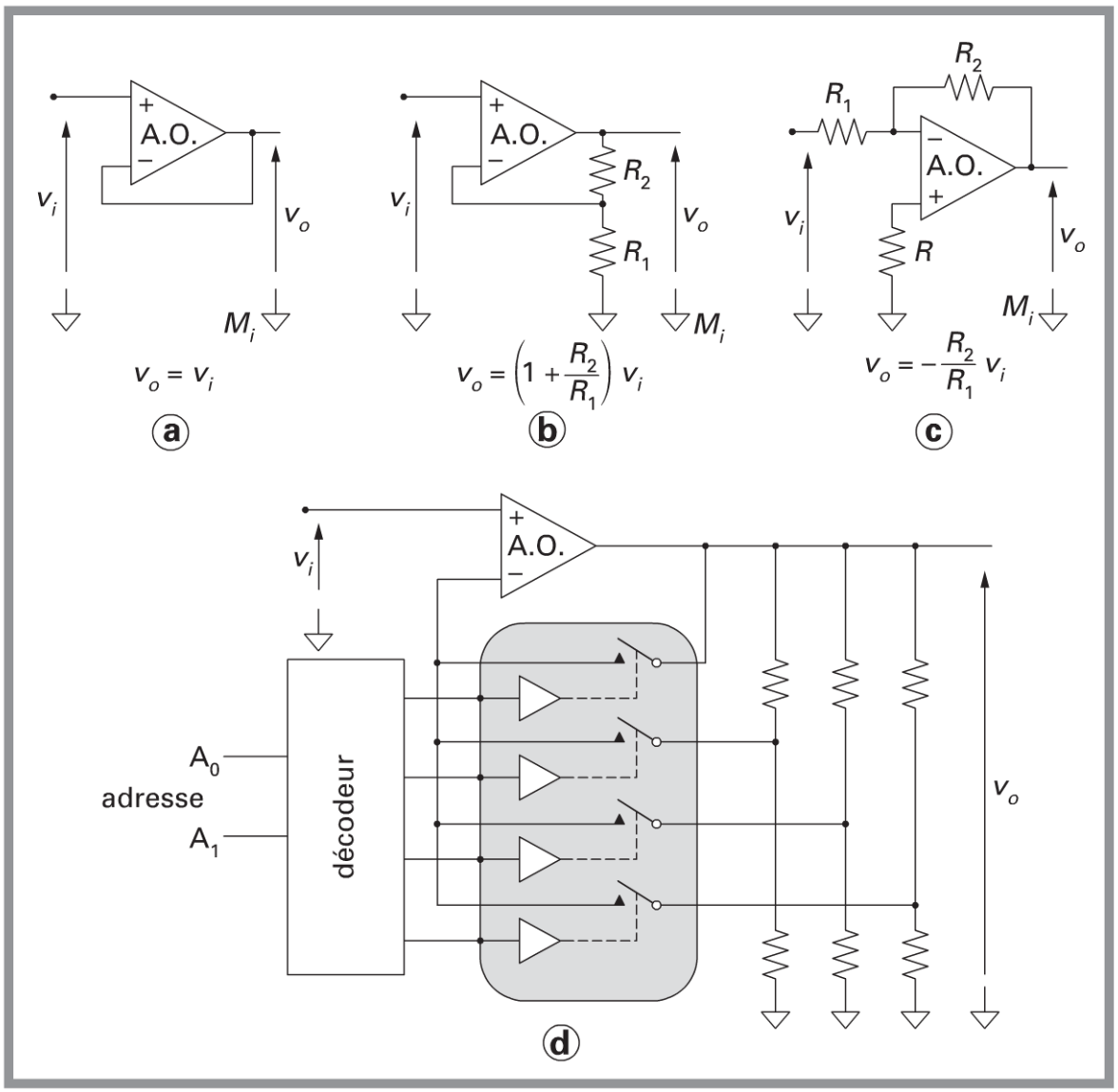


Figure 10.2 - Types d'amplificateurs asymétriques :
a) suiveur; b) non inverseur; c) inverseur; d) amplificateur non inverseur programmable.

Copyright © 2011 Dunod.

10.1.2 Signal référencé à un potentiel différent de la masse de l'amplificateur

Le signal support de l'information correspond dans ce cas à la différence de potentiel $v_2 - v_1$ entre deux points de mesure 2 et 1 dont aucun, contrairement au cas précédent, n'est au potentiel de référence qu'est la masse M_i de l'amplificateur.

Exemples :

- La tension de mesure v_m est prise aux bornes d'un composant inclus dans un circuit (*figure 10.3a*).
- Le signal est la tension v_m de déséquilibre d'un pont (*figure 10.3b*).

• La source du signal, éloignée de l'amplificateur, est mise à la masse M_s du point de mesure qui est distincte de la masse M_i de l'amplificateur ; entre les masses distinctes M_s et M_i il existe généralement une différence de potentiel dite de masse, v_M, résultant des inductions et des circulations de courants entre les points M_s et M_i (chapitres 3 et 4). Si dans ce cas, on utilisait un amplificateur asymétrique en montage suiveur, non inverseur ou inverseur, la tension appliquée à l'entrée du montage serait $v_i = e_s + v_M$, avec le plus souvent $v_M \gg e_s$ (*figure 10.3c*).

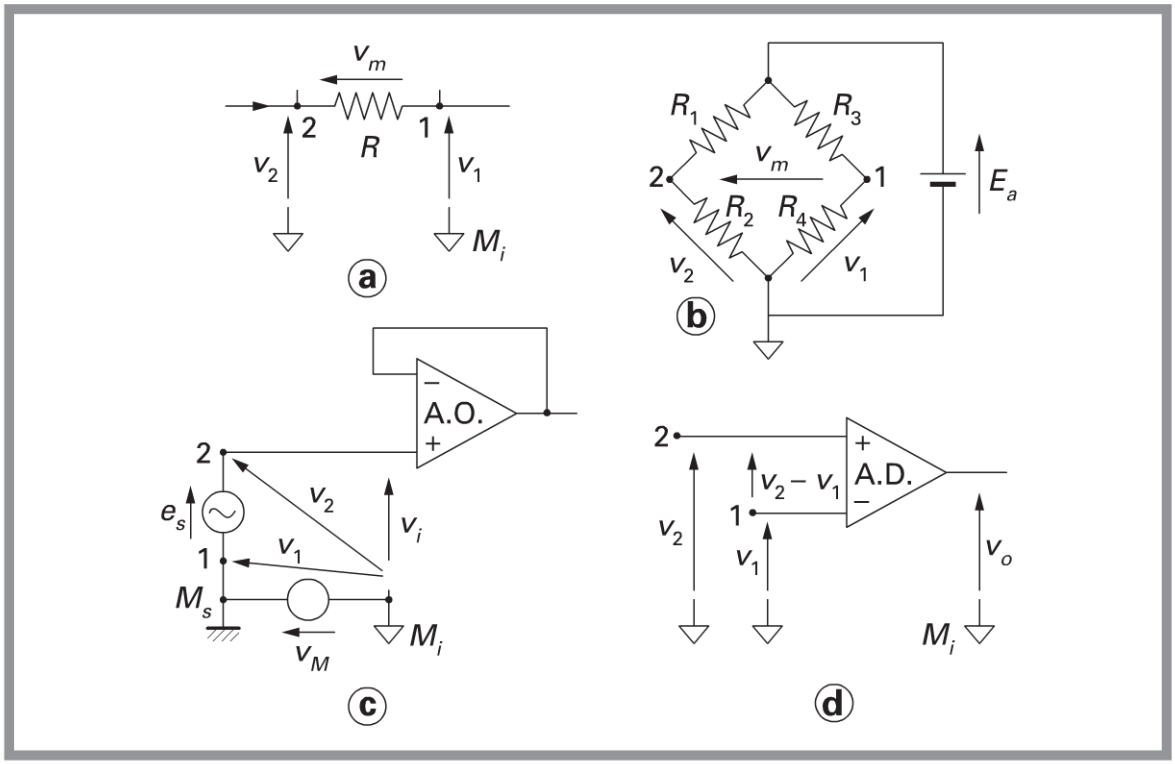


Figure 10.3 - Signaux de mesure non référencés à la masse M_i de l'amplificateur a), b) et c) et nécessitant l'emploi d'un amplificateur différentiel (A.D.) d).

L'amplificateur à utiliser est **l'amplificateur différentiel** (*figure 10.3d*) : recevant sur ses entrées les tensions v_2 et v_1, il n'amplifie que leur différence, indépendamment – dans des limites définies – des valeurs de v_2 et v_1.

On pose : **tension différentielle :** $\boldsymbol{v_d = v_2 - v_1}$

tension de mode commun : $\boldsymbol{v_{mc} = (v_1 + v_2)/2}$

d'où il résulte : $\boldsymbol{v_2 = v_{mc} + v_d/2}$ **et** $\boldsymbol{v_1 = v_{mc} - v_d/2.}$

Cette expression met en évidence que la tension différentielle v_d, qui est seule support de l'information, est superposée à la tension de mode commun v_{mc}.

Copyright © 2011 Dunod.

La tension de sortie d'un amplificateur différentiel idéal, de gain G serait donc :

$$v_o = G \cdot (v_2 - v_1) = G \cdot v_d.$$

En fait, l'amplificateur différentiel réel présente, vis-à-vis de la tension v_{mc} de mode commun, une certaine sensibilité qui est spécifiée par son **taux de réjection de la tension de mode commun** (§ 10.2.1).

Aucune des bornes de l'impédance d'entrée auxquelles est appliqué le signal différentiel n'étant à la masse M_i de l'amplificateur, ce dernier est dit à **entrées symétriques.**

10.2 Amplificateurs différentiels

10.2.1 Structure et propriétés générales

Un amplificateur différentiel (*figure 10.4*) peut être fonctionnellement considéré comme formé :

– d'un amplificateur inverseur de gain : $-G_-$;

– d'un amplificateur non inverseur de gain : G_+;

– d'un sommateur des tensions issues des deux amplificateurs précédents.

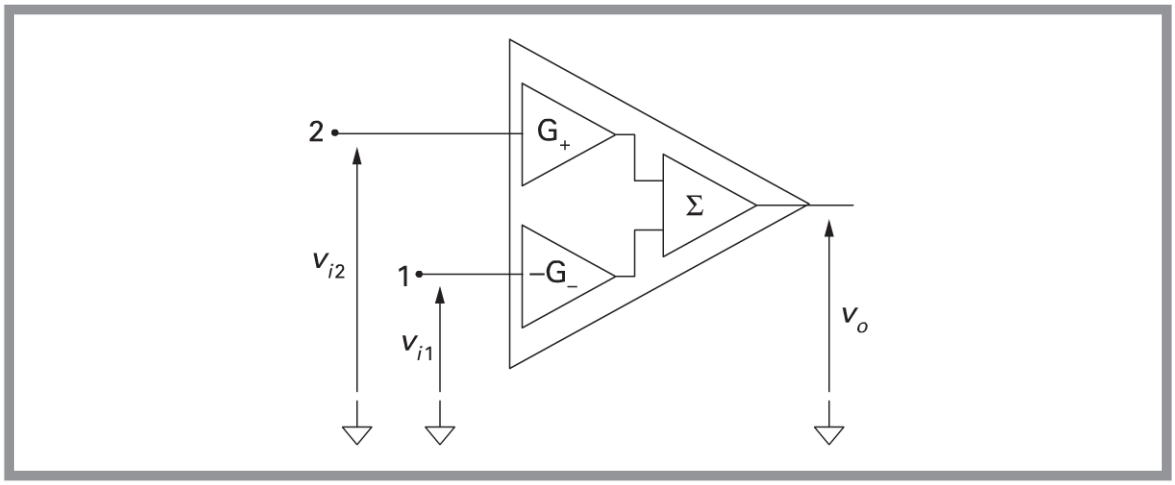


Figure 10.4 - Amplificateur différentiel. Schéma de principe.

Les tensions appliquées aux entrées inverseuse et non inverseuse étant respectivement v_{i1} et v_{i2}, la tension v_o de sortie du sommateur, qui est la tension de sortie de l'amplificateur, a pour expression :

$$v_o = G_+ v_{i2} - G_- v_{i1}.$$

En posant : tension différentielle d'entrée : $v_{d)i} = v_{i2} - v_{i1}$

tension de mode commun à l'entrée : $v_{mc)i} = (v_{i1} + v_{i2})/2$

Copyright © 2011 Dunod.

soit : $v_{i1} = v_{mc)i} - v_{d)i}/2$ et $v_{i2} = v_{mc)i} + v_{d)i}/2$.

La tension de sortie de l'amplificateur peut se réécrire :

$$v_o = \frac{G_+ + G_-}{2} \cdot v_{d)i} + (G_+ - G_-) \cdot v_{mc)i}.$$

On pose : **gain différentiel :** $G_d = (G_+ + G_-)/2$,

gain de mode commun : $G_{mc} = G_+ - G_-$.

Le taux de réjection du mode commun de l'amplificateur est :

$$\tau_r = \frac{G_d}{G_{mc}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_+ + G_-}{G_+ - G_-}.$$

La tension de sortie de l'amplificateur différentiel a dès lors pour expression :

$$v_o = G_d \cdot v_{d)i} + G_{mc} \cdot v_{mc)i} = G_d \cdot \left[v_{d)i} + \frac{1}{t_r} \cdot v_{mc)i} \right]. \quad (1)$$

L'influence de la tension de mode commun est d'autant plus réduite que le taux de réjection τ_r est plus élevé. Ceci implique un équilibrage rigoureux des voies amplificatrices inverseuse et non inverseuse de façon à minimiser l'écart de leurs gains : $G_+ - G_-$.

Un taux de réjection est approprié aux conditions d'une mesure caractérisée par la tension différentielle minimale $v_{d)\min}$ et la tension de mode commun maximale $v_{mc)\max}$ lorsqu'est satisfaite l'inégalité :

$$v_{d)\min} \gg (1/\tau_r) \cdot v_{mc)\max}.$$

Il faut cependant être conscient que le taux de réjection d'un amplificateur décroît à fréquence croissante et que, dans un montage, le taux de réjection effectif dépend non seulement de l'amplificateur, mais aussi de ses liaisons à la source du signal (§ 10.2.2).

REMARQUE

Les fabricants d'amplificateurs différentiels expriment le taux de réjection (**CMRR**, *Common Mode Rejection Ratio*) en décibels par la notation **CMR** (*Commode Mode Rejection*) où CMR = 20 lg CMRR.

Ainsi pour CMRR = 10^5 on a CMR = 100 db.

Copyright © 2011 Dunod.

10.2.2 Influence du déséquilibre de voies d'amenée

On désigne par :

– **impédance d'entrée différentielle** Z_{id}, l'impédance entre les deux bornes d'entrée de l'amplificateur ;

– **impédance de mode commun Z_{mc},** l'impédance entre chaque borne d'entrée et la masse de l'amplificateur.

Ces impédances sont formées d'une résistance très élevée (généralement supérieure à 10^{10} Ω) en parallèle sur une capacité faible (de l'ordre de quelques pF) :

$$Z_{id} = R_{id} \,//\, C_{id} \qquad Z_{mc} = R_{mc} \,//\, C_{mc}.$$

Au-delà d'une fréquence de coupure généralement très basse, de l'ordre de la dizaine de Hz, ces impédances décroissent de 20 db par décade de fréquence.

■ Déséquilibre série

On considère deux points de prise de mesure (1 et 2) aux potentiels v_1 et v_2 qui sont reliés aux bornes d'entrée de l'amplificateur par les impédances Z_1 et Z_2 respectivement (*figure 10.5a*).

À ces deux potentiels correspondent :

– une tension différentielle : $v_d = v_2 - v_1$;

– une tension de mode commun : $v_{mc} = (v_1 + v_2)/2$;

soit : $v_2 = v_{mc} + v_d/2 \qquad v_1 = v_{mc} - v_d/2.$

La tension v_d est l'objet de la mesure et très fréquemment $v_{mc} \gg v_d$.

Les tensions effectivement appliquées aux entrées de l'amplificateur ont pour expression :

$$v_{i)2} = v_+ = \frac{Z_{mc}}{Z_{mc} + Z_2} \cdot v_2 \qquad v_{i)1} = v_- = \frac{Z_{mc}}{Z_{mc} + Z_1} \cdot v_1 .$$

Il en résulte, aux entrées de l'amplificateur :

– une tension différentielle : $v_{d)i} = v_{i2} - v_{i1}$;

– une tension de mode commun : $v_{mc)i} = (v_{i1} + v_{i1})/2$.

En exprimant ces tensions en fonction de v_{mc} et de v_d et en supposant, ce qui est très généralement le cas, $Z_{mc} \gg Z_1$ et $Z_{mc} \gg Z_2$, on obtient à l'entrée de l'amplificateur :

$$v_{mc)i} \cong v_{mc}$$

$$v_{d)i} = v_d + \frac{\Delta Z}{Z_{mc}} \cdot v_{mc} \quad \text{où} \quad \Delta Z = Z_1 - Z_2 .$$

Copyright © 2011 Dunod.

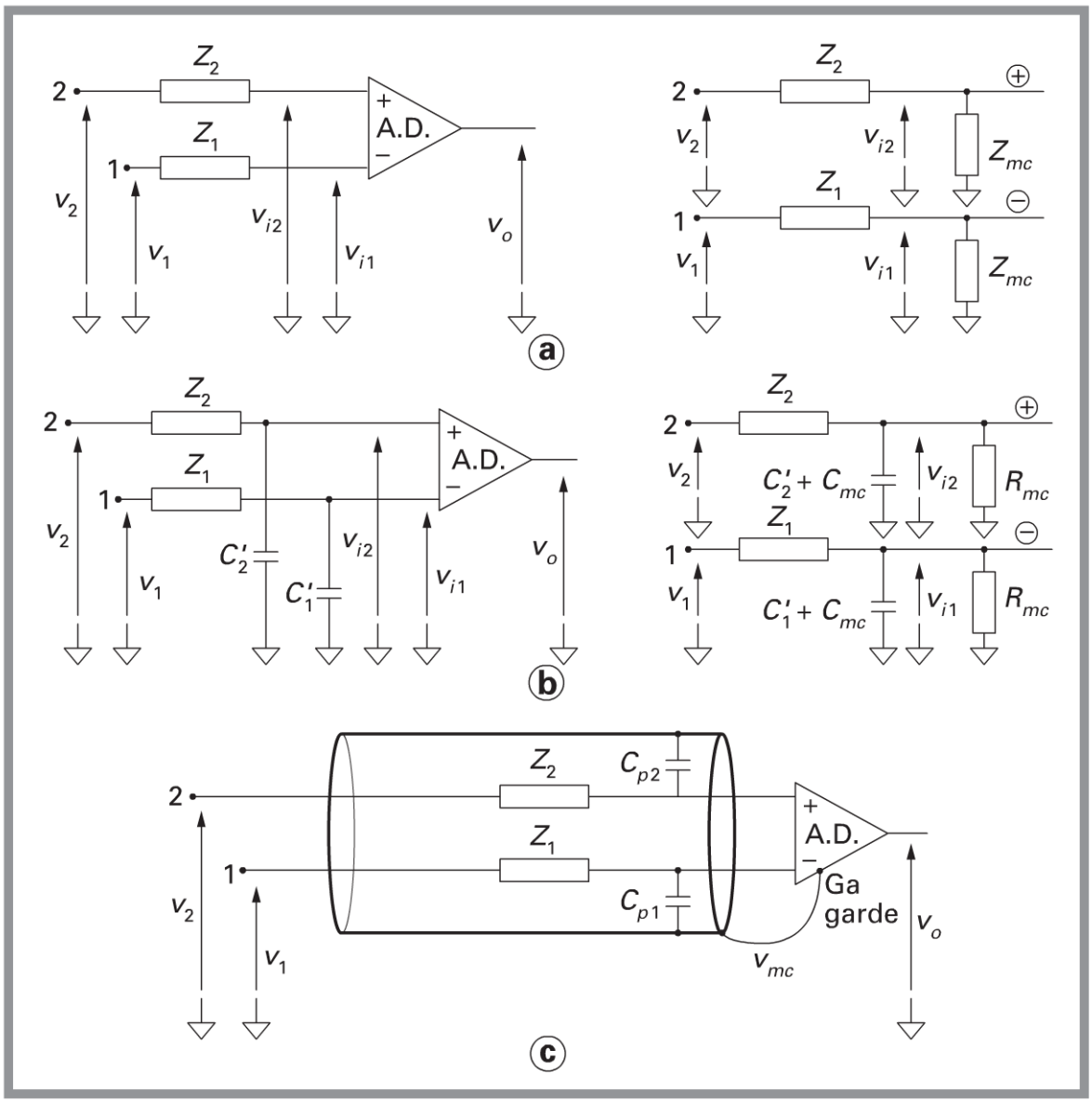


Figure 10.5 - Influence du déséquilibre des voies d'amenée de l'amplificateur différentiel (A.D.) :

a) déséquilibre série : circuit et schéma équivalent ; b) déséquilibres série et parallèle : circuit et schéma équivalent ; c) neutralisation des capacités parasites par circuit de garde, Ga étant une sortie de l'amplificateur délivrant v_{mc}.

Le déséquilibre ΔZ des lignes d'amenée convertit la fraction $\Delta Z / Z_{mc}$ de la tension de mode commun v_{mc} en une tension différentielle qui apparaît en série avec le signal v_d.

La tension de sortie de l'amplificateur a pour expression d'après (1) :

$$v_o = G_d \cdot \left[v_{d)i} + \frac{1}{\tau_r} \cdot v_{mc)i} \right]$$

τ_r étant le taux de réjection de l'amplificateur,

Copyright © 2011 Dunod.

soit : $$v_o = G_d \cdot \left[v_d + \left(\frac{\Delta Z}{Z_{mc}} + \frac{1}{\tau_r} \right) \cdot v_{mc} \right] = G_d \cdot \left[v_d + \frac{1}{\tau_{\text{reff}}} \cdot v_{mc} \right]$$

où : $$\frac{1}{\tau_{\text{reff}}} = \frac{\Delta Z}{Z_{mc}} + \frac{1}{\tau_r}$$

τ_{reff} étant le taux de réjection effectif.

Cette dernière expression montre que **tout déséquilibre ΔZ entre les impédances des voies d'amenée risque d'entraîner une dégradation du taux de réjection.** L'équilibrage des voies d'amenée ($Z_1 = Z_2$) est une condition fondamentale pour l'obtention du taux de réjection maximal. En particulier, **pour une bonne réjection des tensions de mode commun continues et basse fréquence, l'équilibrage des voies d'amenée implique $R_1 = R_2$.**

■ Déséquilibre parallèle

Lorsque les conducteurs des voies d'amenée présentent par rapport à la masse de l'amplificateur des capacités C'_1 et C'_2 (*figure 10.5b*), celles-ci se placent en parallèle sur les capacités de mode commun C_{mc} des entrées déterminant les capacités résultantes :

$$C_1 = C_{mc} + C'_1 \quad \text{et} \quad C_2 = C_{mc} + C'_2.$$

Au-delà des fréquences de coupure des ensembles R_{mc}, C_1 et R_{mc}, C_2, les impédances de mode commun sont pratiquement celles des capacités C_1 et C_2 à savoir :

$$Z_{mc1} = 1/\mathrm{j} C_1 \omega \quad \text{et} \quad Z_{mc2} = 1/\mathrm{j} C_2 \omega$$

où ω est la pulsation de la tension de mode commun.

Les tensions d'entrée de l'amplificateur s'écrivent dans ce cas :

$$v_{i)2} = v_+ = \frac{Z_{mc2}}{Z_{mc2} + Z_2} \cdot v_2 \quad \text{et} \quad v_{i)1} = v_- = \frac{Z_{mc1}}{Z_{mc1} + Z_1} \cdot v_1.$$

À ces tensions correspondent, à l'entrée de l'amplificateur :

– une tension différentielle : $v_{d)i} = v_{i)2} - v_{i)1}$;

– une tension de mode commun : $v_{mc)i} = (v_{i)1} + v_{i)2})/2$.

En supposant, ce qui est généralement le cas, $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$:

$$Z_{mc1} \gg R_1 \quad \text{soit} \quad \omega R_1 C_1 \ll 1$$

$$Z_{mc2} \gg R_2 \quad \text{soit} \quad \omega R_2 C_2 \ll 1$$

on obtient : $$v_{mc)i} \cong v_{mc}$$

$$v_{d)i} = v_d + \mathrm{j}\omega \cdot (R_1 C_1 - R_2 C_2) \cdot v_{mc}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Si les voies d'amenée sont équilibrées : $R_1 = R_2 = R$, l'expression précédente s'écrit :

$$v_{d)i} = v_d + j\omega R(C_1 - C_2)\, v_{mc}.$$

Dès lors que les capacités des voies d'amenée par rapport à la masse de l'amplificateur sont différentes, une fraction de la tension de mode commun v_{mc} risque d'être convertie en tension différentielle, en série avec le signal v_d et par conséquent dégrade le taux de réjection.

Dans la pratique, les voies d'amenée sont blindées afin d'assurer leur protection vis-à-vis des couplages électriques parasites. Les capacités perturbatrices sont alors les capacités parasites C_{p1} et C_{p2} entre chaque voie et le blindage : ces capacités risquent d'être à l'origine de la circulation dans les voies d'amenée d'un courant parasite proportionnel à la différence de potentiel entre chacune des voies d'amenée et le blindage. Le courant dû à v_{mc} est supprimé dès lors que la différence de potentiel correspondante entre voies d'amenée et blindage est annulée. C'est le **principe de la garde qui consiste à porter le blindage à la tension de mode commun des voies d'amenée** (*figure 10.5c*).

En conclusion, il apparaît qu'afin d'éviter la dégradation du taux de réjection de l'amplificateur il est nécessaire :

- **d'équilibrer les impédances série des voies d'amenée : $Z_1 = Z_2$ soit, en pratique, $R_1 = R_2$;**
- **de porter le blindage des voies d'amenée au potentiel de mode commun de ces dernières.**

10.2.3 Montages d'amplificateurs différentiels

■ Amplificateur différentiel à un seul amplificateur opérationnel

Le montage est représenté sur la *figure 10.6a.*

Un calcul élémentaire permet la détermination de la tension de sortie v_o :

$$v_o = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1(R_3 + R_4)} \cdot v_{mc)i} + \frac{R_1 + R_2}{2R_1} \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot v_{d)i}$$

où : $\quad v_{mc)i} = (v_{i1} + v_{i2})/2 \quad$ et $\quad v_{d)i} = v_{i2} - v_{i1}$.

On en déduit :

– le gain de mode commun : $\quad G_{mc} = \dfrac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1(R_3 + R_4)}$; (2)

– le gain différentiel : $\quad G_d = \dfrac{R_1 + R_2}{2R_1} \cdot \left(\dfrac{R_4}{R_3 + R_4} + \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$. (3)

Copyright © 2011 Dunod.

De façon générale : $G_{mc} = 0$ pour $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ (4)

et dans ce cas : $\boldsymbol{G_d = R_2/R_1}$.

La condition (4) est pratiquement satisfaite en prenant :

$$R_3 = R_1 \quad \text{et} \quad R_4 = R_2. \tag{5}$$

Dans la suite on se placera dans ce dernier cas.

En fait, la condition (5) n'est jamais parfaitement remplie, les valeurs de résistances étant toujours affectées d'une indétermination $\pm \varepsilon_R$; en désignant par R les valeurs nominales des résistances et par R' leurs valeurs réelles on a : $R' = R \,.\, (1 \pm \varepsilon_R)$.

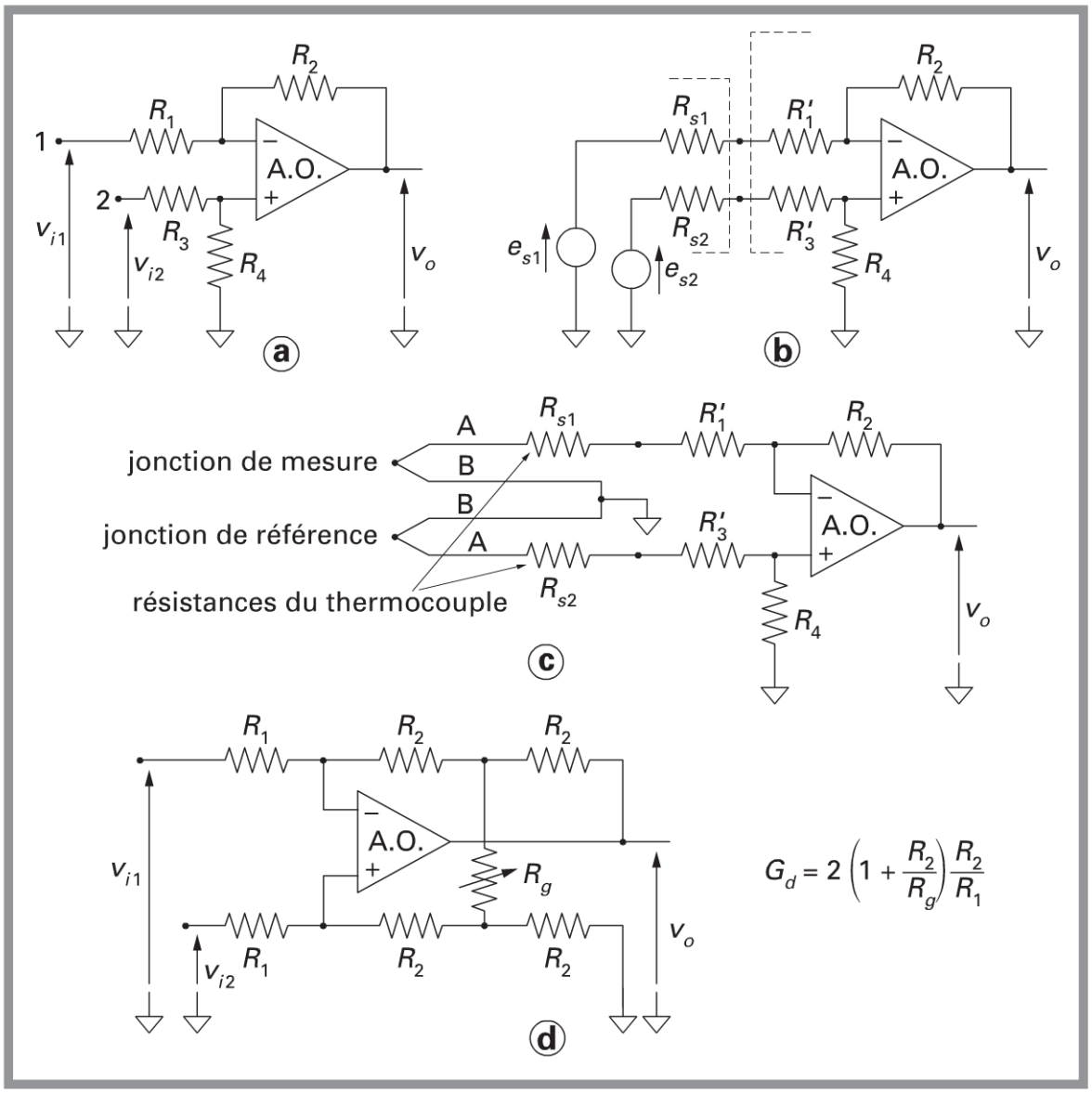


Figure 10.6 - Amplificateur différentiel à un seul amplificateur opérationnel.
a) montage; b) influence des résistances des sources; c) exemple de prise en compte des résistances de sources (thermocouple); d) montage à gain différentiel variable.

Copyright © 2011 Dunod.

Le pire des cas correspond à un choix pratique de résistances dont les écarts par rapport aux valeurs nominales s'ajouteraient en sorte de rendre maximum le gain de mode commun ce qui correspond à :

$$R'_1 = R_1(1 + \varepsilon_R), \quad R'_2 = R_2(1 - \varepsilon_R),$$
$$R'_3 = R_1(1 - \varepsilon_R), \quad R'_4 = R_2(1 + \varepsilon_R).$$

Dans ces conditions le gain de mode commun dû aux erreurs d'appairement des résistances a pour expression :

$$\boldsymbol{G_{mc} = \frac{4\varepsilon_R \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{4\varepsilon_R \cdot Gd}{1 + Gd}}$$

et le taux de réjection de mode commun correspondant est :

$$\boldsymbol{\tau_r = \frac{G_d}{G_{mc}} = \frac{1 + G_d}{4\varepsilon_R}}.$$

Exemple : $\varepsilon_R = 0{,}1\ \% = 10^{-3}$, $R_2/R_1 = 10^2$, $\tau_r = 25\,000$.

□ Influence des résistances de sources

Lorsque les tensions à mesurer sont les f.e.m. e_{s1} et e_{s2} de sources de résistances internes respectives R_{s1} et R_{s2} (*figure 10.6b*), ces résistances doivent être introduites dans les formules générales (2) à (5) où l'on a dès lors :

$$R_1 = R_{s1} + R'_1 \quad \text{et} \quad R_3 = R_{s2} + R'_3$$

R'_1 et R'_3 étant les résistances placées en entrée de l'amplificateur.

La condition (5) d'annulation de G_{mc} devient :

$$R'_3 + R_{s2} = R'_1 + R_{s1}, \quad R_4 = R_2$$

et le gain différentiel G_d a pour expressions :

$$G_d = \frac{R_2}{R'_1 + R_{s1}} = \frac{R_2}{R'_3 + R_{s2}}.$$

Ces expressions montrent la nécessité qu'il y a pour ce type d'amplificateur de prendre en compte les résistances des sources pour la détermination des performances (*figure 10.6c*).

□ Problèmes posés par ce montage

Ce montage présente deux handicaps :

– son impédance d'entrée relativement faible qui rend ses performances (G_{mc}, G_d) sensibles aux résistances des sources d'excitation ;

– la difficulté de réglage continu du gain G_d qui nécessite, pour chaque valeur de gain, l'appariement de quatre résistances ($R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$) afin de maintenir le taux de réjection à une valeur convenable.

Copyright © 2011 Dunod.

Des modifications du montage de base permettent cependant d'assurer un réglage du gain G_d par variation d'une seule résistance R_g et ceci sans affecter le taux de réjection (*figure 10.6d*).

■ Amplificateur différentiel à deux amplificateurs opérationnels

Ce montage (*figure 10.7a*) a l'intérêt de présenter une très grande impédance d'entrée et par conséquent d'avoir des gains différentiel et de mode commun pratiquement indépendants des résistances de source.

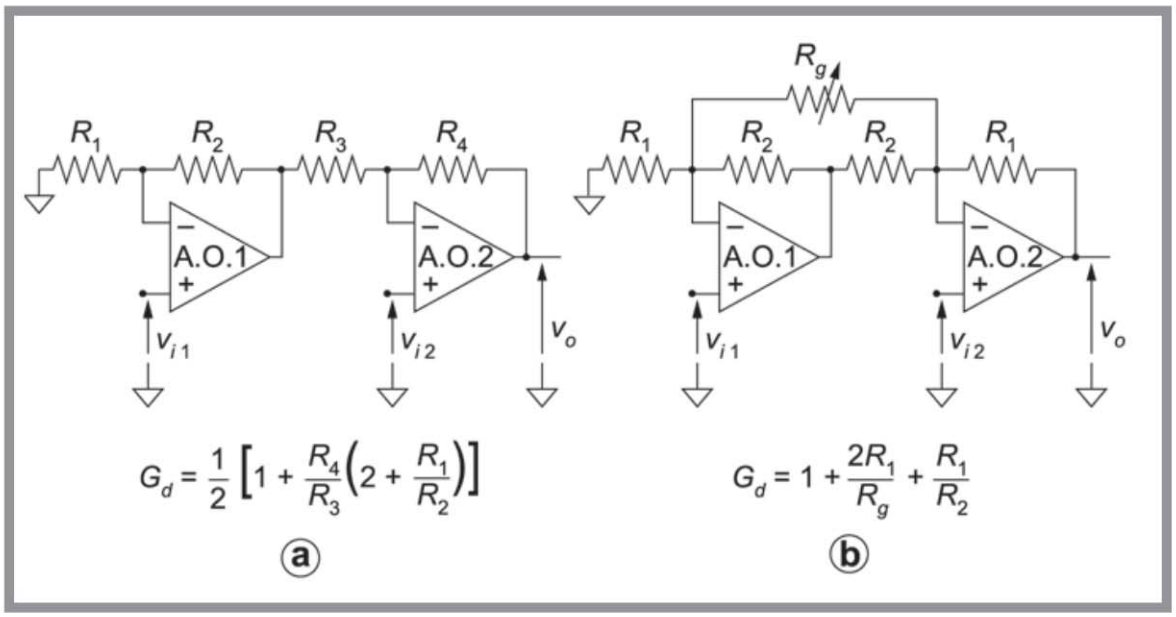


Figure 10.7 - Amplificateur différentiel à deux amplificateurs opérationnels :
a) montage à gain fixe; b) montage à gain variable.

La tension de sortie du montage a pour expression :

$$v_o = \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot v_{mc)i} + \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(2 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right) \cdot v_{di}$$

où : $v_{mc)i} = (v_{i1} + v_{i2})/2$ et $v_{d)i} = v_{i2} - v_{i1}$.

Il en résulte :

– le gain de mode commun : $G_{mc} = \dfrac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{R_1 R_3}$;

– le gain différentiel : $G_d = \dfrac{1}{2} \cdot \left(1 + \dfrac{R_4}{R_3} \cdot \left(2 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)\right)$.

L'annulation du gain de mode commun exige :

$$R_1/R_2 = R_4/R_3 \qquad (6)$$

Copyright © 2011 Dunod.

et dans ce cas : $$G_d = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

La condition (6) est satisfaite pratiquement en prenant :

$$R_3 = R_2 \quad \text{et} \quad R_4 = R_1. \tag{7}$$

Cependant, compte tenu de l'indétermination $\pm \varepsilon_R$ qui affecte chacune des résistances, la condition (7) n'est jamais exactement remplie et le gain de mode commun G_{mc} dû aux erreurs d'appariement de résistances a une valeur non nulle qui, dans le pire des cas, est :

$$G_{mc} = 4\,\varepsilon_R$$

le taux de réjection étant alors :

$$\tau_r = \frac{G_d}{G_{mc}} = \frac{1 + R_1/R_2}{4\varepsilon_R}.$$

□ Problèmes posés par ce montage

Le gain du 1er étage est $G_1 = 1 + R_2/R_1 = G_d/(G_d - 1)$.

La tension v_{o1} en sortie du 1er étage est donc :

$$v_{o1} = G_1\, v_{i1} = G_1 \cdot v_{mc)i} - G_1 \cdot v_{d)i}/2.$$

Si G_d est relativement faible ($G_d = 2$ par exemple) et si $v_{mc)i}$ est important, il y a risque de saturation de l'étage.

La voie inverseuse est formée des amplificateurs A.O.1 et A.O.2 alors que la voie non-inverseuse comporte le seul amplificateur A.O.2. Les deux voies ont donc des réponses en fréquence différentes d'où il résulte (§ 10.4.1) une détérioration notable du taux de réjection en fonction de la fréquence.

Ce montage exige, à chaque changement de gain, un délicat appariement des résistances afin d'éviter une dégradation du taux de réjection ; de ce fait, il n'est pratiquement adapté qu'au fonctionnement à gain fixe. Un gain différentiel variable peut être obtenu par adjonction au montage d'une résistance de réglage R_g, le gain de mode commun demeurant indépendant de R_g (*figure 10.7b*).

■ Amplificateur d'instrumentation

L'amplificateur d'instrumentation (*figure 10.8*) présente les caractéristiques intéressantes suivantes :

– une grande impédance d'entrée ;

– un réglage de gain par une seule résistance R_g et ne nécessitant aucune modification des résistances appairées ;

– une parfaite symétrie des voies inverseuse et non inverseuse.

Copyright © 2011 Dunod.

On distingue sur le schéma du montage (*figure 10.8a*) :

– un étage d'entrée formé des deux amplificateurs opérationnels A.O.1 et A′.O.1 en montage non inverseur;

– un étage de sortie qui est un amplificateur différentiel à un seul amplificateur opérationnel A.O.2.

Les tensions de sortie de l'étage d'entrée ont pour expression :

$$v_{o1} = v_{i1} + \frac{R_1}{R_g} \cdot (v_{i1} - v_{i2}) \qquad v'_{o1} = v_{i2} + \frac{R'_1}{R_g} \cdot (v_{i2} - v_{i1})$$

soit, en fonction de $v_{d)i} = v_{i2} - v_{i1}$ et $v_{mc)i} = (v_{i1} + v_{i2})/2$:

$$v_{o1} = v_{mc)i} - \left(\frac{1}{2} + \frac{R_1}{R_g}\right) \cdot v_{d)i} \qquad v'_{o1} = v_{mc)i} + \left(\frac{1}{2} + \frac{R'_1}{R_g}\right) \cdot v_{d)i}.$$

Le gain pour le mode commun du premier étage est égal à 1 ce qui limite les risques de saturation. L'amplificateur différentiel de sortie reçoit sur ses entrées les tensions v_{o1} et v'_{o1} dont il amplifie (§ 10.2.3, amplificateur différentiel à un seul amplificateur opérationnel) :

– la différence avec le gain : $G_{d2} = \dfrac{R_3}{R_2}$;

– le mode commun avec le gain : $G_{mc2} = \dfrac{4\varepsilon_R R_3}{R_2 + R_3}$.

La tension de sortie de l'amplificateur d'instrumentation a donc pour expression :

$$v_o = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left(1 + \frac{R_1 + R'_1}{R_g}\right) \cdot v_{d)i} + \frac{4\varepsilon_R R_3}{R_2 + R_3} \cdot v_{mc)i}$$

dont on déduit :

– le gain différentiel : $G_d = \dfrac{R_3}{R_2} \cdot \left(1 + \dfrac{2R_1}{R_g}\right)$ pour $R_1 = R'_1$;

– le gain de mode commun : $G_{mc} = \dfrac{4\varepsilon_R R_3}{R_2 + R_3}$.

Afin que le gain G_d soit variable à partir de 1, on choisit $R_3 = R_2$, en sorte que :

$$\boldsymbol{G_d = 1 + \frac{2R_1}{R_g}} \quad \text{et} \quad \boldsymbol{G_{mc} = 2\varepsilon_R}.$$

On remarque d'autre part que les résistances R_1 et R'_1 n'ont pas à être appairées avec grande précision puisqu'elles ne déterminent que le gain différentiel et que leur différence éventuelle est sans effet sur le gain de mode commun.

Le taux de réjection de mode commun de l'amplificateur d'instrumentation est :

$$\tau_r = \frac{G_d}{G_{mc}} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{4\varepsilon_R}$$

Copyright © 2011 Dunod.

soit, pour $R_3 = R_2$:

$$\tau_r = \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) \cdot \frac{1}{2\varepsilon_R}.$$

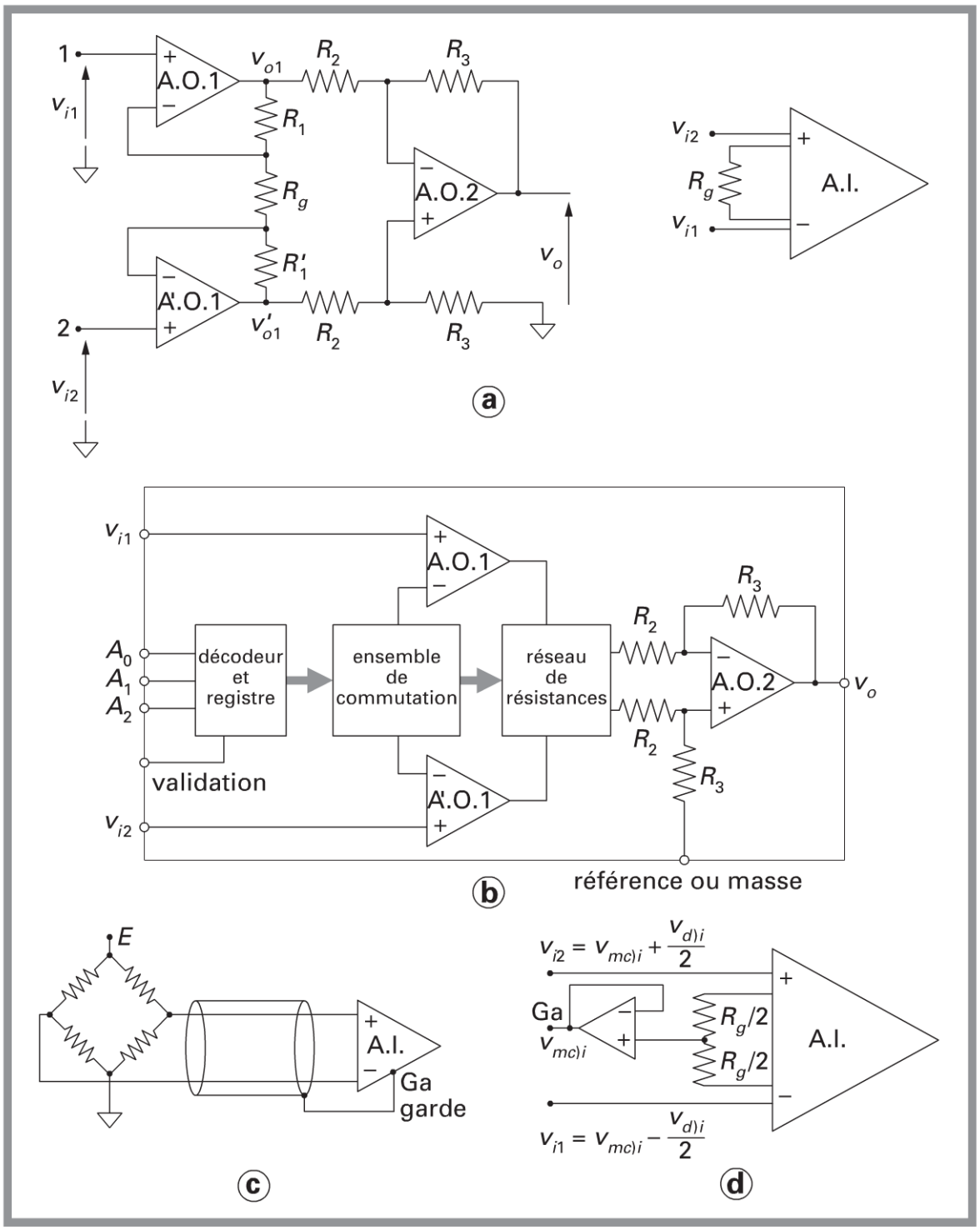


Figure 10.8 - Amplificateur d'instrumentation :
a) constitution et représentation ; b) éléments d'un amplificateur programmable ; c) amplificateur avec sortie de garde à la tension de mode commun ; d) réalisation d'une sortie de garde.

Copyright © 2011 Dunod.

Les valeurs du taux de réjection sont généralement de l'ordre de 90 db pour $G_d = 1$ et 120 db pour $G_d = 10^3$ pour des tensions de mode commun de fréquence inférieure à 60 Hz et un déséquilibre de lignes limité à 1 kΩ. Pour des fréquences supérieures ou des déséquilibres de lignes plus importants, le taux de réjection diminue (§ 10.4.1, bande passante pour petits signaux).

L'amplificateur d'instrumentation programmable permet le choix d'un gain G_d parmi un ensemble (généralement 4 ou 8) de gains possibles. Ce choix s'effectue par sélection des résistances R_g et R_1 au moyen d'un mot binaire $A_1 A_o$, (1 parmi 4) ou $A_2 A_1 A_o$, (1 parmi 8) appliqué par le contrôleur aux entrées de sélection de gain (*figure 10.8b*).

REMARQUE

Au milieu de la résistance R_g de réglage de gain, lorsque $R_1 = R'_1$, la tension a pour valeur $(v_{o1} + v'_{o1})/2 = v_{mc)i}$. Certains amplificateurs d'instrumentation ont une borne de sortie Ga délivrant cette tension $v_{mc)i}$ pour être utilisée dans les circuits de garde (*figure 10.8c*). Lorsque l'amplificateur n'est pas pourvu d'une telle sortie, la tension de mode commun peut être obtenue en constituant la résistance R_g par deux résistances $R_g/2$ et en prélevant la tension au point commun par l'intermédiaire d'un montage suiveur, aux fins de découplage (*figure 10.8d*).

10.2.4 Amplificateur d'isolement

Lorsque les tensions de mode commun dépassent ou risquent de dépasser 70 % des tensions d'alimentation, soit ± 10 V pour une alimentation de ± 15 V, l'amplificateur d'instrumentation n'est plus utilisable : c'est l'amplificateur d'isolement qui, dans ce cas, est susceptible d'apporter une solution.

Cet amplificateur est formé de deux étages, l'étage d'entrée A_1 et l'étage de sortie A_2, isolés galvaniquement l'un de l'autre (*figure 10.9*).

L'étage d'entrée A_1 est connecté à la source du signal :

– si cette dernière est reliée à la masse locale M_s, celle-ci est la référence de tension de l'étage d'entrée, (*figure 10.9b*) ;

– si la source du signal est isolée de la masse M_s, le potentiel de l'étage d'entrée est flottant (*figure 10.9c*).

L'étage de sortie A_2 est référencé à la masse de l'instrumentation M_i. Entre les deux étages existe une barrière d'isolement qui doit pouvoir supporter une différence de potentiel élevée et spécifiée : c'est la tension d'isolement v_{iso} qui selon les

Copyright © 2011 Dunod.

modèles varie de quelques 10^2 V à quelques 10^3 V. Le transfert du signal de l'étage d'entrée à l'étage de sortie au travers de la barrière d'isolement s'effectue :

– soit par couplage magnétique au moyen d'un transformateur d'isolement, le signal modulant une porteuse haute fréquence ;
– soit par couplage optique au moyen d'une diode émettrice de lumière modulée par le signal et d'une photodiode réceptrice.

L'alimentation de l'étage d'entrée est isolée de la masse M_i de l'instrumentation : elle est, selon les cas, contenue dans le boîtier de l'amplificateur ou externe.

L'étage d'entrée A_1 fonctionne avec, pour référence de ses tensions, le commun (ligne 0 V) de son alimentation isolée. Cet étage est généralement constitué d'un amplificateur opérationnel, utilisé dans un montage asymétrique, non inverseur par exemple, le gain G_1 étant fixé par une résistance extérieure R_g.

Si la source du signal e_s est référencée au commun de l'amplificateur d'entrée (absence de tension de mode commun), la tension de sortie de l'étage A_1 est $v_{o1} = G_1 \cdot e_s$.

Si la source du signal e_s est superposée à une tension de mode commun v_{mc}, l'étage d'entrée de l'amplificateur d'isolement peut être précédé d'un amplificateur d'instrumentation dont le rôle est d'éliminer par son taux de réjection τ'_r la tension de mode commun v_{mc} afin de présenter à l'entrée de l'amplificateur A_1 une tension référencée à sa masse propre. L'amplificateur d'instrumentation doit alors être alimenté à partir de l'alimentation isolée de l'étage A_1 (*figure 10.9d*).

Par rapport à la masse M_i de l'étage de sortie A_2, la référence de tension de l'étage d'entrée A_1 est portée au potentiel v_M. La tension d'entrée v_{i2} de l'étage A_2 résulte du transfert à travers la barrière d'isolement du signal de sortie v_{o1} de l'étage A_1 :

$$v_{i2} = G_t \cdot \left(v_{o1} + \frac{1}{\tau_r} \cdot v_M \right)$$

où G_t est le gain de transfert généralement égal à 1, et τ_r le taux de réjection de la différence de potentiel v_M entre les masses de l'étage d'entrée et de sortie. La tension de sortie v_o de l'étage A_2, de gain G_2, référencée à la masse M_i, a pour expression :

$$v_o = G_2 \cdot v_{i2} = G_2 \cdot (v_{o1} + v_M/\tau_r)$$

G_1 étant le gain de l'étage d'entrée et si $G_2 = 1$:

$$v_o = G_1 \cdot e_s + v_M/\tau_r.$$

Le taux de réjection τ_r, de l'ordre de 160 db (10^8) à 50 Hz, décroît à fréquence croissante d'environ 20 db par décade.

Copyright © 2011 Dunod.

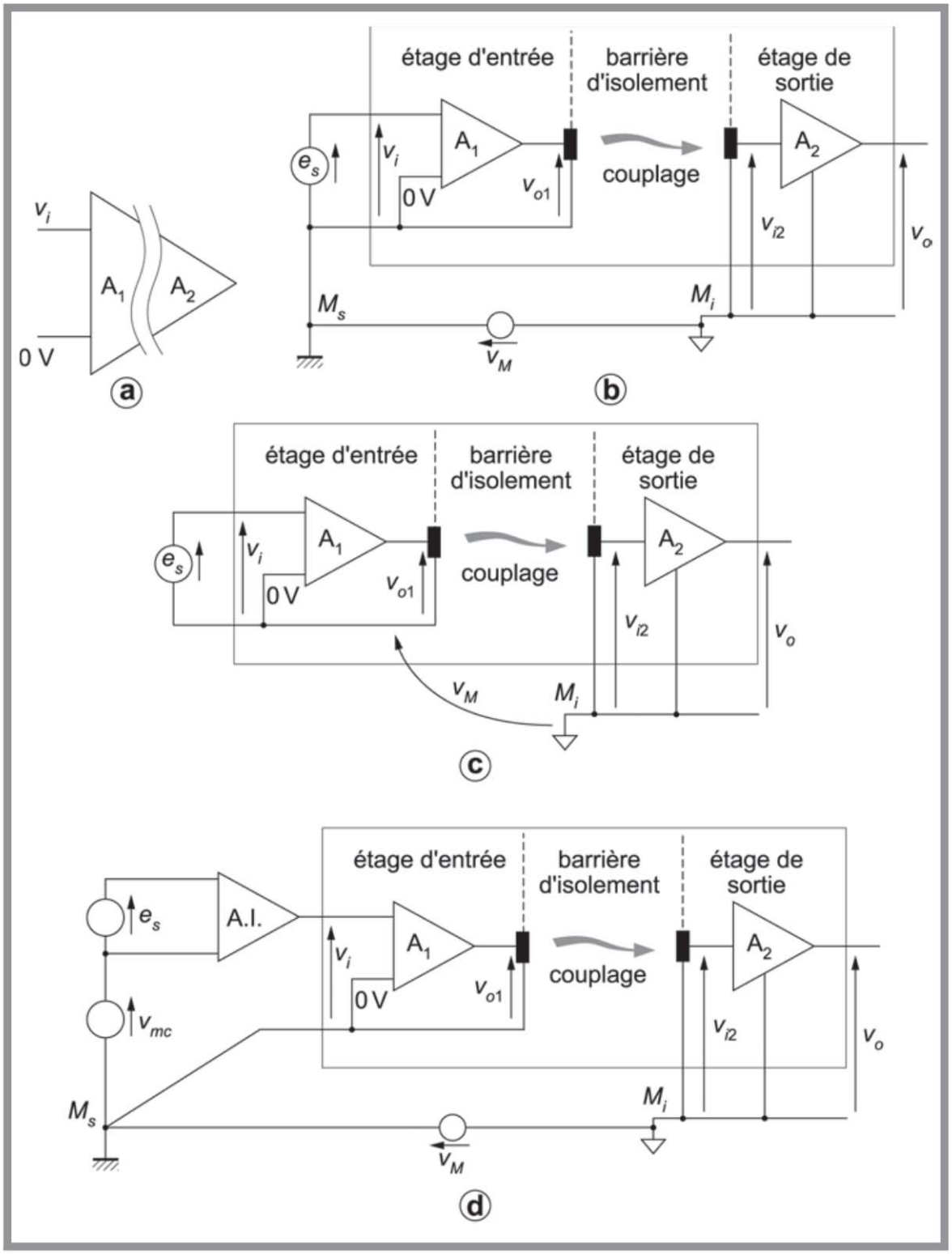


Figure 10.9 - Amplificateur d'isolement :
a) représentation symbolique; b) étage d'entrée relié à la masse locale; c) étage d'entrée flottant; d) étage d'entrée précédé d'un amplificateur d'instrumentation lorsque le signal est superposé à une tension de mode commun.

Copyright © 2011 Dunod.

10.3 Décalage statique

Un décalage statique se traduit par la présence d'une tension continue en sortie d'un amplificateur alors qu'aucun signal n'est appliqué à ses entrées. Cette tension, dite de décalage, s'ajoute en sortie au signal et risque d'entraîner une erreur de mesure sur sa composante continue. Le décalage statique a une double origine :

– les dissymétries entre voies inverseuse et non inverseuse d'un amplificateur;

– les courants de polarisation des entrées.

10.3.1 Tension de décalage d'entrée e_{di}

Les légères dissymétries existant entre les voies inverseuse et non inverseuse des amplificateurs se traduisent par l'apparition en sortie d'une tension v'_{do}, tension de décalage en sortie, lorsque les deux entrées sont reliées à la masse de l'amplificateur. Ce défaut est schématisé au moyen d'une source de tension e_{di}, tension de décalage d'entrée, placée en série avec l'une quelconque des entrées de l'amplificateur (*figure 10.10a*). Selon le type d'amplificateur la tension e_{di} varie de quelques µV à quelques mV, la tension e_{di} étant nettement plus importante pour les amplificateurs à étage d'entrée FET que pour les amplificateurs à étage d'entrée bipolaire. Dans ce dernier cas, les amplificateurs à très faible décalage sont désignés comme **amplificateurs de précision**.

CAS DE L'AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION

L'amplificateur est constitué de deux étages :

– le premier étage, de gain G, présentant un décalage d'entrée e_{di1};

– le second étage, généralement de gain 1, présentant un décalage e_{di2}.

La tension de décalage en sortie est dès lors :

$$v'_{do} = G \cdot e_{di1} + e_{di2}.$$

Le décalage e_{di} équivalent, ramené à l'entrée a pour expression :

$$e_{di} = e_{di1} + e_{di2}/G.$$

Exemple : amplificateur INA 101 (Burr-Brown) :

$$e_{di} = \pm\,(25 + 200/G)\mu V.$$

Aux valeurs élevées de G c'est le décalage du premier étage qui est prédominant alors qu'aux faibles gains G, c'est le décalage de l'étage de sortie qui est déterminant.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Influence de la température

La tension de décalage e_{di} est fonction de la température de l'amplificateur : elle est spécifiée par sa valeur e_{di} à une température T_o, généralement 25 °C, et par sa sensibilité thermique $\frac{\mathrm{d}e_{di}}{\mathrm{d}T}$ exprimée en $\mu V \cdot {}^{\circ}C^{-1}$.

Exemples

AD707 (Analog Devices) amplificateur opérationnel de précision :

$$e_{di}\,(25\ ^{\circ}C) = 10\ \mu V \qquad \frac{\mathrm{d}e_{di}}{\mathrm{d}T} = 0{,}1\ \mu V \cdot {}^{\circ}C^{-1}.$$

AD517 (Analog Devices) amplificateur opérationnel à étages d'entrée bipolaires :

$$e_{di} = (25\ ^{\circ}C) : 150\ \mu V \qquad \frac{\mathrm{d}e_{di}}{\mathrm{d}T} = 3\ \mu V \cdot {}^{\circ}C^{-1}.$$

AD542 (Analog Devices) amplificateur opérationnel à étages d'entrée FET :

$$e_{di}\,(25^{\circ}C) = 2\ mV \qquad \frac{\mathrm{d}e_{di}}{\mathrm{d}T} = 20\ \mu V \cdot {}^{\circ}C^{-1}.$$

Dans le cas de l'amplificateur d'instrumentation, la tension de décalage e_{di} étant fonction du gain G, il en est de même de sa sensibilité thermique :

$$\frac{\mathrm{d}e_{di}}{\mathrm{d}T} = \frac{\mathrm{d}e_{di1}}{\mathrm{d}T} + \frac{1}{G} \cdot \frac{\mathrm{d}e_{di2}}{\mathrm{d}T}.$$

Exemple : INA 101 (Burr Brown)

$$\frac{\mathrm{d}e_{di}}{\mathrm{d}T} = \pm\left(2 + \frac{20}{G}\right)\mu V \cdot {}^{\circ}C^{-1}.$$

Lorsque l'amplificateur se trouve porté à une température T, la tension de décalage a pour valeur :

$$\boldsymbol{e_{di}(T) = e_{di}(T_o) + \Delta e_{di}.}$$

où $$\boldsymbol{\Delta e_{di} = \frac{\mathrm{d}e_{di}}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T \quad \text{avec} \quad \Delta T = T - T_o.}$$

Copyright © 2011 Dunod.

■ Tension de décalage en sortie, due à e_{di}

□ Amplificateur opérationnel

Un montage asymétrique (amplificateur inverseur ou non inverseur) se ramène au schéma de la *figure 10.10b* lorsqu'est annulé le signal appliqué à son entrée.

Un calcul élémentaire donne : $v'_{do} = \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) \times e_{di}$

À une température T : $v'_{do}(T) = \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) \times e_{di}(T)$

soit : $$v'_{do}(T) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(e_{di}(T_o) + \Delta e_{di}\right) = v'_{do}(T_o) + \Delta v'_{do}$$

avec $$\Delta v'_{do} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \Delta e_{di}.$$

□ Amplificateur d'instrumentation

En annulant les tensions signal et mode commun appliquées aux entrées, le montage se réduit au schéma représenté *figure 10.10c* d'où il résulte :

$$v'_{do} = G \cdot e_{di}.$$

À une température T :

$$v'_{do}(T) = G \cdot (e_{di}(T_o) + \Delta e_{di}) = v'_{do}(T_o) + \Delta v'_{do} \quad \text{avec} \quad \Delta v'_{do} = G \cdot \Delta e_{di}.$$

■ Influence de la tension d'alimentation

Les dérives et fluctuations de la tension d'alimentation E_a provoquent des variations de la tension de décalage e_{di}, ainsi d'ailleurs que des courants de polarisation. Cette influence est spécifiée de diverses façons :

– sensibilité S_a à l'alimentation : $S_a = \Delta e_{di}/\Delta E_a$. Ainsi pour l'amplificateur opérationnel AD381, $S_a = 100\ \mu V \cdot V^{-1}$;

– taux de réjection de la tension d'alimentation ou PSRR (*Power Supply Rejection Ratio*) : PSRR = $20 \lg(\Delta E_a/\Delta e_{di})$.

Les valeurs de S_a sont données pour des variations lentes de la tension d'alimentation et correspondent généralement à des **dérives du décalage très inférieures aux dérives d'origine thermique dès lors que la tension d'alimentation est convenablement régulée, filtrée et découplée**. L'influence de la fréquence des fluctuations est traduite par les courbes donnant le PSRR en fonction de la fréquence ; ces courbes montrent une décroissance du PSRR au-delà d'une fréquence, qui selon les cas est de l'ordre de 10^2 à 10^4 Hz.

Copyright © 2011 Dunod.

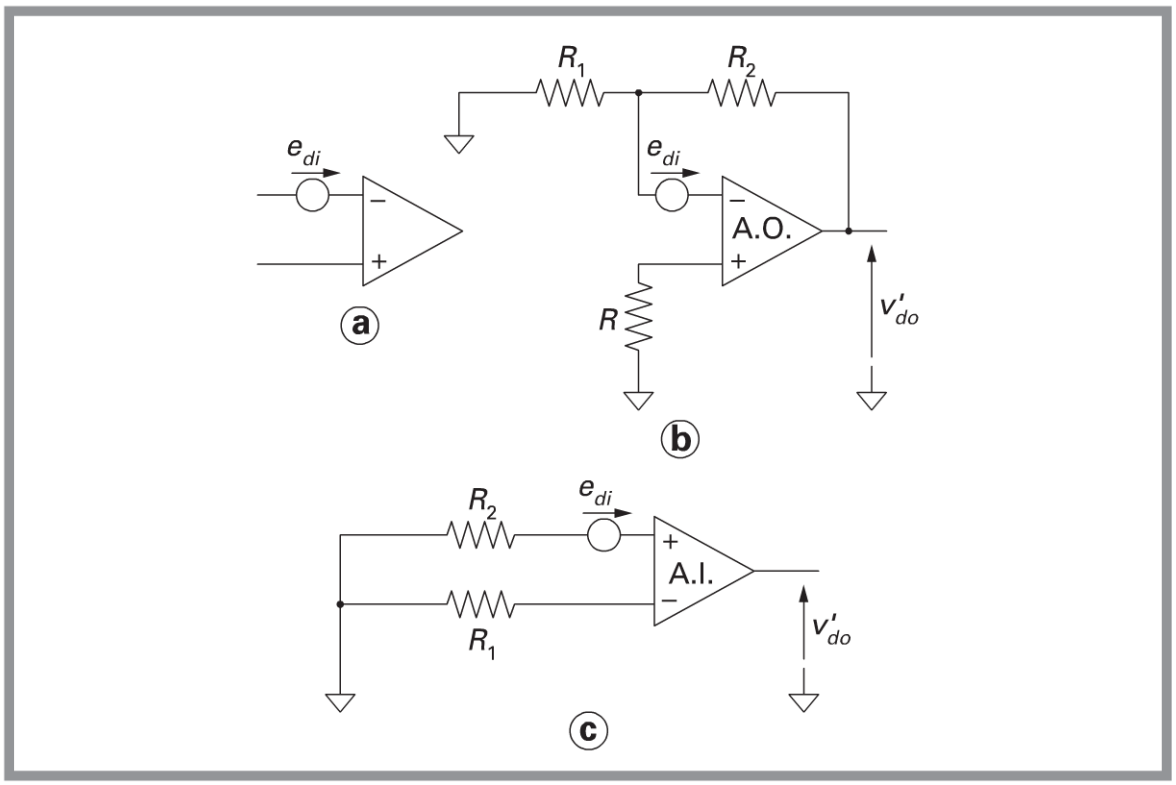


Figure 10.10 - Tension de décalage d'entrée :
a) représentation générale ; b) amplificateur opérationnel ; c) amplificateur d'instrumentation.

10.3.2 Courants de polarisation et de décalage

Un courant de polarisation doit être fourni à chaque entrée (+ et –) de l'amplificateur, soit I_{p+} et I_{p-} (*figure 10.11a*). Le sens de ces courants, le même sur chaque entrée, dépend de la nature de l'étage d'entrée (NPN, PNP, JFET) et n'a pas d'importance en lui même.

Les courants I_{p+} et I_{p-}, égaux dans un cas idéal, présentent en fait un léger écart qui est dit **courant de décalage I_{di}** :

$$I_{di} = I_{p+} - I_{p-}.$$

On désigne par **courant de polarisation I_p** la valeur moyenne de I_{p+} et I_{p-} soit :

$$I_p = (I_{p+} + I_{p-})/2$$

d'où l'on déduit : $I_{p+} = I_p + I_{di}/2$ et $I_{p-} = I_p - I_{di}/2$.

Ordres de grandeur :

courant de polarisation I_p : 1 à quelques dizaines de nA pour les étages d'entrée bipolaires, 10^{-3} à 10^2 pA pour les étages d'entrée FET.

courant de décalage I_{di} : une fraction de I_p (10^{-1} à $\cong 1$).

Copyright © 2011 Dunod.

■ Influence de la température

Le courant de polarisation I_p et le courant de décalage I_{di} dépendent de la température : ils sont spécifiés par leur valeur à T_o (25 °C) et par leur sensibilité thermique : $\frac{\mathrm{d}I_p}{\mathrm{d}T}$ et $\frac{\mathrm{d}I_{di}}{\mathrm{d}T}$.

À une température T (°C) on a :

$$\boldsymbol{I_p(T) = I_p(T_o) + \Delta I_p} \quad \text{où} \quad \Delta I_p = \frac{\mathrm{d}I_p}{\mathrm{d}T} \times \Delta T \quad \text{avec} \quad \Delta T = (T - T_o),$$

$$\boldsymbol{I_{di}(T) = I_{di}(T_o) + \Delta I_{di}} \quad \text{où} \quad \Delta I_{di} = \frac{\mathrm{d}I_{di}}{\mathrm{d}T} \times \Delta T.$$

■ Tension de décalage en sortie due à I_p et I_{di}

□ Amplificateur opérationnel

Le schéma de la *figure 10.11b* représente les impédances mises en jeu aussi bien dans le montage inverseur que dans le montage non inverseur; on en déduit facilement la tension de sortie v''_{do} due aux courants d'entrée :

$$v''_{do} = \left[\left(R_3 - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot I_p + \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot \frac{I_{di}}{2}\right] \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}.$$

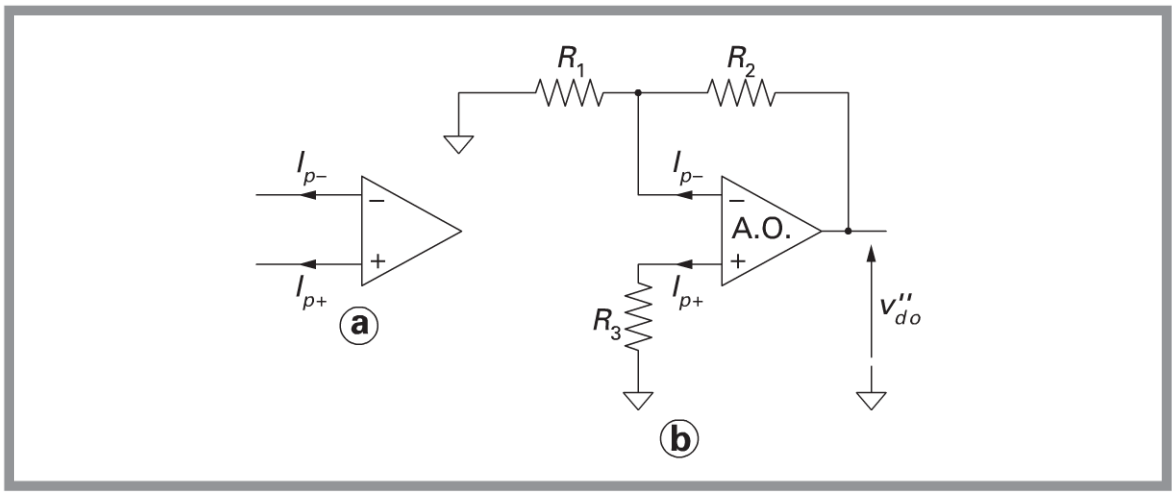


Figure 10.11 - Courants de polarisation :
a) représentation; b) cas de l'amplificateur opérationnel.

L'influence des courants de polarisation I_p est compensée en choisissant :

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

Copyright © 2011 Dunod.

et dans ce cas, la tension de sortie est due au seul courant de décalage :

$$v''_{do} = \mathrm{R}_2\, I_{di}.$$

À une température T, on a alors :

$$v''_{do}\,(T) = R_2\, I_{di}(T) = R_2(I_{di}(\mathrm{T}_o) + \Delta I_{di}) = v''_{do}\,(\mathrm{T}_o) + \Delta v''_{do} \quad \text{où} \quad \Delta v''_{do} = R_2 \cdot \Delta I_{di}.$$

Lorsque l'étage d'entrée est de type FET, la faible valeur des courants de polarisation et de décalage peut rendre inutile leur compensation par la résistance R_3 hormis le cas où la résistance de la source d'excitation en série est très grande ou lorsque la plage de température d'utilisation est étendue (accroissement thermique du courant de polarisation).

□ Amplificateur d'instrumentation

• La source du signal est à la masse (*figure 10.12a*)

Les courants I_{p-} et I_{p+} issus des entrées inverseuse et non inverseuse de l'amplificateur, en parcourant les résistances R_1 et R_2 des voies d'amenée respectives, déterminent aux entrées de l'amplificateur des tensions :

$$v_{+)p} = R_2\, I_{p+} \quad \text{et} \quad v_{-)p} = R_1\, I_{p-}$$

auxquelles correspondent :

– une tension différentielle : $v_{d)p} = v_{+)p} - v_{-)p} = R_2\, I_{p+} - R_1\, I_{p-}$,

– une tension de mode commun : $v_{mc)p} = (R_2\, I_{p+} + R_1\, I_{p-})/2$.

En fonction du courant de polarisation I_p et du courant de décalage I_{di} les tensions précédentes s'écrivent :

$$v_{d)p} = (R_2 - R_1)I_p + (R_1 + R_2)\, I_{di}/2,$$
$$v_{mc)p} = (R_1 + R_2)I_p/2 + (R_2 - R_1)I_{di}/4.$$

Ces tensions perturbatrices sont minimisées d'une part en équilibrant les voies ($R_1 = R_2$), d'autre part en réduisant leur résistance.

À une température T :

$$v_{d)p}(T) = (R_2 - R_1) \cdot I_p(T) + (R_1 + R_2) \cdot I_{di}(T)/2$$

soit :
$$v_{d)p}(T) = (R_2 - R_1) \cdot I_p(T_o) + (R_1 + R_2) \cdot I_{di}(T_o)/2 + (R_2 - R_1) \cdot \Delta I_p + (R_1 + R_2) \cdot \Delta I_{di}/2.$$

qui peut s'écrire : $v_{d)p}(T) = v_{d)p}(T_o) + \Delta v_{d)p}$

et de même : $v_{mc)p}(T) = v_{mc)p}(T_o) + \Delta v_{mc)p}$.

La tension différentielle $v_{d)p}$ subit le gain G de l'amplificateur; la tension de mode commun $v_{mc)p}$ étant atténuée par le taux de réjection peut généralement être

Copyright © 2011 Dunod.

négligée. La tension de sortie v''_{do} due à l'influence des courants de polarisation a donc pour expression :

$$v''_{do}(T) = G \cdot v_{d)p}(T) = G\left[(R_2 - R_1) \cdot (I_p(T_0) + \Delta I_p) + \frac{R_1 + R_2}{2} \cdot (I_{di}(T_0) + \Delta I_{di})\right]$$

soit : $$v''_{do}(T) = v''_{do}(T_0) + \Delta v''_{do}$$

où $$\Delta v''_{do} = G\left[(R_2 - R_1) \cdot \Delta I_p + \frac{R_1 + R_2}{2} \cdot \Delta I_{di}\right].$$

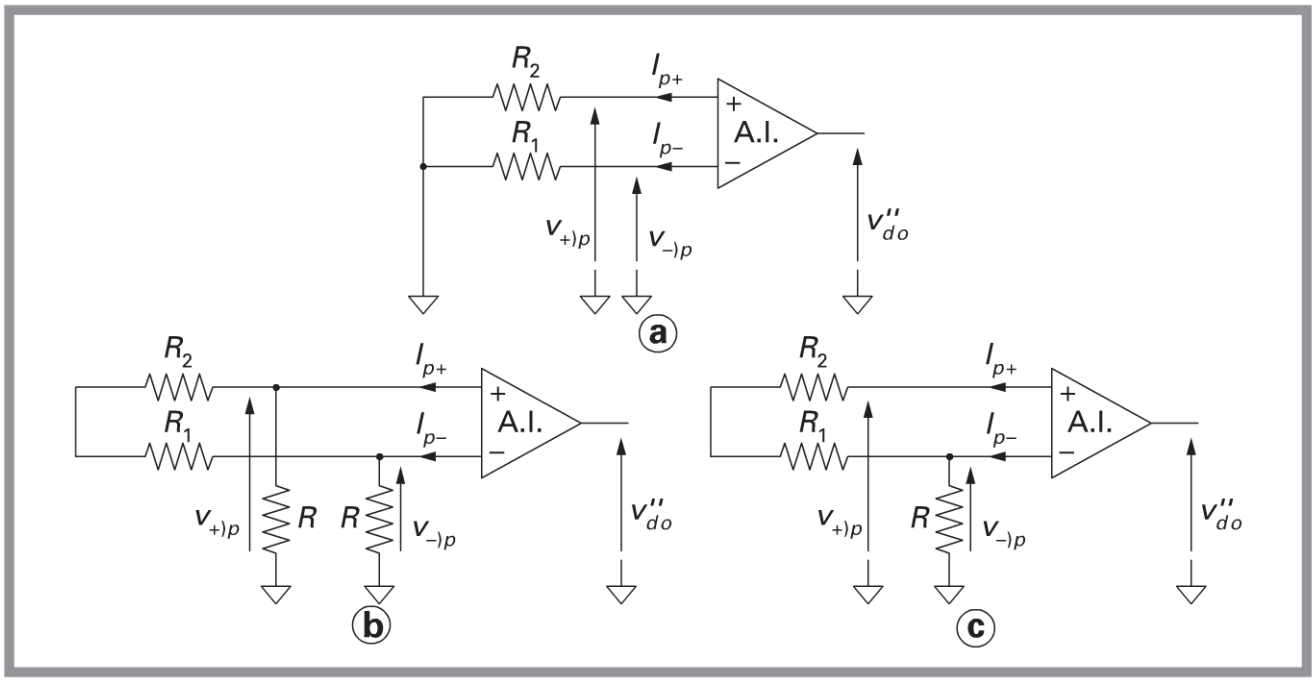


Figure 10.12 - Courants de polarisation de l'amplificateur d'instrumentation :
(a) source du signal à la masse; source du signal isolée de la masse : (b) montage symétrique, (c) montage asymétrique.

Copyright © 2011 Dunod.

• La source du signal est isolée de la masse

Il est indispensable, pour le bon fonctionnement de l'amplificateur, d'assurer le retour vers la masse des courants de polarisation des entrées.

Ce retour peut être assuré par deux résistances (montage symétrique) ou par une seule résistance (montage asymétrique).

Montage symétrique (*figure 10.12b*). On établit facilement que :

$$v_{mc)p} = (v_{+)p} + v_{-)p})/2 = R\, I_p,$$

$$v_{d)p} = v_{+)p} - v_{-)p} = (R_1 + R_2) \cdot \frac{I_{di}}{2} \quad \text{pour} \quad R_1, R_2 \ll R.$$

La résistance R doit être limitée de façon que la tension de mode commun $v_{mc)p}$ reste négligeable; des valeurs de 10^6 à 10^7 Ω sont habituellement utilisées. La tension correspondante v''_{do} en sortie est :

$$v''_{do} = G\left[(R_1 + R_2) \cdot \frac{I_{di}}{2} + \frac{1}{\tau_r} \cdot RI_p\right].$$

Montage asymétrique (*figure 10.12c*)**.** On a dans ce cas :

$$v_{mc)p} = 2RI_p + (R_1 + R_2) \cdot \frac{I_{p+}}{2} \cong 2\,RI_p \quad \text{pour} \quad R_1, R_2 \ll \mathrm{R}$$

$$v_{d)p} = (R_1 + R_2) \cdot I_{p+} \cong (R_1 + R_2) \cdot I_p .$$

La tension correspondante v''_{do} en sortie est :

$$v''_{do} = G\left[(R_1 + R_2) \cdot I_p + \frac{1}{\tau_r} \cdot 2\,RI_p\right].$$

Lorsque la résistance de source $(R_1 + R_2)$ est élevée, le montage symétrique est nécessaire; dans le cas contraire $(R_1 + R_2 \leqslant 100\ \Omega)$ le montage asymétrique est généralement utilisé pour sa simplicité.

10.3.3 Tension de décalage globale – Compensation du décalage

La tension de décalage globale v_{do} apparaissant en sortie de l'amplificateur est la superposition du décalage v'_{do} dû à e_{di} et du décalage v''_{do} dû aux courants de polarisation et de décalage :

$$\boldsymbol{v_{do} = v'_{do} + v''_{do}}.$$

À une température T quelconque :

$$v_{do}(T) = v_{do}(T_o) + \Delta v_{do}$$

où : $\quad v_{do}(T_o) = v'_{do}(T_o) + v''_{do}(T_o) \quad$ et $\quad \Delta v_{do} = \Delta v'_{do} + \Delta v''_{do}$

La tension de décalage global en sortie v_{do} peut être considérée, schématiquement, comme résultant de l'amplification par le gain G d'une tension v_{di} placée à l'entrée et telle que $v_{di} = v_{do}/G$; v_{di} est dite **tension de décalage global ramenée à l'entrée** et son intérêt est de pouvoir être comparée directement au signal d'entrée.

Exemples

• Amplificateur opérationnel en montage non inverseur :

$$v_{di} = e_{di} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_{di} \qquad (R_3 = R_1 \,//\, R_2).$$

• Amplificateur d'instrumentation, source du signal à la masse :

$$v_{di} = e_{di} + (R_2 - R_1) \cdot I_p + (R_1 + R_2) \cdot \frac{I_{di}}{2} .$$

Copyright © 2011 Dunod.

■ Compensation fixe

À une température T_o déterminée, la tension de décalage globale $v_{do}(T_o)$ peut être compensée au moyen d'une tension additionnelle fixe v_{co} en sorte qu'à cette température la tension de sortie soit nulle en l'absence de signal.

À la température T_o on a donc : $v_{do}(T_o) + v_{co} = 0$.

À une température T quelconque on a alors :

$$v_{do}(T) + v_{co} = v_{do}(T_o) + \Delta v_o + v_{co} = \Delta v_{do}.$$

Il ne subsiste dès lors en sortie que la seule dérive thermique de v_{do} par rapport à la température T_o à laquelle a été effectuée la compensation. La tension de compensation peut être créée au sein même de l'amplificateur par réglage d'un potentiomètre extérieur placé entre deux bornes de l'amplificateur prévues à cet effet (*figure 10.13a*). Ce mode de compensation a cependant pour inconvénient d'accroître la sensibilité thermique de e_{di} et il est à proscrire lorsque la plage de température de fonctionnement est étendue.

La compensation du décalage à la température T_o peut aussi être obtenue, sans l'inconvénient de la méthode précédente, au moyen d'une source auxiliaire délivrant une tension réglable v_{ci}. Dans le cas d'un montage à amplificateur opérationnel, la tension v_{ci} est appliquée à l'entrée du montage et ajustée de façon à donner en sortie la valeur v_{co} qui annule $v_{do}(T_o)$ (*figure 10.13b, c, d*). Dans le cas de l'amplificateur différentiel ou d'instrumentation (*figure 10.13e et f*) la tension v_{ci} doit être découplée de sa source par un montage suiveur afin d'éviter une dégradation du taux de réjection du fait de la résistance de la source délivrant v_{ci} ; l'amplificateur d'instrumentation dispose généralement d'une entrée dite Référence à laquelle doit être appliquée la tension v_{ci} qui, en s'ajoutant à la tension de sortie, permet de compenser le décalage de zéro.

■ Compensation automatique – Autozéro

À intervalles de temps réguliers, le signal est déconnecté des bornes d'entrée de l'amplificateur qui sont alors mises à la masse : la tension de sortie de l'amplificateur est dans ce cas la tension de décalage.

Dans la **compensation par logiciel** (chapitre 21), la valeur de la tension de décalage en sortie, pour les différentes valeurs de gain, est convertie sous forme numérique et stockée en mémoire. Lors d'une mesure, le calculateur retranche systématiquement du résultat brut de mesure la dernière valeur mémorisée du décalage. Cette méthode a pour inconvénient de ne pas annuler le décalage en sortie de l'amplificateur : si ce décalage devient important, il risque d'entraîner les signaux vers les zones limites de fonctionnement et d'aboutir à leur écrêtage.

Copyright © 2011 Dunod.

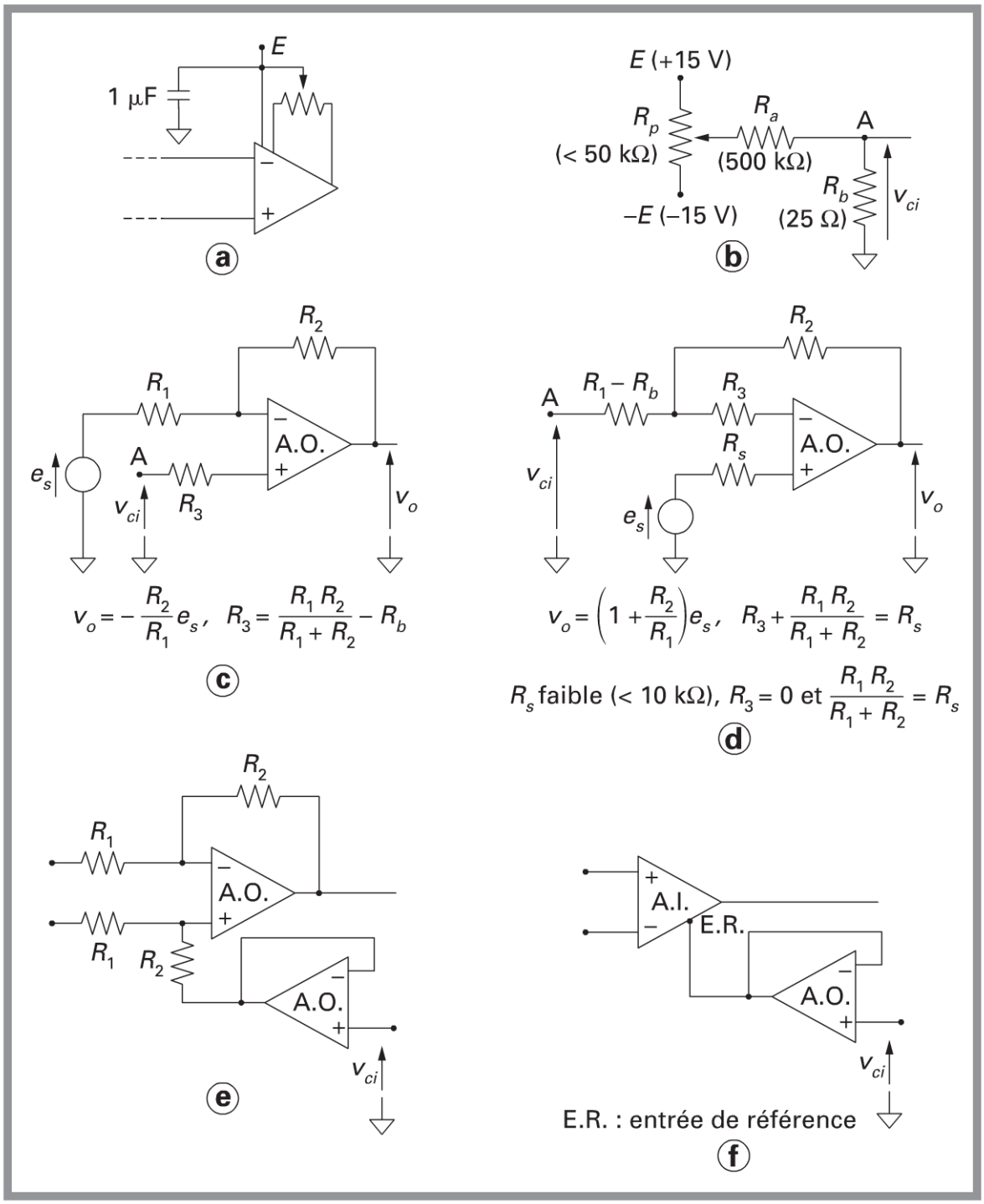


Figure 10.13 - Compensation fixe du décalage :
a) potentiomètre branché aux bornes affectées au réglage de décalage; b) source réglable de tension de compensation v_{ci} ; application de la tension de compensation v_{ci} à un amplificateur inverseur (c) et non inverseur (d); application de la tension de compensation v_{ci} à un amplificateur différentiel (e) et d'instrumentation (f).

Copyright © 2011 Dunod.

Dans les méthodes de **compensation par matériel**, la tension de décalage en sortie est utilisée dans une boucle de contre-réaction afin d'annuler le décalage de sortie (*figure 10.14a*). Les entrées de l'amplificateur étant reliées à la masse, on peut considérer que seule subsiste sur ces entrées la tension de décalage ramenée à l'entrée, soit v_{di}. La tension de décalage v_{do} en sortie de l'amplificateur est appliquée à l'entrée d'un intégrateur qui délivre sur sa sortie une tension v_{ci} qui est retranchée de v_{di}. Cette tension v_{ci} évoluera jusqu'à annulation de la tension d'entrée de l'intégrateur à savoir v_{do}, décalage de sortie de l'amplificateur.

G étant le gain de l'amplificateur, on a les relations :

$$v_{do} = G\varepsilon \quad \text{où} \quad \varepsilon = v_{di} - v_{ci}$$

$$v_{ci} = \beta v_{do} \quad \text{où} \quad \beta = 1/\tau p \quad \text{(intégration en notation de Laplace)}$$

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + \beta G} \cdot v_{di} = \frac{p}{p + G/\tau} \cdot v_{di}$$

v_{di} étant une tension quasi statique : $p \cdot v_{di} = 0$ et $\varepsilon = 0$,

d'où $$v_{ci} = v_{di} \quad \text{et} \quad v_{do} = 0.$$

Dans le montage représenté sur la *figure 10.14b*, la voie 7 du multiplexeur, d'adresse 111 est reliée à la masse; les voies 0 à 6 reçoivent les signaux de mesure. Lors de la phase de compensation, la voie 7 étant adressée, la tension de sortie de l'amplificateur est la tension de décalage. L'adresse de la voie 7 met aussi la sortie de la porte Nand à l'état bas; il en résulte que les transistors Q_1 et Q_2 étant bloqués, la tension de gate du JFET Q_3 est nulle, rendant Q_3 conducteur. La tension de décalage en sortie de l'amplificateur se trouve alors reliée à l'entrée de l'intégrateur. La tension de sortie de l'intégrateur, qui est appliquée à une borne de réglage du décalage de l'amplificateur, évoluera jusqu'à l'annulation du décalage. Lors d'une phase de mesure, l'adressage de la voie choisie (0 à 6) met la sortie de la porte Nand à l'état haut autorisant la conduction des transistors Q_1 et Q_2 qui entraîne le blocage de Q_3. La tension de sortie de l'intégrateur maintient pendant cette phase le décalage de sortie de l'amplificateur à zéro.

Les méthodes de **compensation mixte, par logiciel et matériel**, permettent d'annuler le décalage de l'amplificateur et évitent ainsi le risque d'écrêtage du signal que présente la méthode de compensation par logiciel seul. Dans le montage de principe représenté sur la *figure 10.14c*, la tension de décalage en sortie de l'amplificateur, lorsque ses entrées sont à la masse est convertie sous forme numérique par le convertisseur analogique-numérique et délivrée au calculateur. Ce dernier détermine alors la valeur numérique binaire N_{ci} à fournir à l'entrée du convertisseur numérique-analogique afin que sa tension de sortie, appliquée à la borne de référence de l'amplificateur d'instrumentation, annule son décalage en sortie.

Copyright © 2011 Dunod.

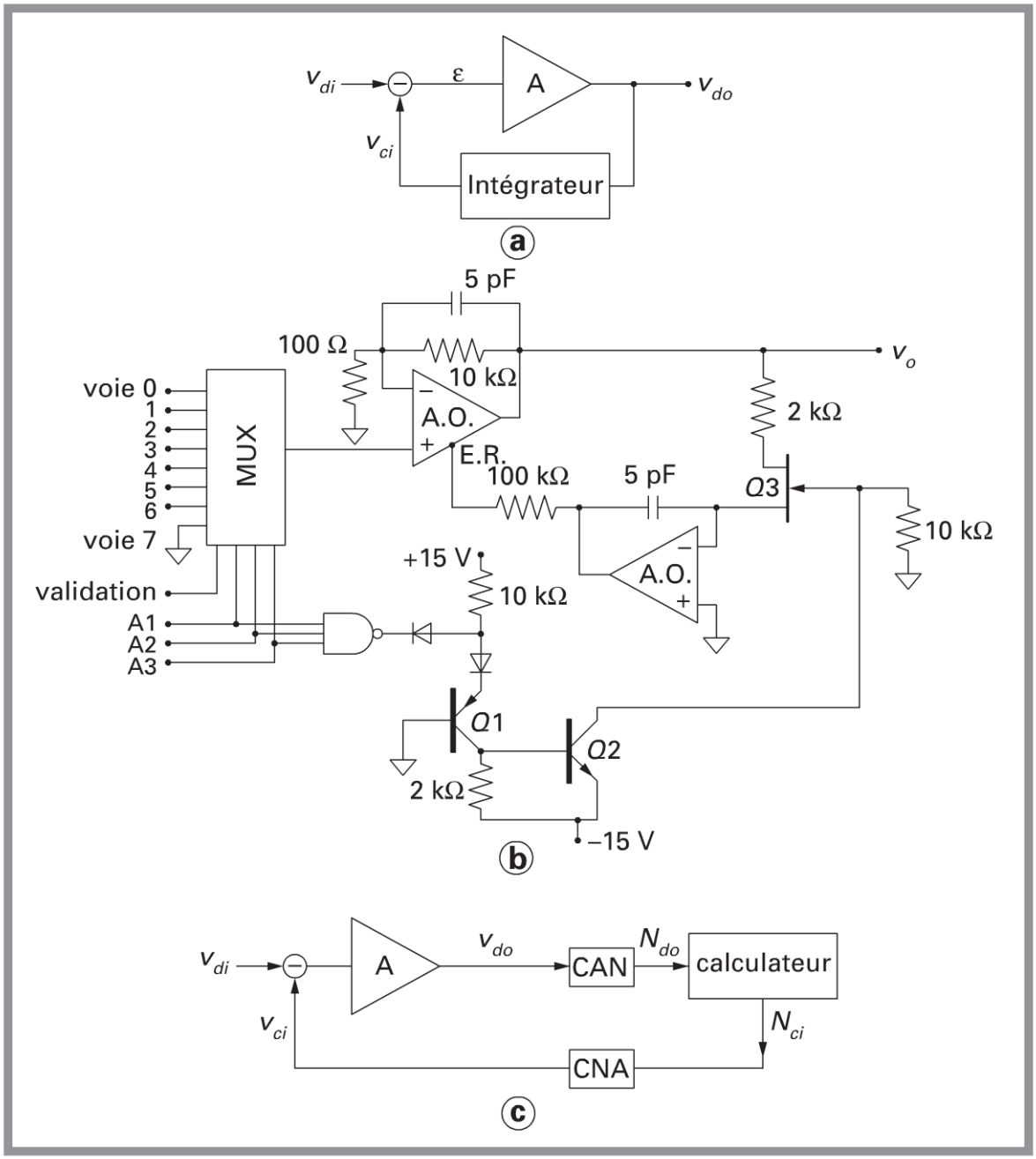


Fig. 10.14 : Compensation automatique du décalage :
a) schéma de principe d'une compensation par matériel ; b) exemple de réalisation (Analog Devices) ; c) schéma de principe d'une compensation par matériel et logiciel.

Copyright © 2011 Dunod.

10.4 Caractéristiques dynamiques

On se propose d'examiner ici les spécifications qui définissent le fonctionnement de l'amplificateur en présence de signaux variables ; elles permettent de décrire la réponse de l'amplificateur soit en fonction de la fréquence : **bande passante**, soit en fonction du temps : **temps d'établissement**.

10.4.1 Bande passante du gain

À fréquence croissante, la réduction du gain d'un amplificateur peut avoir deux causes distinctes :

– d'une part, la présence de capacités, parasites ou additionnelles, dans les divers étages de l'amplificateur confère à ce dernier une **fonction de transfert de type passe-bas**;

– d'autre part, la tension de sortie d'un amplificateur a, de par sa constitution, une **vitesse de variation maximale limitée** ; dès lors que le signal de sortie devrait avoir une vitesse de variation supérieure à cette limite, il se trouve, en fait, bloqué à cette limite : une réduction de son amplitude et une distorsion en résultent. La vitesse de variation d'un signal étant proportionnelle à son amplitude, ce phénomène apparaît pour des amplitudes relativement importantes : c'est pourquoi les limitations en fréquence qu'il impose déterminent une **bande passante dite pour grands signaux** (§ 10.4.1, bande passante pour grands signaux) alors que la première cause citée détermine une **bande passante dite pour petits signaux** (§ 10.4.1, bande passante pour petits signaux).

■ Bande passante pour petits signaux

□ Amplificateur opérationnel

On considère le cas d'un amplificateur opérationnel compensé en fréquence dont le gain A en boucle ouverte a pour expression en fonction de la fréquence :

$$A = \frac{A_o}{1 + \mathrm{j}F/F_{co}}$$

A_o étant le gain en boucle ouverte en continu, généralement $A_o > 10^5$, F_{co} étant la fréquence de coupure, d'ordre de grandeur la dizaine de hertz.

On utilisera les relations asymptotiques :

– pour $F \ll F_{co}$: $A = A_o$;

– pour $F \gg F_{co}$: $|A| = \dfrac{A_o F_{co}}{F} = \dfrac{F_u}{F}$, $F_u = A_o F_{co}$ étant la fréquence de gain unité.

Le gain G de l'amplificateur en boucle fermée se calcule en posant : $v_o = A \cdot (v_+ - v_-)$, les expressions des tensions v_+ et v_- dépendant du montage.

• Amplificateur en montage inverseur

$$G(F) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_c} \quad \text{où} \quad F_c = \frac{F_u}{1 + R_2/R_1}.$$

F_c est la fréquence de coupure de l'amplificateur qui détermine sa bande passante à 3 dB près.

Copyright © 2011 Dunod.

• **Amplificateur en montage non inverseur**

$$G(F) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_c} \quad \text{où} \quad F_c = \frac{F_u}{1 + R_2/R_1}.$$

• **Amplificateur en montage suiveur**

$$G(F) = \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_u}.$$

• **Amplificateur différentiel à un amplificateur opérationnel** (§ 10.2.3, amplificateur différentiel à un seul amplificateur opérationnel)

$$G_d(F) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_c} \quad \text{où} \quad F_c = \frac{F_u}{1 + R_2/R_1}.$$

• **Amplificateur différentiel à deux amplificateurs opérationnels** (§ 10.2.3, amplificateur différentiel à deux amplificateurs opérationnels)

$$G_d(F) = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_{c2}} \cdot \frac{1 + \mathrm{j}F/2F_{c1}}{1 + \mathrm{j}F/F_{c1}}$$

où $$F_{c1} = \frac{F_u}{1 + R_2/R_1} \quad \text{et} \quad F_{c2} = \frac{F_u}{1 + R_1/R_2}.$$

Lorsque $\frac{R_1}{R_2} \gg 1$, $F_{c2} \ll F_{c1}$ et on a pour $F < F_{c2}$:

$$G_d(F) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_{c2}}.$$

□ **Amplificateur d'instrumentation** (§ 10.2.3, amplificateur d'instrumentation)

L'amplificateur est formé de deux étages : A_1 et A'_1 de gain G_{d1} d'une part et A_2 de gain G_{d2} d'autre part. Le gain G_d de l'amplificateur a pour expression :

$$G_d(F) = G_{d1}(F) \cdot G_{d2}(F)$$

avec $$G_{d1}(F) = \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) \cdot \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_{c1}} \quad \text{où} \quad F_{c1} = \frac{F_{u1}}{1 + 2R_1/R_g},$$

$$G_{d2}(F) = \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_{c2}} \quad \text{où } F_{c2} = F_{u2}/2 \text{ dans le cas très fréquent où le gain en continu de cet amplificateur est égal à 1.}$$

Lorsque $G_{d1} \gg 1$, $F_{c1} \ll F_{c2}$ et l'on a, pour $F < F_{c1}$:

$$G_d(F) = \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) \cdot \frac{1}{1 + \mathrm{j}F/F_{c1}}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Par contre, lorsque le gain G_d est réduit, l'influence de la seconde fréquence de coupure, F_{c2}, peut se faire sentir sur la courbe de réponse (*figure 10.15a*).

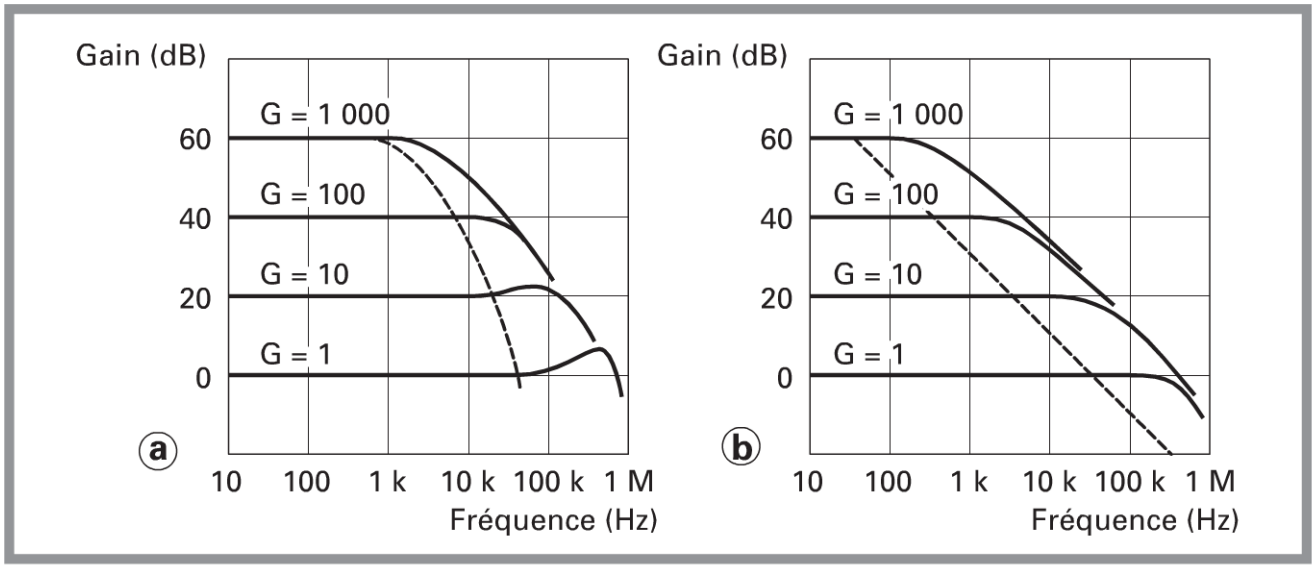


Figure 10.15 - Réponse en fréquence d'amplificateurs d'instrumentation et bande passante à ϵ = 1 % (---) :
a) INA 101 et b) INA 102 (Doc. Burr Brown).

□ Bande passante à ε près

La bande passante à ε près, $\mathcal{B}(\varepsilon)$, est la plage de fréquences, à partir de 0 Hz, à l'intérieur de laquelle la variation relative de $|G|$ est au plus égale à ε :

$$\frac{G(0) - |G(F)|}{G(0)} \leqslant \varepsilon$$

Dans le cas, très fréquent, où l'on peut écrire :

$$|G(F)| = G(0) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (F/F_c)^2}}$$

la bande passante à ε près correspond aux fréquences telles que :

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (F/F_c)^2}} \geqslant 1 - \varepsilon$$

soit $F \leqslant \sqrt{2\varepsilon} \cdot F_c$ et $\mathcal{B}(\varepsilon) = \sqrt{2\varepsilon} \cdot F_c$. (Tableau 10.1)

Tableau 10.1 – Bande passante à ε près en fonction de ε.

ε	10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}
$\mathcal{B}(\varepsilon)$	$1{,}4 \times 10^{-2}\ F_c$	$4{,}5 \times 10^{-2}\ F_c$	$1{,}4 \times 10^{-1}\ F_c$	$4{,}8 \times 10^{-1}\ F_c$

Copyright © 2011 Dunod.

□ Amplificateurs à gain réparti

On se propose de comparer les bandes passantes à ε près d'un amplificateur unique de gain G_o et de l'association de deux amplificateurs en cascade de même gain total G_o.

Pour l'amplificateur unique, on a montré que :

$\mathcal{B}_1(\varepsilon) = \sqrt{2\varepsilon} \cdot F_c = \sqrt{2\varepsilon} \cdot \dfrac{F_u}{G_o}$ dans le cas d'un montage non inverseur.

Pour l'association en cascade de deux amplificateurs on a :

$$G(F) = G_{o1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (F/F_{c1})^2}} \cdot G_{o2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (F/F_{c2})^2}}.$$

On choisit : $G_{o1} = G_{o2} = \sqrt{G_o}$

d'où : $F_{c1} = F_{c2} = \dfrac{F_u}{\sqrt{G_o}} = F'_c.$

On peut donc écrire : $G(F) = G_o \cdot \dfrac{1}{1 + (F/F'_c)^2}.$

La bande passante à ε près, $\mathcal{B}_2(\varepsilon)$, de l'association en cascade, correspond aux fréquences telles que :

$$G_o \cdot \frac{1}{1 + (F/F'_c)^2} \geqslant G_o(1 - \varepsilon)$$

d'où l'on déduit : $\mathcal{B}_2(\varepsilon) = \sqrt{\varepsilon} \cdot \dfrac{F_u}{\sqrt{G_o}}$ et $\dfrac{\mathcal{B}_2(\varepsilon)}{\mathcal{B}_1(\varepsilon)} = \sqrt{\dfrac{G_o}{2}}.$

Pour $G_o = 10^2$, l'association en cascade de deux amplificateurs a une bande passante $\mathcal{B}_2(\varepsilon)$ sept fois supérieure à celle, $\mathcal{B}_1(\varepsilon)$, d'un amplificateur unique de même gain.

□ Taux de réjection en fonction de la fréquence

D'une façon générale le taux de réjection τ_r a pour expression (§ 10.2) :

$$\tau_r = \frac{G_d}{G_{mc}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_+ + G_-}{G_+ - G_-}$$

où G_+ et G_- sont les gains de la voie non inverseuse et de la voie inverseuse. La variation de τ_r en fonction de la fréquence est donc déterminée par les évolutions de $G_+(F)$ et de $G_-(F)$.

Copyright © 2011 Dunod.

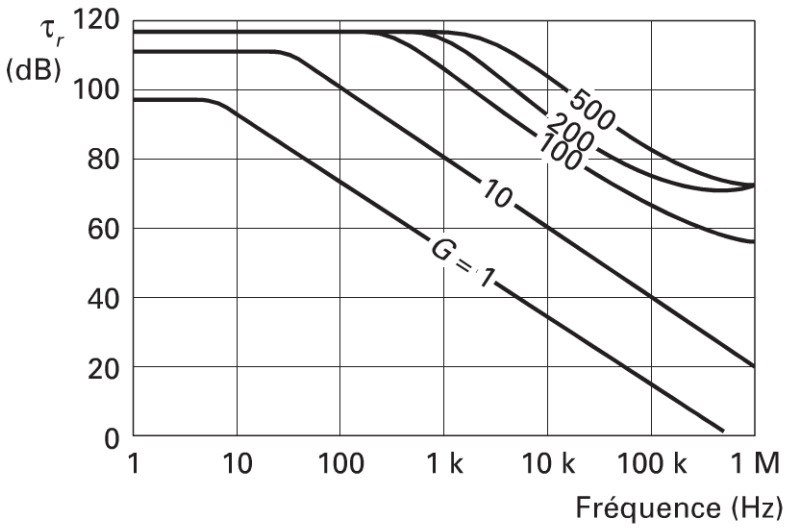


Figure 10.16 - Taux de réjection en fonction de la fréquence et du gain : INA 110 (Doc. Burr Brown).

Les courbes expérimentales (*figure 10.16*) montrent généralement dans leur partie initiale une évolution de la forme :

$$\tau_r(F) = \tau_r(0) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (F/F_{cr})^2}}$$

avec une fréquence de coupure F_{cr} comprise entre une dizaine de Hz pour $G = 1$ et quelques kHz aux gains les plus élevés.

■ Bande passante pour grands signaux

La tension de sortie v_o d'un amplificateur a une vitesse de variation limitée supérieurement et dont la valeur maximale, donnée par le constructeur, est le **slew rate** (SR en $V \cdot \mu s^{-1}$). Afin d'éviter que cette limitation n'entraîne une distorsion de la tension de sortie v_o, il est nécessaire de satisfaire à la condition :

$$\left.\frac{dv_o}{dt}\right)_{max} < SR.$$

Dans le cas où la tension d'entrée est sinusoïdale :

$$v_i = E_i \sin\omega t, \quad v_o = V_o \sin\omega t \quad \text{où} \quad V_o = G\,E_i,$$

$$\frac{dv_o}{dt} = 2\pi F V_o \cos\omega t, \qquad \left.\frac{dv_o}{dt}\right)_{max} = 2\pi F V_o.$$

Copyright © 2011 Dunod.

La condition de non distorsion devient : $2\pi F V_o < SR$,

soit $F < \dfrac{SR}{2\pi V_o}$ pour V_o donné,

soit $V_o < \dfrac{SR}{2\pi F}$ pour F imposé.

Lorsque le gain G est réglé de façon à obtenir l'amplitude maximale de sortie $V_{o)\max}$ ($\cong$ 10 V), la fréquence maximale, compatible avec la condition de non-distorsion est dite **fréquence de pleine puissance** (*full power frequency*) F_{pp} :

$$F_{pp} = \frac{SR}{2\pi V_{o)\max}}.$$

La fréquence F_{pp} fixe la **bande passante pour grands signaux** (tableau 10.2) ; au-delà de cette fréquence, l'amplitude maximale de sortie décroît à fréquence croissante (*figure 10.17*) et le signal est déformé.

Tableau 10.2 – Exemples de valeurs numériques (Doc. Burr Brown)

Amplificateur	INA 101	INA 110
SR (V · µs^{-1})	0,4	17
F_{pp} (kHz)	6,4	270
petits signaux : $\mathcal{B}$ (1 %), (kHz) G : 1 G : 10^2	 42 3,5	 350 66

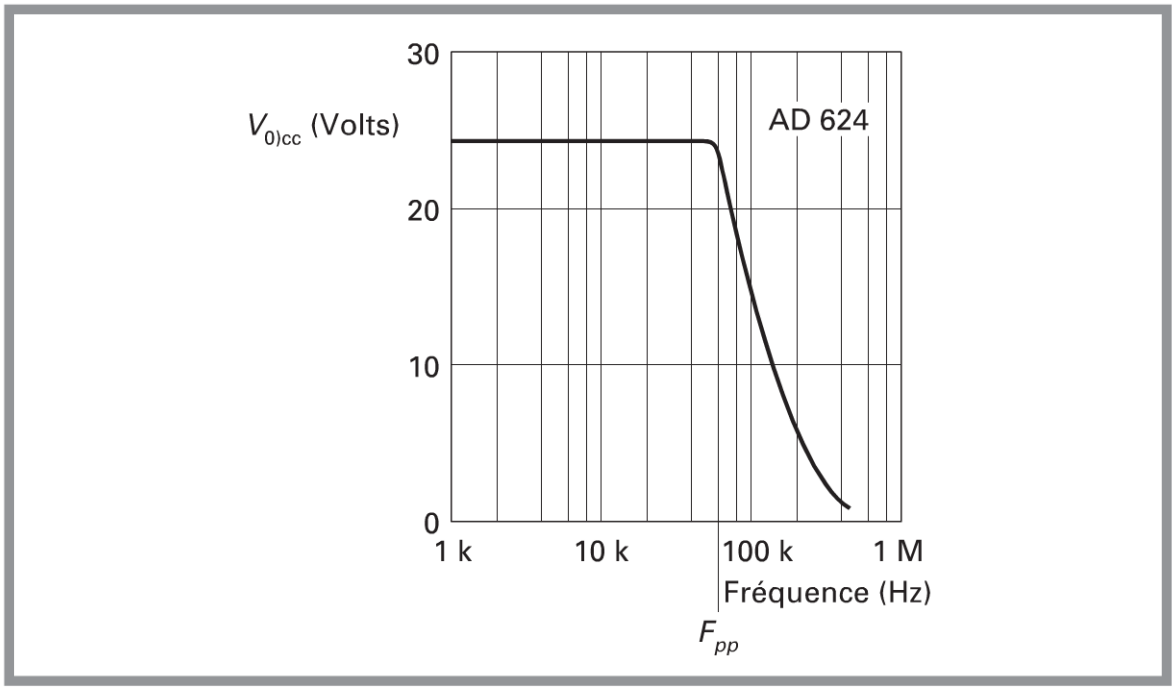


Figure 10.17 - Tension de sortie crête à crête maximale en fonction de la fréquence (Doc. Analog Devices).

Copyright © 2011 Dunod.

Il est important de noter qu'aux gains faibles, la bande passante pour grands signaux est inférieure à la bande passante pour petits signaux ; dans ce cas, dès lors qu'on fonctionne en grands signaux, c'est la bande passante grands signaux qui impose sa limite.

10.4.2 Temps d'établissement

Lors d'une variation brusque de tension à l'entrée d'un amplificateur, la tension de sortie n'atteint son régime permanent qu'après un régime transitoire. La durée de ce dernier dépend du *slew rate* de l'amplificateur ainsi que de sa bande passante et donc de son gain (cas en particulier de l'amplificateur programmable).

Le temps d'établissement à ε près, $t_e(\varepsilon)$, est mesuré après l'application d'un échelon de tension à l'entrée : c'est le temps nécessaire pour que l'écart relatif entre la tension de sortie $v_o(t)$ et sa valeur finale V_o demeure constamment inférieur ou au plus égal à ε :

$$\text{pour } t \geqslant t_e(\varepsilon), \quad \frac{V_o - v_o(t)}{V_o} \leqslant \varepsilon.$$

De façon générale, le temps d'établissement est d'autant plus court que le *slew rate* (SR) et la fréquence de coupure F_c sont plus élevés (tableau 10.3).

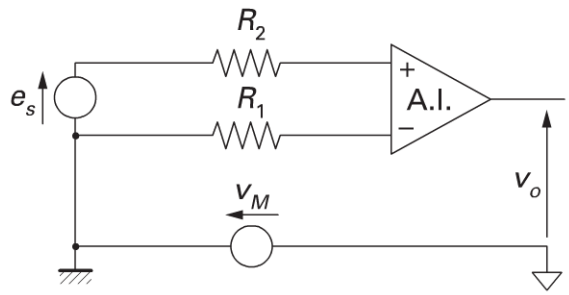
Tableau 10.3 – Exemples de valeurs numériques (Doc. Burr Brown)

	INA 101		INA 110	
	$G : 1$	$G : 10^3$	$G : 1$	$G : 5 \times 10^2$
SR ($V \cdot \mu s^{-1}$)	0,4		17	
F_c (kHz)	300	2,5	2500	100
t_e (10^{-3}) µs	30	350	4	11
t_e (10^{-4}) µs	50	500	5	16

10.5 Calcul d'incertitude

À partir des spécifications fournies par le constructeur on se propose de déterminer l'incertitude de mesure statique apportée par un amplificateur d'instrumentation (*figure 10.18*).

Copyright © 2011 Dunod.



R_1= 750 Ω
R_2= 1 250 Ω
Amplificateur : spécifications indiquées
$|\Delta T_{max}|$: 20 °C

Figure 10.18 - Schéma du montage étudié.

10.5.1 Incertitude ε_{Gn} sur le gain nominal (tableau 10.4)

ε_{Gn} est la somme de deux termes : ε_{Gn1} et ε_{Gn2} :

– ε_{Gn1}, donné par les spécifications, traduit l'écart possible entre le gain réel et celui calculé à partir de la formule théorique $G = 1 + 2R_1/R_g$;

– ε_{Gn2} est l'incertitude sur le gain liée à l'incertitude ε_{Rg} sur la valeur exacte de la résistance de réglage de gain R_g : $\varepsilon_{Gn2} = \varepsilon_{Rg}/(1 + R_g/2R_1)$.

Lorsque la résistance R_g est extérieure au boîtier et choisie par l'utilisateur, le constructeur ne peut fournir que ε_{Gn1}, le calcul de ε_{Gn2} étant à la charge de l'utilisateur. Par contre, lorsque les diverses résistances R_g correspondant à des gains prédéterminés sont placées à l'intérieur du boîtier par le constructeur, ce dernier fournit la valeur globale ε_{Gn}.

Pour l'amplificateur étudié, on a :

$$\varepsilon_{Gn} = 4 \times 10^{-4} + 1{,}6 \times 10^{-7}\ \mathrm{G} - 2 \times 10^{-4}/G.$$

Tableau 10.4

G	1	10	10^2	10^3
ε_{Gn}	2×10^{-4}	$3{,}8 \times 10^{-4}$	$4{,}2 \times 10^{-4}$	$5{,}6 \times 10^{-4}$

10.5.2 Incertitude ε_ℓ due à la non linéarité du gain (tableau 10.5)

$$\varepsilon_\ell = 4 \times 10^{-5} + 2 \times 10^{-7}\ G.$$

Tableau 10.5

G	1	10	10^2	10^3
ε_ℓ	4×10^{-5}	$4{,}2 \times 10^{-5}$	6×10^{-5}	$2{,}4 \times 10^{-4}$

Copyright © 2011 Dunod.

10.5.3 Incertitude $\varepsilon_{G(T)}$ due à la dérive thermique du gain (tableau 10.6)

Cette incertitude est spécifiée par le coefficient de température du gain α_G; l'extension maximale de la plage de température de fonctionnement étant $|\Delta T_{max}|$, l'incertitude $\varepsilon_{G(T)}$ due à la dérive thermique du gain est : $\varepsilon_{G(T)} = \alpha_G |\Delta T_{max}|$.

Comme pour l'incertitude de gain nominal, (§ 10.5.1), cette incertitude est la somme de deux termes : l'un, spécifié par le constructeur pour diverses valeurs de gain, correspond au coefficient de température α_{G1} du gain de l'amplificateur, abstraction faite de la résistance R_g de réglage de gain ; l'autre α_{G2} est le coefficient de température du gain de l'amplificateur du à la seule influence de la sensibilité thermique α_{Rg} de la résistance R_g : $\alpha_{G2} = \alpha_{Rg}/(1 + R_g/2R_1)$.

Tableau 10.6

G	1	10	10^2	10^3
α_G (ppm · °C^{-1})	2	20	22	22
$\varepsilon_{G(T)}$	4×10^{-5}	4×10^{-4}	$4{,}4 \times 10^{-4}$	$4{,}4 \times 10^{-4}$

10.5.4 Décalage statique (tableau 10.7)

Tableau 10.7

G	1	10	10^2	10^3
Δe_{di} (µV)	440	80	44	40,4
$(R_2 - R_1)\,\Delta I_p$ (µV)	2	2	2	2
$(R_1 + R_2)\,\Delta I_{di}/2$ (µV)	10	10	10	10
Δv_{di} (µV)	452	92	56	52,4
v_{ijmax} (V)	10,0	1,0	0,10	0,010
ε_d	$4{,}5 \times 10^{-5}$	$9{,}2 \times 10^{-5}$	$5{,}6 \times 10^{-4}$	$5{,}2 \times 10^{-3}$

On suppose que tension de décalage et courants de polarisation ont été compensés à 25 °C et que seul subsiste leur dérive thermique :

$$\Delta v_{di} = \Delta e_{di} + (R_2 - R_1) \cdot \Delta I_p + (R_1 + R_2) \cdot \Delta I_{di}/2.$$

Copyright © 2011 Dunod.

L'erreur relative de décalage est :

$$\varepsilon_d = \frac{\Delta v_{di}}{v_{i)\max}}, \qquad \text{où} \quad v_{i)\max} = \frac{v_{o)\max}}{G} = \frac{10\,\text{volts}}{G}.$$

Le constructeur donne : $\dfrac{\mathrm{d}e_{di}}{\mathrm{d}T} = (2 + 20/G)\ \mu\text{V} \cdot {}^\circ\text{C}^{-1}$,

$\dfrac{\mathrm{d}I_p}{\mathrm{d}T} = 0{,}2\ \text{nA} \cdot {}^\circ\text{C}^{-1}$, soit $\Delta I_p = 4\ \text{nA}$, $\dfrac{\mathrm{d}I_{di}}{\mathrm{d}T} = 0{,}5\ \text{nA} \cdot {}^\circ\text{C}^{-1}$, soit $\Delta I_{di} = 10\ \text{nA}$.

10.5.5 Décalage dû au taux de réjection (tableau 10.8)

À partir de l'équation : $v_o = G \cdot (v_i + v_{mc}/\tau_r)$

où v_i est la tension différentielle d'entrée, v_{mc} est la tension de mode commun, τ_r est le taux de réjection du mode commun pour un déséquilibre de lignes de 1 kΩ, on déduit l'incertitude correspondante sur la tension d'entrée : $v_{mc)\max}/\tau_r$ et l'incertitude relative à la pleine échelle :

$$\varepsilon_{mc} = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{v_{mc)\max}}{v_{i)\max}}.$$

Si v_{mc} est une tension continue fixe, le terme v_{mc}/τ_r est compensable en même temps que le décalage statique. Par contre, si v_{mc} est une tension parasite variable et aléatoire de fréquence inférieure à 60 Hz, il faut estimer l'incertitude maximale correspondante pour $v_{mc)\max} = 10$ V.

Tableau 10.8

G	1	10	10^2	10^3
$\tau_{r)db}$	90	106	110	110
τ_r	3×10^4	2×10^5	3×10^5	3×10^5
v_{mc}/τ_r (µV)	330	50	33	33
$v_{i)\max}$ (V)	10,0	1,0	0,10	0,010
ε_{mc}	$3{,}3 \times 10^{-5}$	5×10^{-5}	$3{,}3 \times 10^{-4}$	$3{,}3 \times 10^{-3}$

Copyright © 2011 Dunod.

10.5.6 Récapitulation et incertitude globale (tableau 10.9 et tableau 10.10)

L'erreur globale ε est dans le pire des cas, la somme des valeurs absolues des erreurs élémentaires ε_k (tableau 10.9) :

$$\varepsilon = \sum |\varepsilon_k|.$$

L'incertitude maximale $\delta v_{o)\max}$ sur la tension de sortie v_o est :

$$\delta v_{o)\max} = \varepsilon \times v_{o)\max} \quad \text{où} \quad v_{o)\max} = 10 \text{ V}.$$

L'incertitude $\delta v_{o)\max}$ peut aussi être exprimée en incertitude $\delta N_{)\max}$ sur la donnée numérique N délivrée par le convertisseur analogique numérique :

$$\delta N_{)\max} = \delta v_{o)\max}/q.$$

Pour un convertisseur analogique-numérique de pleine échelle d'entrée $V_{pe} = 10$ V et de résolution 10 bits on a $q = 9{,}8$ mV; $\delta N_{)\max}$ est exprimé en nombre de bits de poids le plus faible (*LSB*) (chapitre 16).

Si le montage permet de réaliser des procédures d'**autozéro** et d'**autoétalonnage** (§ 21.1), on a :

$$\varepsilon_{Gn} = 0, \quad \varepsilon_{G(T)} = 0, \quad \varepsilon_d = 0$$

et seules subsistent les incertitudes de linéarité ε_ℓ et de mode commun ε_{mc}.

On a dans ce cas, pour l'incertitude globale ε et pour les incertitudes dérivées, les valeurs du tableau 10.10 qui mettent en évidence la forte réduction de l'incertitude apportée par les procédures d'autozéro et d'autoétalonnage.

Tableau 10.9

G	1	10	10^2	10^3
ε_{Gn}	2×10^{-4}	$3{,}8 \times 10^{-4}$	$4{,}2 \times 10^{-4}$	$5{,}6 \times 10^{-4}$
ε_ℓ	4×10^{-5}	$4{,}2 \times 10^{-5}$	6×10^{-5}	$2{,}4 \times 10^{-4}$
$\varepsilon_{G(T)}$	4×10^{-5}	4×10^{-4}	$4{,}4 \times 10^{-4}$	$4{,}4 \times 10^{-4}$
$\varepsilon_{d(T)}$	$4{,}5 \times 10^{-5}$	$9{,}2 \times 10^{-5}$	$5{,}6 \times 10^{-4}$	$5{,}2 \times 10^{-3}$
ε_{mc}	$3{,}3 \times 10^{-5}$	5×10^{-5}	$3{,}3 \times 10^{-4}$	$3{,}3 \times 10^{-3}$
ε	$3{,}6 \times 10^{-4}$	$9{,}6 \times 10^{-4}$	$1{,}8 \times 10^{-3}$	$9{,}7 \times 10^{-3}$
ε (%)	$3{,}6 \times 10^{-2}$	$9{,}6 \times 10^{-2}$	$1{,}8 \times 10^{-1}$	$9{,}7 \times 10^{-1}$
$\delta v_{o)\max}$ (mV)	3,6	9,6	18	97
$\delta N_{)\max}$ (*LSB*)	0,4	1,2	1,8	10

Copyright © 2011 Dunod.

Tableau 10.10 (autoétalonnage et autozéro)

G	1	10	10^2	10^3
ε	7×10^{-5}	9×10^{-5}	36×10^{-5}	325×10^{-5}
ε **(%)**	7×10^{-3}	9×10^{-3}	$3{,}6 \times 10^{-2}$	$3{,}25 \times 10^{-1}$
$\delta v_{o)max}$ **(mV)**	0,7	0,9	3,6	32,5
$\delta N_{)max}$ ***(LSB)***	0,07	0,1	0,4	3,3

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 11

LA PROTECTION DES CIRCUITS D'ENTRÉE VIS-À-VIS DES PARASITES

Les circuits d'entrée de la chaîne d'acquisition sont des circuits généralement à bas niveaux, donc très sensibles aux parasites ; ils sont constitués :

– des sources de signaux : capteurs et éventuellement ponts de mesure associés ;
– de leurs liaisons à l'instrumentation ;
– de l'étage d'entrée de l'instrumentation qui est généralement un amplificateur.

Le principal problème que posent les circuits d'entrée de la chaîne est lié aux références de tension des sources du signal (capteurs et conditionneurs) d'une part et du reste de l'instrumentation d'autre part.

11.1 Problèmes instrumentaux et solutions possibles

Les capteurs placés au sein même du processus étudié sont généralement éloignés des autres éléments de la chaîne d'acquisition et des dispositifs qui assurent l'exploitation des données de mesure. Ces derniers ont pour référence de potentiel le réseau équipotentiel de terre (§ 3.4) relié à la prise de terre du bâtiment où est située l'instrumentation. Par contre, les capteurs sont placés soit en contact direct, soit au voisinage de conducteurs (conduites, carcasses, structures mécaniques, etc.) qui ne sont pas forcément au même potentiel que celui servant de référence aux autres éléments de la chaîne (*figure 11.1*).

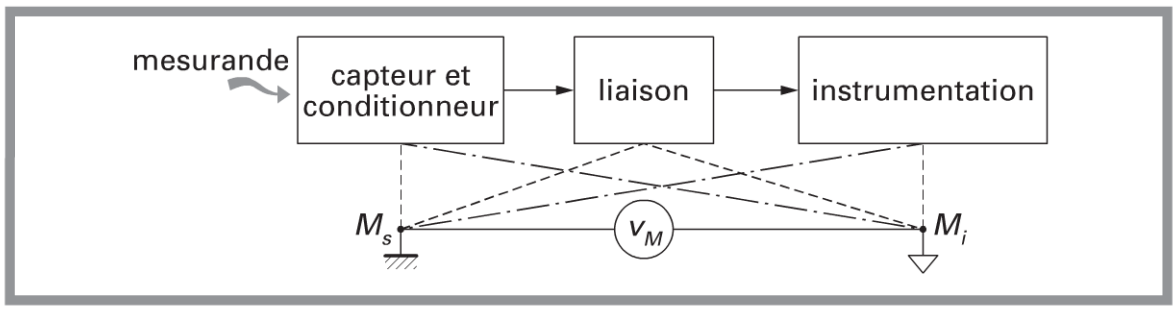


Figure 11.1 - Chaîne d'acquisition et liaisons possibles aux masses de référence.

Copyright © 2011 Dunod.

Les difficultés qui risquent d'apparaître sont principalement liées à cette différence de potentiel v_M, dite de masse, qui existe entre la masse M_i de l'instrumentation proprement dite et la masse ou terre locale M_s au niveau du capteur et de son conditionneur éventuel qui sont la source du signal.

En conséquence, il s'agit d'abord de concevoir les étages d'entrée en sorte que la différence de potentiel de masse v_M, ou une fraction non négligeable de cette dernière, ne puisse être injectée dans la chaîne d'acquisition où, en se superposant au signal, elle dégraderait son information (*figure 11.2a*).

Le découplage du signal et de la différence de potentiel de masse est réalisable en configurant les circuits selon l'un des schémas suivants :

- utiliser une masse de référence unique :

  – soit M_i, la masse de l'instrumentation, la source du signal étant alors isolée de M_s et référencée à M_i (*figure 11.2b*) ;

  – soit M_s, la masse locale au niveau du capteur, l'instrumentation étant alors isolée de M_i et référencée à M_s (*figure 11.2c*) ;

- référencer les circuits à leur masse propre : capteur et conditionneur à M_s et l'instrumentation à M_i mais dans ce cas il faut impérativement :

– soit faire en sorte que la différence de potentiel de masse apparaisse comme une tension de mode commun qui sera alors atténuée par le taux de réjection de l'amplificateur différentiel d'entrée (*figure 11.2d*) ;

– soit intercaler entre les circuits à références différentes un isolement galvanique supportant la différence de potentiel de masse et assurant le transfert du signal (couplage optoélectronique, amplificateur d'isolement) (*figure 11.2e*).

Outre la protection des circuits vis-à-vis de la différence de potentiel de masse, il faut assurer au moyen de blindages l'immunité du signal au regard des autres modes de couplage des parasites. Dans ce but un choix judicieux de la référence de potentiel des blindages doit être fait de façon à éviter que des courants parasites issus du blindage ne puissent se refermer par les circuits du signal (§ 5.4.2).

On examinera dans la suite la réalisation et les performances des diverses configurations possibles.

Copyright © 2011 Dunod.

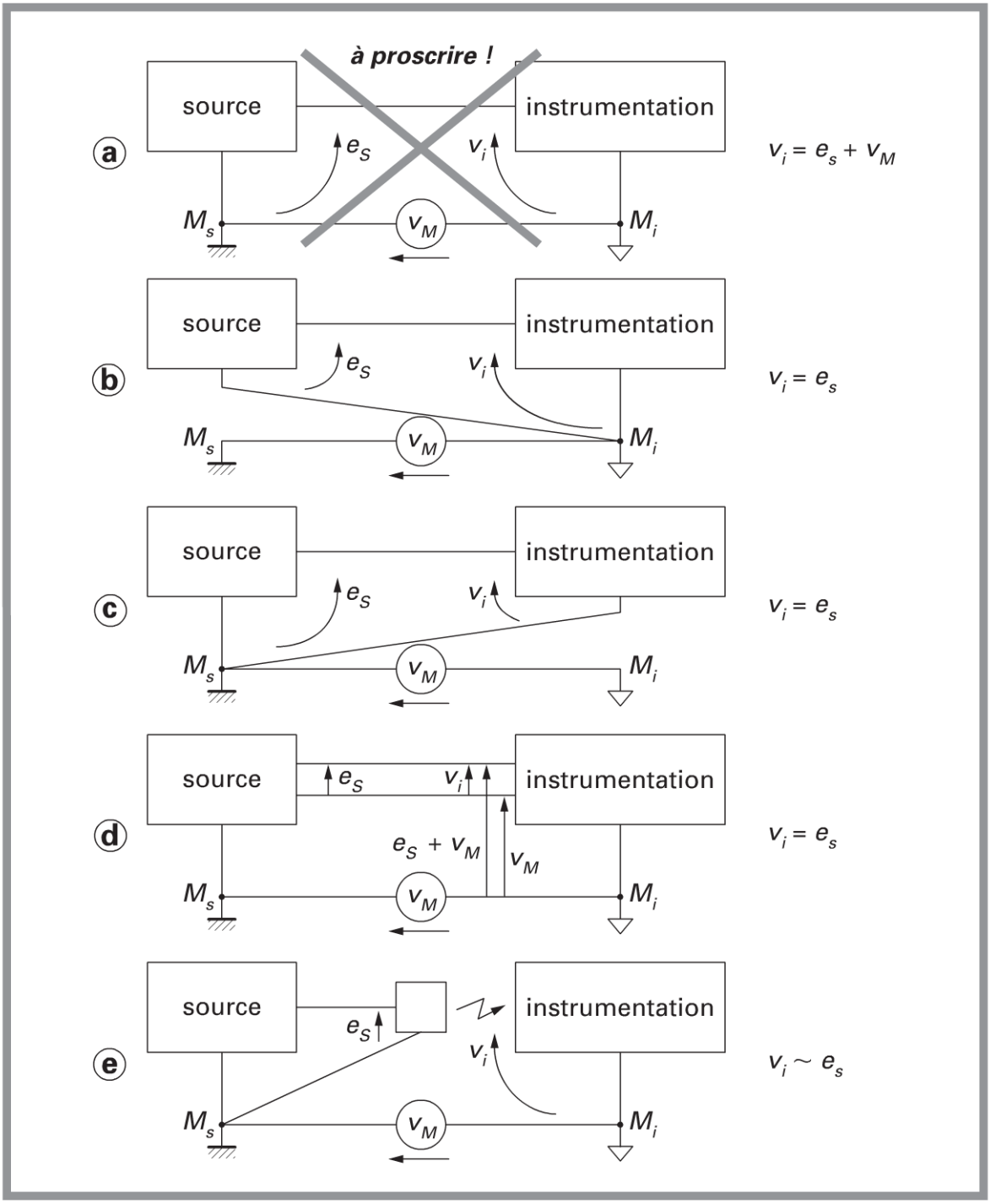


Figure 11.2 - Liaison aux masses :

a) source et instrumentation référencées à leurs masses propres, l'entrée de l'instrumentation étant de type asymétrique ; b) source isolée de la masse locale et référencée à la masse de l'instrumentation ; c) instrumentation isolée et référencée à la masse locale de la source ; d) et e) source et instrumentation référencées à leurs masses propres, l'entrée de l'instrumentation étant de type symétrique (différentielle) d) ou avec isolement galvanique entre source et instrumentation e).

Copyright © 2011 Dunod.

11.2 Source isolée de la masse locale – Instrumentation référencée au réseau équipotentiel de terre

L'isolement de la source correspond du point de vue électrique à une impédance d'isolement Z_{is} entre source et terre locale; Z_{is} est formée d'une résistance élevée R_{is} en parallèle sur une faible capacité C_{is}. Entre masse locale M_s et la masse M_i de l'instrumentation est établie la différence de potentiel v_M.

11.2.1 Amplificateur d'entrée de type asymétrique

La source isolée de sa masse locale M_s est reliée par un câble bifilaire à l'étage d'entrée de l'amplificateur : il en résulte que la source du signal est référencée à la masse M_i de l'instrumentation (*figure 11.3a*). Il s'agit de déterminer dans ce cas l'influence de la différence de potentiel de masse v_M sur la tension d'entrée v_i de l'amplificateur.

On pose : R_1, R_2, résistances des voies 1 et 2, sommes des résistances de source et de liaison correspondantes.

L'ensemble v_M, Z_{is}, R_1 peut être remplacé, entre A et M_i, par son équivalent de Thévenin (*figure 11.3b*) caractérisé par :

– la f.e.m. équivalente : $v'_M = \dfrac{R_1}{R_1 + Z_{is}} \cdot v_M \simeq \dfrac{R_1}{Z_{is}} \cdot v_M$ car $Z_{is} \gg R_1$;

– l'impédance en série : $Z' = R_1 // Z_{is} \simeq R_1$.

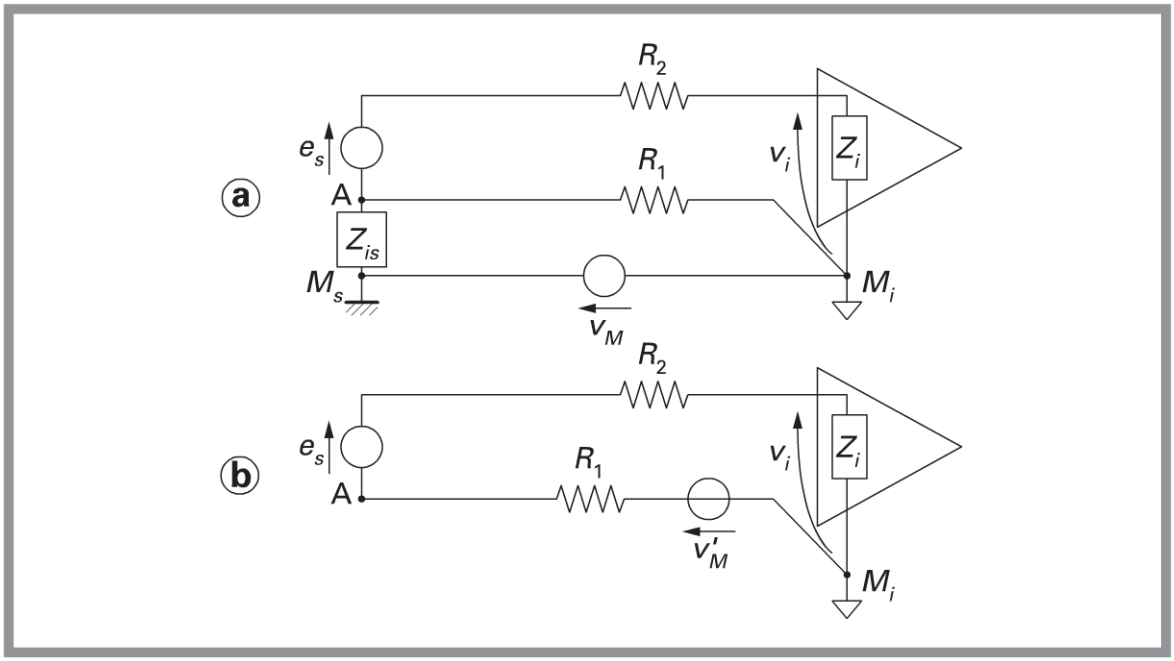


Figure 11.3 - Source isolée de sa masse locale et instrumentation à entrée asymétrique :
a) schéma électrique réel; b) schéma électrique équivalent.

Copyright © 2011 Dunod.

La tension d'entrée v_i de l'amplificateur, d'impédance d'entrée Z_i, a pour expression :

$$v_i = (e_s + v'_M) \cdot \frac{Z_i}{R_1 + R_2 + Z_i} \approx e_s + v'_M \quad \text{car} \quad Z_i \gg R_1,\ R_2.$$

La tension parasite v'_M, en série avec le signal, est d'autant plus faible que l'impédance d'isolement Z_{is} est plus élevée.

Exemple : $R_{is} = 10^9\ \Omega$; $C_{is} = 10$ pF; $R_1, R_2 \approx 10^2\ \Omega$; la différence de potentiel v_M est à la fréquence de 50 Hz ; on obtient : $v'_M = (3 \times 10^{-7}) \cdot v_M$.

Il faut cependant noter qu'en milieu industriel la résistance d'isolement R_{is} peut décroître considérablement sous l'effet de l'humidité et de la pollution ; de même l'impédance de C_{is} décroît lorsque la fréquence des parasites augmente.

■ Blindage

Un blindage est nécessaire pour assurer la protection de la source et de la liaison vis-à-vis des champs électriques et électromagnétiques parasites. Le blindage, comme la source, doit être référencé à la masse M_i pour minimiser la différence de potentiel parasite entre source et liaison par rapport au blindage. On peut distinguer deux cas, selon que la source est directement reliée à son blindage ou qu'elle en est isolée.

• La source est reliée à son blindage

Le blindage de la source est relié par le blindage du câble de liaison à la masse M_i de l'instrumentation (*figure 11.4 a et b*). S'il y a un couplage parasite capacitif au blindage, le courant parasite i_p qui parcourt le blindage d'impédance $Z_{b\ell}$ crée une tension parasite $v_p = Z_{b\ell} \cdot i_p$ qui s'ajoute au signal ; lorsque la liaison est coaxiale, l'utilisation d'un double blindage – câble triaxial – permet de limiter cet effet.

• La source est isolée de son blindage

La source et les blindages sont référencés à la masse M_i de l'instrumentation. La tension d'entrée de l'amplificateur n'est pas, dans ce cas, directement affectée par la circulation de courants parasites sur le blindage (*figure 11.4c*).

11.2.2 Amplificateur d'entrée de type symétrique (différentiel)

Lorsque la tension parasite v'_M développée par la différence de potentiel de masse v_M dans le montage asymétrique (§ 11.2.1) risque de ne pas être négligeable par rapport au signal utile, ou lorsque le signal est superposé à une tension de mode commun instrumentale (cas d'un pont de Wheatstone), il s'avère nécessaire d'utiliser un amplificateur différentiel dont la fonction est d'atténuer, par son taux de réjection, les tensions perturbatrices apparaissant en mode commun.

Copyright © 2011 Dunod.

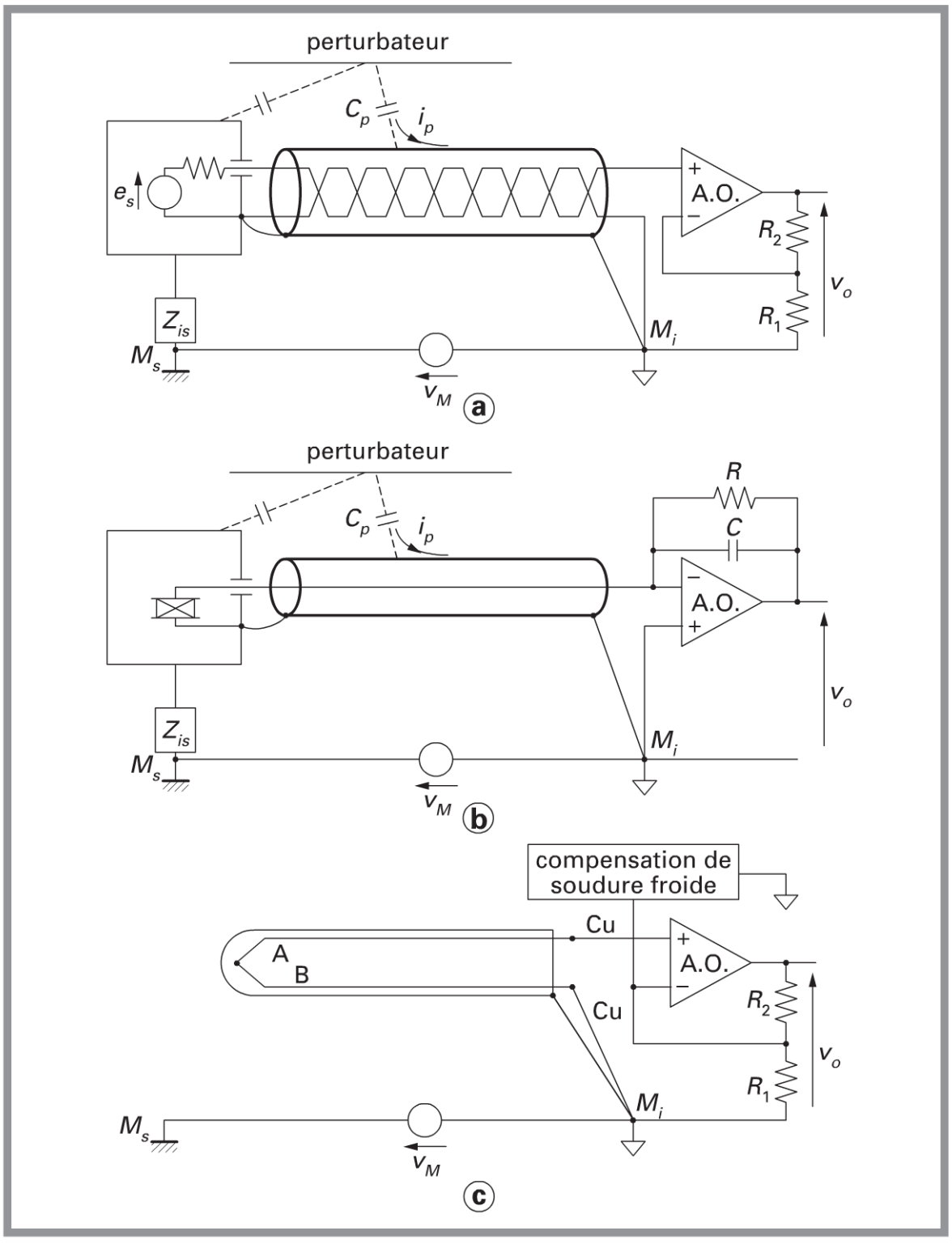


Figure 11.4 - Source isolée de sa masse locale et instrumentation à entrée asymétrique :

source reliée à son blindage : a) liaison par paire torsadée blindée; b) liaison coaxiale d'un accéléromètre électriquement isolé à l'amplificateur de charge; c) source isolée de son blindage : thermocouple avec compensation de soudure froide (Doc. N.S.).

Copyright © 2011 Dunod.

■ Cas d'une source sans mode commun instrumental

Le montage général est représenté *figure 11.5a*. On suppose d'abord le blindage relié à M_i : en désignant par $Z_{b\ell}$ l'impédance du blindage entre le point A, point commun à la source et au blindage, et la masse M_i, la tension du point A, due à la différence de potentiel v_M est : $v_A = v_M \times Z_{b\ell}/Z_{is}$; cette tension est une tension de mode commun pour l'amplificateur et elle est donc atténuée par son taux de réjection. En réalité, la tension du blindage de câble évolue entre v_A et 0 au point M_i : il y a donc une différence de potentiel entre le câble et son blindage qui varie de 0 à v_A, avec pour conséquence le risque de circulation sur le câble d'un courant parasite par l'intermédiaire de la capacité parasite entre câble et blindage. Ce risque disparaît si, le blindage étant relié à la sortie de garde de l'amplificateur, son potentiel devient égal au potentiel de mode commun v_A, annulant toute différence de potentiel due à v_M entre le câble et son blindage.

Les deux montages généraux précédents peuvent être illustrés par l'exemple d'un thermocouple dont la jonction de mesure est soudée à sa gaine afin d'améliorer le contact thermique, et dont la gaine est isolée de la masse locale, étant immergée dans un fluide isolant par exemple (*figure 11.5b*).

Si par contre la gaine est plongée dans un milieu conducteur ou est en contact avec une surface métallique, elle se trouve portée à la tension v_M par rapport à la masse de l'instrumentation. Si, en outre, le thermocouple est isolé de la gaine (*figure 11.5c*), le couplage capacitif entre thermocouple et gaine produira (§ 5.2.2) une tension de mode commun parasite et, si les résistances des deux fils de thermocouple sont différentes, une tension différentielle parasite. Dans la mesure où le signal du thermocouple est quasi continu, un filtrage passe-bas à l'entrée de l'amplificateur peut réduire la tension différentielle parasite; l'équilibrage des voies est cependant la meilleure solution pour éliminer la tension différentielle parasite.

Lorsque la compensation de soudure froide n'est pas effectuée par logiciel, un circuit de compensation de soudure froide doit être ajouté aux montages précédents.

Au cas où la jonction du thermocouple est isolée de la gaine, une compensation électronique en amont de l'amplificateur peut être utilisée (*figure 11.5d*). Par contre, ce type de compensation n'est pas utilisable lorsque la soudure du thermocouple est en contact avec sa gaine : il faut alors placer le circuit de compensation après l'amplificateur, la valeur de la tension de compensation devant dans ce cas être : $G \cdot \mathscr{E}_{A/B}^{Ta\,0°C}$, G étant le gain de l'amplificateur.

■ Cas d'une source avec mode commun instrumental

Dans les dispositifs de mesure utilisant des capteurs résistifs, le conditionneur associé est souvent un pont de Wheatstone (§ 9.3) alimenté par une tension continue E_a référencée à la masse M_i de l'instrumentation. Le signal de mesure est dans ce cas superposé à une tension de mode commun instrumentale qui est égale à $E_a/2$, lorsque les quatre résistances du pont sont égales à l'équilibre.

Copyright © 2011 Dunod.

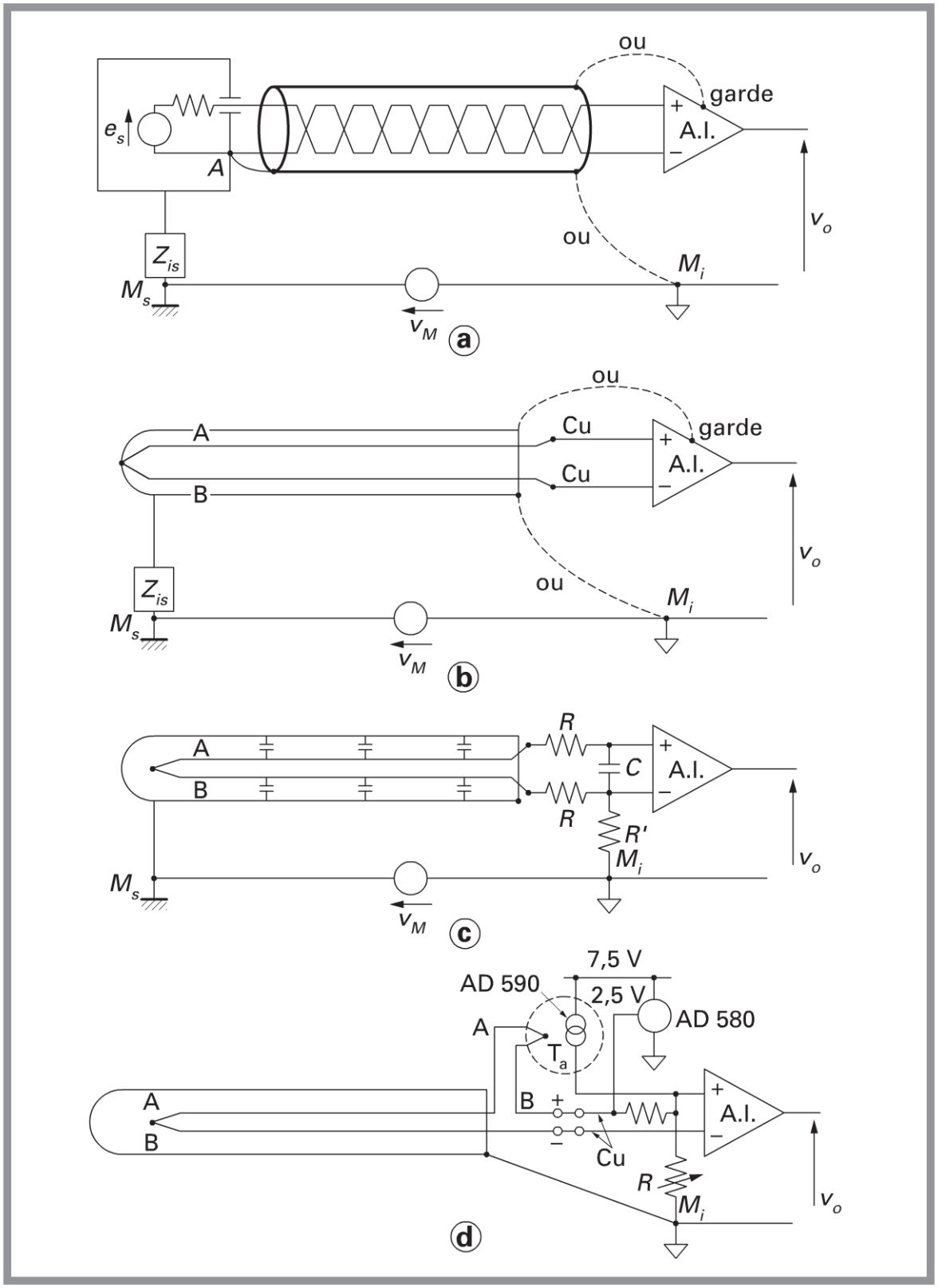


Figure 11.5 - Source isolée de sa masse locale et instrumentation à entrée symétrique :

a) montage général avec blindage à la masse de l'instrumentation ou relié à la garde de l'amplificateur et b) montage correspondant au cas du thermocouple ; c) cas où le blindage du thermocouple est en contact avec la masse locale ; d) exemple de compensation de soudure froide du thermocouple isolé de sa gaine (Doc. Analog Devices).

Copyright © 2011 Dunod.

Le capteur est éloigné du pont et il est isolé de la masse locale M_s à laquelle il est couplé par l'impédance d'isolement Z_{is} qui est soumise à la différence de potentiel de masse v_M entre M_s et M_i.

On se propose ici d'étudier divers montages.

□ Pont de Wheatstone – Montage à une seule jauge active

Ce montage est utilisé pour les mesures d'extensométrie (*figure 11.6a*). La jauge extensométrique est collée sur la structure étudiée, mais elle en est isolée électriquement. Elle est reliée par un montage 3 fils au pont de mesure qui est référencé à la masse M_i de l'instrumentation ; entre cette masse M_i et la structure étudiée il y a généralement une différence de potentiel de masse v_M. En schématisant l'impédance d'isolement par une capacité C_{is} placée entre structure et point milieu de la jauge, on peut calculer la différence de potentiel parasite v'_M, due à v_M, apparaissant dans la diagonale de mesure du pont :

$$v'_M = \frac{1}{4} \cdot \omega_M \cdot C_{is} \cdot R_o \cdot v_M$$

où ω_M est la pulsation de v_M et R_o est la résistance de chaque branche du pont à l'équilibre.

Cette tension v'_M est en série avec le signal de mesure v_m dû à la déformation de la jauge.

Si les déformations mesurées sont statiques, un filtrage passe-bas ou l'emploi d'un CAN double rampe permet de réduire ou d'éliminer la perturbation.

Les fils de liaison de la jauge au pont doivent être blindés et leur blindage référencé soit à la masse M_i de l'instrumentation, ou mieux, à la tension de mode commun délivrée par la sortie garde de l'amplificateur d'instrumentation.

Dans le cas de mesure de déformations dynamiques, les procédures précédentes ne sont pas applicables. L'élimination de v'_M s'obtient alors en référençant le pont à la structure elle-même ce qui supprime le couplage par C_{is} (§ 11.3).

□ Pont de Wheatstone – Montage à quatre jauges actives

Ce montage est utilisé en particulier dans les capteurs composites de force et de pression par exemple. C'est ainsi que, dans le cas d'un capteur de pression, les jauges sont collées sur un diaphragme dont les déformations sont proportionnelles à la pression à mesurer, égales mais de signes contraires aux points où sont implantées deux jauges situées dans deux branches contiguës du pont (montage push-pull, § 9.3.2).

Copyright © 2011 Dunod.

Les jauges sont isolées du diaphragme, l'impédance d'isolement étant la capacité d'isolement C_{is}; entre le diaphragme et l'instrumentation à laquelle est référencé le pont, il y a une différence de potentiel de masse v_M (*figure 11.6b*).

Par suite de la symétrie du montage la tension parasite différentielle est nulle, seule étant présente une tension parasite de mode commun :

$$v'_M \approx \frac{1}{2} \cdot \omega_M \cdot C_{is} \cdot R_o \cdot v_M$$

R_o étant la résistance d'une jauge et ω_M la pulsation de v_M. Cette tension parasite de mode commun est réduite en sortie de l'amplificateur au prorata de son taux de réjection à la fréquence du parasite.

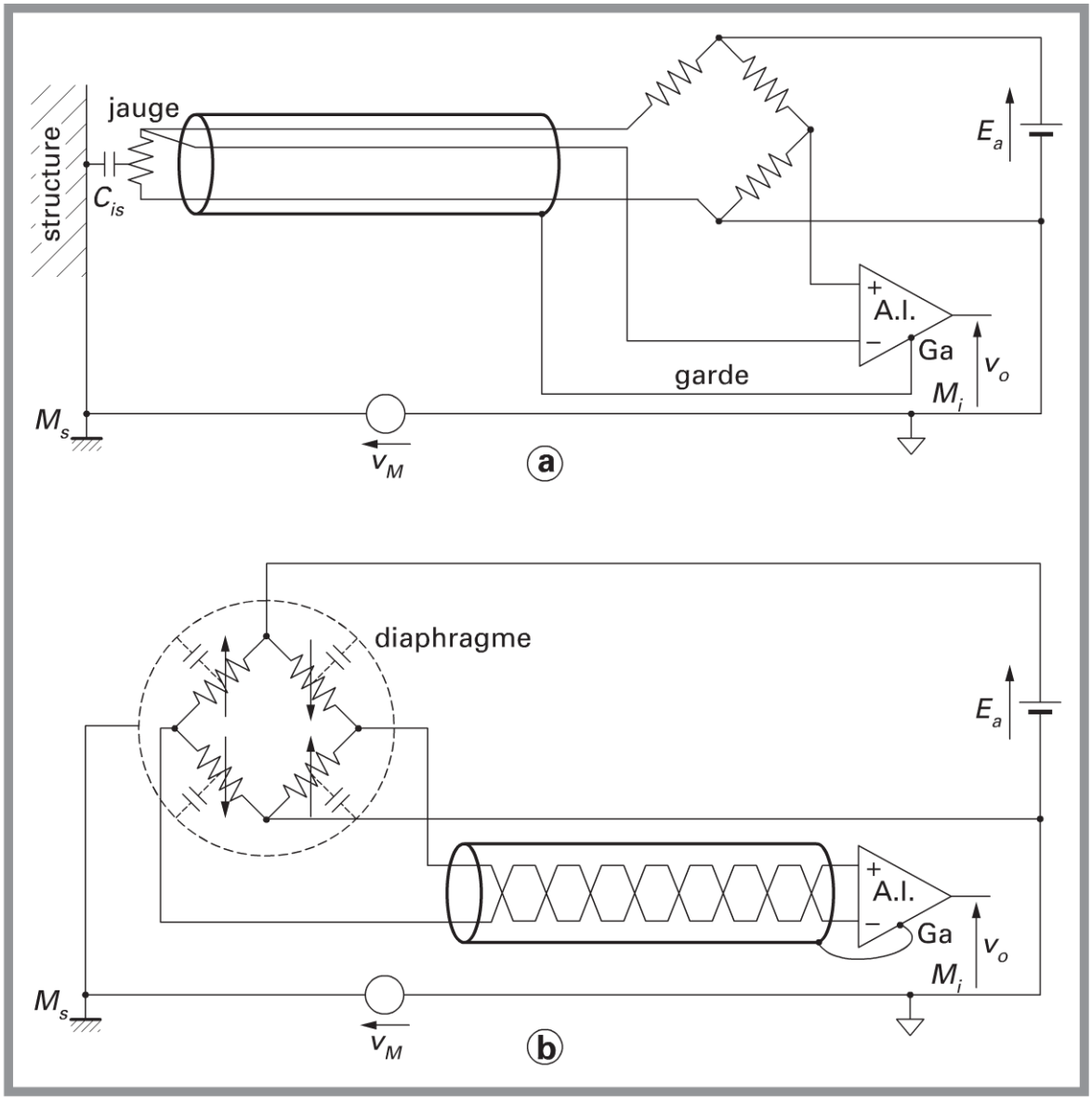


Figure 11.6 - Pont de Wheatstone :
a) montage avec une seule jauge; b) montage à quatre jauges actives.

Copyright © 2011 Dunod.

11.3 Source référencée à sa masse locale – Instrumentation isolée du réseau équipotentiel de terre

Cette configuration (*figure 11.2c*) est symétrique de celle étudiée au paragraphe 11.2 où la source du signal est isolée de M_s, l'instrumentation étant alors référencée à M_i. Dans le cas présent, **l'instrumentation est dite flottante : le potentiel de référence du commun de l'instrumentation (ligne 0 V isolée de la terre) n'est pas imposé a priori, mais il est fixé par la liaison de l'instrumentation à la source du signal**. Une situation de ce type a déjà été rencontrée pour l'étage d'entrée (A_1) de l'amplificateur d'isolement (§ 10.2.4) ; dans le cas examiné ici c'est l'ensemble de la chaîne, à l'exclusion du capteur mais y compris le CAN, qui se trouve être flottante.

Lorsque l'appareillage est limité à cette instrumentation, il constitue **un appareil de mesure autonome** (voltmètre digital par exemple), la donnée acquise étant généralement affichée.

Lorsque cette instrumentation est un élément d'un ensemble plus important comprenant des dispositifs (ordinateur par exemple) référencés à la masse M_i (réseau équipotentiel de terre), la donnée acquise doit être transférée à travers une barrière d'isolement à l'aide, par exemple, d'un CAN à sortie série et couplage optoélectronique.

On se propose d'examiner l'influence de la différence de potentiel de masse sur la mesure et les moyens permettant de la réduire.

Soit Z_{is} ($R_{is}//C_{is}$) l'impédance d'isolement entre l'instrumentation et la masse M_i, généralement le réseau de terre du laboratoire ou de la salle de contrôle (*figure 11.7a*).

Entre les points A et B, l'ensemble v_M, R_1, Z_{is}, avec $Z_{is} \gg R_1$, se ramène – comme au paragraphe 11.2.1 – à un schéma équivalent de Thévenin (*figure 11.7b*) où :

– la f.e.m. équivalente est $v'_M = v_M \cdot R_1/Z_{is}$;

– l'impédance interne équivalente est R_1.

Il en résulte que la tension v_i aux bornes de la résistance d'entrée R_i ($R_i \gg R_1$, R_2) est :

$$v_i = e_s + v'_M$$

le terme perturbateur étant $v'_M = v_M \cdot R_1/Z_{is}$.

La perturbation est d'autant plus faible que l'impédance d'isolement est plus élevée.

Cependant, ainsi que cela a été vu au paragraphe 11.2.1, le terme perturbateur risque de ne pas être négligeable dès lors que le signal est très faible ou que l'impédance d'isolement diminue par suite de la pollution ou de la présence de fréquences élevées dans la différence de potentiel de masse.

Copyright © 2011 Dunod.

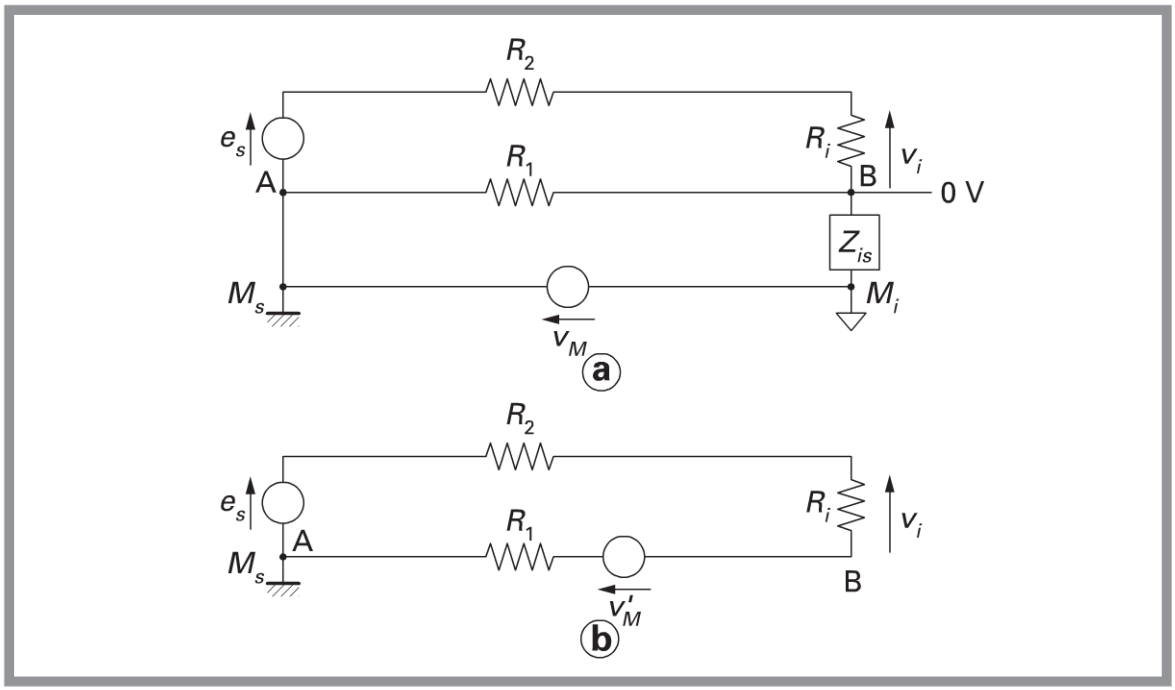


Figure 11.7 - Source référencée à sa masse locale à laquelle est reliée une instrumentation flottante :
a) schéma électrique; b) schéma équivalent.

11.3.1 Circuit de garde

Dans le montage précédent le terme perturbateur est dû à la différence de potentiel développée aux bornes de R_1 par le courant de masse $i_M \cong v_M/Z_{is}$ parcourant l'impédance d'isolement. Ce courant peut être notablement réduit en minimisant la différence de potentiel appliquée aux bornes de Z_{is}. Ce résultat peut être obtenu en utilisant un second isolement Z'_{is} en série avec Z_{is} et en reliant leur point commun G_a désigné comme garde à la masse M_s (*figure 11.8a*). Dans ces conditions l'application du théorème de Thévenin donne successivement :

– entre A et G_a : f.e.m. équivalente : $v'_M = v_M \cdot R_3/Z'_{is}$;
impédance équivalente : R_3, car $R_3 \ll Z'_{is}$;

– entre A et B : f.e.m. équivalente : $v''_M = v'_M \cdot R_1/Z_{is}$;
impédance équivalente : R_1, car $R_1 \ll Z_{is}$.

La tension d'entrée v_i aux bornes de R_i est maintenant :

$$v_i = e_s + v''_M$$

où le terme perturbateur v''_M a pour expression :

$$v''_M = \frac{R_3}{Z'_{is}} \cdot \frac{R_1}{Z_{is}} \cdot v_M$$

Il résulte de cette expression que l'**utilisation d'une garde est susceptible d'apporter une réduction considérable de la tension perturbatrice.**

Copyright © 2011 Dunod.

Application numérique : $R_1 : 10^2\ \Omega$; $R_3 : 1\ \Omega$; $Z_{is} : 10^8\ \Omega$; $Z'_{is} : 10^8\ \Omega$.
On obtient : $v''_M = 10^{-14} \cdot v_M$.

11.3.2. Blindage

L'instrumentation est placée à l'intérieur d'un premier blindage relié à la garde G_a; la liaison de la garde à la masse M_s de la source est assurée par le blindage du câble : il n'y a donc pratiquement pas de différence de potentiel entre le blindage de garde et l'instrumentation intérieure. Le blindage de garde est placé à l'intérieur d'un second blindage qui est le blindage externe et qui, pour des raisons de sécurité est relié à la terre de l'installation. Entre le blindage de garde et le blindage externe est l'impédance d'isolement Z'_{is} (*figure 11.8b*).

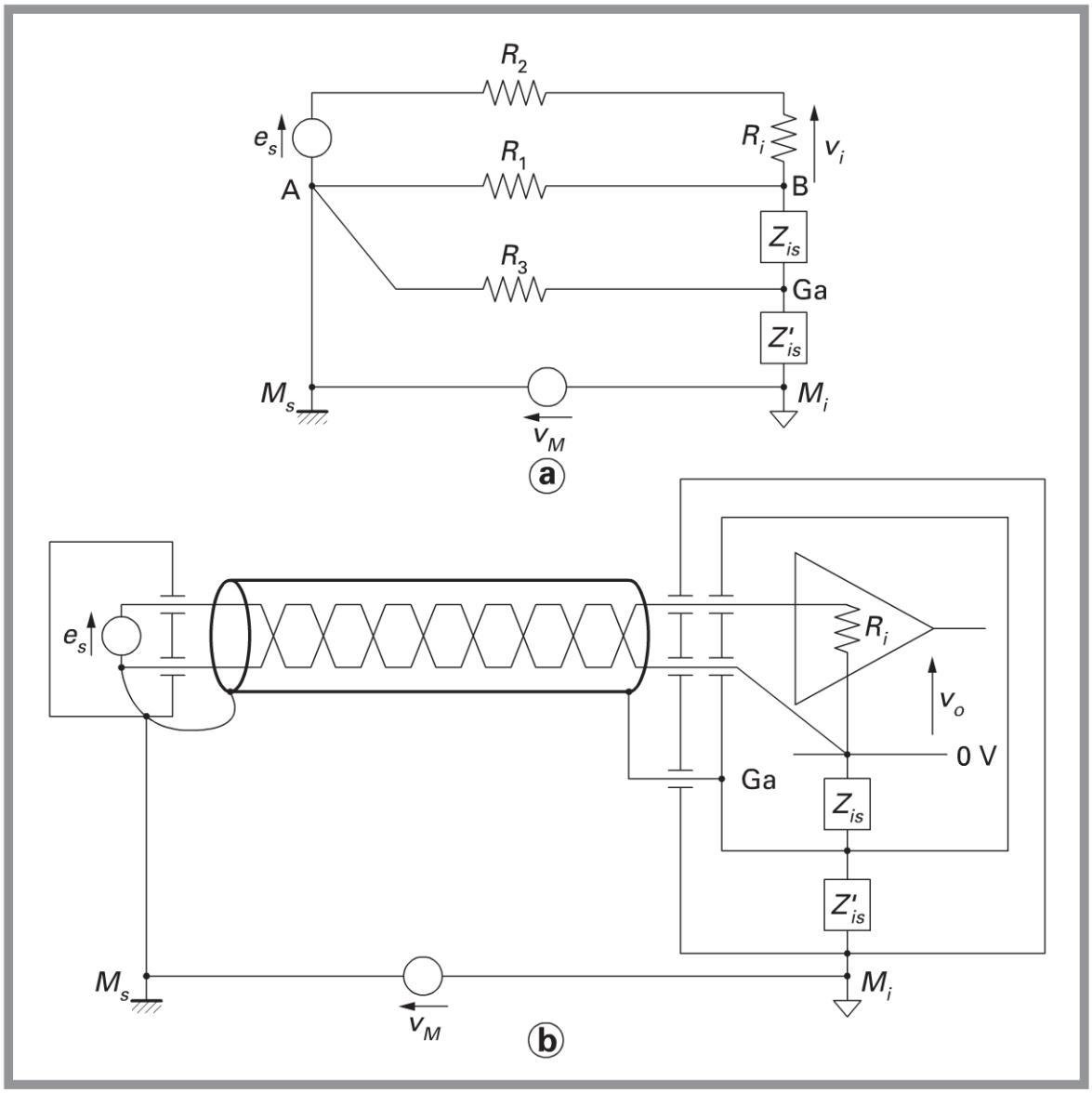


Figure 11.8 - Circuit de garde :
a) schéma électrique; b) connexion des blindages.

Copyright © 2011 Dunod.

Exemple d'application :

On a vu précédemment (§ 11.2.2, cas d'une source avec mode comun instrumental) que les mesures extensométriques risquent d'être perturbées lorsque la jauge est électriquement couplée à la structure mécanique sous-jacente : par la capacité d'isolement entre jauge et structure, la *ddp* de masse entre la structure et l'instrumentation injecte dans le pont un courant perturbateur. La solution est dans ce cas de référencer le pont à la structure, ce qui annule le couplage capacitif parasite, et d'utiliser une instrumentation du type précédent (*figure 11.9*).

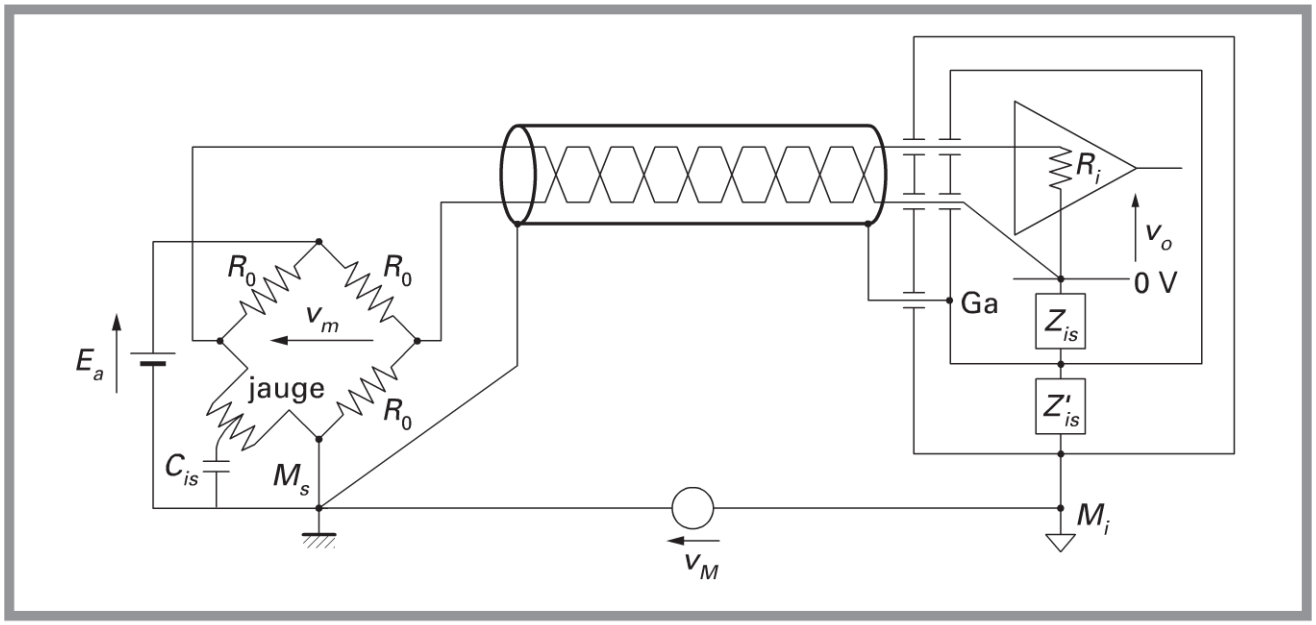


Figure 11.9 - Mesure extensométrique avec instrumentation flottante.

11.4. Source et instrumentation référencées à des masses distinctes

Entre la masse M_s de la source et la masse M_i de l'instrumentation, il y a généralement la différence de potentiel de masse v_M.

Si l'on utilisait un amplificateur asymétrique, cette différence de potentiel v_M apparaîtrait en série avec le signal e_s et elle perturberait la mesure (*figure 11.2a*).

Deux procédures sont dans ce cas possibles :

• **Utiliser un amplificateur différentiel**, en sorte que le signal e_s apparaisse comme signal différentiel et la tension v_M comme une tension de mode commun qui sera alors atténuée en sortie de l'amplificateur au prorata de son taux de réjection de mode commun (*figure 11.2d*) ; la valeur maximale de la tension de mode commun applicable à un amplificateur d'instrumentation est de l'ordre de 10 V, mais certains montages à amplificateur différentiel autorisent des tensions de mode commun de plusieurs centaines de volts.

Copyright © 2011 Dunod.

• **Créer un isolement galvanique** entre d'une part la source du signal (et éventuellement l'électronique associée) référencée à la masse M_s et d'autre part l'instrumentation référencée à la masse M_i (*figure 11.2e*) ; dans ces conditions, les circuits source et instrumentation ont des fonctionnements électriquement indépendants et le transfert du signal e_s s'opère de la source à l'instrumentation indépendamment de la différence de potentiel de masse v_M. Les dispositifs utilisables à cette fin sont : l'amplificateur d'isolement, le coupleur optoélectronique et le condensateur volant.

11.4.1 Utilisation d'un amplificateur différentiel

Le montage avec un amplificateur d'instrumentation est représenté sur la *figure 11.10a*. En supposant les voies d'entrée équilibrées :

$$R_1 = R_2 = R \quad \text{et} \quad Z_{mc} \gg R,$$

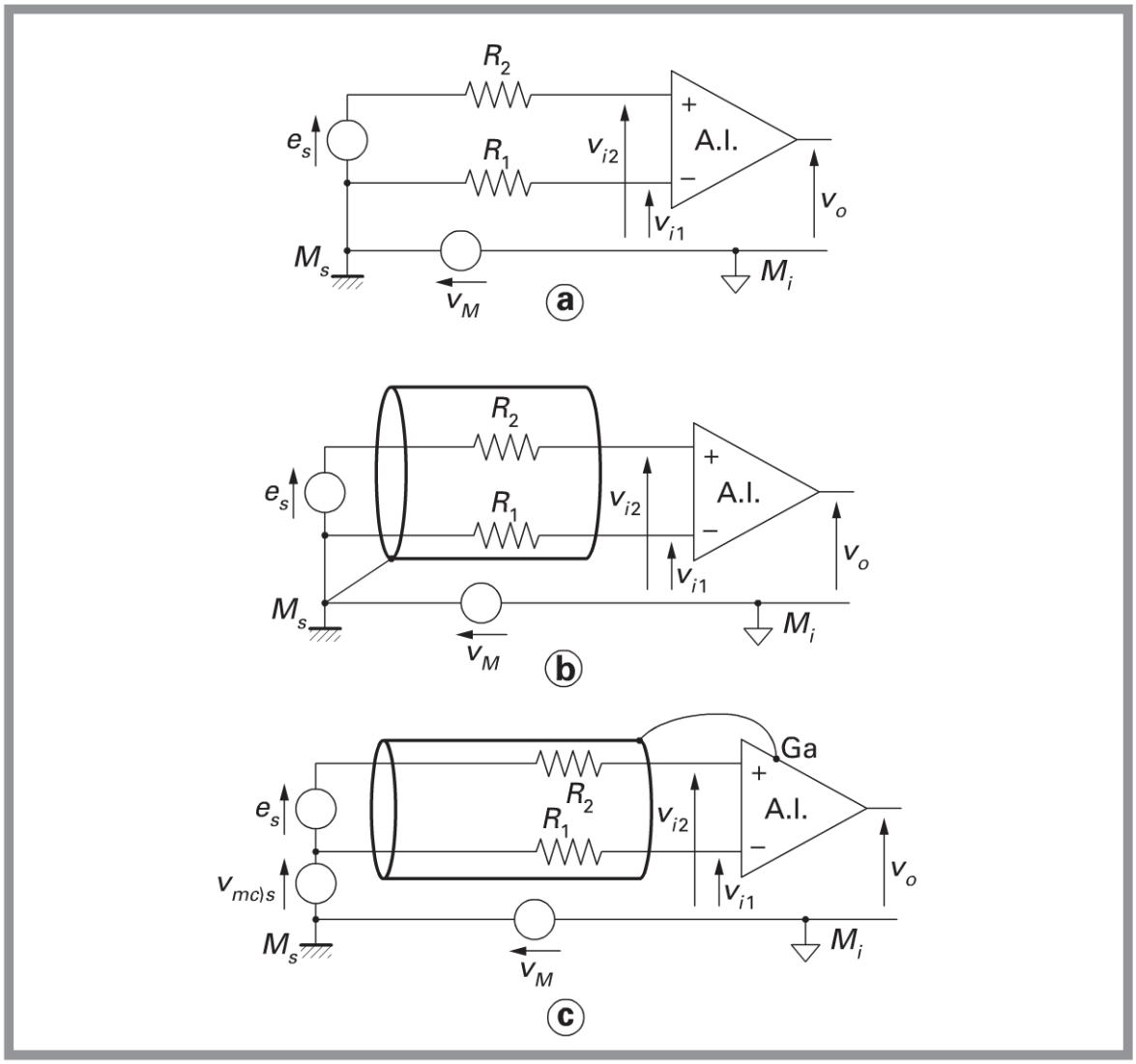


Fig. 11.10 - Amplificateur d'instrumentation :
a) montage de base ; b) blindage référencé à la masse M_s de la source du signal ; c) utilisation de la garde de l'amplificateur dans le cas d'une tension de mode commun instrumentale.

Copyright © 2011 Dunod.

on a : $v_{i1} = v_M$, $v_{i2} = e_s + v_M$,

$v_{d)i} = v_{i2} - v_{i1} = e_s$, $v_{mc)i} = (v_{i1} + v_{i2})/2 \cong v_M$,

$$\boldsymbol{v_o = G_d \cdot \left(e_s + \frac{1}{\tau_r} \cdot v_M \right)}$$ à condition que $|v_M| < 10$ V.

G_d et τ_r sont respectivement le gain différentiel et le taux de réjection de l'amplificateur.

■ Protection vis-à-vis des champs parasites

La protection contre les champs magnétiques est obtenue par le torsadage des fils de liaison.

La protection contre les champs électriques et électromagnétiques est réalisé par le blindage de la source et des fils de liaison, les blindages étant reliés à la masse de la source du signal uniquement, afin d'éviter toute différence de potentiel due à v_M entre le blindage et les fils de liaison (*figure 11.10b*). Lorsque le signal de source est superposé à une tension de mode commun $v_{mc)s}$ par rapport à M_s (*figure 11.10c*), il est judicieux de relier le blindage des câbles à la sortie de garde de l'amplificateur (§ 10.2.2).

■ Cas des tensions de mode commun élevées

Lorsque la tension de mode commun dépasse 10 V en valeur absolue, l'amplificateur d'instrumentation ne peut être employé. On peut alors utiliser soit un amplificateur d'isolement (§ 11.4.2, amplificateur d'isolement), soit un amplificateur différentiel spécialement conçu pour supporter des tensions de mode commun élevées. Ce type d'amplificateur (*figure 11.11a*) existe sous forme intégrée (Burr Brown INA 117).

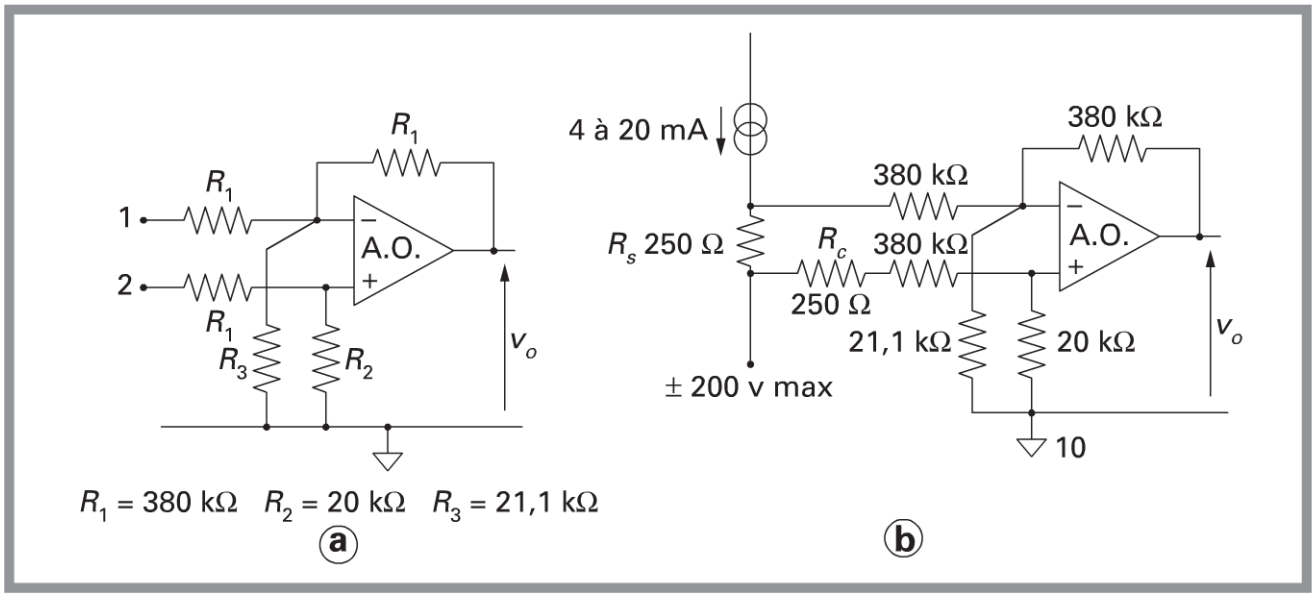


Figure 11.11 - Amplificateur différentiel à mode commun élevé :
a) schéma ; b) équilibrage des voies (Doc. Burr-Brown).

Copyright © 2011 Dunod.

Pour les valeurs indiquées des résistances, la tension de mode commun maximale applicable aux entrées 1 et 2 de l'amplificateur différentiel est de ± 200 V; elle correspond, du fait de l'atténuation apportée par les résistances, à une tension de mode commun aux entrées de l'amplificateur opérationnel de ± 10 V. Le gain différentiel est égal à 1 et le taux de réjection de mode commun, fonction de l'appariement des résistances est d'au moins 80 db jusqu'à 60 Hz lorsque la résistance R_s de source est faible, inférieure à 20 Ω; dans le cas contraire, le taux de réjection est préservé en rétablissant l'équilibre des voies par une résistance de compensation R_c égale à R_s (*figure 11.11b*).

11.4.2 Isolement galvanique entre la source du signal et l'instrumentation

■ Amplificateur d'isolement

Ce type d'amplificateur (§ 10.2.4) est formé de deux étages, l'étage d'entrée A_1 et l'étage de sortie A_2; leurs tensions d'alimentation et leurs références de tension sont totalement indépendantes du fait de la barrière d'isolement qui les sépare.

L'étage d'entrée a pour référence de tension la masse M_s du signal alors que l'étage de sortie est référencé à la masse M_i de l'instrumentation.

Le transfert du signal s'opère de l'étage d'entrée A_1 à l'étage de sortie A_2 au travers de la barrière d'isolement soit par couplage optique, soit par transformateur d'isolement.

Les blindages de la source et de la liaison à l'amplificateur A_1 doivent être référencés à la masse M_s de la source (*figure 11.12*). Lorsque l'amplificateur lui-même est blindé, son étage d'entrée A_1 possède un blindage référencé à M_s par la liaison au blindage du câble alors que le blindage de l'étage de sortie est référencé à la masse M_i de l'instrumentation.

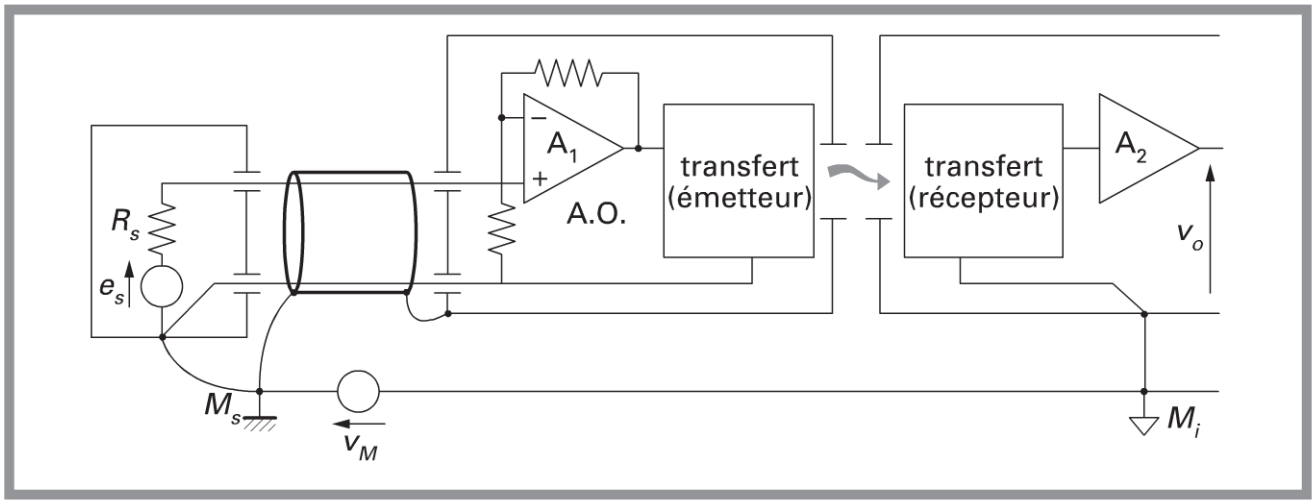


Figure 11.12 - Amplificateur d'isolement : connexion des blindages.

Copyright © 2011 Dunod.

Si le signal e_s est superposé à une tension de mode commun par rapport à M_s, l'étage d'entrée de l'amplificateur d'isolement est précédé d'un amplificateur d'instrumentation dont le rôle est d'éliminer par son taux τ'_r la tension de mode commun afin de présenter, à l'entrée de l'amplificateur A_1, une tension référencée à sa masse propre (*figure 10.9d*).

■ Couplage optoélectronique

Un coupleur optoélectronique (ou optocoupleur) est formé de l'association :

– d'une diode émettrice de lumière (LED : *Light Emitting Diode*);

– d'un photodétecteur (photodiode ou phototransistor) qui est le récepteur de la lumière émise par la LED.

Entre émetteur et récepteur de lumière, une barrière d'isolement assure l'indépendance électrique des circuits liés à l'émetteur d'une part et au récepteur d'autre part; la différence de potentiel maximale applicable entre ces circuits étant de l'ordre du kV.

Le circuit électrique associé à la source du signal commande le courant I_1 dans la LED, déterminant le flux optique ϕ émis; ce flux reçu par le photodétecteur est converti en un courant I_2 qui correspond au signal transmis au travers de la barrière d'isolement. Le gain en courant I_2/I_1 n'est en général pas constant mais dépend de I_1 : il en résulte que le coupleur n'est pas linéaire et qu'il est donc mal adapté au transfert de signaux analogiques. Par contre, il se prête bien au transfert de signaux binaires d'où résulte la nécessité de convertir préalablement sous cette forme le signal analogique délivré par la source.

Deux procédures de conversion sont utilisables : **la conversion tension-fréquence (CVF)** et **la conversion analogique-numérique (CAN) à sortie série.**

□ Conversion tension fréquence

Le signal v_i est converti en une suite d'impulsions électriques d'amplitude et largeur constantes et de fréquence F proportionnelle à l'amplitude de v_i :

$$F = G_c \cdot v_i.$$

G_c est le gain de conversion ($Hz \cdot V^{-1}$), compris selon les modèles entre 1 $kHz \cdot V^{-1}$ et 100 $kHz \cdot V^{-1}$, pour une valeur maximale de v_i égale à 10 V.

Les impulsions électriques délivrées par le convertisseur commandent en tout ou rien l'émission de la LED du coupleur optoélectronique. Les impulsions lumineuses reçues par le photodétecteur et reconverties en impulsions électriques peuvent être :

– soit retraduites en signal analogique par un convertisseur fréquence-tension (CFV);

Copyright © 2011 Dunod.

– soit comptées pendant une durée fixe, le résultat du comptage étant alors le signal numérique correspondant à la tension analogique d'entrée (§ 16.3.5).

Lorsque la source du signal est séparée de l'instrumentation par une zone où l'intensité des parasites est importante, l'émetteur et le récepteur de lumière peuvent être placés aux deux extrémités de cette zone, le transfert de l'information s'effectuant alors au moyen d'une fibre optique assurant une immunité parfaite aux parasites (*figure 11.13*).

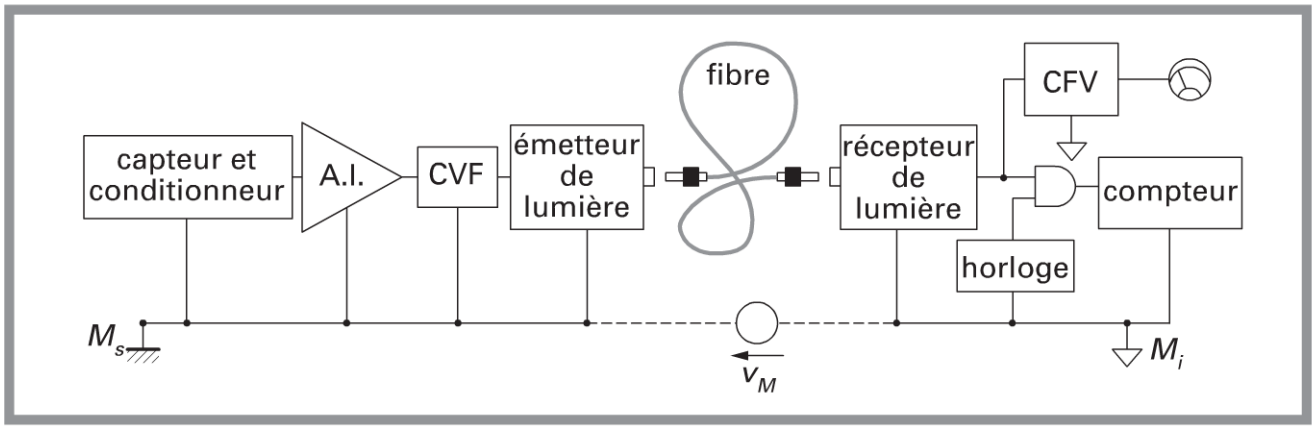


Figure 11.13 - Organisation d'une liaison par fibre optique.

□ Conversion analogique-numérique à sortie série

L'ensemble de la chaîne d'acquisition dont l'élément terminal est le CAN est référencée à la masse M_s de la source du signal alors que le calculateur chargé de l'exploitation du signal est référencé à une masse M_i. Le transfert en parallèle de la donnée numérique sur n bits exigerait n voies avec chacune un opto-isolateur; le CAN à sortie série permet ce transfert sur une seule voie utilisant un seul opto-isolateur. Les données transmises sont reçues dans un registre à entrée série et sortie parallèle. Plusieurs autres opto-isolateurs sont cependant nécessaires afin d'assurer en particulier le transfert du signal d'horloge et la commande de conversion.

■ Condensateur volant

Le signal est référencé à sa masse locale M_s; l'amplificateur de type asymétrique est référencé à la masse M_i; entre M_s et M_i existe une différence de potentiel de masse v_M.

La technique du condensateur volant permet le transfert du seul signal e_s vers l'entrée de l'amplificateur, indépendamment de la différence de potentiel de masse.

L'opération s'effectue en deux phases (*figure 11.14*) :

– phase d'acquisition : état des interrupteurs : S_1, S_2 fermés et S_3, S_4 ouverts; le condensateur C se charge sous la tension $v_c = e_s$ indépendamment de v_M;

Copyright © 2011 Dunod.

– phase de maintien : état des interrupteurs : S_1, S_2 ouverts et S_3, S_4 fermés; la tension aux bornes du condensateur est appliquée à l'entrée de l'amplificateur référencée à M_i.

Les interrupteurs sont soit des relais électromécaniques, soit des transistors FET.

Le blindage de la partie amont (source et sa liaison aux interrupteurs) est référencée à la masse M_s de la source.

Le montage à condensateur volant effectue un échantillonnage blocage du signal : son emploi rend donc inutile l'échantillonneur-bloqueur. Les problèmes instrumentaux sont semblables à ceux rencontrés dans l'échantillonneur-bloqueur (chapitre 15) :

– influence des résistances (de source et de liaison) et de la capacité sur le temps d'acquisition;

– influence des courants de fuite (des interrupteurs ouverts et du condensateur) et des courants de polarisation de l'amplificateur sur la stabilité de la charge en phase maintien.

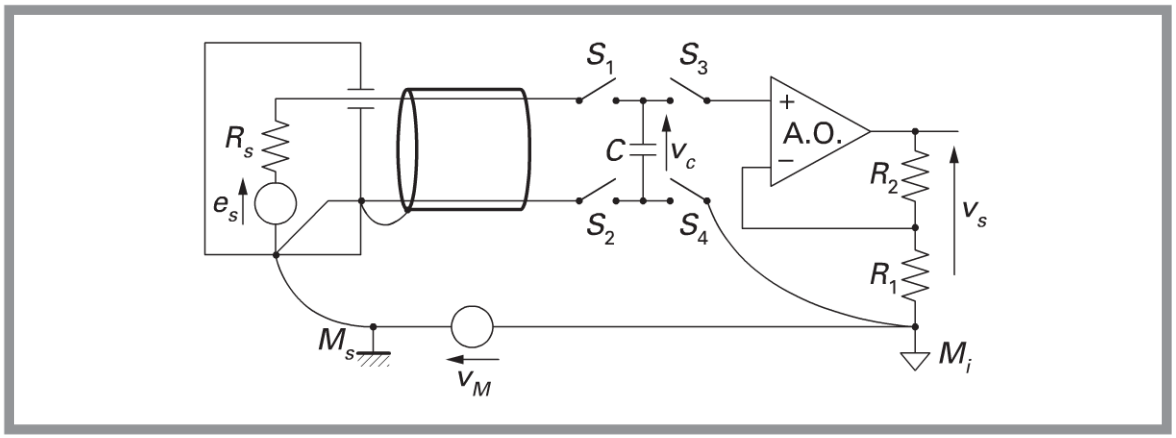


Figure 11.14 - Condensateur volant.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 12

LE BRUIT DE FOND

Tout dispositif électronique est le siège de signaux indésirables dont les variations sont aléatoires et dont l'origine est intrinsèquement liée à la nature physique des composants qui le constituent. Ces signaux forment le bruit de fond ; ils sont inévitables mais un choix judicieux des composants et des montages permet de les minimiser. En tout état de cause, le bruit de fond, toujours présent, fixe la limite ultime de la résolution (*figure 12.1*).

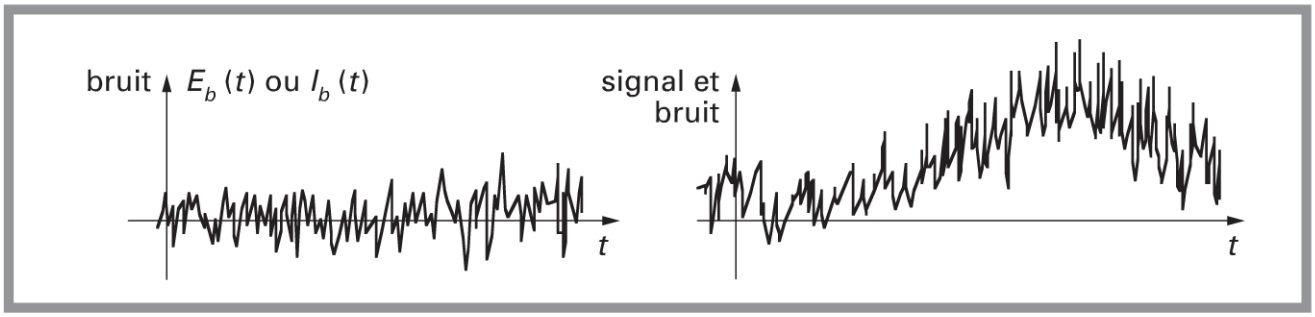


Figure 12.1 - Bruit de fond :
a) allure de variation d'une tension ou d'un courant de bruit ; b) bruit superposé à un signal.

Copyright © 2011 Dunod.

12.1 Caractérisation du bruit de fond

L'évolution dans le temps d'une f.e.m. de bruit $E_b(t)$, d'une tension de bruit $V_b(t)$, ou d'un courant de bruit $I_b(t)$ étant aléatoire, leur valeur moyenne est nulle :

$$\overline{E_b} = \frac{1}{T}\int_0^T E_b(t)\,\mathrm{d}t = 0 \qquad \overline{V_b} = \frac{1}{T}\int_0^T V_b(t)\,\mathrm{d}t = 0 \qquad \overline{I_b} = \frac{1}{T}\int_0^T I_b(t)\,\mathrm{d}t = 0$$

pour T suffisamment grand.

Par contre, la valeur moyenne du carré ou **valeur quadratique moyenne**, d'une tension de bruit ou d'un courant de bruit est non nulle et peut servir à sa caractérisation :

$$\overline{E_b^2} = \frac{1}{T}\int_0^T E_b^2(t)\,\mathrm{d}t, \quad \overline{V_b^2} = \frac{1}{T}\int_0^T V_b^2(t)\,\mathrm{d}t, \quad \overline{I_b^2} = \frac{1}{T}\int_0^T I_b^2(t)\,\mathrm{d}t.$$

La racine carrée de la valeur quadratique moyenne est la **valeur efficace** E_b de la f.e.m., V_b de la tension ou I_b du courant de bruit.

La tension de bruit $V_b(t)$ étant appliquée à une résistance R, ou le courant de bruit $I_b(t)$ parcourant une résistance R, la puissance moyenne de bruit est respectivement :

$$P_b = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{V_b^2(t)}{R}\,\mathrm{d}t = \frac{\overline{V_b^2}}{R} \quad \text{et} \quad P_b = \frac{1}{T}\int_0^T RI_b^2(t)\,\mathrm{d}t = R\overline{I_b^2}.$$

Les valeurs quadratiques moyennes d'une tension ou d'un courant de bruit sont donc proportionnelles à la **puissance moyenne** de bruit correspondante.

En tout point d'un circuit, l'importance relative du signal et du bruit est spécifiée par **le rapport signal sur bruit : *S/B*** où S et B sont respectivement les valeurs quadratiques moyennes du signal et du bruit en ce point. Ce rapport est généralement exprimé en décibels soit : $\mathbf{(S/B)_{db} = 10\ lg(S/B)}$. Le signal est d'autant moins affecté par le bruit que le rapport signal sur bruit est plus élevé.

Dans le cas général, une f.e.m. de bruit $E_b(t)$, une tension de bruit $V_b(t)$ ou un courant de bruit $I_b(t)$ sont la superposition de bruits élémentaires dont le spectre peut s'étendre de fréquences très basses jusqu'à des fréquences très élevées. Pour le calcul des tensions ou courants de bruit à l'intérieur d'une bande de fréquences spécifiée, il est important que soit définie l'évolution en fonction de la fréquence des valeurs quadratiques moyennes des f.e.m., des tensions et courants de bruit élémentaires.

Dans un intervalle $\mathrm{d}F$ autour d'une fréquence F, les valeurs quadratiques moyennes de la f.e.m., de la tension ou du courant de bruit sont respectivement $\overline{\mathrm{d}E_b^2}$, $\overline{\mathrm{d}V_b^2}$ et $\overline{\mathrm{d}I_b^2}$; on définit les **densités spectrales** correspondantes à la fréquence F par les relations :

$$e_b^2 = \frac{\overline{\mathrm{d}E_b^2}}{\mathrm{d}F}, \qquad v_b^2 = \frac{\overline{\mathrm{d}V_b^2}}{\mathrm{d}F}, \qquad i_b^2 = \frac{\overline{\mathrm{d}I_b^2}}{\mathrm{d}F}.$$

Lorsqu'est connue l'évolution en fréquence des densités spectrales de bruit, il est alors possible de calculer les valeurs quadratiques moyennes du bruit dans une bande de fréquences de limites $F_{\min}$ et $F_{\max}$:

$$E_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \overline{\mathrm{d}E_b^2} = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} e_b^2(F)\,\mathrm{d}F \qquad V_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \overline{\mathrm{d}V_b^2} = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} v_b^2(F)\,\mathrm{d}F$$

$$I_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \overline{\mathrm{d}I_b^2} = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} i_b^2(F)\,\mathrm{d}F.$$

Copyright © 2011 Dunod.

RÉSUMÉ DES NOTATIONS UTILISÉES

Valeurs instantanées :	$E_b(t)$, $V_b(t)$, en V ;	$I_b(t)$ en A.
Valeurs efficaces :	E_b, V_b, en V ;	I_b en A.
Densités spectrales :	e_b^2, v_b^2, en $V^2 \cdot Hz^{-1}$;	i_b^2 en $A^2 \cdot Hz^{-1}$;
	e_b, v_b, en $V \cdot \sqrt{Hz^{-1}}$;	i_b en $A \cdot \sqrt{Hz^{-1}}$.

12.2 Divers types de bruits

Le bruit de fond qui, de façon générale, correspond à des fluctuations de densité des porteurs de charge a pour origine des phénomènes physiques divers qui imposent des caractéristiques spécifiques aux bruits qu'ils créent.

12.2.1 Bruit thermique ou de Johnson

Dans tout conducteur, l'agitation thermique des électrons et des trous entraîne des fluctuations de leur densité autour de leur valeur moyenne ; il en résulte de petites, continuelles et aléatoires variations de la tension aux bornes du conducteur ; c'est le bruit thermique obligatoirement associé à tout composant résistif.

La densité spectrale e_{bR} du bruit thermique dans une résistance de valeur R est donnée par la formule de Johnson :

$$\boldsymbol{e_{bR} = \sqrt{4kTR}}$$

où k est la constante de Boltzmann ($k = 1{,}374 \times 10^{-23}$ J · K^{-1}) et T est la température absolue de la résistance.

Numériquement, pour $T = 300$ K : $\boldsymbol{e_{bR} = 1{,}28 \times 10^{-1} \cdot \sqrt{R_\Omega}}$ (en $nV \cdot \sqrt{Hz^{-1}}$).

Cette densité spectrale est indépendante de la fréquence ; le bruit correspondant est dit **bruit blanc** car, à l'instar de la lumière blanche dans le spectre visible, l'ensemble des fréquences y sont également représentées.

REMARQUE

Le bruit de Johnson est associé à toute résistance physiquement présente dans un circuit, ainsi qu'à la composante résistive d'une impédance complexe. Par contre, **il n'y a pas de bruit thermique associé aux résistances dynamiques** qui sont définies comme des pentes dV/dI.

Copyright © 2011 Dunod.

12.2.2 Bruit de constitution (*excess noise*)

Ce bruit est lié à la structure granulaire de certains types de résistances (carbone aggloméré par exemple) et à l'évolution erratique des lignes de courant qui en résulte.

La densité spectrale de bruit correspondante, e_{bc}, varie en $1/\sqrt{F}$: importante aux fréquences basses, elle devient tout à fait négligeable au-delà du MHz ; son expression est :

$$e_{bc} = K_c \times \frac{IR}{\sqrt{F}}$$

où I est le courant traversant la résistance R considérée et K_c est une constante pour un type de résistance donné. Ce type de bruit est dit **bruit rose** car, comme pour la lumière rose, les fréquences les plus basses y sont les plus importantes.

12.2.3 Bruit de grenaille ou de Schottky (*shot noise*)

Ce bruit correspond aux fluctuations d'un courant I dues au passage d'une barrière de potentiel (jonction entre des semi-conducteurs p et n par exemple).

Le bruit de grenaille s'exprime donc au moyen d'un courant de bruit dont la densité spectrale est donnée par la formule de Schottky :

$$i_{bs} = \sqrt{2qI}$$

où q est la charge de l'électron et I est la valeur moyenne du courant dont les fluctuations constituent le bruit.

Numériquement : $i_{bs} = 0{,}57 \cdot \sqrt{I(\mu\text{A})}$ (i_{bs} en $\text{pA} \cdot \sqrt{\text{Hz}^{-1}}$).

Le bruit de Schottky, de densité spectrale indépendante de la fréquence est un bruit blanc.

12.2.4 Bruit de scintillation (*flicker noise*)

Ce bruit est dû aux fluctuations des densités de porteurs qui ont pour origine des recombinaisons dans les défauts de surface des matériaux semi-conducteurs ; il peut être réduit par des traitements appropriés (passivation), mais il n'est jamais absent aux basses fréquences ($F \leqslant 10^2$ Hz).

Ce bruit se traduit par des fluctuations de tension et de courant dont les densités spectrales e_{bF} et i_{bF} ont respectivement pour expressions :

$$e_{bF} = \frac{K_e}{\sqrt{F}} \quad \text{et} \quad i_{bF} = \frac{K_i}{\sqrt{F}}$$

Copyright © 2011 Dunod.

K_e et K_i étant des constantes pour un dispositif déterminé. Comme le bruit de constitution des résistances, il s'agit d'un bruit rose.

12.3 Calcul des tensions et courants de bruit

Les bruits de sources distinctes ou les bruits d'une même source dans des bandes de fréquences distinctes ne sont pas corrélés. Lorsque de tels bruits se superposent dans un dispositif, la puissance de bruit qui en résulte est la somme des puissances de bruit individuelles. Il en résulte, puisque puissance de bruit et valeurs quadratiques moyennes des tensions et courants de bruit sont proportionnelles, que **tensions ou courants de bruit s'ajoutent quadratiquement :**

$$V_b^2 = V_{b1}^2 + V_{b2}^2 + \ldots + V_{bn}^2 \quad \text{et} \quad I_b^2 = I_{b1}^2 + I_{b2}^2 + \ldots + I_{bn}^2$$

où V_b et I_b sont les tension et courant de bruit efficaces résultant de la superposition des bruits de n origines distinctes.

De même, à une fréquence F, pour les densités spectrales de tension et courant de bruit on a :

$$v_b^2(F) = v_{b1}^2(F) + v_{b2}^2(F) + \ldots + v_{bn}^2(F)$$

$$i_b^2(F) = i_{b1}^2(F) + i_{b2}^2(F) + \ldots + i_{bn}^2(F)$$

$v_b(F)$ et $i_b(F)$ étant les densités spectrales à la fréquence F résultant de la superposition des densités spectrales de bruit, à la fréquence F, issues de n sources distinctes.

12.3.1 Tension et courant de bruit blanc

On considère un bruit blanc de densité spectrale uniforme e_{bb}, transmis sans atténuation dans une bande de fréquences $\mathcal{B}$ de limites $F_{\min}$ et $F_{\max}$; par addition quadratique des tensions de bruit dans l'ensemble des plages élémentaires de fréquences de la bande $F_{\min}$, $F_{\max}$ il résulte une tension efficace de bruit E_b (tableau 12.1) telle que :

$$E_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \mathrm{d}E_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} e_{bb}^2 \, \mathrm{d}F = e_{bb}^2 \cdot (F_{\max} - F_{\min})$$

soit : $$\boldsymbol{E_b = e_{bb} \cdot \sqrt{F_{max} - F_{min}} = e_{bb} \cdot \sqrt{\mathcal{B}}}$$

Copyright © 2011 Dunod.

Tableau 12.1 – Exemples de valeurs numériques de la tension efficace de bruit de Johnson, à 300 K

$\mathcal{B}$ (Hz) \ R_Ω	1	10^2	10^3	10^5	10^6	10^7
10	0,40 nV	4 nV	12,8 nV	128 nV	400 nV	1,28 µV
10^2	1,28 nV	12,8 nV	40,5 nV	405 nV	1,28 µV	4,05 µV
10^3	4 nV	40 nV	128 nV	1,28 µV	4 µV	12,8 µV
10^5	40 nV	405 nV	1,28 µV	12,8 µV	40 µV	128 µV

De même, pour un courant de bruit blanc de densité spectrale i_{bb}, on obtient par addition quadratique des courants de bruit dans les plages élémentaires de fréquences :

$$I_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \mathrm{d}I_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} i_{bb}^2 \, \mathrm{d}F = i_{bb}^2 \cdot (F_{\max} - F_{\min})$$

soit :

$$\boldsymbol{I_b = i_{bb} \cdot \sqrt{F_{max} - F_{min}} = i_{bb} \cdot \sqrt{\mathcal{B}}}\,.$$

12.3.2 Tension de bruit blanc filtré – Bande passante de bruit

■ Filtre passe-bas du premier ordre

Soit un dispositif dont la fonction de transfert $T(F)$ est celle d'un filtre passe-bas du premier ordre, de fréquence de coupure F_c :

$$|T(F)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{F}{F_c}\right)^2}}\,.$$

En première approximation :

$$|T(F)| = 1 \qquad \text{pour } F < F_c \quad \text{(bande passante)},$$

$$|T(F)| = F_c/F \quad \text{pour } F > F_c \quad \text{(bande atténuée)}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Un bruit blanc, de densité spectrale e_{bb}, étant appliqué à l'entrée du dispositif, on détermine la tension de bruit transmise en sortie :

– tension de bruit dans la bande passante :

$$E_{b)bp}^2 = \int_0^{F_c} e_{bb}^2 \, \mathrm{d}F = F_c \cdot e_{bb}^2 ;$$

– tension de bruit dans la bande atténuée :

$$E_{b)ba}^2 = \int_{F_c}^{\infty} e_{bb}^2 \, \frac{F_c^2}{F^2} \, \mathrm{d}F = F_c \cdot e_{bb}^2 ;$$

– tension de bruit totale en sortie :

$$E_b^2 = E_{b)bp}^2 + E_{b)ba}^2 = 2F_c \cdot e_{bb}^2 .$$

Un calcul rigoureux donne :

$$E_b^2 = \frac{\pi}{2} \cdot F_c \cdot e_{bb}^2 = F_{cb} \cdot e_{bb}^2 \quad \text{où} \quad \boldsymbol{F_{cb} = \frac{\pi}{2} \cdot F_c \cong 1{,}57\, F_c}.$$

La tension de bruit en sortie est la même que celle qui serait transmise par un filtre passe-bas idéal de fréquence de coupure F_{cb} dite **fréquence de coupure du bruit** ou **bande passante du bruit**. Connaissant la fréquence de coupure F_c d'un dispositif, on en déduit immédiatement la bande passante de bruit F_{cb} et, par suite, la densité spectrale de bruit blanc étant spécifiée, la tension de bruit en sortie du dispositif.

■ Filtres passe-bas d'ordres supérieurs à 1

Pour un filtre d'ordre n, la pente asymptotique de la fonction de transfert dans la bande atténuée est – 20 n db · décade^{-1}; la forme de la fonction de transfert à n croissant tend vers celle du filtre passe-bas idéal. Il en résulte que le rapport F_{cb}/F_c tend vers 1 à mesure que n croît (tableau 12.2).

Tableau 12.2 – Exemple de valeurs pour des filtres passe-bas de Butterworth

Ordre *n*	1	2	3	4	5
F_{cb}/F_c	1,57	1,11	1,05	1,03	1,02

12.3.3 Tension et courant de bruit rose

Un bruit de densité spectrale $e_{bF} = K_e/\sqrt{F}$, étant transmis dans une bande de fréquences de limites $F_{\min}$ et $F_{\max}$, correspond à une tension efficace de bruit E_b telle que :

$$E_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \mathrm{d}E_b^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} e_{bF}^2 \, \mathrm{d}F = K_e^2 \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \frac{\mathrm{d}F}{F}$$

Copyright © 2011 Dunod.

soit : $$E_b^2 = K_e^2 \cdot \ln \frac{F_{\max}}{F_{\min}} = 2{,}3\ K_e^2 \cdot \lg \frac{F_{\max}}{F_{\min}}.$$

Pour un dispositif déterminé, la tension efficace de bruit ne dépend que du rapport des fréquences limites de la bande passante ; en particulier la tension efficace de bruit est la même dans toute décade de fréquences :

$$E_b^2 \text{ (1 décade)} = 2{,}3\ K_e^2 \quad \text{soit :} \quad E_b = 1{,}52\ K_e.$$

Lorsque la bande passante correspond à n décades de fréquences :

$$E_b^2 \ (n \text{ décades}) = n\ E_b^2 \text{ (1 décade)} \quad \text{soit :} \quad E_b(n \text{ décades}) = \sqrt{n}\, E_b \text{ (1 décade)}.$$

Des expressions semblables correspondent au cas d'un courant de bruit de densité spectrale $i_{bF} = K_i/\sqrt{F}$:

$$I_b^2 = K_i^2 \cdot \ln \frac{F_{\max}}{F_{\min}} = 2{,}3\ K_i^2 \cdot \lg \frac{F_{\max}}{F_{\min}}$$

$$I_b^2 \text{ (1 décade)} = 2{,}3\ K_i^2 \quad \text{soit :} \quad I_b = 1{,}52\ K_i$$

$$I_b^2 \ (n \text{ décades}) = n\ I_b^2 \text{ (1 décade)} \quad \text{soit :} \quad I_b(n \text{ décades}) = \sqrt{n}\ I_b \text{ (1 décade)}.$$

Dans le cas d'un dispositif passe-bas, on peut s'interroger sur la valeur à donner à $F_{\min}$ puisque e_{bF} tend vers l'infini lorsque $F_{\min}$ tend vers zéro. Dans une installation de mesure, l'opérateur ou le calculateur effectue des réglages périodiques du zéro. Entre deux réglages, les seuls bruits susceptibles d'apparaître sont ceux dont la période est de l'ordre ou inférieure à l'intervalle de temps séparant deux réglages successifs. Les bruits dont la fréquence est suffisamment basse pour que leur période soit très supérieure à cet intervalle ont, pendant cet intervalle, des variations négligeables et demeurent compensés par le réglage de zéro. Selon les cas, on choisit pour $F_{\min}$ des valeurs de 10^{-1} à 10^{-4} Hz (période 3 h). Il y a lieu de remarquer, en outre, que le choix d'une valeur pour $F_{\min}$ n'est pas critique ; en effet la valeur efficace de bruit E_b varie comme $\sqrt{n}$, n étant le nombre de décades : dans 9 décades (10^{-9} Hz ($T \cong 31$ années !) à 1 Hz) la tension E_b n'est que trois fois supérieure à la tension correspondant à une seule décade (10^{-1} Hz à 1 Hz).

12.3.4 Calcul de la tension et du courant d'un bruit composite

Un bruit composite est la superposition d'un bruit blanc et d'un bruit rose (*figure 12.2*). On pose :

– e_{bb} densité spectrale du bruit blanc ;

– e_{bF} densité spectrale du bruit rose : $e_{bF} = K_e/\sqrt{F}$.

***F_{ce}*, fréquence de coupure de la tension de bruit composite** est la fréquence à laquelle les densités spectrales de bruit blanc et de bruit rose sont égales :

$$e_{bb} = K_e/\sqrt{F_{ce}} \quad \text{soit} \quad K_e = e_{bb} \cdot \sqrt{F_{ce}}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

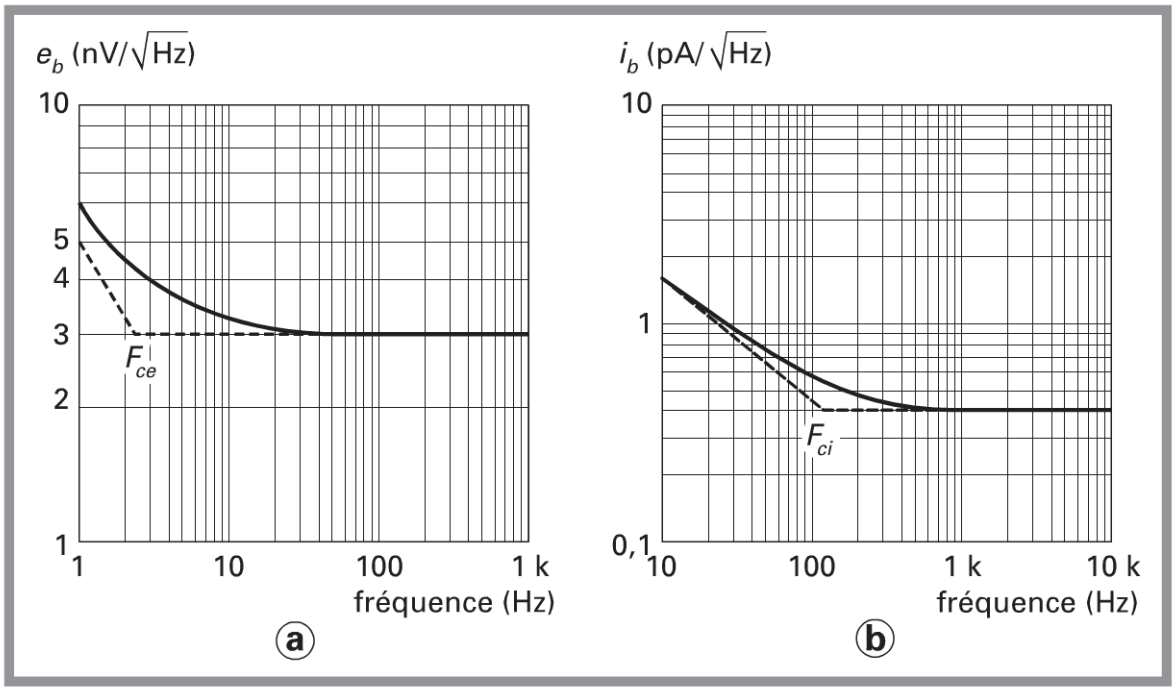


Figure 12.2 - Bruits composites et fréquences de coupure :
densités spectrales de tension (a) et de courant (b).

Le bruit dominant aux fréquences basses, inférieures à la fréquence de coupure, est le bruit rose alors que c'est le bruit blanc qui domine aux fréquence supérieures.

Le bruit composite se calcule par addition quadratique des tensions efficaces de bruit blanc et de bruit rose dans l'intervalle de fréquences considéré :

– tension efficace de bruit blanc E_{bb} :

$$E_{bb}^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} e_{bb}^2 \cdot \mathrm{d}F = e_{bb}^2 \cdot (F_{\max} - F_{\min});$$

– tension efficace de bruit rose E_{bF} :

$$E_{bF}^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} e_{bF}^2 \cdot \mathrm{d}F = K_e^2 \cdot \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \frac{\mathrm{d}F}{F} = K_e^2 \cdot \ln\left(\frac{F_{\max}}{F_{\min}}\right) = e_{bb}^2 \cdot F_{ce} \cdot \ln\left(\frac{F_{\max}}{F_{\min}}\right);$$

– tension efficace de bruit composite E_b :

$$E_b^2 = E_{bb}^2 + E_{bF}^2 = e_{bb}^2 \cdot \left[F_{ce} \cdot \ln\left(\frac{F_{\max}}{F_{\min}}\right) + (F_{\max} - F_{\min})\right].$$

Dans le cas d'un courant de bruit composite, on aurait obtenu par un calcul similaire :

$$I_b^2 = i_{bb}^2 \cdot \left[F_{ci} \cdot \ln\left(\frac{F_{\max}}{F_{\min}}\right) + (F_{\max} - F_{\min})\right].$$

Copyright © 2011 Dunod.

Deux règles importantes pour la réduction du bruit découlent de ces formules :

- **limiter au strict minimum nécessaire la bande passante ;**
- **choisir les composants afin de minimiser d'une part leurs densités spectrales de bruit blanc e_{bb} et i_{bb} et d'autre part leurs fréquences de coupure F_{ce} et F_{ci}.**

12.4 Schémas équivalents pour le bruit

La détermination du bruit en sortie d'un dispositif s'effectue en associant à chaque composant de ce circuit la ou les sources de bruit caractéristiques de ce composant. Par les méthodes habituelles de calcul des tensions de sortie, on peut dès lors établir le bruit produit en sortie par chacune des sources et en déduire le bruit total par addition quadratique des bruits dus à chacune des sources.

12.4.1 Schéma de bruit d'un circuit résistif

Dans une représentation de Thévenin *(figure 12.3a)*, à toute résistance R on associe en série un générateur e_{bR} représentatif de la densité spectrale de la tension de bruit thermique de la résistance R :

$$e_{bR} = \sqrt{4kTR}.$$

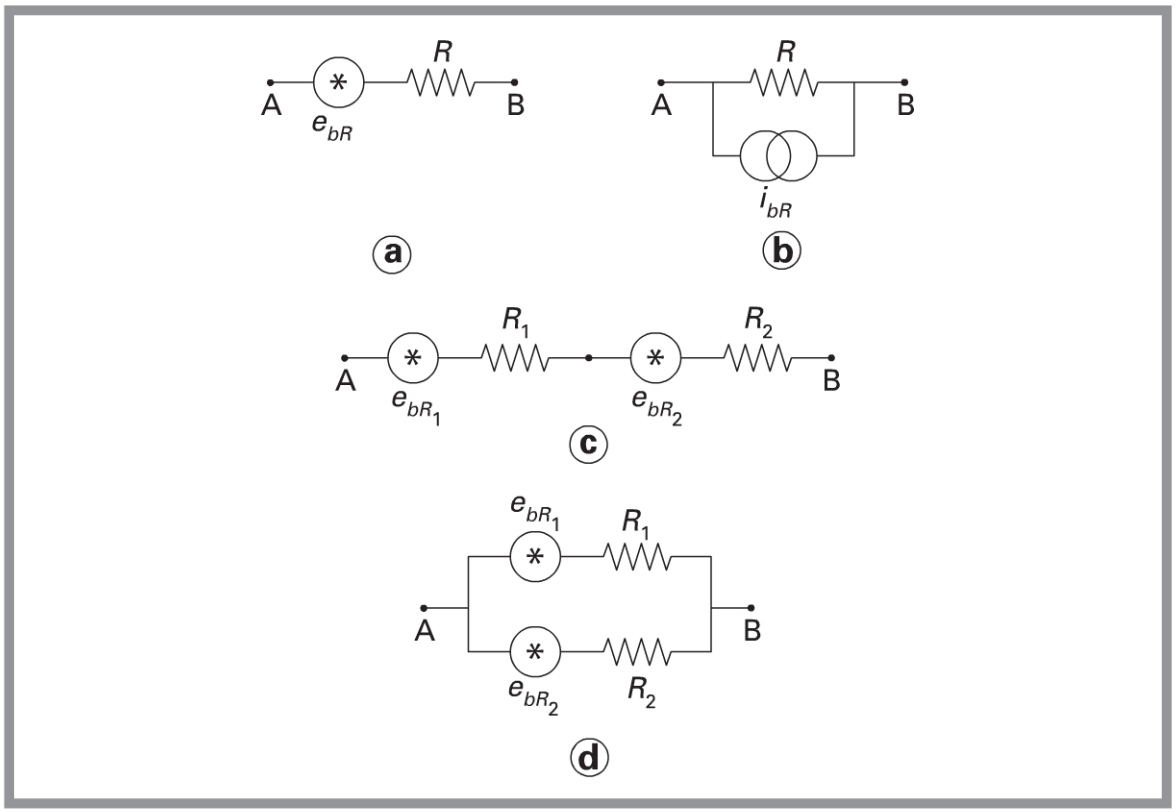


Figure 12.3 - Bruit de résistances :
a) schéma de Thévenin ; b) schéma de Norton ; c) résistances en série ; d) résistances en parallèle.

Copyright © 2011 Dunod.

Ce schéma peut être transformé en une représentation de Norton (*figure 12.3b*) où une source de courant i_{bR} est placée en parallèle sur la résistance R; i_{bR}, densité spectrale du courant de bruit thermique, a pour expression :

$$i_{bR} = \frac{e_{bR}}{R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}}$$

soit numériquement, pour $T = 300$ K, $i_{bR} = 1{,}28 \times 10^{-1} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_\Omega}}$ en nA/$\sqrt{\text{Hz}}$.

■ Association de résistances en série

Les résistances R_1 et R_2 sont montées en série (*figure 12.3c*); la densité spectrale de bruit e_{bR} de cet ensemble résulte de l'addition quadratique des densités spectrales e_{bR1} et e_{bR2} associées à chacune des résistances :

$$e_{bR}^2 = e_{bR1}^2 + e_{bR2}^2 = 4\,kT(R_1 + R_2) = \mathbf{4\,kT\,R_{eq}}.$$

■ Association de résistances en parallèle

Les résistances R_1, R_2 en parallèle ont pour bornes communes A et B (*figure 12.3d*).

On calcule successivement les densités spectrales de bruit entre A et B :

– due à e_{bR1} seule, soit : $\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot e_{bR1}$;

– due à e_{bR2} seule, soit : $\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot e_{bR2}$.

La densité spectrale e_{bR} de leur association résultant de l'addition quadratique des expressions précédentes :

$$e_{bR}^2 = \frac{R_2^2}{(R_1 + R_2)^2} \cdot e_{bR1}^2 + \frac{R_1^2}{(R_1 + R_2)^2} \cdot e_{bR2}^2$$

où : $\quad e_{bR1}^2 = 4kTR_1 \quad$ et $\quad e_{bR2}^2 = 4kTR_2$

soit : $\quad e_{bR}^2 = 4kT \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \mathbf{4\,kT\,R_{eq}}.$

CONCLUSION

Une association de résistances a la même densité spectrale de bruit que la résistance qui lui est équivalente.

Copyright © 2011 Dunod.

12.4.2 Schéma de bruit d'un transistor

■ Transistor bipolaire

En régime de petits signaux, le transistor peut être modélisé par le schéma de Giacoletto. Le schéma équivalent pour le bruit (*figure 12.4a*) s'obtient en associant au schéma de Giacoletto les diverses sources de bruit dont le transistor est le siège :

– le bruit thermique de la résistance $r_{bb'}$: $e_{br_{bb'}} = \sqrt{4kTr_{bb'}}$;

– le bruit de Schottky du courant base I_B : $i_{bs)B} = \sqrt{2qI_B}$;

– le bruit de Schottky du courant collecteur I_C : $i_{bs)C} = \sqrt{2qI_C}$;

– le bruit de scintillation du transistor : $i_{bF} = K_i/\sqrt{F}$.

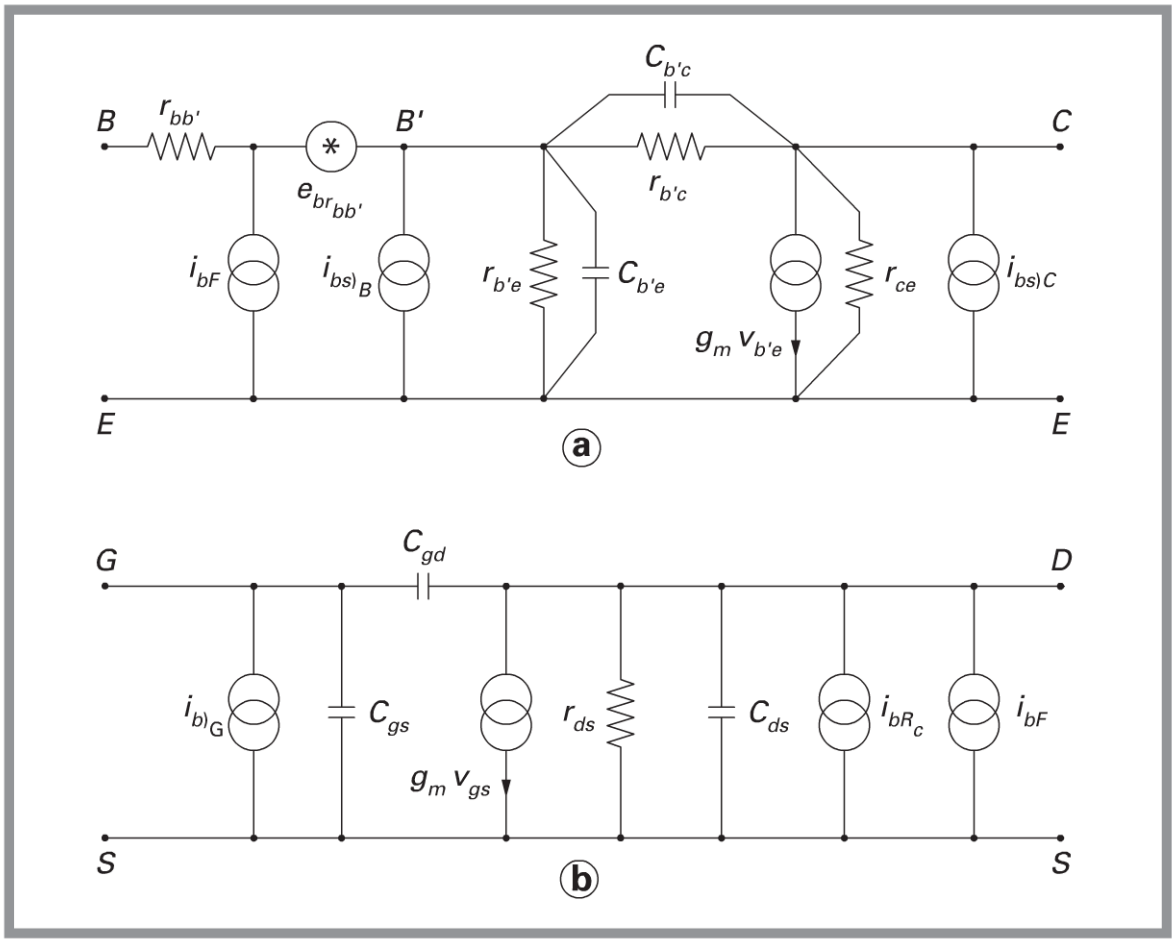


Figure 12.4 - Schémas équivalents de bruit d'un transistor :
a) transistor bipolaire ; b) transistor à effet de champ.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Transistor à effet de champ

Le schéma équivalent pour petits signaux d'un transistor à effet de champ est complété pour l'étude du bruit (*figure 12.4b*) par les différentes sources de bruit qui sont :

– le bruit thermique de la résistance R_c de canal : $i_{bRc} = \sqrt{4kT/R_c}$;

– le bruit de scintillation du transistor : $i_{bF} = K_i/\sqrt{F}$;

– le bruit i_{bG} associé au gate dont l'expression complexe dépend du courant i_G (bruit de Schottky) et du bruit thermique du canal couplé au circuit gate par la capacité C_{gs}.

■ Schéma général du transistor pour le bruit

L'ensemble des sources de bruit dont un transistor est le siège peut être regroupé à son entrée en deux sources :

– $\boldsymbol{e_{ba}}$, source de densité spectrale de tension de bruit;

– $\boldsymbol{i_{ba}}$, source de densité spectrale de courant de bruit.

Le transistor est dès lors considéré sans bruit (*figure 12.5*).

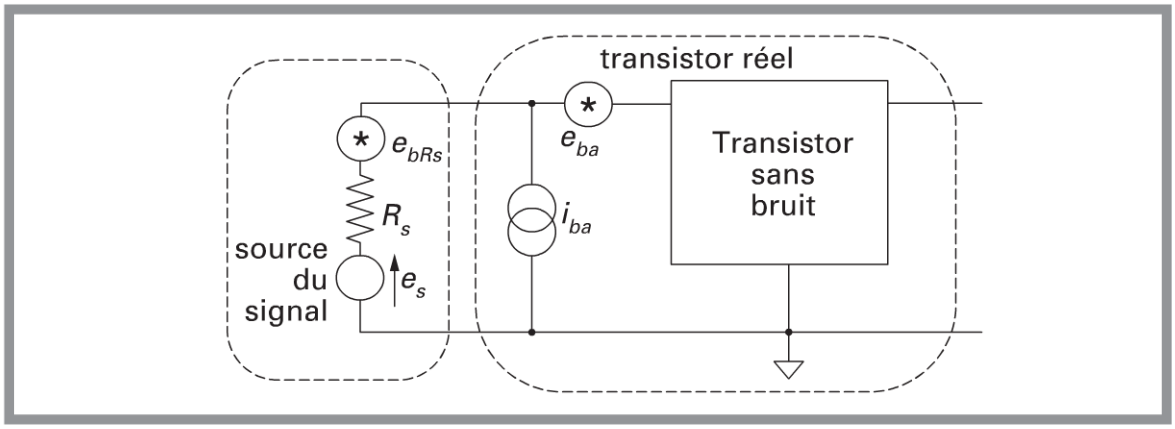


Figure 12.5 - Schéma général de bruit du transistor et de la source du signal.

La comparaison des valeurs de e_{ba} et i_{ba} pour les deux types de transistors montre que :

– le transistor bipolaire peut avoir des valeurs de e_{ba} très inférieures à celles du transistor à effet de champ ;

– le transistor à effet de champ, en revanche, a des valeurs de i_{ba} qui sont très inférieures à celles du bipolaire.

Copyright © 2011 Dunod.

La densité spectrale v_{bi} de bruit total à l'entrée, en série avec le signal d'excitation délivré par une source de résistance R_s, a pour expression :

$$v_{bi}^2 = e_{ba}^2 + R_s^2 \cdot i_{ba}^2 + 4kTR_s$$

la tension de bruit V_{bi} étant telle que :

$$V_{bi}^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} v_{bi}^2 \cdot \mathrm{d}F$$

soit : $$V_{bi}^2 = E_{ba}^2 + R_s^2 \cdot I_{ba}^2 + 4kTR_s \cdot (F_{\max} - F_{\min}).$$

E_{ba}^2 et I_{ba}^2 étant les valeurs quadratiques moyennes dans l'intervalle $F_{\min}$, $F_{\max}$ de la tension de bruit et du courant de bruit du transistor.

Ces expressions montrent en particulier que :

– pour de faibles valeurs de la résistance de source R_s, le terme prépondérant est E_{ba}^2 qui est minimisé par l'emploi de transistors bipolaires ;

– pour de fortes valeurs de R_s, le terme prépondérant risque d'être $R_s^2 I_{ba}^2$ qui est minimisé par l'emploi de transistors à effet de champ.

REMARQUE

Dans le cas du transistor bipolaire et dans le domaine des fréquences moyennes où le bruit en $1/F$ est négligeable et où l'impédance des capacités $C_{b'e}$ et $C_{b'c}$ n'a pas à être prise en compte on a :

$$e_{ba}^2 = 4kT\, r_{bb'} + 2 \cdot \frac{(kT)^2}{qI_C}, \quad i_{ba}^2 = 2q\, I_B = 2q \cdot \frac{I_C}{\beta}$$

où β est le gain statique en courant.

En reportant ces valeurs dans l'expression précédente de v_{bi}, on constate que le bruit total ramené à l'entrée est minimum, pour une valeur de R_s donnée, lorsque le courant collecteur a une valeur $I_{C)opt} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{\sqrt{\beta}}{R_s}$.

12.4.3 Schéma de bruit de l'amplificateur opérationnel

L'ensemble des transistors et des résistances qui constituent l'amplificateur opérationnel produit un bruit qui est modélisable par trois sources (*figure 12.6*) placées à l'entrée de l'amplificateur :

– **une source de densité spectrale de tension e_{ba}**, placée indifféremment à l'entrée inverseuse (–) ou non inverseuse (+) ;

Copyright © 2011 Dunod.

– **deux sources de densités spectrales de courant i_{ba+} et i_{ba-}** placées entre la masse et respectivement les entrées + et – ; généralement $i_{ba+} = i_{ba-} = i_{ba}$.

Les sources e_{ba} et i_{ba} sont toujours des sources de bruit composite.

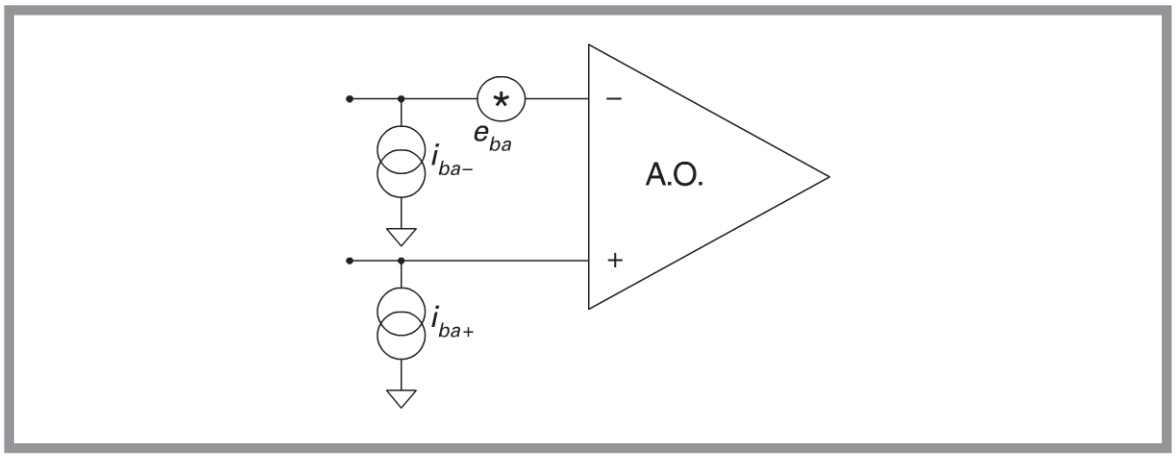


Figure 12.6 - Schéma de bruit de l'amplificateur opérationnel.

■ Amplificateurs inverseur et non inverseur

Abstraction faite du générateur de la source d'excitation, ces deux types d'amplificateurs se ramènent pour le bruit à un même schéma (*figure 12.7*) où sont représentées les sources de bruit de l'amplificateur opérationnel et de chacune des résistances extérieures qui lui sont associées.

La densité spectrale de la tension de bruit v_{bo} apparaissant en sortie résulte de l'addition quadratique des densités spectrales de tensions de bruit en sortie $v_{bo)k}$ dues à chacune des sources de bruit :

$$v_{bo}^2 = \Sigma\, v_{bo)k}^2. \qquad (1)$$

La tension efficace de bruit en sortie, V_{bo}, dans une bande de fréquences de limites $F_{\min}$, $F_{\max}$, se déduit de la densité spectrale v_{bo} :

$$V_{bo}^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} v_{bo}^2 \cdot \mathrm{d}F \qquad (2)$$

Les densités spectrales des tensions de bruit en sortie, dues à chacune des sources de bruit du schéma équivalent, s'obtiennent par des calculs classiques et sont regroupées dans le tableau 12.3.

Copyright © 2011 Dunod.

Tableau 12.3 – Densité spectrale des tensions de bruit en sortie

Composant	Source de bruit	Densité spectrale en sortie
résistance R_1	$e_{bR_1} = \sqrt{4kTR_1}$	$v_{bo1} = \frac{R_2}{R_1} \cdot e_{bR_1}$
résistance R_2	$e_{bR_2} = \sqrt{4kTR_2}$	$v_{bo2} = e_{bR_2}$
résistance R_3	$e_{bR_3} = \sqrt{4kTR_3}$	$v_{bo3} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot e_{bR_3}$
amplificateur opérationnel	e_{ba}	$v_{bo4} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot e_{ba}$
	$i_{ba+} = i_{ba}$	$v_{bo5} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_3 \cdot i_{ba}$
	$i_{ba-} = i_{ba}$	$v_{bO6} = R_2 \cdot i_{ba}$

Par application de la formule (1) précédente, la densité spectrale v_{bo} du bruit résultant en sortie est :

$$v_{bo}^2 = v_{bo1}^2 + v_{bo2}^2 + v_{bo3}^2 + v_{bo4}^2 + v_{bo5}^2 + v_{bo6}^2$$

soit :

$$v_{bo}^2 = 4kT \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left[R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot R_3\right] + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot e_{ba}^2 + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot R_3^2 + R_2^2\right] \cdot i_{ba}^2 .$$

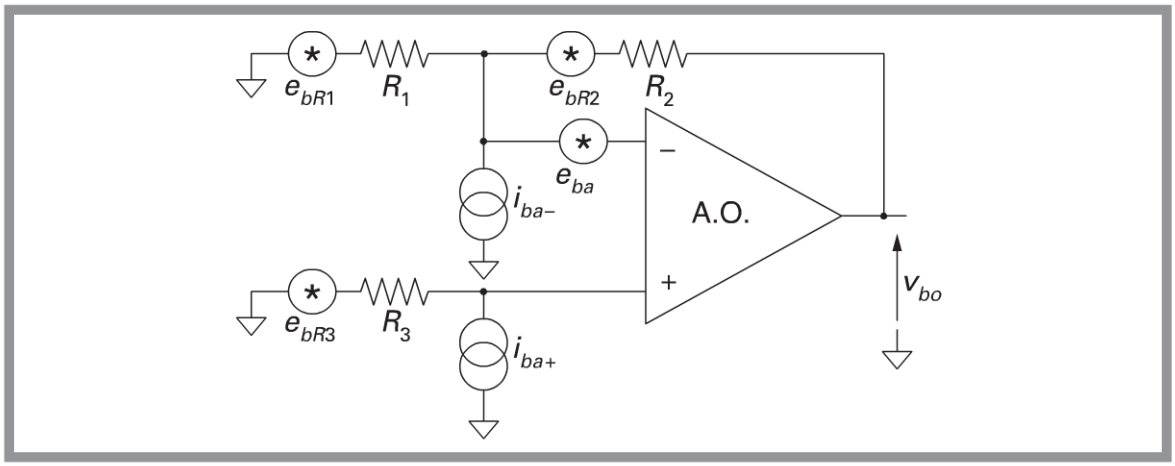


Figure 12.7 - Schéma de bruit de l'amplificateur inverseur ou non inverseur.

Copyright © 2011 Dunod.

Lorsque, pour réduire l'influence des courants de polarisation des entrées, on choisit $R_3 = R_1 // R_2$ on obtient :

$$v_{bo}^2 = 8\,kT \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot e_{ba}^2 + 2R_2^2 \cdot i_{ba}^2 .$$

Par application de la formule (2) on déduit la tension efficace de bruit en sortie V_{bo} :

$$V_{bo}^2 = 4\,kT \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left[R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot R_3\right] \cdot \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} \mathrm{d}F$$

$$+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} e_{ba}^2 \cdot \mathrm{d}F + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot R_3^2 + R_2^2\right] \cdot \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} i_{ba}^2 \cdot \mathrm{d}F.$$

Les bruits e_{ba} et i_{ba} de l'amplificateur opérationnel étant des bruits composites caractérisés respectivement (§ 12.3.4) par les fréquences de coupure F_{ce} et F_{ci}, et par des bruits blancs e_{bba} et i_{bba}, on obtient dans le cas général :

$$V_{bo}^2 = 4\,kT \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left[R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot R_3\right] \cdot (F_{\max} - F_{\min})$$

$$+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot E_{ba}^2 + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot R_3^2 + R_2^2\right] \cdot I_{ba}^2$$

en posant : $E_{ba}^2 = e_{bba}^2 \cdot [F_{ce} \cdot \ln (F_{\max}/F_{\min}) + (F_{\max} - F_{\min})]$,

$I_{ba}^2 = i_{bba}^2 \cdot [F_{ci} \cdot \ln (F_{\max}/F_{\min}) + (F_{\max} - F_{\min})]$.

Afin de faciliter la comparaison du signal d'entrée au bruit de fond, il est d'usage de rapporter le bruit à l'entrée de l'amplificateur; ceci s'obtient en divisant le bruit en sortie par le gain de l'amplificateur. Il en résulte pour v_{bi} et V_{bi}, respectivement densité spectrale et valeur efficace du bruit à l'entrée, les expressions :

$$v_{bi}^2 = 4\,kT \cdot \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3\right) + e_{ba}^2 + \left[\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 + R_3^2\right] \cdot i_{ba}^2 , \qquad (3)$$

$$V_{bi}^2 = 4\,kT \cdot \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3\right) \cdot (F_{\max} - F_{\min}) + E_{ba}^2 + \left[\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 + R_3^2\right] \cdot I_{ba}^2 . \qquad (4)$$

Cette expression met en évidence les contributions des trois sources de bruit : bruit des résistances, bruits de tension et de courant de l'amplificateur opérationnel; elle montre en particulier l'influence qu'exerce sur le bruit la résistance de la source d'excitation qui, dans le montage non inverseur, est égale à R_3 ou est incluse dans R_3 :

Copyright © 2011 Dunod.

– pour les faibles résistances de source, les causes principales de bruit sont la tension de bruit de l'amplificateur opérationnel et le bruit des résistances. **Il est donc judicieux, lorsque la résistance de la source est faible, de choisir un amplificateur à faible tension de bruit;**

– pour les valeurs élevées de résistance de source, le courant de bruit de l'amplificateur opérationnel parcourant la résistance de source peut devenir la cause prépondérante de bruit. C'est pourquoi, **lors de l'utilisation d'une source de résistance élevée, il est indispensable de choisir un amplificateur à très faible courant de bruit.**

■ Comparaison des technologies

On se propose de comparer le bruit de deux montages non inverseurs, de même gain (10) réalisés l'un avec un amplificateur opérationnel ordinaire A.O.1 (type 741), l'autre avec un amplificateur opérationnel de précision A.O.2 (type OP27) et dont les caractéristiques de bruit sont indiquées dans le tableau 12.4.

Tableau 12.4 – Caractéristiques de bruit de deux amplificateurs opérationnels

	e_{bba} (nV · $\sqrt{\text{Hz}^{-1}}$)	F_{ce} (Hz)	i_{bba} (pA · $\sqrt{\text{Hz}^{-1}}$)	F_{ci} (Hz)
A.O.1	20	200	0,6	2 000
A.O.2	3	2,7	0,4	140

Les résistances associées ont pour valeurs : R_1 : 1 kΩ; R_2 : 9 kΩ; R_3 : 0,9 kΩ.

La bande passante est limitée, en sortie de l'amplificateur, par un filtre qui joue aussi le rôle de filtre antirepliement, et dont l'ordre est suffisamment élevé pour que les bandes passantes de bruit et de signal puissent être confondues; on considère en outre le bruit apporté par le filtre comme négligeable devant le bruit en sortie de l'amplificateur.

L'application de l'équation (4) au montage considéré donne, pour les deux types d'amplificateurs et pour diverses bandes passantes, les résultats indiqués dans le tableau 12.5.

Tableau 12.5 – Tension de bruit (μV_{eff}) ramenée à l'entrée

$\mathcal{B}$ (Hz)	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5
A.O.1	0,8	0,9	1,0	1,1	2,4	6,9
A.O.2	0,02	0,04	0,09	0,26	0,85	2,6

Copyright © 2011 Dunod.

12.4.4 Schéma de bruit de l'amplificateur d'instrumentation

Les sources internes de bruit de l'amplificateur d'instrumentation sont modélisées comme pour l'amplificateur opérationnel par trois sources placées aux entrées :

– **une source de densité spectrale de tension** e_{ba} placée indifféremment à l'entrée inverseuse ou non inverseuse ;

– **deux sources de densité spectrale de courant** i_{ba+} **et** i_{ba-} placées entre la masse et les entrées + et – ; généralement $i_{ba+} = i_{ba-} = i_{ba}$.

Les sources e_{ba} et i_{ba} sont toujours des sources de bruit composite, mais leurs valeurs et leurs évolutions en fréquence sont fonctions du gain G de l'amplificateur et données par le constructeur (*figure 12.8*).

On considère un montage avec source d'excitation à la masse et son schéma équivalent pour le calcul du bruit (*figure 12.9*).

La densité spectrale v_{bi} du bruit total à l'entrée a pour expression :

$$v_{bi}^2 = e_{ba}^2 + e_{bR2}^2 + e_{bR1}^2 + (R_1^2 + R_2^2) \cdot i_{ba}^2 .$$

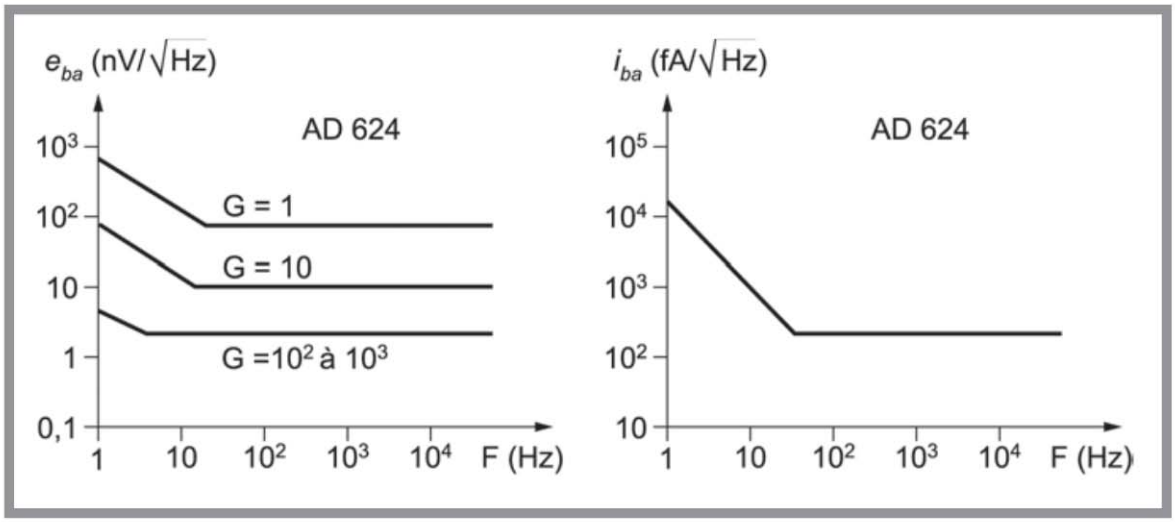


Figure 12.8 - Densités spectrales de bruit d'un amplificateur d'instrumentation (Doc. Analog Devices).

La tension efficace V_{bi} de bruit à l'entrée est :

$$V_{bi}^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} v_{bi}^2 \cdot \mathrm{d}F$$

soit : $V_{bi}^2 = 4\,kT \cdot (R_1 + R_2) \cdot (F_{\max} - F_{\min}) + E_{ba}^2 + (R_1^2 + R_2^2) \cdot I_{ba}^2$

Copyright © 2011 Dunod.

où : $$E_{ba}^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} e_{ba}^2 \cdot \mathrm{d}F = e_{bba}^2 \cdot \left[F_{ce} \cdot \ln\left(\frac{F_{\max}}{F_{\min}}\right) + (F_{\max} - F_{\min}) \right],$$

$$I_{ba}^2 = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} i_{ba}^2 \cdot \mathrm{d}F = i_{bba}^2 \cdot \left[F_{ci} \cdot \ln\left(\frac{F_{\max}}{F_{\min}}\right) + (F_{\max} - F_{\min}) \right].$$

Si le gain G de l'amplificateur est constant dans la bande de fréquences de $F_{\min}$ à $F_{\max}$, la tension efficace de bruit V_{bo} en sortie de l'amplificateur est :

$$V_{bo} = G \cdot V_{bi}.$$

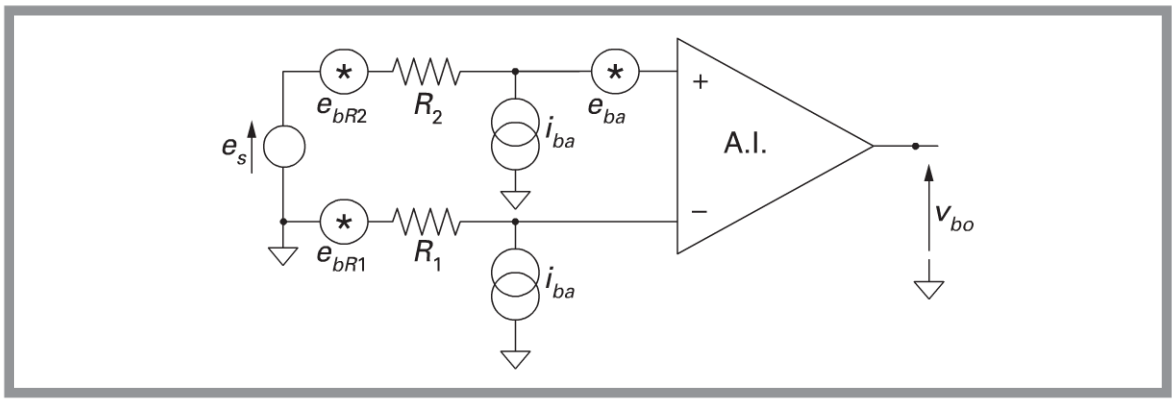


Figure 12.9 - Schéma équivalent de bruit d'un montage avec amplificateur d'instrumentation.

12.5 Montages à faible bruit de fond

12.5.1 Étages d'entrée à très faible bruit

Le premier étage d'un amplificateur joue un rôle primordial dans la détermination du niveau de bruit global de l'ensemble amplificateur.

Soit un amplificateur A de gain G, v_{bi} étant la densité spectrale de bruit ramenée à l'entrée; la densité spectrale de bruit en sortie est : $v_{bo} = G \cdot v_{bi}$.

Dans un second montage, on utilise le même amplificateur A dont on réduit le gain à G_2, mais en le faisant précéder d'un étage A_1 à faible bruit, de densité spectrale v_{bi1} et de gain G_1 tel que $G_1 \cdot G_2 = G$. Dans ces conditions :

– le bruit en sortie de A_1 est $v_{bo1} = G_1 \cdot v_{bi1}$;

– le bruit total en sortie du montage est $v_{bo2} = \sqrt{G_2^2 v_{bo1}^2 + G_2^2 v_{bi2}^2}$ où v_{bi2} est la densité spectale de bruit du second étage ramenée à son entrée.

Copyright © 2011 Dunod.

Finalement : $$v_{bo2} = G \cdot \sqrt{v_{bi1}^2 + v_{bi2}^2 / G_1^2};$$

à condition que $G_1 \gg 1$ et $v_{bi1} < v_{bi}$, on a $v_{bo2} < v_{bo}$.

CONCLUSION

Le bruit de fond d'un amplificateur est minimisé en plaçant en tête un étage préamplificateur à faible bruit et de gain suffisant.

C'est ainsi que le bruit d'un montage à amplificateur opérationnel peut être réduit en plaçant, devant l'amplificateur opérationnel, un étage d'entrée réalisé à l'aide de transistors discrets, appairés et à très faible bruit, cet étage constituant dès lors le premier étage du nouvel amplificateur opérationnel que constitue l'ensemble.

Lorsque la résistance de source R_s est faible, le premier étage doit être formé à l'aide de transistors bipolaires (faibles valeurs de e_{ba}), alors que pour des résistances de source R_s élevées, cet étage doit être réalisé au moyen de transistors à effet de champ à très faible courant i_{ba} (*figures 12.10a* et *b*).

La mise en parallèle de n étages d'entrée identiques, à faible bruit, peut encore apporter dans certains cas, une amélioration.

Dans le cas d'étages d'entrée à transistors (*figure 12.10d*) la mise en parallèle de n étages divise par n l'influence de la résistance $r_{bb'}$ et par conséquent par $\sqrt{n}$ la contribution correspondante à la tension de bruit.

La mise en parallèle de n amplificateurs opérationnels (*figure 12.10e*) à faible bruit et sommation de leurs tensions de sortie permet de multiplier le signal résultant par n alors que, du fait de l'addition quadratique, le bruit en sortie n'est multiplié que par $\sqrt{n}$; il en résulte dès lors une amélioration du rapport signal sur bruit d'un facteur $\sqrt{n}$.

Dans le cas de l'amplificateur d'instrumentation, la réduction du bruit peut être obtenue :

– en le faisant précéder d'un étage amplificateur réalisé à l'aide d'amplificateurs opérationnels à faible bruit (*figure 12.10c*);

– en réalisant l'amplificateur d'instrumentation au moyen de trois amplificateurs opérationnels à faible bruit.

Copyright © 2011 Dunod.

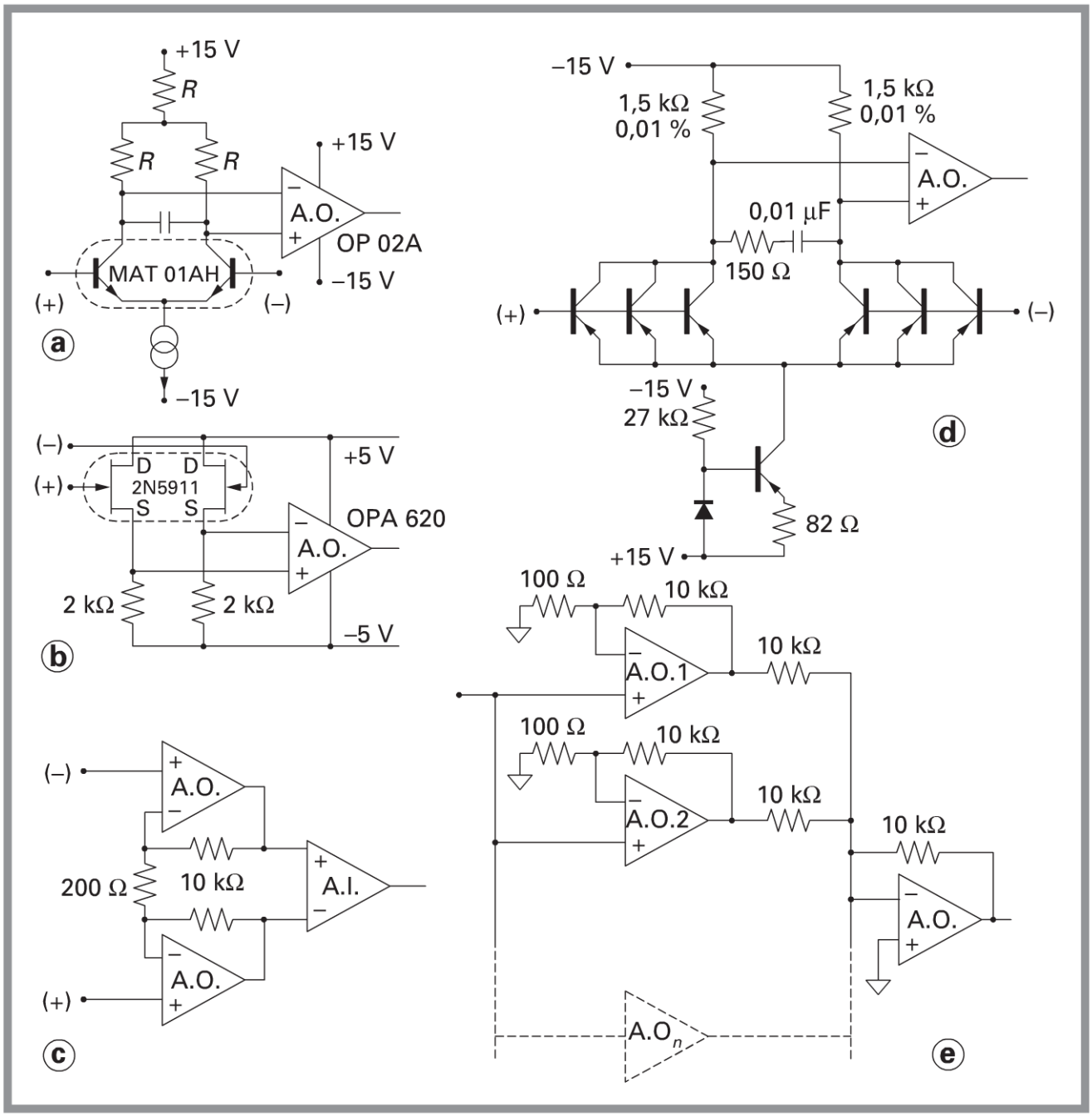


Fig. 12.10 - Montages à faible bruit :
préamplificateur à transistors bipolaires (a), à FET (b), à amplificateurs opérationnels dans le cas d'un amplificateur d'instrumentation (c); mise en parallèle de préamplificateurs à transistors (d), à amplificateurs opérationnels (e).

12.5.2 Modulation et démodulation synchrones

Lorsque le signal de mesure est à variations très lentes, son spectre utile est dans le domaine des basses et très basses fréquences où le bruit prépondérant de l'instrumentation est en $1/F$ et risque de dégrader fortement les signaux de mesure faibles.

Copyright © 2011 Dunod.

Le principe de la méthode consiste dans un premier temps à transposer le signal de mesure dans un domaine de fréquences supérieures où le bruit est réduit : c'est la modulation. Il est évidemment fondamental que cette translation de fréquence ne porte que sur le signal, à l'exclusion du bruit. Le signal modulé est alors conditionné, amplifié, puis dans un second temps ramené dans son domaine de fréquences propres : c'est la démodulation.

Exemple 1

Un faible flux lumineux $\phi(t)$, à variations lentes, doit être détecté et amplifié : son spectre place le signal dans la plage de fréquences où le bruit en $1/F$ du détecteur et de l'amplificateur risque de dégrader l'information recherchée. Afin d'éviter ce risque, le flux lumineux est découpé à la fréquence F_r, dite de référence, au moyen d'une roue tournante percée d'ouvertures : c'est la phase de modulation (*figure 12.11*).

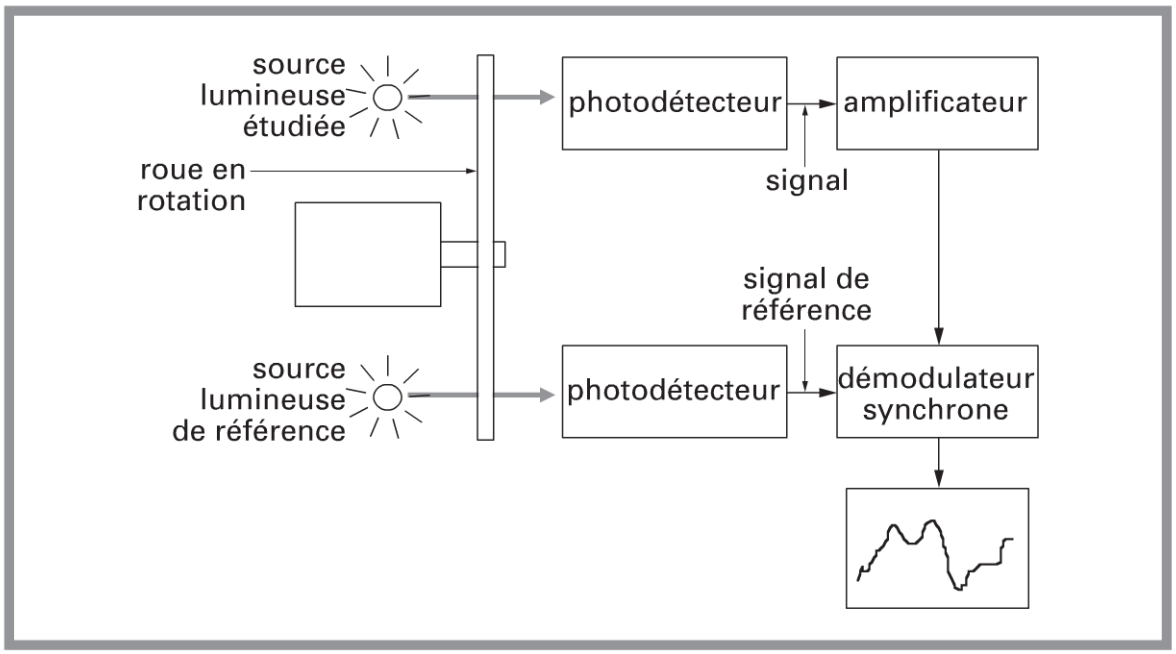


Figure 12.11 - Montage de mesure d'un signal lumineux faible par modulation et démodulation synchrones.

Le signal découpé $\phi^*(t)$ correspond au produit du flux $\phi(t)$ par des impulsions $I(t)$ de fréquence F_r :

$$\phi^*(t) = \phi(t) \cdot I(t)$$

où $I(t)$ a une expression de la forme (série de Fourier) :

$$I(t) = a_o + a_1 \cos\omega_r t + a_2 \cos 2\omega_r t + \ldots \quad \text{où } \omega_r = 2\pi F_r$$

soit :

$$\phi^*(t) = a_o\,\phi(t) + a_1\,\phi(t) \cos\omega_r t + a_2\,\phi(t) \cos 2\omega_r t + \ldots$$

Copyright © 2011 Dunod.

Dans cette expression, le signal transposé est $a_1\ \phi(t)\ \cos\omega_r t$ dont la fréquence est très voisine de F_r et dont le traitement s'effectue donc en dehors de la plage de bruit en $1/F$ prépondérant.

La démodulation synchrone ramène le signal transposé dans sa bande de fréquences propres en deux étapes :

– multiplication par la référence $A\cos\omega_r t$ d'où résulte le signal :

$$\phi^*(t)\ A\cos\omega_r t = a_o\ A\ \phi(t)\ \cos\omega_r t + a_1\ A\ \phi(t)\ \cos^2\omega_r t + \ldots$$

soit : $\phi^*(t)\ A\cos\omega_r t = a_o\ A\ \phi(t)\ \cos\omega_r t + \dfrac{a_1}{2}\ A\ \phi(t) + \dfrac{a_1}{2}\ A\ \phi(t)\ \cos 2\omega_r t + \ldots$

– filtrage passe-bas avec une bande passante très étroite correspondant au spectre de $\phi(t)$, d'où en sortie du filtre :

$$v_o = \frac{a_1}{2} \cdot A\ \phi(t).$$

Exemple 2

Une thermistance $R(T)$, destinée à la mesure de variations faibles et lentes de température, est placée dans une branche d'un pont de Wheatstone. Si le pont est alimenté en continu par une tension E_a, le signal de mesure $v_m = \dfrac{\Delta R}{R} \cdot \dfrac{E_a}{4}$ est un signal lentement variable qui est superposé au bruit en 1/F du pont et de l'amplificateur.

Si, par contre, le pont est alimenté en alternatif par une tension $E_a\cos\omega_r t$, le signal de mesure est : $v_m = \dfrac{\Delta R}{R} \cdot \dfrac{E_a}{4} \cdot \cos\omega_r t$ et il est transposé dans un domaine de fréquences de bruit réduit. La démodulation s'effectue comme précédemment (voir aussi § 9.4.1, principe de la détection (ou démodulation) synchrone).

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 13

LES FILTRES

Le signal de mesure, support de l'information recherchée, est caractérisé par son spectre de fréquences ; on définit le **spectre utile** par l'ensemble de fréquences, limité supérieurement à la fréquence haute F_h, nécessaire à une transmission convenable de l'information.

La fonction du filtre est d'éliminer autant que possible du signal à traiter l'ensemble des fréquences extérieures au spectre utile et en particulier signaux non désirés, parasites industriels et bruit de fond. Cette fonction est indispensable afin d'éviter le repliement dans le spectre utile de fréquences indésirables dès lors que les signaux doivent être échantillonnés (§ 1.2.4).

Le filtre est généralement de type passe-bas, sa bande passante étant limitée au strict minimum imposé par le spectre utile du signal de mesure.

13.1 Types de filtres

La fonction de transfert ou gain d'un filtre passe-bas peut s'écrire :

$$G(\omega) = \frac{G_0}{A(\omega)}$$

où $A(\omega)$ **est l'atténuation** apportée par le filtre à la pulsation ω; on a, en outre $A(0) = 1$, G_o étant le gain en tension du filtre en continu.

13.1.1 Familles de filtres

Dans le cas des filtres polynomiaux fréquemment utilisés, $A(\omega)$ est un polynôme dont l'ordre k définit l'ordre du filtre.

Lorsque k est pair, $A(\omega)$ peut se mettre sous la forme d'un produit de termes quadratiques soit, en posant $p = j\omega$:

$$A(p) = \left[a_1\left(\frac{p}{\omega_o}\right)^2 + b_1\frac{p}{\omega_o} + 1\right] \ldots \left[a_j\left(\frac{p}{\omega_o}\right)^2 + b_j\frac{p}{\omega_o} + 1\right] \quad \text{où} \quad j = k/2.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Lorsque k est impair, la fonction $A(p)$ contient, en plus, un facteur du premier degré de la forme : $[a_o p/\omega_o + 1]$.

De ces expressions découle un mode de synthèse de ces filtres :

– un filtre d'ordre k pair ($k = 2j$) est réalisé par la mise en cascade de j filtres d'ordre 2, chacun correspondant à l'un des termes quadratiques ;

– un filtre d'ordre k impair ($k = 2j + 1$) est réalisé par la mise en cascade de j filtres d'ordre 2 et d'un filtre d'ordre 1.

Plus l'ordre k d'un filtre est élevé, plus sa fonction de transfert est proche de celle du filtre idéal ; mais plus k est élevé plus sa réalisation devient complexe.

Les diverses familles de filtres portent même nom que les polynômes utilisés pour définir leur atténuation $A(\omega)$.

Les filtres de Butterworth sont caractérisés, pour un ordre k donné, par la réponse la plus uniforme dans la bande passante (*figure 13.1a*). Le module de l'atténuation d'un filtre passe-bas d'ordre k a pour expression :

$$|A(F)| = \sqrt{1 + (F/F_o)^{2k}}.$$

Les filtres de Chebychev présentent, pour un ordre k donné, la séparation la plus nette entre la bande passante et la bande atténuée ; dans la bande passante, ils ont cependant une réponse qui oscille k fois (k étant l'ordre du filtre) entre un maximum et un minimum. Plus l'amplitude de cette oscillation est grande, plus franche est la coupure entre bande passante et bande atténuée (*figure 13.1b*). Le module de l'atténuation d'un filtre passe-bas d'ordre k a pour expression :

$$|A(F)| = \sqrt{1 + a^2 \cdot C_k^2(F/F_o)}$$

où $C_k(F/F_o)$ est le polynôme de Chebychev d'ordre k qui, pour $0 \leq F \leq F_o$, oscille k fois entre 0 et 1 ; le paramètre a détermine l'amplitude de l'oscillation de $|A(F)|$ dans la bande passante.

Les filtres de Bessel ont l'avantage d'avoir, dans la bande passante et pour un ordre k donné, le temps de transmission le plus constant ; il en résulte une minimisation de la distorsion de phase qui se traduit, en particulier, par une déformation minimale des signaux complexes impulsionnels (*figure 13.1c*).

Le temps de transmission a pour expression : $\tau_t = d\varphi/d\omega$; si dans la bande passante τ_t est quasi constant, on a : $\varphi \cong \omega\tau_t$.

On considère un signal complexe appliqué à l'entrée du filtre :

$$v_i(t) = \Sigma\, a_i \cdot \cos(\omega_i t + \psi_i).$$

Les composantes du signal étant dans la bande passante du filtre, on a en sortie :

$$v_o = G_o \cdot \Sigma\, a_i \cdot \cos(\omega_i t + \psi_i - \varphi_i).$$

Copyright © 2011 Dunod.

Dès lors que $\varphi_i = \omega_i \tau_t$, on peut écrire :

$$v_o = G_o \cdot \Sigma\, a_i \cdot \cos\left(\omega_i (t - \tau_t) + \psi_i\right) = G_o \cdot v_i(t - \tau_t).$$

On constate que le filtre n'introduit sur le signal qu'un retard temporel τ_t.

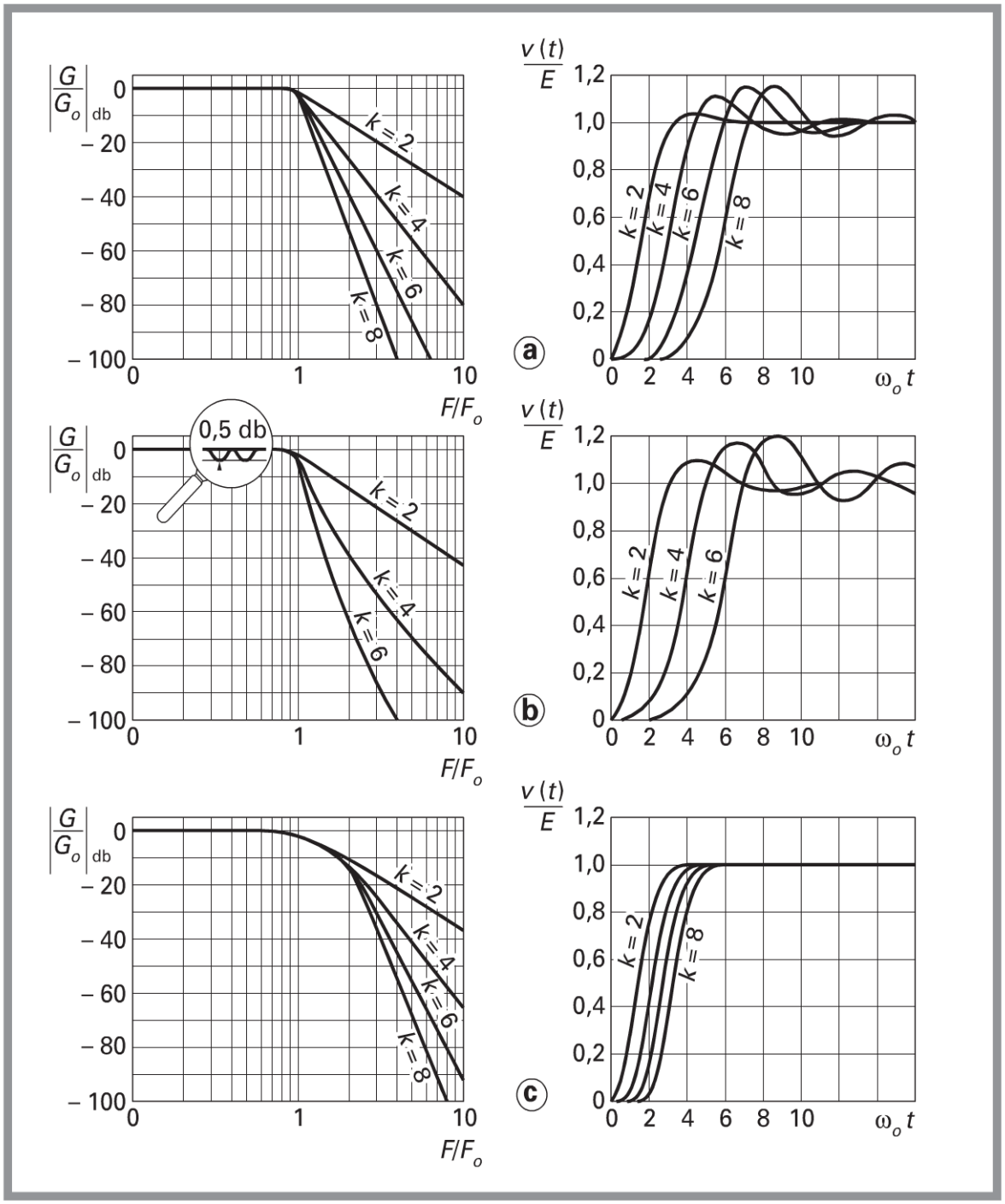


Figure 13.1 - Réponses normalisées des principaux types de filtres passe-bas en fonction de la fréquence (signal sinusoïdal) et en fonction du temps (signal échelon d'amplitude E).

a) Butterworth ; b) Chebychev (ondulation 0,5 db) ; c) Bessel.

Copyright © 2011 Dunod.

13.1.2 Méthodes de réalisation

On distingue, selon les moyens mis en œuvre pour leur réalisation les filtres passifs, les filtres actifs, et les filtres à capacités commutées.

Les filtres passifs sont constitués au moyen uniquement de résistances, inductances et capacités. Très utilisés pour le filtrage antiparasite des lignes d'alimentation (§ 3.1) et de façon générale pour le filtrage haute fréquence, ils ont par contre, aux basses fréquences l'inconvénient d'utiliser des inductances importantes, donc encombrantes et chères.

Les filtres actifs utilisent pour leur réalisation des résistances, des capacités et des amplificateurs; ils n'emploient pas, en général d'inductances. Parfaitement adaptés au domaine des basses et très basses fréquences (10^{-2} Hz par exemple), leur emploi aux fréquences élevées est limité par les performances dynamiques de l'amplificateur opérationnel. Un amplificateur opérationnel et les impédances associées permettent de réaliser un filtre d'ordre 1 ou 2; la mise en cascade de cellules de ce type permet a priori la réalisation de filtres d'ordre k quelconque.

Diverses structures utilisées pour la réalisation de cellules passe-bas du second ordre sont représentées sur la *figure 13.2*. La fonction de transfert ou gain $G(p)$ d'une cellule passe-bas du second ordre a une expression générale de la forme :

$$G(p) = \frac{G_o}{A(p)} = \frac{G_o}{\left(\frac{p}{\omega_o}\right)^2 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{p}{\omega_o} + 1} \qquad (p = j\omega)$$

où G_o gain statique, ω_o pulsation de coupure et Q coefficient de qualité sont déterminés par les résistances et les capacités utilisées. La stabilité de ces caractéristiques exige l'emploi de composants dont les dérives, thermiques en particulier, soient minimales : résistances à film métallique, condensateurs à diélectrique polymère (Mylar, polystyrène).

Les caractéristiques d'une cellule passe-bas, en particulier la pulsation de coupure ω_o, peuvent en principe être modifiées par la commutation de résistances ou de capacités, mais le nombre de composants à commuter devient d'autant plus important que l'ordre du filtre est plus élevé. La pulsation de coupure ω_o peut aussi être sélectionnée numériquement par un mot binaire N de n bits, permettant le choix d'une pulsation parmi 2^n : la réalisation exige alors l'emploi de convertisseurs numérique analogique (*figure 13.2e*).

Les filtres à capacités commutées simulent les résistances des filtres à l'aide de condensateurs commutés, le montage de base étant représenté sur la *figure 13.3a*.

Dans la position 1 du commutateur, le condensateur C_o porte la charge : $Q_1 = C_o \cdot v_1$; dans la position 2, la charge portée est $Q_2 = C_o \cdot v_2$. Lorsque le commutateur passe de la position 1 à la position 2, la charge transférée de 1 en 2 est :

$$\Delta Q = C_o \cdot (v_1 - v_2).$$

Copyright © 2011 Dunod.

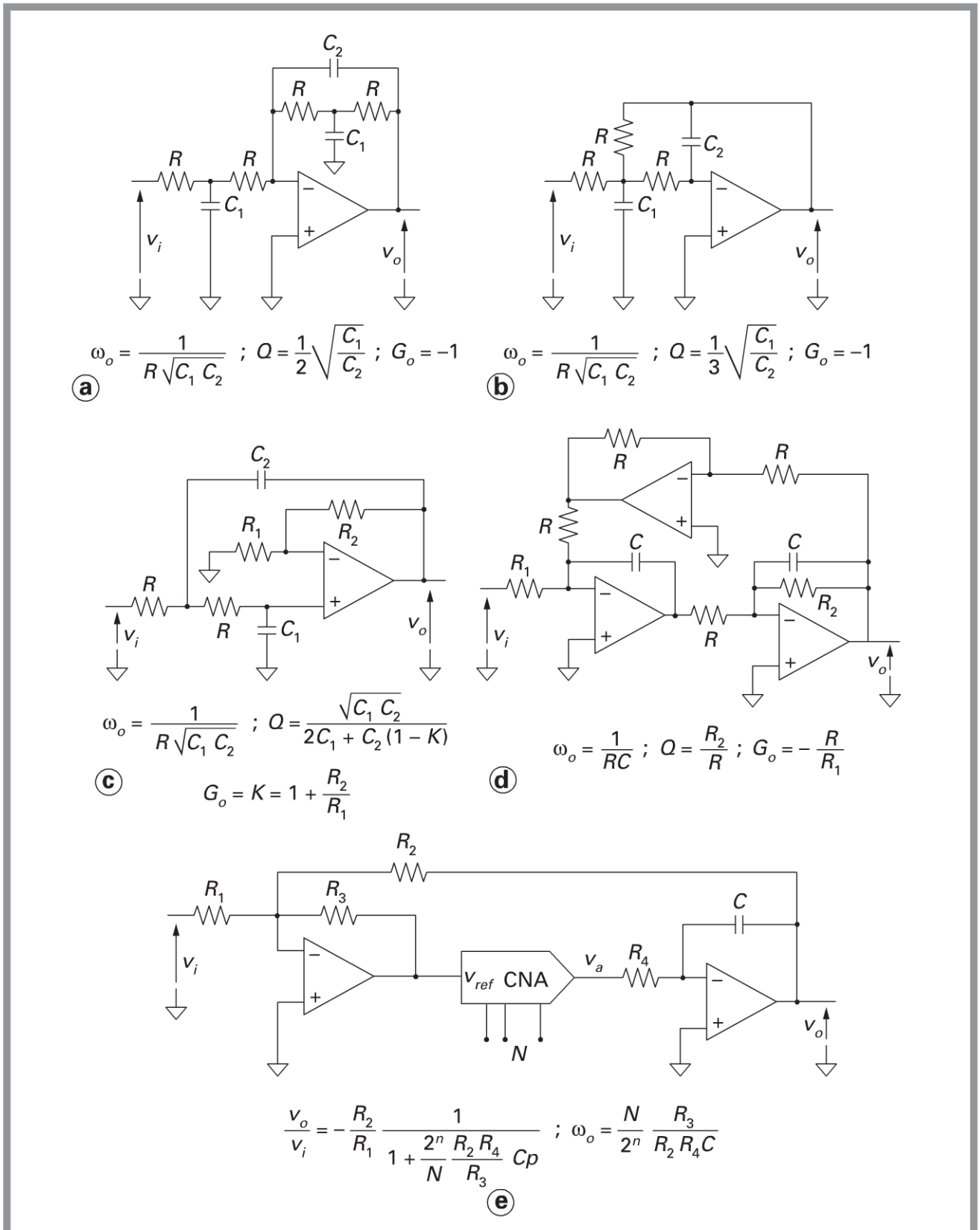


Figure 13.2 - Structures de filtres actifs passe-bas :
a) à contre-réaction simple; b) à contre-réaction multiple;
c) à amplificateur à gain contrôlé (Sallen Key); d) à variable d'état; e) à commande numérique.

Copyright © 2011 Dunod.

Le commutateur effectuant F_c commutations par seconde, la charge transférée, c'est-à-dire le courant I passant de 1 vers 2, a pour expression :

$$I = \Delta Q \cdot F_c = C_o \cdot F_c \cdot (v_1 - v_2).$$

Cet ensemble est donc équivalent à une résistance $R = \dfrac{1}{C_o \cdot F_c}$.

La résistance R, associée au condensateur C_1 (*figure* 13.3*b*), définit une fréquence propre F_o :

$$F_o = \frac{1}{2\pi R C_1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{C_o}{C_1} \cdot F_c.$$

Les filtres à capacités commutées ont généralement la structure de filtres à variable d'état (*figure 13.2d*), les résistances des intégrateurs étant alors réalisées par capacités commutées.

L'expression de F_o met en évidence l'intérêt de ce montage :

– facilité de réglage de la fréquence de coupure F_o au moyen de la seule fréquence de commutation F_c;

– stabilité du fonctionnement car C_o et C_1 étant de même technologie, généralement intégrée, leur rapport est relativement indépendant des dérives individuelles.

Le rapport F_c/F_o a, selon les réalisations, des valeurs de 50 à 100. La fréquence de commutation F_c est limitée inférieurement ($\cong$ Hz) du fait des courants de fuite des interrupteurs qui, aux périodes T_c longues, tendent à perturber de façon appréciable la charge du condensateur; de même, aux valeurs hautes de F_c ($\cong$ MHz), c'est la constante de temps de charge et décharge du condensateur C_o qui limite la précision du filtre.

Du fait de l'emploi d'une horloge à la fréquence F_c pour générer les signaux de commande des commutateurs, il y a risque de présence en sortie du filtre d'un parasite à cette fréquence.

En outre, le filtre à capacités commutées effectuant, de par son principe même, un échantillonnage du signal à la fréquence F_c, il y a un risque de repliement de signaux parasites dans le spectre utile. Si par exemple F_c = 100 kHz en présence d'un parasite de fréquence F_p = 99 kHz, la fréquence parasite repliée $F_c - F_p$ = 1 kHz est susceptible d'altérer le spectre utile du signal traité. Si une telle situation risque de se présenter, l'emploi d'un simple filtre RC précédant le filtre à capacités commutées entraîne généralement un affaiblissement suffisant du parasite à la fréquence F_p pour que l'amplitude du parasite replié n'affecte pas le spectre utile.

Copyright © 2011 Dunod.

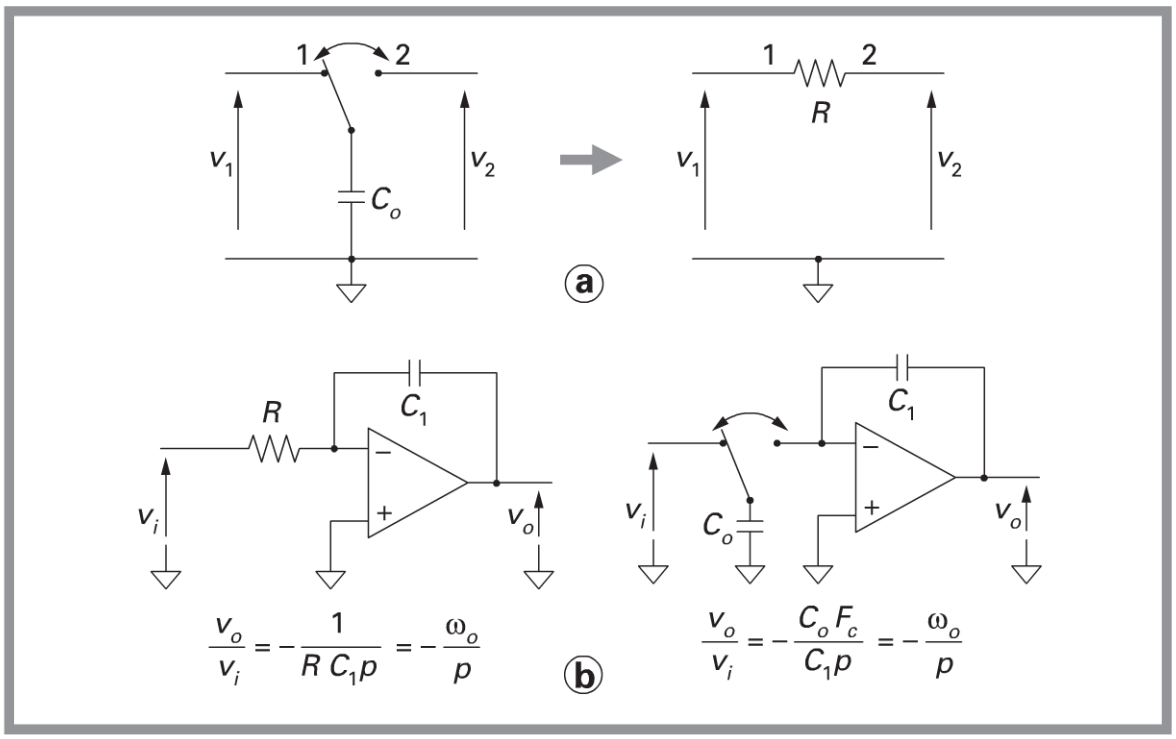


Figure 13.3 - Filtre à capacités commutées :
a) principe de simulation d'une résistance par capacité commutée ;
b) intégrateur classique et son équivalent à capacité commutée.

13.2 Conditions imposées et paramètres du filtre

Les paramètres du filtre – ordre k et fréquence F_o, limite de la bande passante – peuvent être déterminés à partir de conditions imposées :

– une condition sur la régularité de la bande passante ;

– une condition sur l'affaiblissement dans la bande atténuée.

13.2.1 Condition relative à la bande passante

Afin d'éviter une déformation du signal utile dans la bande passante, il ne faut pas que l'atténuation des diverses fréquences qui le constituent soit par trop différente. Soit ε_1 la variation relative maximale tolérable du gain du filtre dans le spectre utile. La réduction du gain étant la plus importante à la fréquence F_h la plus haute du spectre utile, on impose donc :

$$\frac{G(F_h)}{G_o} \geqslant 1 - \varepsilon_1 \quad \text{soit :} \quad \frac{G_o - G(F_h)}{G_o} \leqslant \varepsilon_1 \quad \text{avec } G(F) = \frac{G_o}{A(F)}$$

d'où :
$$A(F_h) \leqslant \frac{1}{1-\varepsilon_1} \cong 1 + \varepsilon_1 \qquad (1)$$

Copyright © 2011 Dunod.

• Cas d'un filtre de Butterworth. La condition précédente s'écrit :

$$\sqrt{1 + (F_h/F_o)^{2k}} \leqslant 1 + \varepsilon_1$$

dont on tire : $$\left(\frac{F_h}{F_o}\right)^{2k} \leqslant 2\varepsilon_1 \quad \text{pour } F_h \ll F_o. \tag{2}$$

• Cas d'un filtre de Chebychev. La condition (1) s'écrit :

$$\sqrt{1 + a^2 \cdot C_k^2} \leqslant 1 + \varepsilon_1 \quad \text{avec dans la bande passante } -1 \leqslant C_k \leqslant 1$$

dont on tire : $a \leqslant \sqrt{2\varepsilon_1}$.

13.2.2 Condition relative à la bande atténuée

On considère une perturbation dont l'amplitude est E_p et dont la fréquence F_p est au-delà du spectre utile du signal de mesure. On impose au filtre de réduire l'amplitude de cette perturbation à la fraction ε_2 de l'amplitude E_s du signal de mesure de fréquence F_s :

$$G(F_p) \cdot E_p \leqslant \varepsilon_2 G(F_s) \cdot E_s$$

Le signal de mesure étant dans la bande passante $G(F_s) \cong G_o$ et l'équation précédente s'écrit :

$$\frac{E_p}{A(F_p)} \leqslant \varepsilon_2 E_s \text{ soit : } A(F_p) \geqslant \frac{E_p}{E_s} \cdot \frac{1}{\varepsilon_2}.$$

En général $E_p < E_s$ si bien que l'inéquation précédente peut être remplacée par la condition plus sévère :

$$A(F_p) \geqslant \frac{1}{\varepsilon_2}. \tag{3}$$

• Cas du filtre de Butterworth. La condition précédente s'écrit :

$$\sqrt{1 + (F_p/F_o)^{2k}} \geqslant \frac{1}{\varepsilon_2} \quad \text{où} \quad F_p > F_o$$

dont on déduit : $$\left(\frac{F_p}{F_o}\right)^{2k} \geqslant \frac{1}{\varepsilon_2^2}. \tag{4}$$

13.2.3 Synthèse. Cas du filtre de Butterworth

Les relations (2) et (4) permettent d'écrire :

$$\left(\frac{F_p}{F_h}\right)^{2k} \geqslant \frac{1}{2\varepsilon_1 \varepsilon_2^2}. \tag{5}$$

Copyright © 2011 Dunod.

Cette dernière relation permet de déterminer l'ordre minimal k du filtre nécessaire pour satisfaire aux conditions imposées :

$$k \geqslant \frac{-\lg(2\,\varepsilon_1\varepsilon_2^2)}{2\lg(F_p/F_h)}. \qquad (6)$$

La connaissance de k jointe aux relations (2) et (4) permet la détermination d'une fréquence de coupure F_o qui doit satisfaire aux deux inégalités :

$$F_o \geqslant \frac{F_h}{\sqrt[2k]{2\varepsilon_1}} \quad (2') \quad \text{et} \quad F_o \leqslant F_p \cdot \sqrt[k]{\varepsilon_2}. \qquad (4')$$

Exemple : $F_h = 10^2$ Hz; $F_p = 6 \times 10^3$ Hz; $\varepsilon_1 = 10^{-2}$; $\varepsilon_2 = 10^{-2}$.

La relation (6) donne : $k \geqslant 3{,}7$. On choisit $k = 4$.

De la condition (2′) on déduit alors : $F_o \geqslant 162$ Hz.

De la condition (4′) on tire : $F_o \leqslant 310$ Hz.

On prendra, par exemple : $F_o = 200$ Hz.

■ Autre expression de l'ordre minimal du filtre

On définit l'atténuation a exprimée en db : $a = 20 \lg A$.

Pour un filtre de Butterworth d'ordre k :

$$A(F) = \sqrt{1 + (F/F_o)^{2k}} \quad \text{et} \quad a(F) = 10 \lg (1 + (F/F_o)^{2k}).$$

La condition relative à la bande passante impose une atténuation maximale $a_{\max}$ à la fréquence haute F_h soit :

$$a_{\max} \geqslant 10 \lg (1 + (F_h/F_o)^{2k})$$

dont on déduit :

$$\left(\frac{F_h}{F_o}\right)^{2k} \leqslant 10^{0,1\,a_{\max}} - 1.$$

La condition relative à la bande atténuée impose une atténuation minimale $a_{\min}$ à la fréquence perturbatrice F_p soit :

$$a_{\min} \leqslant 10 \lg (1 + (F_p/F_o)^{2k})$$

dont on déduit :

$$\left(\frac{F_p}{F_o}\right)^{2k} \geqslant 10^{0,1\,a_{\min}} - 1.$$

Finalement :

$$\left(\frac{F_p}{F_h}\right)^{2k} \geqslant (10^{0,1\,a_{\min}} - 1)/(10^{0,1\,a_{\max}} - 1)$$

Copyright © 2011 Dunod.

et : $$k \geqslant \frac{\lg\left[(10^{0{,}1\,a_{\min}} - 1)/(10^{0{,}1\,a_{\max}} - 1)\right]}{2 \lg\,(F_p/F_h)}. \qquad (6')$$

Exemple : $F_h = 0{,}1$ kHz ; $a_{\max} = 1$ db ; $F_p = 0{,}3$ kHz ; $a_{\min} = 40$ db.

On déduit de la formule (6′) : $k \geqslant 4{,}8$ soit : $k = 5$.

13.3 Relation entre ordre du filtre, précision et fréquence d'échantillonnage

Soit un signal parasite de fréquence F_p supérieure à la fréquence de Nyquist $F_N = F_e/2$, F_e étant la fréquence d'échantillonnage. Ce signal, s'il n'était pas filtré, donnerait par repliement dans le spectre utile un signal de fréquence $F_e - F_p$ et d'amplitude E_p.

Si avant échantillonnage il y a filtrage, l'amplitude du signal de fréquence F_p sera au plus égale à la fraction ε_2 du signal utile dès lors que sera satisfaite la condition (3) :

$$A(F_p) \geqslant 1/\varepsilon_2.$$

qui dans le cas d'un filtre de Butterworth prend la forme (4) :

$$\left(\frac{F_p}{F_o}\right)^{2k} \geqslant 1/\varepsilon_2^2.$$

Sachant que $F_p > F_N$, la condition précédente sera a fortiori satisfaite si :

$$\left(\frac{F_N}{F_o}\right)^{2k} \geqslant 1/\varepsilon_2^2. \qquad (7)$$

La condition (7) jointe à la condition (2) donne :

$$\left(\frac{F_N}{F_h}\right)^{2k} \geqslant \frac{1}{2\varepsilon_1\varepsilon_2^2}$$

soit : $$F_N \geqslant \frac{F_h}{\sqrt[2k]{2\varepsilon_1\varepsilon_2^2}} \quad \text{ou} \quad F_e \geqslant \frac{2F_h}{\sqrt[2k]{2\varepsilon_1\varepsilon_2^2}}. \qquad (8)$$

La valeur F_h de la fréquence haute du spectre étant connue, les valeurs de ε_1 et ε_2 étant fixées par les conditions de précision recherchée, la valeur minimale du rapport F_e/F_h ne dépend que de l'ordre k du filtre (*tableau 13.1*). Ce

Copyright © 2011 Dunod.

rapport diminue et tend vers 2 (Théorème de Shannon) lorsque k augmente et que le filtre tend vers un filtre passe-bas idéal ($k : \infty$).

Tableau 13.1 – *Rapport F_e/F_h en fonction de l'ordre k du filtre et de la précision ε requise ($\varepsilon = \varepsilon_1 = \varepsilon_2$)*

k	$\varepsilon = 10^{-1}$	$\varepsilon = 10^{-2}$	$\varepsilon = 10^{-3}$
1	45	$1{,}4 \times 10^3$	$4{,}5 \times 10^3$
2	9,5	54	298
3	5,6	17,5	56
4	4,3	10,2	24
5	3,7	7,5	14,8
6	3,3	6	10,6
7	3,1	5	8,3
8	2,9	4,6	7,0
9	2,8	4,1	6,0
10	2,7	3,8	5,4
⋮			
20	2,3	2,7	3,3
∞	2,0	2,0	2,0

En pratique, il faut tenir compte de ce que :

– une fréquence F_e élevée impose un convertisseur analogique numérique rapide, donc coûteux, et des vitesses de transmission de données élevées ;

– la complexité et donc le coût du filtre augmentent avec k.

Le choix de l'ordre k du filtre résulte donc d'un compromis entre l'abaissement de la fréquence F_e qui implique un accroissement de k et la moindre complexité du filtre qui requiert une réduction de k.

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 14

LE MULTIPLEXEUR

14.1 Généralités

Lorsque l'acquisition des données porte sur de multiples mesurandes, chacun ayant son canal propre (capteur, conditionneur, filtre, etc.), le multiplexeur permet la sélection d'un canal déterminé afin d'aiguiller son signal spécifique vers les dispositifs de traitement situés en aval.

La sélection d'un canal s'effectue par son adresse, mot binaire délivré par le contrôleur de la chaîne et représentatif de son numéro d'ordre; son décodage commande la fermeture d'interrupteurs reliant le canal choisi à la sortie du multiplexeur.

L'interrupteur est généralement un transistor à effet de champ, plus rarement un relais, passant de l'état bloqué à l'état conducteur lorsqu'il est sélectionné.

Selon d'une part les références de tension des signaux de chaque canal, et d'autre part l'organisation de la chaîne en amont du multiplexeur, chaque canal présente son signal sur une ou deux lignes. Dans le premier cas, le multiplexeur associé possède une voie par canal et il est dit unipolaire (*figure 14.1a*), dans le second cas le multiplexeur doit comporter deux voies par canal et il est désigné comme différentiel (*figure 14.1b*). Il y a lieu de remarquer qu'un multiplexeur unipolaire à N voies d'entrée peut être utilisé, s'il possède les commandes nécessaires, en multiplexeur différentiel à $N/2$ voies d'entrée.

Copyright © 2011 Dunod.

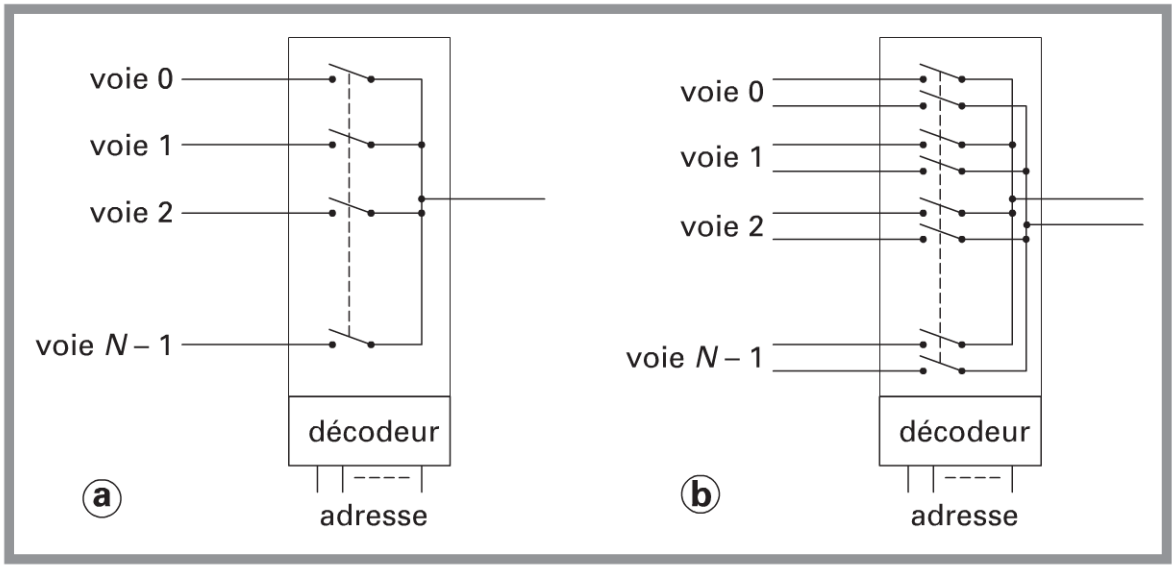


Figure 14.1 - Multiplexeurs :
a) unipolaire ; b) différentiel.

14.2 Chaîne de mesure et choix d'un multiplexeur

Des configurations différentes de la chaîne d'acquisition sont possibles selon les références de tension (masses) des sources de signaux (capteurs et conditionneurs éventuels). Il en découle alors, selon les cas, l'utilisation de multiplexeurs unipolaires ou différentiels. On peut distinguer trois cas :

- **Les sources de signaux sont toutes référencées à une même masse qui est aussi la masse M_i de l'instrumentation (*figure 14.2a*)**

Il n'y a pas, dans ce cas, de différence de potentiel de masse entre le signal et l'instrumentation. Le signal référencé à la masse commune peut être transmis par un seul fil permettant l'utilisation d'un multiplexeur unipolaire et d'un amplificateur asymétrique, éventuellement à gain programmable, lorsqu'il est placé après le multiplexeur.

- **Les sources de signaux sont toutes référencées à une même masse qui est distincte de la masse M_i de l'instrumentation (*figure 14.2b*)**

Il y a dans ce cas une différence de potentiel de masse v_M entre la masse commune des capteurs et l'instrumentation. Cette différence de potentiel apparaît comme tension de mode commun si le signal est transmis par deux fils vers un amplificateur différentiel d'instrumentation. Cependant, l'un des fils, qui est relié à la masse unique des capteurs est commun et n'a pas à être multiplexé. On peut donc utiliser un multiplexeur unipolaire suivi d'un amplificateur différentiel dont une borne d'entrée est reliée en permanence à la masse commune des capteurs (multiplexage pseudo-différentiel).

Copyright © 2011 Dunod.

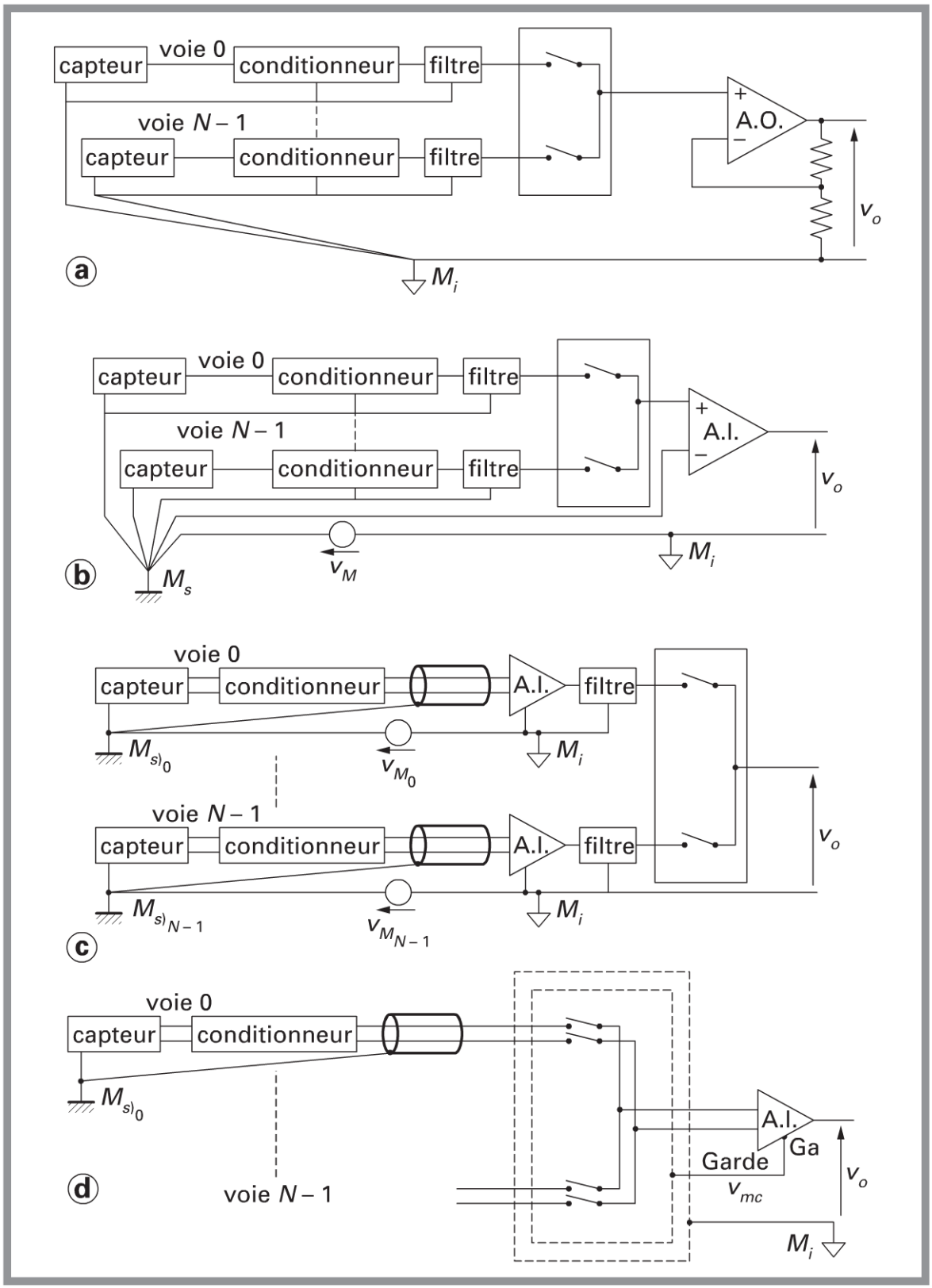


Figure 14.2 - Structure de la chaîne et multiplexeur associé :
a) sources et instrumentation ont une masse commune ;
b) les sources ont une masse commune distincte de la masse de l'instrumentation ;
c) un amplificateur d'instrumentation par voie et multiplexage unipolaire ;
d) multiplexage différentiel et un seul amplificateur d'instrumentation.

Copyright © 2011 Dunod.

- **Les sources des signaux sont référencées à des masses différentes et distinctes de la masse M_i de l'instrumentation.**

Deux solutions sont dans ce cas possibles :

– il y a dans chaque voie un amplificateur d'instrumentation qui, recevant du capteur un signal différentiel, délivre à sa sortie un signal amplifié référencé à la masse de l'instrumentation. Le multiplexeur ne recevant alors que des signaux référencés à la masse de l'instrumentation peut être unipolaire (*figure 14.2c*) ;

– le signal différentiel issu de chaque capteur est sélectionné par un multiplexeur différentiel et délivré à un amplificateur d'instrumentation, éventuellement programmable, et placé après le multiplexeur (*figure 14.2d*). Dans ce multiplexeur, les conducteurs et les interrupteurs de chaque voie présentent des capacités parasites par rapport à la masse de l'instrumentation. Ces capacités qui sont en parallèle sur les entrées de l'amplificateur d'instrumentation risquent de dégrader son taux de réjection (§ 10.2.2). C'est pourquoi certains multiplexeurs différentiels sont munis d'un blindage de garde, porté au potentiel de mode commun de la voie scrutée par une liaison à la sortie «garde» de l'amplificateur. La différence de potentiel due à la tension de mode commun aux bornes des capacités parasites étant alors annulée, leur influence se trouve neutralisée.

14.3 Caractéristiques instrumentales d'un multiplexeur

Les interrupteurs du multiplexeur ne sont pas des interrupteurs parfaits ; ils présentent un certain nombre de défauts qui risquent de dégrader l'information qu'ils transmettent :

– résistance à l'état fermé non nulle, résistance à l'état ouvert non infinie ;

– courants de fuite, capacités parasites.

14.3.1 Schéma équivalent d'un interrupteur

Les interrupteurs sont généralement constitués de transistors à effet de champ commandés par un signal appliqué à leur gate.

Dans sa forme la plus courante, chaque interrupteur est formé de l'association en parallèle de deux transistors MOS à enrichissement de types complémentaires (CMOS) : MOS canal *n* et MOS canal *p*.

La résistance de l'interrupteur fermé est désignée par R_{on}, celle de l'interrupteur ouvert par R_{off}.

Copyright © 2011 Dunod.

Ordres de grandeur : R_{on} : de 10^2 à $10^3\ \Omega$, $\dfrac{1}{R_{on}} \cdot \dfrac{dR_{on}}{dT} \cong 0{,}5\ \% \cdot °C^{-1}$,

R_{off} : de 10^{10} à $10^{12}\ \Omega$

L'intérêt de l'interrupteur CMOS est d'avoir une résistance à l'état passant pratiquement indépendante de l'amplitude du signal à commuter.

Entre les caissons de source, de drain et le canal d'une part, le substrat d'autre part, chaque transistor MOS présente des jonctions *p-n* polarisées en inverse qui sont traversées par de faibles courants de fuite de sens contraires pour le MOS *p* et le MOS *n* d'une paire CMOS et auxquelles sont aussi associées des capacités de transition.

Les indices on et off se rapportant respectivement à l'interrupteur fermé et ouvert, on pose :

– $I_{s)on}$ et $I_{s)off}$, sommes algébriques des courants de fuite entre sources et substrats d'une paire CMOS ;

– $I_{d)on}$ et $I_{d)off}$, sommes algébriques des courants de fuite entre drains et substrats d'une paire CMOS ;

– $C_{s)on}$ et $C_{s)off}$, capacités entre sources et substrats ;

– $C_{d)on}$ et $C_{d)off}$, capacités entre drains et substrats.

En plus des capacités précédentes, il y a lieu de tenir compte des capacités parasites : C_{gs} entre gates et sources, C_{gd} entre gates et drains, C_{ds} entre drains et sources.

On considère dans la suite un modèle très simplifié de l'interrupteur dont l'intérêt est de mettre en évidence les conséquences instrumentales découlant de l'existence de courants de fuite et de capacités parasites (*figure 14.3*).

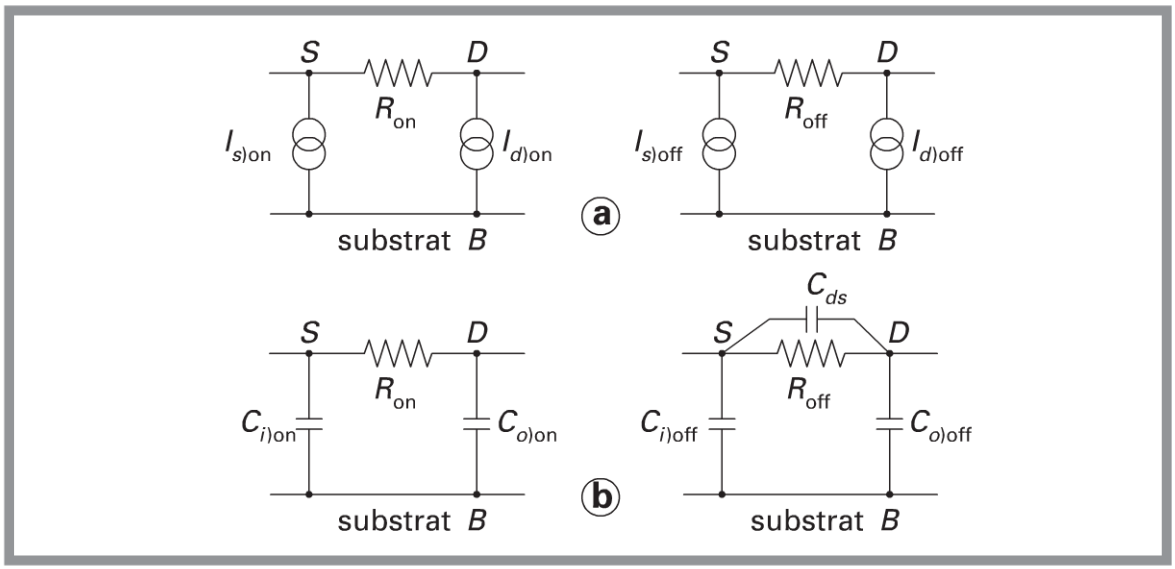


Figure 14.3 - Schémas équivalents de l'interrupteur CMOS :
a) fonctionnement statique ; b) fonctionnement dynamique.

Copyright © 2011 Dunod.

14.3.2 Influence des courants parcourant l'interrupteur fermé

■ Cas du multiplexeur unipolaire

Lorsqu'est fermée la voie k, reliée à la source e_k de résistance $R_{s)k}$ (*figure 14.4*) les $(N-1)$ autres voies étant ouvertes, les courants de fuite du multiplexeur d'une part, le courant I_p de polarisation de l'entrée du dispositif placé en aval (amplificateur ou échantillonneur-bloqueur) d'autre part, développent en sortie A du multiplexeur une tension de décalage v_d d'expression :

$$v_d = [(N-1) \cdot I_{d)\text{off}} + I_{d)\text{on}} + I_p] \cdot R_{\text{on}} + [(N-1) \cdot I_{d)\text{off}} + I_{s)\text{on}} + I_{d)\text{on}} + I_p] \cdot R_{s)k}$$

soit pratiquement : $v_d = [(N-1) \cdot I_{d)\text{off}} + I_{\text{on}} + I_p] \cdot R_k$

en posant : $I_{\text{on}} = I_{s)\text{on}} + I_{d)\text{on}}$ et $R_k = R_{s)k} + R_{\text{on}}$.

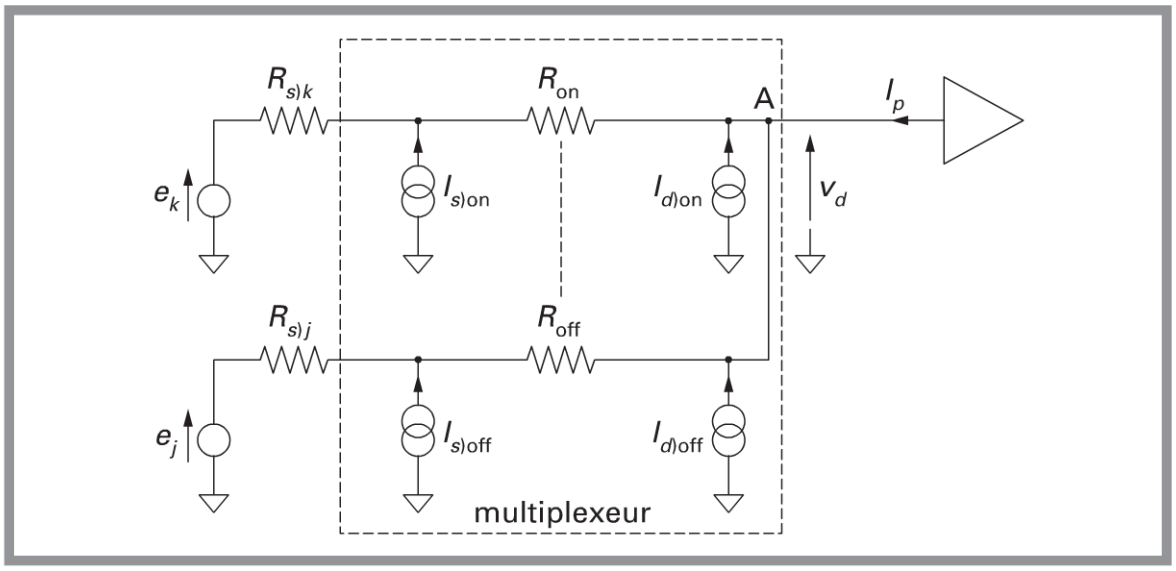


Figure 14.4 - Schéma équivalent pour le calcul de la tension de décalage en sortie du multiplexeur.

La minimisation de cette tension perturbatrice implique :

– une limitation du nombre N de voies;

– le choix d'un dispositif à faible courant de polarisation en aval;

– des sources de faible résistance.

Du fait de la grande sensibilité à la température des divers courants en cause, la dérive thermique du décalage v_d peut devenir une cause importante d'erreur.

Ordres de grandeur : multiplexeur 16 voies

$T_o = 25$ °C $\quad I_{d)\text{off}} = 0{,}1$ nA; $\quad I_{\text{on}} = 0{,}1$ nA; $\quad I_p = 1$ nA.

$R_k = 1$ kΩ; $\quad v_d = 2{,}6$ µV.

Copyright © 2011 Dunod.

$T = 75$ °C $\quad I_{d)\text{off}} = 3$ nA; $\quad I_{\text{on}} = 3$ nA; $\quad I_p = 30$ nA.

R_k : 1 kΩ; $\quad v_d = 78$ µV.

Si les signaux d'entrée du multiplexeur sont de bas niveau, le décalage v_d peut ne pas être négligeable : c'est le cas lorsque le multiplexeur est suivi de l'amplificateur programmable. Lorsque le signal amplifié avant multiplexage a une amplitude très supérieure au décalage v_d, l'influence de ce dernier est dès lors le plus souvent négligeable.

■ Cas du multiplexeur différentiel

Une voie différentielle (k) étant fermée, les courants de fuite et de polarisation déterminent sur chacune des voies d'entrée (1 et 2) de l'amplificateur différentiel, placé en aval du multiplexeur, des tensions de décalage $v_{d1)k}$ et $v_{d2)k}$ qui se calculent chacune comme dans le cas de la voie unique du multiplexeur unipolaire :

$$v_{d2)k} = [(N-1) \cdot I_{d)\text{off}} + I_{\text{on}} + I_{p+}] \cdot R_{2)k} \quad \text{où} \quad R_{2)k} = R_{s2)k} + R_{\text{on}},$$

$$v_{d1)k} = [(N-1) \cdot I_{d)\text{off}} + I_{\text{on}} + I_{\text{p}-}] \cdot R_{1)k} \quad \text{où} \quad R_{1)k} = R_{s1)k} + R_{\text{on}}.$$

La tension différentielle de décalage due aux courants est :

$$v_{d)k} = v_{d2)k} - v_{d1)k}$$

soit, en posant : $\quad R_{2)k} = R_k + \dfrac{\Delta R_k}{2} \quad R_{1)k} = R_k - \dfrac{\Delta R_k}{2}$

$$I_{di} = I_{p+} - I_{p-} \quad I_p = (I_{p+} + I_{p-})/2$$

on obtient : $\quad v_{d)k} = R_k \cdot I_{di} + [(N-1) \cdot I_{d)\text{off}} + I_{\text{on}} + I_p] \cdot \Delta R_k.$

La minimisation de cette tension s'effectue comme dans le cas du multiplexeur unipolaire avec, en plus, la nécessité d'équilibrer les voies afin de réduire le terme ΔR_k.

14.3.3 Influence des impédances associées

On considère dans la suite le seul cas du multiplexeur unipolaire, les résultats obtenus se généralisant facilement au multiplexeur différentiel. Un schéma du multiplexeur et des circuits associés est indiqué sur la *figure14.5a.*

■ Erreur d'atténuation de transmission

La voie k étant fermée, le signal e_k se trouve relié à l'entrée du dispositif placé en aval, et y détermine une tension d'entrée $v_{i)k}$ qui doit être aussi voisine que possible de e_k.

On définit l'erreur d'atténuation de transmission ε_{at} :

$$\varepsilon_{at} = \frac{e_k - v_{i)k}}{e_k} = 1 - \frac{v_{i)k}}{e_k}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

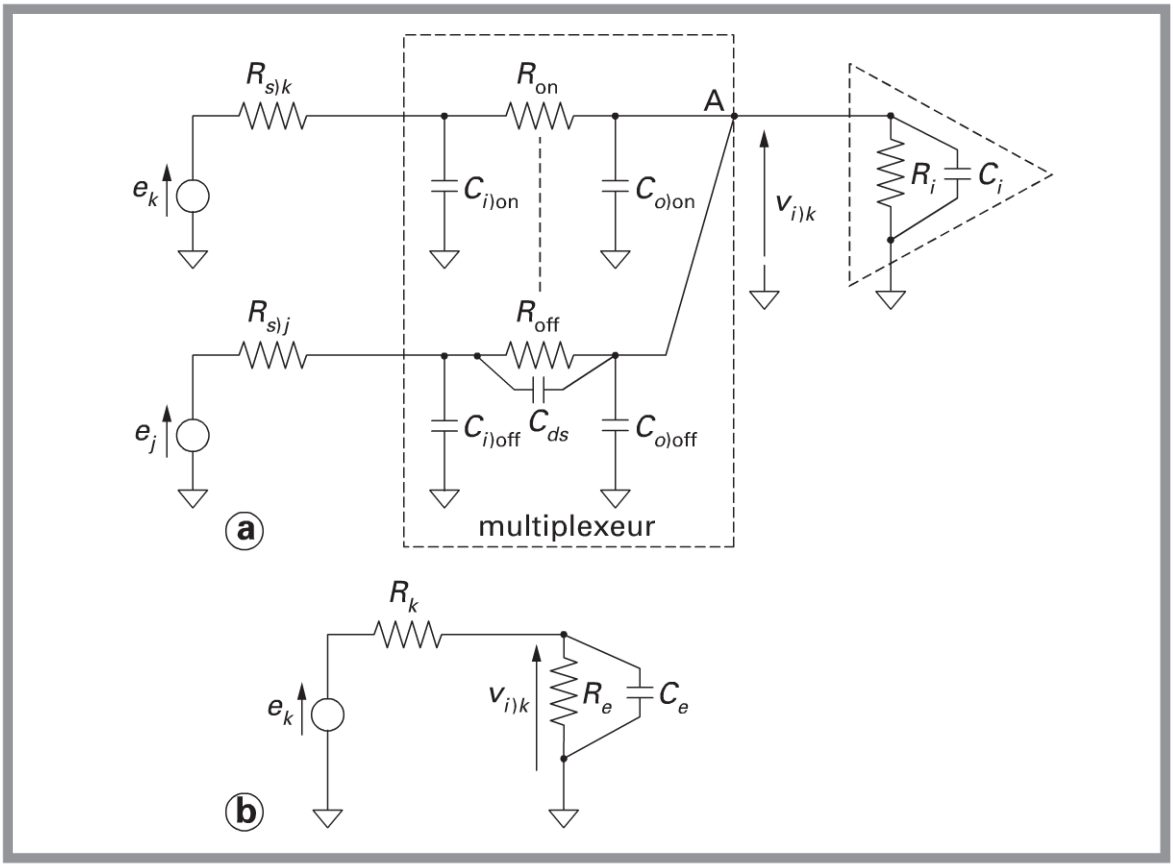


Figure 14.5 - Multiplexeur et circuits amont et aval associés a) et schéma équivalent b).

ε_{at} traduit l'écart en valeur relative entre la tension e_k de la source en amont et la tension $v_{i)k}$ correspondante à l'entrée du dispositif en aval du multiplexeur.

En admettant, ce qui est généralement le cas, que les résistances de source R_s sont très inférieures aux impédances de $C_{i)on}$ et $C_{i)off}$, en négligeant les résistances de source des voies ouvertes devant l'impédance de l'interrupteur ouvert (R_{off} // C_{ds}) et en regroupant les divers éléments en parallèle sur la capacité C_i et la résistance R_i d'entrée du dispositif en aval, on obtient le schéma équivalent de la *figure 14.5b* où :

$$C_e = C_i + (N-1)\cdot(C_{o)off} + C_{ds}) + C_{o)on},$$

$$R_e = R_i\, R_{off} / [(N-1)R_i + R_{off}], \quad R_k = R_{s)k} + R_{on}.$$

Un calcul simple donne :

$$\frac{v_{i)k}}{e_k} = \frac{R_e}{R_e + R_k} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \dfrac{C_e R_e R_k}{R_e + R_k}} = \frac{R_e}{R_e + R_k} \cdot \frac{1}{1 + j\dfrac{F}{F_c}}$$

en posant :

$$F_c = \frac{R_e + R_k}{2\pi C_e R_e R_k}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Compte tenu de $R_e >> R_k$, on a pratiquement :

$$F_c = \frac{1}{2\pi C_e R_k} = \frac{1}{2\pi \cdot [(N-1) \cdot (C_{o)\text{off}} + C_{ds}) + C_{o)\text{on}} + C_i] \cdot R_k}.$$

Ordre de grandeur : $C_{o)\text{off}} = 10$ pF ; $C_{o)\text{on}} = 20$ pF ; $C_{ds} = 1$ pF ; $N = 8$;
$C_i = 5$ pF ; $R_k = 1$ kΩ ; $F_c = 1{,}7 \times 10^6$ Hz.

Aux fréquences inférieures à F_c :

$$\frac{v_{i)k}}{e_k} = \frac{R_e}{R_e + R_k}$$

et l'erreur d'atténuation de transmission est :

$$\varepsilon_{at} = 1 - \frac{v_{i)k}}{e_k} = \frac{R_k}{R_e + R_k}.$$

Une réduction de l'atténuation du signal exige :

- **une faible valeur de R_k, donc principalement de la résistance $R_{s)k}$ de la source en amont ;**
- **une valeur élevée de R_e ce qui implique :**
  - **une limitation du nombre N de voies du multiplexeur,**
  - **une résistance d'entrée R_i élevée du dispositif en aval.**

Ordres de grandeur : $R_{\text{off}} = 10^{11}$ Ω ; $N = 8$.

- pour $R_i = 10^{10}$ Ω et $R_k = 1$ kΩ $\quad \varepsilon_{at} = 1{,}8 \times 10^{-7}$;
- pour $R_i = 10^6$ Ω et $R_k = 10$ kΩ $\quad \varepsilon_{at} = 10^{-2}$.

Aux fréquences élevées : $F > F_c$, l'erreur augmente à fréquence croissante et son expression approchée est :

$$\varepsilon_{at} = 1 - \frac{R_e}{R_e + R_k} \cdot \frac{F_c}{F}.$$

■ Erreur de diaphonie

On se propose de calculer la tension produite en sortie du multiplexeur par l'ensemble des $N-1$ voies ouvertes (off) ; la superposition de cette tension parasite à la tension utile délivrée par la voie fermée (k) constitue le phénomène de diaphonie.

Soit Z_{off} l'impédance d'un interrupteur ouvert (R_{off} // C_{ds}) :

$$Z_{\text{off}} = \frac{R_{\text{off}}}{1 + j\omega R_{\text{off}} C_{ds}}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

La voie *j* étant ouverte (*figure 14.5*) la tension en sortie du multiplexeur due à la source e_j qui lui est associée a pour expression :

$$v_{i)j} = \frac{R_k}{Z_{\text{off}}} \cdot e_j$$

où $R_k = R_{s)k} + R_{\text{on}}$ est la résistance de la voie fermée, cette résistance étant très inférieure aux autres impédances en parallèle.

L'ensemble des $N-1$ voies ouvertes produit une tension $v_{i)\text{off}}$:

$$v_{i)\text{off}} = \sum \frac{R_k}{Z_{\text{off}}} \cdot e_j .$$

Le calcul de la diaphonie se poursuit en supposant les N voies identiques : mêmes résistances $R = R_s + R_{\text{on}}$ et même amplitude de signal e. Dans ces conditions :

$$v_{i)\text{off}} = \frac{(N-1)R}{Z_{\text{off}}} \cdot e \quad \text{et} \quad v_{i)\text{on}} = e$$

en supposant négligeable l'atténuation de transmission de la voie fermée.

La diaphonie s'exprime par l'erreur de diaphonie : $\varepsilon_{\text{dia}} = \dfrac{v_{i)\text{off}}}{v_{i)\text{on}}}$

soit : $$\varepsilon_{\text{dia}} = \frac{(N-1).R}{Z_{\text{off}}} = (N-1) \cdot \frac{R}{R_{\text{off}}} \cdot (1 + \text{j}\omega R_{\text{off}} C_{ds})$$

ou : $$\varepsilon_{\text{dia}} = (N-1) \cdot \frac{R}{R_{\text{off}}} \cdot \left(1 + \text{j}\frac{F}{F'_c}\right) \quad \text{où} \quad F'_c = \frac{1}{2\pi R_{\text{off}} C_{ds}} .$$

Pour $F < F'_c$: $$\varepsilon_{\text{dia}} = (N-1) \cdot \frac{R}{R_{\text{off}}} .$$

Pour $F > F'_c$: $$\varepsilon_{\text{dia}} = 2\pi \cdot (N-1) \cdot RC_{ds}F$$

La diaphonie augmente à fréquence croissante et sa limitation exige que soient restreints le nombre *N* de voies du multiplexeur ainsi que les résistances de source.

Exemple : $N = 16$; $R_{\text{off}} = 10^{11}\ \Omega$; $C_{ds} = 10^{-12}$ F; $F'_c = 1{,}6$ Hz.

Le *tableau 14.1* indique, dans ce cas, les valeurs de l'erreur de diaphonie à différentes fréquences et pour diverses résistances de source.

Copyright © 2011 Dunod.

Tableau 14.1 - Erreur de diaphonie en fonction de la fréquence et des résistances de source

F (Hz) \ R (Ω)	10^2	10^3	10^4	10^5
1	$1{,}5 \times 10^{-8}$	$1{,}5 \times 10^{-7}$	$1{,}5 \times 10^{-6}$	$1{,}5 \times 10^{-5}$
10^2	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}
10^4	10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}

14.3.4 Temps d'établissement du multiplexeur

La voie $k-1$ étant fermée, on se propose de déterminer le temps d'établissement $t_e(\varepsilon)$ nécessaire, après l'envoi de l'adresse de la voie k, pour qu'apparaisse en sortie du multiplexeur le signal correspondant à la voie k, avec un écart relatif maximal ε par rapport à sa valeur finale.

Ce temps $t_e(\varepsilon)$ se décompose en deux intervalles successifs :

– le **temps de transition** t_t qui s'écoule entre la réception de l'adresse k et la fermeture effective de la voie correspondante ;

– le **temps de réponse** $t_r(\varepsilon)$ qui correspond au temps nécessaire, après fermeture de la voie k pour que le signal en sortie du multiplexeur atteigne sa valeur finale à ε près. On a donc :

$$t_e(\varepsilon) = t_t + t_r(\varepsilon)$$

• **Temps de transition**

Afin d'éviter un court-circuit des sources e_{k-1} et e_k, la commutation de la voie $k-1$ vers la voie k s'opère en deux phases (« *break before make* ») :

– d'abord ouverture de la voie $k-1$;

– puis fermeture de la voie k.

Le temps de transition t_t a une durée de 500 à 800 ns selon le type de multiplexeur.

• **Temps de réponse**.

On a vu au paragraphe 14.3.3 qu'une voie fermée (on) se comportait en circuit passe-bas du premier ordre avec une fréquence de coupure F_c ; à cette dernière correspond une constante de temps $\tau = 1/2\pi F_c$ dont l'expression déduite de celle de F_c est :

$$\tau = [(N-1) \cdot (C_{o)\text{off}} + C_{ds}) + C_{o)\text{on}} + C_i] \cdot R_k$$

Ordre de grandeur : $C_{o)\text{off}} = 10$ pF ; $C_{o)\text{on}} = 20$ pF ; $C_{ds} = 1$ pF ; $N = 8$;

$C_i = 5$ pF ; $R_k = 1$ kΩ ; $\tau = 0{,}6$ µs.

Copyright © 2011 Dunod.

Pour le calcul du temps de réponse, on se place dans le cas défavorable où les tensions e_{k-1} et e_k sont opposées : $e_{k-1} = -e_k$. L'évolution de la tension $v(t)$ en sortie du multiplexeur est donnée par l'équation :

$$v(t) = e_k \cdot (1 - 2\exp(-t/\tau))$$

Le temps de réponse t_r à ε près est tel que : $v(t_r) = e_k \cdot (1 - \varepsilon)$ d'où l'on tire :

$$\varepsilon = 2 \cdot \exp\left(-\frac{t_r}{\tau}\right) \quad \text{soit} \quad t_r(\varepsilon) = 2{,}3 \cdot \tau \cdot \lg\frac{2}{\varepsilon}$$

soit numériquement :

ε	0,01	0,001	0,0001
$t_r(\varepsilon)$	5,3 τ	7,6 τ	9,9 τ

Sachant que $t_e(\varepsilon) = t_t + t_r(\varepsilon)$, on déduit la relation liant ε au temps d'établissement correspondant :

$$\varepsilon = 2 \cdot \exp[-(t_e - t_t)/\tau].$$

14.4 Supermultiplexage

Il a été montré précédemment l'intérêt qu'il y a à limiter le nombre de voies N.

Lorsqu'un nombre élevé de voies d'entrée nécessite l'emploi de plusieurs multiplexeurs, la technique du supermultiplexage permet d'éviter la dégradation des performances qui résultent de la connexion à une sortie commune de la sortie de chacun des multiplexeurs.

N étant le nombre de canaux d'entrée, N_1 le nombre de voies de chaque multiplexeur et M le nombre de multiplexeurs nécessaires : $N = M \cdot N_1$.

En reliant à une sortie commune S, les sorties de chacun des multiplexeurs (*figure 14.6a*), il y a $N - 1 = M \cdot N_1 - 1$ voies ouvertes en parallèle qui additionnent leurs courants $I_{d)\text{off}}$ et leurs capacités $C_{o)\text{off}}$.

Le supermultiplexage (*figure 14.6b*) consiste à relier la sortie de chacun des multiplexeurs recevant les voies à scruter à l'une des entrées d'un multiplexeur additionnel dit de sortie ; dans ce cas les voies ouvertes (off) reliées à la voie fermée (on) sont :

– les $N_1 - 1$ voies ouvertes du multiplexeur d'entrée contenant la voie fermée ;

– les $M - 1$ voies ouvertes du multiplexeur de sortie soit au total : $N_1 + M - 2$ voies ouvertes en parallèle.

Copyright © 2011 Dunod.

Exemple : canaux d'entrée $N = 64$; $N_1 = 8$; $M = 8$:

– liaison directe des sorties : $N - 1 = 63$;

– supermultiplexage : $M + N - 2 = 14$.

Le supermultiplexage permet, dans ce cas, de diviser par près de 5 les effets perturbateurs des voies ouvertes.

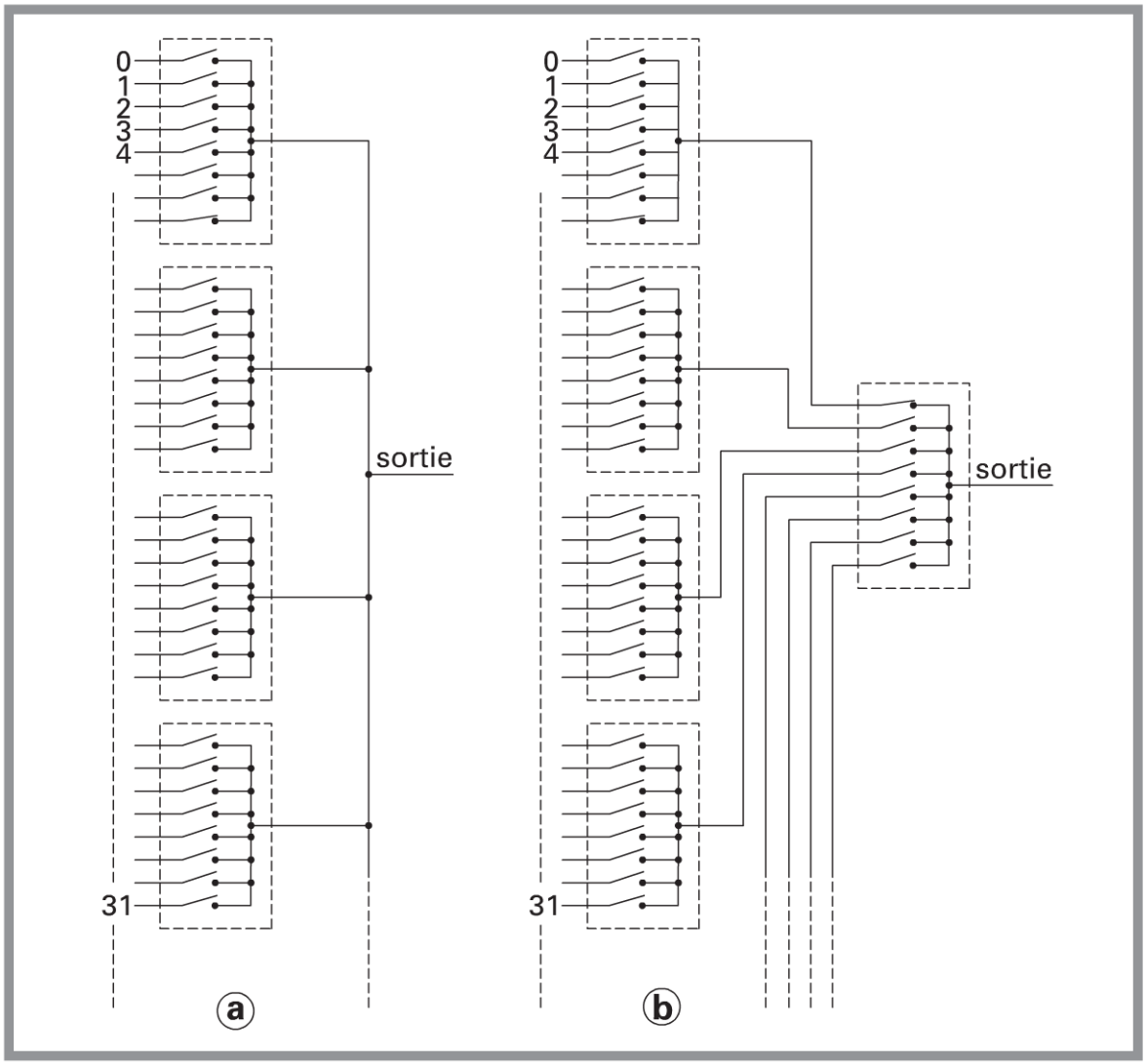


Figure 14.6 - Association de multiplexeurs :
a) liaison directe des sorties ; b) supermultiplexage.

14.5 Bilan des incertitudes

Incertitude de décalage

– **multiplexeur unipolaire :** $v_d = [(N - 1) \cdot I_{d)\text{off}} + I_{\text{on}} + I_p] \cdot R$

$$\varepsilon_d = \frac{v_d}{V_{s)\text{max}}}$$

Copyright © 2011 Dunod.

$V_{s)\max}$ étant l'amplitude maximale du signal en sortie du multiplexeur.

– **multiplexeur différentiel :** $v_d = R \cdot I_{di} + [(N-1) \cdot I_{d)\text{off}} + I_{\text{on}} + I_p] \cdot \Delta R$

$$\varepsilon_d = \frac{v_d}{V_{sd)\max}}$$

$V_{sd)\max}$ étant l'amplitude maximale du signal différentiel en sortie du multiplexeur.

Incertitude d'atténuation de transmission

$$\varepsilon_{at} = \frac{R_k}{R_e + R_k} \quad \text{où} \quad R_e = R_i\, R_{\text{off}}/[(N-1)R_i + R_{\text{off}}].$$

Incertitude de diaphonie

$$F < F'_c : \quad \varepsilon_{\text{dia}} = (N-1)R/R_{\text{off}}$$

$$F > F'_c : \quad \varepsilon_{\text{dia}} = (N-1)RC_{ds}2\pi F$$

où $F'_c = 1/2\pi R_{\text{off}}\, C_{ds}$.

Incertitude d'établissement

En fonction du temps d'établissement t_e alloué au multiplexeur, l'incertitude d'établissement est :

$$\varepsilon_e = 2\exp[-(t_e - t_t)/\tau]$$

t_t étant le temps de transition d'une voie.

Incertitude apportée par le multiplexeur

Dans le pire des cas, l'incertitude ε_μ due au multiplexeur a pour valeur :

$$\varepsilon_\mu = |\varepsilon_d| + |\varepsilon_{at}| + |\varepsilon_{\text{dia}}| + |\varepsilon_e|.$$

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 15

L'ÉCHANTILLONNEUR-BLOQUEUR

L'échantillonneur-bloqueur assure les fonctions suivantes :

- **prélever à un instant connu avec précision un échantillon d'une tension variable appliquée à son entrée ;**
- **mémoriser cet échantillon ;**
- **délivrer en sortie une tension égale à celle de l'échantillon mémorisé.**

15.1 Nécessité de l'échantillonneur-bloqueur

Dans le cas de signaux dont la variation risque d'être importante pendant la durée d'une conversion analogique-numérique, l'échantillonneur-bloqueur doit nécessairement précéder le convertisseur (CAN) de façon à lui présenter une tension stable représentative du signal à l'instant de l'échantillonnage.

La fréquence maximale du signal à partir de laquelle l'échantillonneur-bloqueur est nécessaire est calculable comme suit.

Soit un signal sinusoïdal $v_i = V_i \sin \omega t$. Pendant la durée t_c d'une conversion, la variation Δv_i du signal doit être inférieure à un maximum spécifié, par exemple $q/2$, où q est le quantum du convertisseur, soit :

$$\Delta v_i \leqslant q/2. \qquad (1)$$

La valeur maximale de Δv_i a pour expression :

$$\Delta v_{i)\max} = \left(\frac{\mathrm{d}v_i}{\mathrm{d}t}\right)_{\max} \cdot t_c \quad \text{où} \quad \left(\frac{\mathrm{d}v_i}{\mathrm{d}t}\right)_{\max} = 2\pi F V_{i)\max}.$$

La valeur $V_{\mathrm{i})\max}$ correspond à un signal d'amplitude crête à crête V_{pe}, tension d'entrée pleine échelle du CAN soit $V_{i)\max} = V_{pe}/2$. Sachant que $q = V_{pe}/2^n$ (§ 16.1), n étant le nombre de bits, l'inéquation (1) se réécrit :

$$2\pi F \cdot \frac{V_{pe}}{2} \cdot t_c \leqslant \frac{V_{pe}}{2 \times 2^n} \quad \text{d'où l'on tire :} \quad F \leqslant \frac{1}{2\pi 2^n t_c} = F_\ell. \qquad (2)$$

Copyright © 2011 Dunod.

F_ℓ est la fréquence limite au-delà de laquelle, pour les conditions indiquées (n et t_c), l'échantillonneur-bloqueur devient nécessaire.

Exemple : $n = 12$, $t_c = 20$ µs. $F_\ell = 1{,}9$ Hz.

Le CAN à double rampe est utilisé sans échantillonneur-bloqueur afin d'annuler l'influence des parasites industriels (50 Hz et harmoniques) par intégration sur une ou plusieurs de leur période (§ 16.3.4) ; le temps de conversion t_c est alors de plusieurs dizaines de ms. Il en résulte, pour $n = 12$ et $t_c = 50$ ms par exemple, une fréquence limite $F_\ell \cong 8 \times 10^{-4}$ Hz qui montre que, dans ces conditions, ce type de convertisseur ne peut être utilisé que pour des signaux quasi continus.

15.2 Constitution - Structures

Les éléments de base de l'échantillonneur-bloqueur sont :

– un interrupteur, généralement de type FET et son circuit de commande ;

– un condensateur de mémorisation ;

– deux étages tampons, l'un à l'entrée, l'autre en sortie.

La commande de l'interrupteur s'opère par un signal logique $S/\overline{H}$ (*figure 15.1a*) :

– à l'état haut, de durée t_s (*sampling time*), ce signal provoque la fermeture de l'interrupteur ; c'est la phase d'échantillonnage pendant laquelle la tension d'entrée est reliée à travers l'étage tampon d'entrée au condensateur qui tend à se charger à la même valeur ;

– à l'état bas, de durée t_h (*holding time*), le signal logique entraîne l'ouverture de l'interrupteur, c'est la phase de blocage ; pendant cette phase, le condensateur chargé mémorise la tension acquise pendant la phase précédente et par l'étage tampon de sortie, présente cette tension à l'entrée du CAN.

Lorsque les deux étages tampons sont bouclés individuellement, la structure est dite en boucle ouverte (*figure 15.1b*) : la tension de décalage en sortie, v_{do}, a dans ce cas pour expression :

$$v_{do} = e_{di)1} + e_{di)2}$$

$e_{di)1}$ et $e_{di)2}$ étant les tensions de décalage d'entrée des amplificateurs A.O.1 et A.O.2.

La structure en boucle fermée (*figure 15.1c*) correspond à une réaction globale établie entre sortie de A.O.2 et entrée de A.O.1. On montre facilement que dans ce cas le décalage en sortie a pour expression :

$$v_{do} = e_{di)1} + \frac{e_{di)2}}{A_{bo)1}}$$

où $A_{bo)1}$ est le gain en boucle ouverte de l'amplificateur A.O.1.

Copyright © 2011 Dunod.

L'intérêt de ce montage apparaît lorsque, pour limiter la décharge du condensateur dans l'état bloqué, on utilise un amplificateur A.O.2 à faible courant de polarisation d'entrée et donc à étage d'entrée FET. Or ces amplificateurs ont en général un décalage $e_{di)2}$ relativement important que ce montage permet précisément de minimiser. Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'étage A.O.1 est en boucle ouverte et il risque de se saturer, le retour au fonctionnement actif prenant alors un certain temps et risquant de ralentir l'acquisition du signal. Ceci est évité en plaçant dans la boucle de réaction de l'étage A.O.1 deux diodes montées tête-bêche ou un interrupteur additionnel fermé lorsque l'interrupteur principal est ouvert et vice versa.

Un troisième type de montage dit intégrateur (*figure 15.1d*) place le condensateur de mémorisation en réaction sur l'amplificateur de sortie. Ce montage présente deux avantages : une rapidité accrue et une limitation du courant de fuite de l'interrupteur ouvert, côté condensateur, car la tension à cette borne est quasi nulle, étant à la masse virtuelle.

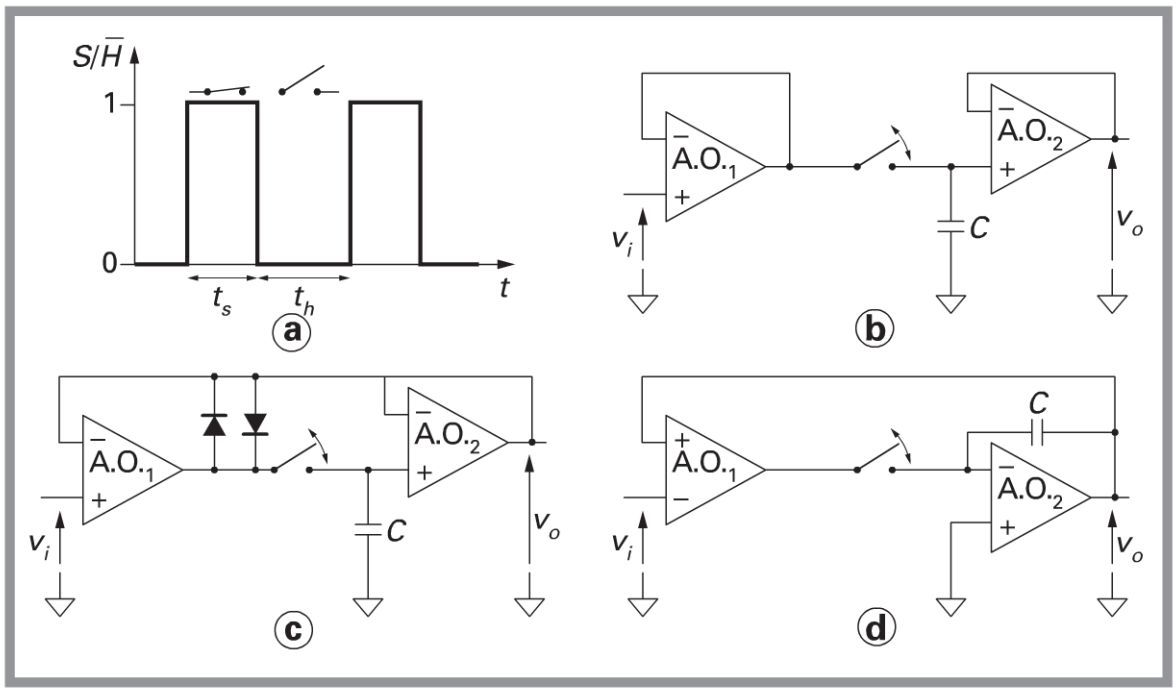


Figure 15.1 - Échantillonneur-bloqueur :
a) signaux de commande; b) structure en boucle ouverte; c) structure en boucle fermée; d) montage en intégrateur.

La caractéristique de transfert $v_o = f(v_i)$ d'un échantillonneur-bloqueur idéal est une droite dont la pente unité correspond à un **gain nominal $G_n = 1$**. Le gain réel, bien que très voisin de 1, est affecté d'une **incertitude ε_G qui est, en outre, fonction de la température**; de plus la caractéristique de transfert présente un **écart de linéarité** ε_ℓ spécifié par rapport à la pleine échelle.

Copyright © 2011 Dunod.

Ordres de grandeur :

$\varepsilon_G(25\ °C) : 10^{-5}$ à 10^{-4}; $\dfrac{d\varepsilon_G}{dT} : 10^{-6}$ à 10^{-7} /°C; $\varepsilon_\ell : 10^{-5}$ à 10^{-4}.

15.3 Temps caractéristiques de l'échantillonneur-bloqueur

Lors de la succession des phases d'échantillonnage de durée t_s et de blocage de durée t_b sont définis divers intervalles de temps dont la prise en compte est nécessaire pour garantir la précision des opérations d'échantillonnage et de blocage.

15.3.1 Phase d'échantillonnage

Pendant cette phase (*figure 15.2*), le condensateur C doit pouvoir se charger rapidement sous une tension v_c aussi voisine que possible de la tension d'entrée v_i : ceci exige d'une part que l'amplificateur opérationnel d'entrée ait une vitesse de variation de sa tension de sortie (*slew rate*) élevée et que d'autre part soit minimisée la constante de temps τ du circuit de charge. Celle-ci a pour expression $\tau = (R_{on} + R_o) \cdot C$ où R_{on} est la résistance de l'interrupteur passant, R_o est la résistance interne de l'amplificateur d'entrée et C la capacité du condensateur de mémorisation; la minimisation de τ exige donc l'emploi d'un condensateur de faible capacité C. On définit **le temps d'acquisition à ε près, $t_{acq}(\varepsilon)$,** comme l'intervalle de temps minimal entre la commande d'échantillonnage et l'instant où la tension v_c aux bornes du condensateur devient égale, à ε près, à la tension d'entrée v_i.

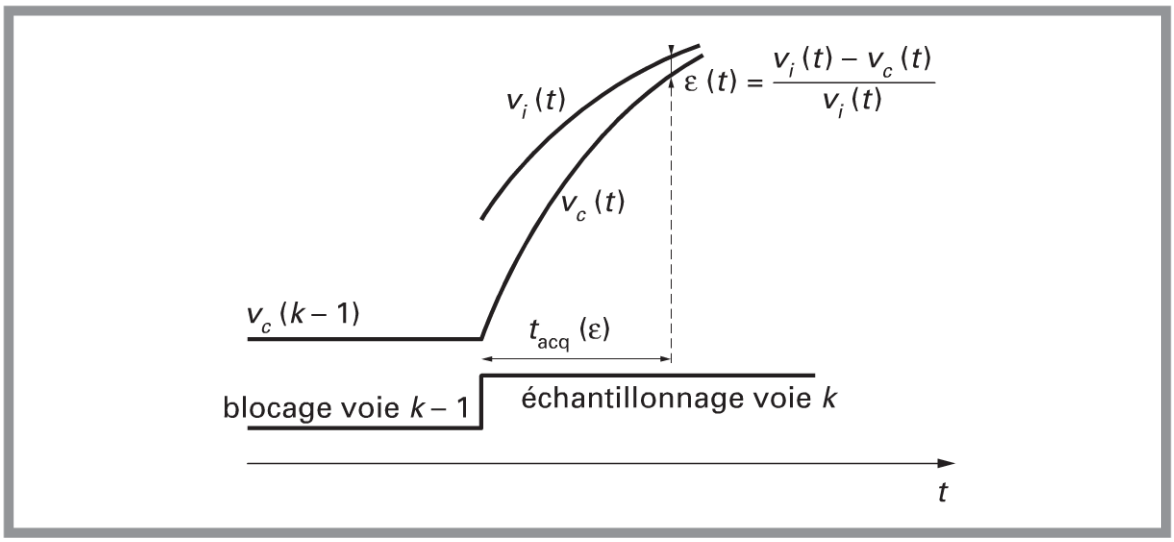


Figure 15.2. - Phase d'échantillonnage : évolutions simultanées de la tension d'entrée $v_i(t)$ et de la tension mémorisée $v_c(t)$.

Copyright © 2011 Dunod.

15.3.2 Transition échantillonnage-blocage

Le signal de blocage étant appliqué (*figure 15.3*), il s'écoule un certain temps jusqu'à ce que le commutateur soit effectivement ouvert : c'est **le temps de retard à l'ouverture t_{ad} *(aperture delay time)***. Il en résulte que la durée effective d'échantillonnage est $t_s + t_{ad}$, t_s étant la durée du signal logique d'échantillonnage.

L'acquisition à ε près du signal d'entrée exige donc : $t_s + t_{ad} \geqslant t_{acq}(\varepsilon)$.

Le temps t_{ad} est connu avec une certaine **incertitude δt_{ad}** qui est en général très inférieure à t_{ad} mais qui entraîne une incertitude δv_i sur la valeur de la tension d'entrée v_i à l'instant d'ouverture.

À partir de l'instant où l'interrupteur est effectivement ouvert, il s'écoule un certain temps jusqu'à ce que le régime transitoire en sortie soit suffisamment amorti pour que la tension de sortie devienne égale, à ε près, à la tension v_c aux bornes du condensateur C : c'est **le temps d'établissement à ε près : $t_e(\varepsilon)$.**

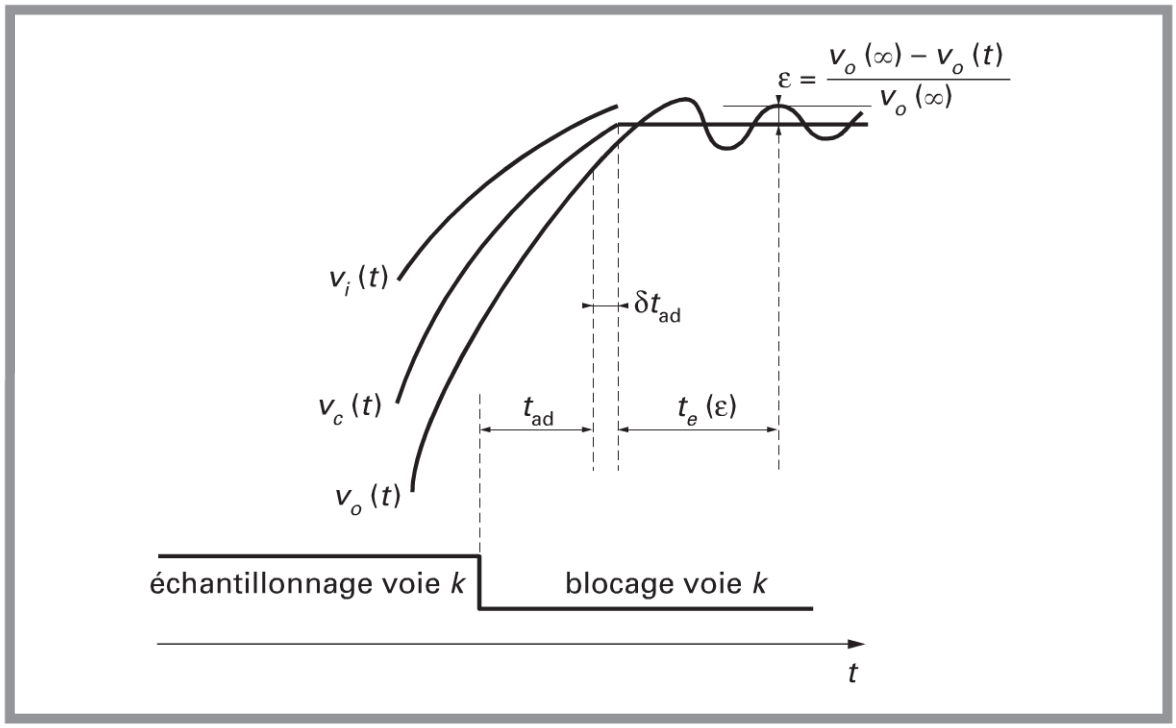


Figure 15.3 - Transition échantillonnage-blocage : évolutions simultanées de la tension d'entrée $v_i(t)$, de la tension mémorisée $v_c(t)$ et de la tension de sortie $v_o(t)$ après application de la commande de blocage.

Incertitude sur le signal due à δt_{ad} et fréquence maximale correspondante

Si l'on suppose sinusoïdal le signal v_i appliqué à l'entrée, par un calcul semblable à celui effectué au paragraphe 15.1, il correspond à l'incertitude δt_{ad} sur l'instant

Copyright © 2011 Dunod.

exact d'ouverture une incertitude sur la valeur du signal échantillonné qui a pour valeur maximum :

$$\delta v_i = \left(\frac{\mathrm{d}v_i}{\mathrm{d}t}\right)_{\max} \cdot \delta t_{\mathrm{ad}} = \pi F V_{pe} \cdot \delta t_{\mathrm{ad}}$$

soit, en valeur relative, rapportée à la pleine échelle V_{pe} :

$$\varepsilon_{\delta t\mathrm{ad}} = \pi F \cdot \delta t_{\mathrm{ad}}.$$

Si l'on s'impose :

$$\delta v_i \leqslant \frac{q}{2} \quad \text{soit :} \quad \varepsilon_{\delta t_{\mathrm{ad}}} \leqslant \frac{1}{2 \times 2^n}$$

où q est le quantum ($q = V_{pe}/2^n$) et n le nombre de bits du CAN, il en résulte une condition pour la fréquence maximale du signal échantillonné :

$$F \leqslant \frac{1}{2\pi \cdot 2^n \delta t_{\mathrm{ad}}}.$$

Exemple : $n = 12$ δt_{ad} : 10 ns ; $F \leqslant 3{,}9$ kHz ;

δt_{ad} : 10 ps ; $F \leqslant 3{,}9$ MHz.

15.3.3 Phase de blocage

C'est pendant cette phase que s'effectue la conversion analogique-numérique. Après application de la commande de blocage, il faut attendre un temps $t_{\mathrm{ad}} + t_e(\varepsilon)$ pour que soit stabilisée à ε près la tension de sortie de l'échantillonneur-bloqueur et avant d'initier la conversion dont la durée est t_c.

La durée t_h de la commande de blocage doit donc satisfaire à l'inéquation :

$$t_h \geqslant t_{\mathrm{ad}} + t_e(\varepsilon) + t_c$$

En conclusion, il apparaît que le signal de commande de l'échantillonneur-bloqueur doit satisfaire aux relations suivantes, en négligeant $\boldsymbol{\delta t_{\mathrm{ad}}}$:

$$\boldsymbol{t_s \geqslant t_{\mathrm{acq}}(\varepsilon) - t_{\mathrm{ad}}} ;$$

$$\boldsymbol{t_h \geqslant t_{\mathrm{ad}} + t_e(\varepsilon) + t_c} ;$$

$$\boldsymbol{t_s + t_h \geqslant t_{\mathrm{acq}}(\varepsilon) + t_e(\varepsilon) + t_c} ;$$

$t_s + t_h$, étant la période d'échantillonnage-blocage.

Ordres de grandeur des temps caractéristiques (à titre indicatif) :

t_{acq} à 0,01 % près : de quelques 10^2 ns à quelques 10 µs;

t_{ad} : de quelques ns à quelques 10^2 ns;

Copyright © 2011 Dunod.

δt_{ad} : de quelques 10^{-2} ns à quelques ns ;

t_e à 0,01 % près : quelques 10^2 ns.

Lorsque le temps t_{ad} est petit par rapport aux autres temps, on a pratiquement :

$$t_s \geqslant t_{acq}(\varepsilon) ;$$

$$t_h \geqslant t_e(\varepsilon) + t_c ;$$

$$t_s + t_h \geqslant t_{acq}(\varepsilon) + t_e(\varepsilon) + t_c .$$

15.4 Dérives et décalages de la tension mémorisée

15.4.1 Tension de décalage

Les tensions de décalage des amplificateurs A.O.1 et A.O.2 donnent naissance en sortie de l'échantillonneur-bloqueur à une tension de décalage v_{do} ; celle-ci est fonction de la température T :

$$v_{do}(T) = v_{do}(T_o) + \frac{\mathrm{d}\, v_{do}}{\mathrm{d}\, T} \cdot (T - T_o)$$

Le décalage à la température T_o peut être annulé par un réglage prévu à cet effet ; seule subsiste alors la dérive thermique qui, rapportée à la pleine échelle V_{pe}, correspond à une incertitude ε_d :

$$\varepsilon_d = \frac{\mathrm{d}\, v_{do}}{\mathrm{d}\, T} \cdot \frac{\Delta T_{max}}{V_{pe}}$$

où ΔT_{max} correspond à la plage maximale de températures d'utilisation.

15.4.2 Transfert de charge

Au début de la phase de blocage, la commande d'ouverture ΔV_g appliquée sur le gate du ou des transistors interrupteurs est couplée au condensateur de mémorisation C par la capacité parasite gate-drain C_{gd} (*figure 15.4*). L'ensemble C_{gd}, C se comporte alors en diviseur capacitif de tension entraînant le transfert sur le condensateur C d'une fraction Δv_c de la variation Δv_g de la tension de commande.

Lorsque l'interrupteur est constitué d'un seul transistor (*figure 15.4a*) :

$$\Delta v_c = \frac{C_{gd} \cdot \Delta V_g}{C} = \frac{\Delta Q}{C} \quad \text{en supposant } C_{gd} \ll C$$

Copyright © 2011 Dunod.

Dans le cas où l'interrupteur est de type CMOS (*figure 15.4b*), les commandes de gate appliquées aux transistors *p* et *n* sont opposées si bien que, dans ce cas, il y a réduction de la charge transférée :

$$\Delta v_c = \frac{C_{gd)p} \cdot \Delta V_g - C_{gd)n} \cdot \Delta V_g}{C} = \frac{\Delta Q}{C}.$$

Lorsque la capacité de mémorisation est fixe, Δv_c est spécifié par sa valeur, de l'ordre du mV; dans le cas où la capacité C est sélectionnable par l'utilisateur, le constructeur spécifie la valeur ΔQ de la charge transférée en pC.

Rapportée à la pleine échelle, l'erreur de charge a pour expression :

$$\varepsilon_Q = \frac{\Delta v_c}{V_{pe}} = \frac{\Delta Q}{C \cdot V_{pe}}.$$

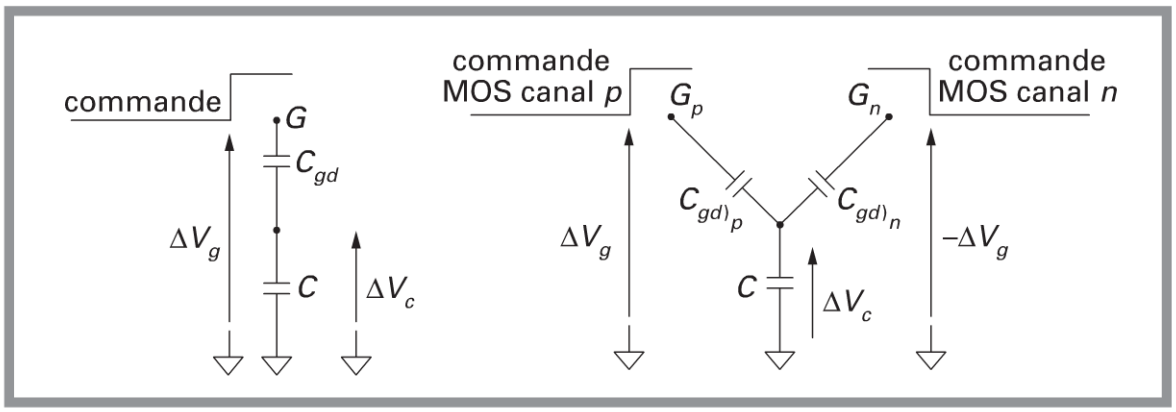


Figure 15.4 - Transfert de charge par couplage capacitif :
a) un seul transistor interrupteur; b) interrupteur CMOS.

15.4.3 Dérive temporelle de la tension mémorisée

Pendant la phase de blocage, la charge Q portée par le condensateur de mémorisation C tend à évoluer du fait des courants de fuite du condensateur et de l'interrupteur ouvert ainsi que du courant de polarisation de l'entrée de l'étage tampon de sortie. I étant la somme algébrique de ces courants, on a :

$$\frac{\mathrm{d}v_c}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} = \frac{I}{C}.$$

La variation Δv_c pendant la durée t_b de maintien de l'interrupteur ouvert a pour valeur :

$$\Delta v_c = \frac{I t_b}{C}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

L'erreur relative à la pleine échelle V_{pe}, due à cette décharge du condensateur (*droop error*) a pour expression :

$$\varepsilon_{dr} = \frac{I t_h}{C V_{pe}} .$$

La réduction de cette erreur, comme de celle de transfert de charge, implique l'accroissement de la valeur de C, mais ceci entraîne une augmentation du temps d'acquisition. Un compromis sur la valeur de C est donc nécessaire.

15.5 Bilan des incertitudes

L'ensemble des sources d'erreur définies précédemment sont regroupées ici.

Erreurs statiques

– erreur de gain : $\varepsilon_{G(T)} = \varepsilon_{G(To)} + \frac{\mathrm{d}\varepsilon_G}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max}$;

– erreur de linéarité : ε_ℓ;

– erreur de décalage : $\varepsilon_d(T) = \left(\frac{v_{do}(T_o) + \frac{\mathrm{d}v_{do}}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max}}{V_{pe}} \right)$;

– erreur de charge : $\varepsilon_Q = \frac{\Delta Q}{C V_{pe}} = \frac{\Delta v_c}{V_{pe}}$;

– erreur de décroissance : $\varepsilon_{dr} = \frac{I t_h}{C V_{pe}} = \frac{\mathrm{d}v_c}{\mathrm{d}t} \cdot \frac{t_h}{V_{pe}}$.

Erreurs dynamiques

– erreur d'acquisition : $\varepsilon_{\mathrm{acq}}$ fonction de t_{acq};

– erreur d'établissement : ε_e fonction de t_e;

– erreur due à l'incertitude d'ouverture : $\varepsilon_{\delta t_{\mathrm{ad}}} = \pi F \delta t_{\mathrm{ad}}$.

Incertitude maximale due à l'échantillonneur-bloqueur

$$\varepsilon_{S|H} = |\varepsilon_{G(T)}| + |\varepsilon_\ell| + |\varepsilon_{d(T)}| + |\varepsilon_Q| + |\varepsilon_{dr}| + |\varepsilon_{\mathrm{acq}}| + |\varepsilon_e| + |\varepsilon_{\delta t_{\mathrm{ad}}}|.$$

Lorsque l'acquisition comporte une procédure d'autozéro et d'autoétalonnage les erreurs de gain, de décalage, de transfert de charge, de décroissance à l'état bloqué sont corrigées et l'incertitude globale $\varepsilon_{S|H}$ apportée par l'échantillonneur bloqueur se réduit à :

$$\varepsilon_{S|H} = |\varepsilon_\ell| + |\varepsilon_{\mathrm{acq}}| + |\varepsilon_e| + |\varepsilon_{\delta t_{\mathrm{ad}}}|.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 16

LES CONVERTISSEURS ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE

16.1 Caractéristiques générales

Un convertisseur analogique-numérique (CAN) recevant à son entrée une tension analogique v_i délivre en sortie un mot de n bits correspondant, selon un code binaire déterminé, à la valeur numérique N associée à v_i.

Un CAN est caractérisé par :

– la plage de tension analogique convertible :
  • pour un convertisseur unipolaire, la plage s'étend de 0V à V_{pe} dite tension pleine échelle (10 V par exemple),
  • pour un convertisseur bipolaire, la plage est symétrique autour de 0 V : de $-V_{pe}/2$ à $+V_{pe}/2$, (– 5 V à + 5 V par exemple) l'extension de la plage étant égale à V_{pe}.

La tension V_{pe} est égale à une tension E_{ref} appliquée au CAN.

– le nombre n de bits du mot de sortie (n = 8, 10, 12, 16, etc.) ;

– le temps t_c nécessaire pour effectuer une conversion.

Le mot de sortie ayant n bits, le convertisseur peut délivrer 2^n mots distincts (de 0 à $2^n - 1$) pour numériser la plage de tension analogique d'extension V_{pe} ; à chaque mot est donc associée une plage élémentaire q dite le **quantum** (tableau 16.1) :

$$q = \frac{V_{pe}}{2^n}.$$

Tableau 16.1 – Valeur du quantum q en fonction du nombre n de bits (V_{pe} : 10 V).

n	4	5	6	7	8	9	10	11	12
q (mV)	625	312,6	156,3	78,2	39,1	19,6	9,8	4,9	2,4

n	13	14	15	16	17	18	19	20	21
q (mV)	1,2	0,6	0,3	0,15	0,08	0,04	0,02	0,01	0,005

Copyright © 2011 Dunod.

La valeur numérique N du mot binaire délivré par le CAN exprime la tension analogique v_i avec pour unité le quantum q; compte tenu qu'à une même valeur de N correspond une plage de tension analogique d'entrée de largeur q, on a :

$$\frac{v_i}{q} = N + \text{reste} \quad \text{où} \quad \text{reste} < 1.$$

Si la transition de la sortie s'effectue dès lors que $v_i/q = N$, l'ensemble des valeurs analogiques v_i correspondant à la même valeur de N est tel que :

$$Nq \leqslant v_i < (N+1) \cdot q$$

l'incertitude sur la valeur analogique associée à N pouvant atteindre q (*figure 16.1a*).

Plutôt qu'une incertitude d'un seul signe pouvant atteindre q (moyenne non nulle), on préfère une incertitude positive ou négative (moyenne nulle) mais limitée à $\pm\, q/2$. Pour ce faire, on règle les seuils de transition du convertisseur de façon que la sortie numérique N apparaisse pour toutes valeurs v_i telles que (*figure 16.1b*) :

$$(N - 1/2) \cdot q \leqslant v_i < (N + 1/2) \cdot q.$$

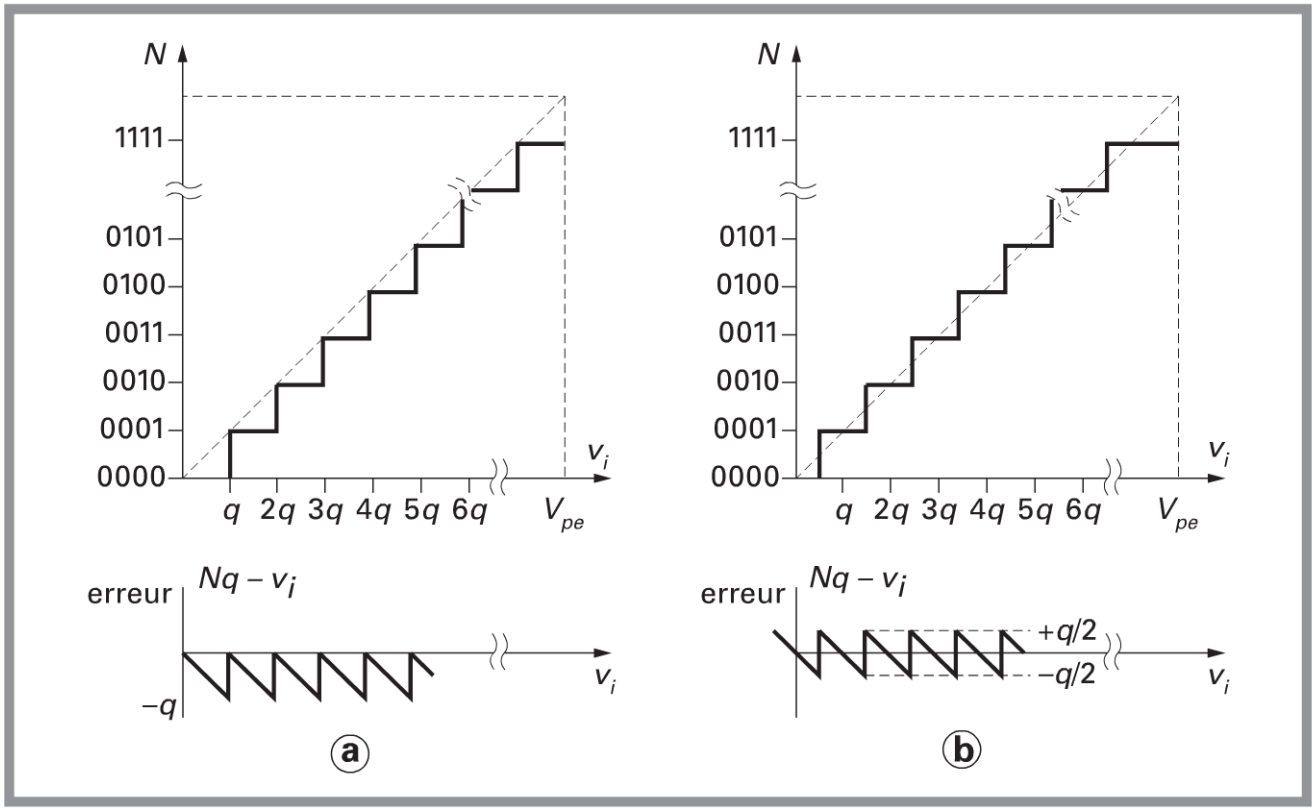


Figure 16.1 - Erreurs et seuils de quantification :
a) seuils à $v_i = Nq$; b) seuils à $v_i = (N \pm 1/2)q$.

Copyright © 2011 Dunod.

L'incertitude sur la valeur analogique v_i associée à N étant limitée à $\pm$ q/2, l'incertitude sur la valeur numérique est $\pm$ 1/2 bit de poids faible soit $\pm$ 1/2 LSB (*Less Significant Bit*) ; on écrit :

$$N = \frac{v_i}{q} \pm \frac{1}{2} \text{ LSB.}$$

***q*/2 ou 1/2 LSB représentent l'erreur maximale de quantification** liée au processus de conversion, erreur d'autant plus faible que n, nombre de bits du convertisseur est plus élevé.

16.2 Bruit de quantification – Rapport signal sur bruit

La quantification ramène à une valeur unique Nq l'ensemble des valeurs analogiques v_i comprises entre $(N - 1/2) \cdot q$ et $(N + 1/2) \cdot q$. Tout se passe dès lors comme si à chaque tension v_i était superposée **une tension de bruit V_{bq}** telle que :

$$v_i + V_{bq} = Nq \quad \text{avec} \quad -q/2 \leqslant V_{bq} < +q/2.$$

La valeur quadratique moyenne de V_{bq} a pour expression :

$$\overline{V_{bq}^2} = \int_{-q/2}^{+q/2} V_{bq}^2 \cdot p(V_{bq}) \cdot \mathrm{d}V_{bq}.$$

où $p(V_{bq})$ est la probabilité d'observer une valeur V_{bq} déterminée. Les différentes valeurs de V_{bq} étant équiprobables dans l'intervalle $\pm$ $q/2$, $p(V_{bq})$ est constant :

$$\int_{-q/2}^{+q/2} p(V_{bq}) \cdot \mathrm{d}V_{bq} = 1 \quad \text{soit :} \quad p(V_{bq}) \int_{-q/2}^{+q/2} \mathrm{d}V_{bq} = 1 \quad \text{d'où :} \; p(V_{bq}) = 1/q.$$

La valeur quadratique moyenne du bruit de quantification qui en résulte est :

$$\overline{V_{bq}^2} = q^2/12. \qquad (1)$$

Le bruit de quantification est un bruit blanc s'étendant en fréquence de 0 à $F_e/2$, F_e étant la fréquence d'échantillonnage ; sa densité spectrale est donc :

$$\overline{e_{bq}^2} = q^2/6\, F_e.$$

En portant dans l'équation (1) l'expression du quantum $q = V_{pe}/2^n$, on déduit la relation liant n, nombre de bits du convertisseur, et la tension efficace du bruit de quantification :

$$n = 1{,}661 \cdot \lg\left(\frac{V_{pe}^2}{\overline{V_{bq}^2}}\right) - 1{,}792. \qquad (2)$$

Copyright © 2011 Dunod.

Cette dernière équation est généralement modifiée de façon à faire apparaître le rapport signal sur bruit de quantification du convertisseur exprimé en db soit :

$$(S/B_q)\text{db} = 10 \lg (S/B_q).$$

S correspond à un signal sinusoïdal d'amplitude maximale $V_{pe}/2$ et de valeur quadratique moyenne $S = V_{pe}^2/8$. B_q est la valeur quadratique moyenne du bruit de quantification soit : $B_q = \overline{V}_{bq}^2$.

L'équation (2) se réécrit alors :

$$\left(\frac{S}{B_q}\right)_{\text{db}} = 6{,}02n + 1{,}76.$$

Cette équation traduit l'amélioration du rapport signal sur bruit du convertisseur à mesure qu'augmente le nombre n de bits.

16.3 Principales méthodes de conversion

Il existe de multiples méthodes de conversion qui ont chacune des caractéristiques qui leur sont propres, l'une des plus importantes étant le temps t_c nécessaire pour effectuer une conversion sur le nombre n de bits exigé.

Dans le premier groupe de méthodes considéré, la tension v_i à convertir est comparée à un ensemble de tensions $v_a(N_j) = q \cdot N_j$ où les N_j sont des valeurs numériques sur n bits prises parmi tout ou partie des 2^n valeurs possibles. On détermine la valeur N telle que : $v_a(N) = v_i \pm q/2$ dont on déduit alors : $N = v_i/q \pm 1/2$, N étant la valeur numérique associée à la tension v_i.

16.3.1 Convertisseur à rampe numérique

La succession des valeurs numériques croissantes N_j est délivrée par un compteur modulo 2^n régulièrement incrémenté à partir de zéro par les impulsions issues d'une horloge (*figure 16.2a*). Ces valeurs N_j sont, chacune, converties au moyen d'un convertisseur numérique analogique (CNA) de n bits en une tension $v_a(N_j) = q \cdot N_j$, où $q = V_{pe}/2^n$, V_{pe} étant la tension pleine échelle de sortie du CNA qui est aussi la tension pleine échelle d'entrée du CAN. Dès lors que $v_a(N) = v_i \pm q/2$, le comparateur bascule et le compteur est inhibé, son contenu N étant pris pour valeur numérique correspondant à v_i ; on a donc :

$$N = v_i/q \pm 1/2.$$

Le temps de conversion maximal pour $N_{\max} = 2^n - 1$ est : $t_c = (2^n - 1) \cdot T_h$, où T_h est la période de l'horloge qui doit être suffisamment longue pour comprendre le temps d'établissement du CNA et le temps de propagation du comparateur.

Copyright © 2011 Dunod.

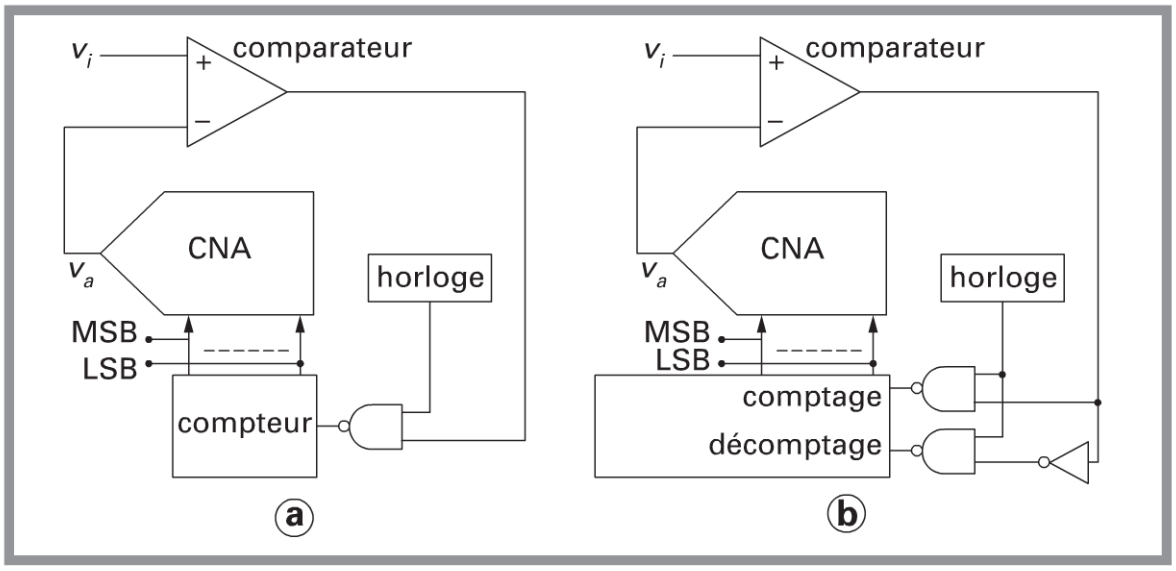


Figure 16.2 - Convertisseur à rampe numérique :
a) montage de base, b) servoconvertisseur.

Le servoconvertisseur (*figure 16.2b*) utilise un compteur-décompteur qui est :

– incrémenté lorsque $v_i > v_a$;

– décrémenté lorsque $v_i < v_a$.

Quand v_i est une tension constante, on a généralement : $v_a(N) < v_i < v_a(N+1)$ et la sortie numérique oscille alternativement entre N et $N+1$.

Lorsque le servoconvertisseur est relié en permanence à une tension v_i lentement variable, de moins d'un quantum q par période d'horloge T_h, il délivre alors immédiatement, la donnée numérique actualisée, à T_h près, correspondant à la tension présente à son entrée; d'où l'intérêt du servoconvertisseur lorsque l'on utilise un convertisseur dédié à chacune des voies de mesure.

16.3.2 Convertisseur flash ou parallèle

Les $(2^n - 1)$ valeurs de tension correspondant à tous les seuils de transition vers l'ensemble des valeurs possibles du mot de sortie sont délivrées simultanément par un pont résistif :

$$V(N_j) = (N_j - 1/2) \cdot q \quad \text{où :} \quad 1 \leqslant N_j \leqslant 2^n - 1.$$

Le pont (*figure 16.3*) est formé de $(2^n - 1)$ résistances R en série et se termine par une résistance $R/2$ à chaque extrémité; il est alimenté par une tension E_{ref}.

Copyright © 2011 Dunod.

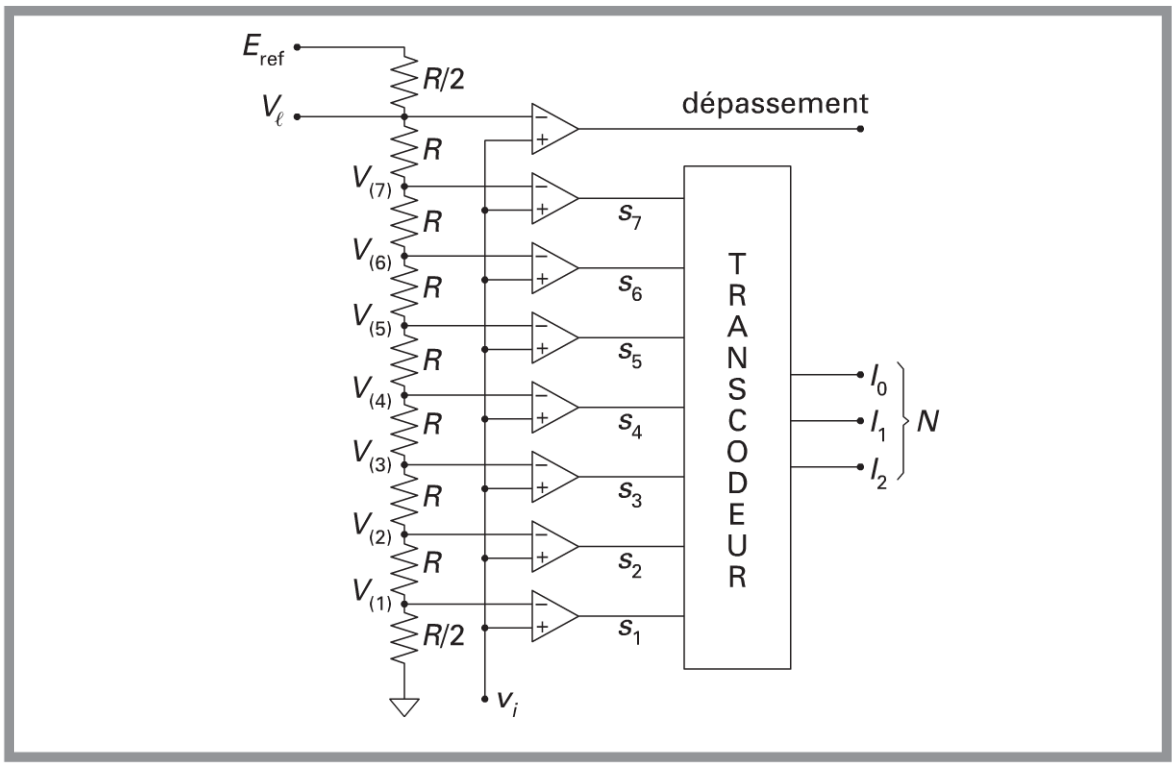


Figure 16.3 - Convertisseur flash ou parallèle.

La résistance totale du pont étant égale à $2^n \cdot R$, la différence de potentiel aux bornes de chaque résistance R est égale à $E_{ref}/2^n = q$. Chaque tension $V(N_j)$ est appliquée à l'une des entrées (–) d'un comparateur, l'autre entrée (+) recevant la tension à convertir v_i.

Les sorties de tous les comparateurs pour lesquels $v_i > v(N)$ passent simultanément à l'état haut (1 logique), les autres restant à l'état bas (0 logique). Un circuit combinatoire transcodeur, recevant sur ses $(2^n - 1)$ entrées les niveaux délivrés par chacun des comparateurs, fournit en sortie sur n bits la valeur numérique N correspondant à la tension v_i :

$$\left(N - \frac{1}{2}\right) \cdot q \leqslant v_i < \left(N + \frac{1}{2}\right) \cdot q.$$

Le pont fournit en outre la tension limite $V_\ell = (2^n - 1/2) \cdot q$ qui correspond à la tension maximale convertible et qui permet de signaler un dépassement éventuel de cette dernière.

Le convertisseur parallèle est caractérisé par sa grande rapidité : après application d'une tension v_i, le temps t_c nécessaire à l'apparition de la donnée numérique est la somme des temps de propagation d'un comparateur et du circuit combinatoire de transcodage. Ce temps de conversion, suivant les modèles, est de l'ordre de 10 ns à quelques 10^2 ns. L'inconvénient majeur de ce type de convertisseur est le

Copyright © 2011 Dunod.

grand nombre (2^n) de comparateurs qu'il exige : il est de ce fait limité actuellement à $n = 10$.

■ Convertisseur parallèle étendu

Ce type de convertisseur permet un accroissement de résolution au prix d'une réduction de la vitesse de conversion. Il est formé de l'association de deux CAN flash fonctionnant en cascade : le premier, CAN_1, délivrant d'abord les $n/2$ bits de poids fort, le second, CAN_2 fournissant ensuite les $n/2$ bits de poids faible.

On considère, à titre d'exemple, le principe de fonctionnement d'un convertisseur 8 bits formé de l'association de deux convertisseurs 4 bits CAN_1 et CAN_2 (*figure 16.4*).

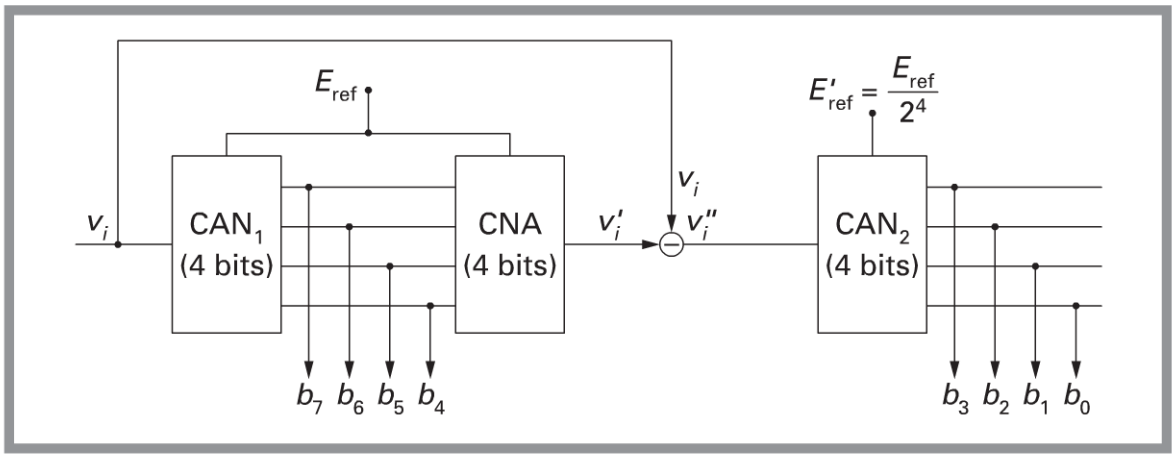


Figure 16.4 - Convertisseur parallèle étendu de 8 bits.

La tension v_i à convertir est appliquée à CAN_1 dont la tension de référence est E_{ref} et le quantum $q_1 = E_{ref}/2^4$. CAN_1 délivre N_1 tel que :

$$N_1 = \frac{v_i}{q_1} - r_1 \quad \text{où} \quad r_1 < 1 \quad \text{et} \quad N_1 = 2^3 b_7 + 2^2 b_6 + 2^1 b_5 + 2^0 b_4 \quad \text{les } b_j \text{ étant à 0 ou 1.}$$

Le convertisseur numérique analogique CNA traduit N_1 en tension analogique :

$$v'_i = N_1 q_1.$$

La tension v'_i est soustraite de la tension d'entrée v_i ; la différence $v''_i = v_i - v'_i = r_1 q_1$ est convertie sous forme numérique N_2 par CAN_2 dont la tension de référence est $E'_{ref} = E_{ref}/2^4$ et le quantum $q_2 = q_1/2^4$.

$$N_2 = \frac{v''_i}{q_2} + r_2 \quad \text{où} \quad -\frac{1}{2} \leqslant r_2 < \frac{1}{2} \quad \text{et} \quad N_2 = 2^3 b_3 + 2^2 b_2 + 2^1 b_1 + 2^0 b_o$$

les b_j étant à 0 ou 1.

Copyright © 2011 Dunod.

On a successivement, d'après les expressions précédentes :

$$v_i'' = N_2\, q_2 - r_2\, q_2\,, \quad v_i = N_1\, q_1 + N_2\, q_2 \pm q_2/2,$$

$$v_i = (2^4\, N_1 + N_2) \cdot q_2 \pm q_2/2 = Nq_2 \pm q_2/2,$$

où : $$N = 2^7 b_7 + 2^6 b_6 + 2^5 b_5 + 2^4 b_4 + 2^3 b_3 + 2^2 b_2 + 2^1 b_1 + 2^0 b_o.$$

Cette dernière relation établit bien que les bits b_o à b_7 délivrés par CAN_1 et CAN_2 correspondent à la conversion N sur 8 bits de la tension d'entrée v_i.

16.3.3 Convertisseur par approximations successives

À la tension v_i correspond une valeur numérique N dont l'expression générale en binaire sur n bits est :

$$N = b_{n-1}\, b_{n-2} \ldots b_1\, b_o$$

les indices j correspondant aux poids respectifs 2^j des divers bits. Par comparaison de v_i avec n valeurs de tension convenablement choisies, on détermine successivement la valeur 1 ou 0 des n bits de b_{n-1} à b_o.

La première comparaison teste b_{n-1} qui est seul mis à 1 ; la valeur N_1 = 100 ... 00 correspond à une tension v_{a1} :

$$v_{a1} = N_1 \cdot q = 2^{n-1} \cdot q = V_{pe}/2$$

si : $$v_i > v_{a1},\ N > N_1 \quad \text{et} \quad b_{n-1} = 1,$$

si : $$v_i < v_{a1},\ N < N_1 \quad \text{et} \quad b_{n-1} = 0.$$

La valeur 1 ou 0 ainsi déterminée est définitivement assignée à b_{n-1}.

La seconde comparaison teste b_{n-2} qui est mis à 1 ; la valeur $N_2 = b_{n-1}1\ 0 \ldots 00$ correspond à une tension v_{a2} :

$$v_{a2} = N_2\, q = (b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + 2^{n-2}) \cdot q = b_{n-1} \cdot V_{pe}/2 + V_{pe}/4$$

si $$v_i > v_{a2},\ N > N_2 \quad \text{et} \quad b_{n-2} = 1,$$

si $$v_i < v_{a2},\ N < N_2 \quad \text{et} \quad b_{n-2} = 0.$$

Les comparaisons se poursuivent ainsi bit après bit en conservant à chaque fois les valeurs des bits précédemment testés et en mettant à 1 le bit en cours de test ; ainsi pour le bit b_{n-k}, de poids 2^{n-k}, la tension analogique correspondante est v_{ak} :

$$v_{ak} = N_k\, q = (b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + b_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \ldots + 1 \cdot 2^{n-k}) \cdot q$$

si : $$v_i > v_{ak},\ N > N_k \quad \text{et} \quad b_{n-k} = 1,$$

si : $$v_i < v_{ak},\ N < N_k \quad \text{et} \quad b_{n-k} = 0.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Les valeurs des n bits du résultat N de la conversion sont ainsi successivement déterminées par une suite de n comparaisons.

Les dispositifs constitutifs d'un CAN à approximations successives (*figure 16.5*) sont les suivants :

– un registre constitué de n bascules (FF_i), la sortie (1 ou 0) de chacune des bascules étant, à la fin de la conversion, égale à l'un des bits du résultat numérique N de la conversion ;

– un convertisseur numérique-analogique (CNA) qui délivre en sortie une tension v_a proportionnelle à la valeur numérique d'un mot d'entrée N de n bits : $v_a = N \cdot q$,

où q est le quantum, $q = E_{ref}/2^n$, E_{ref} étant une tension de référence appliquée au CNA ;

– un comparateur qui effectue la comparaison de la tension d'entrée v_i et de la tension v_a délivrée par le CNA ;

– une logique de commande activée par la sortie (haute ou basse) du comparateur.

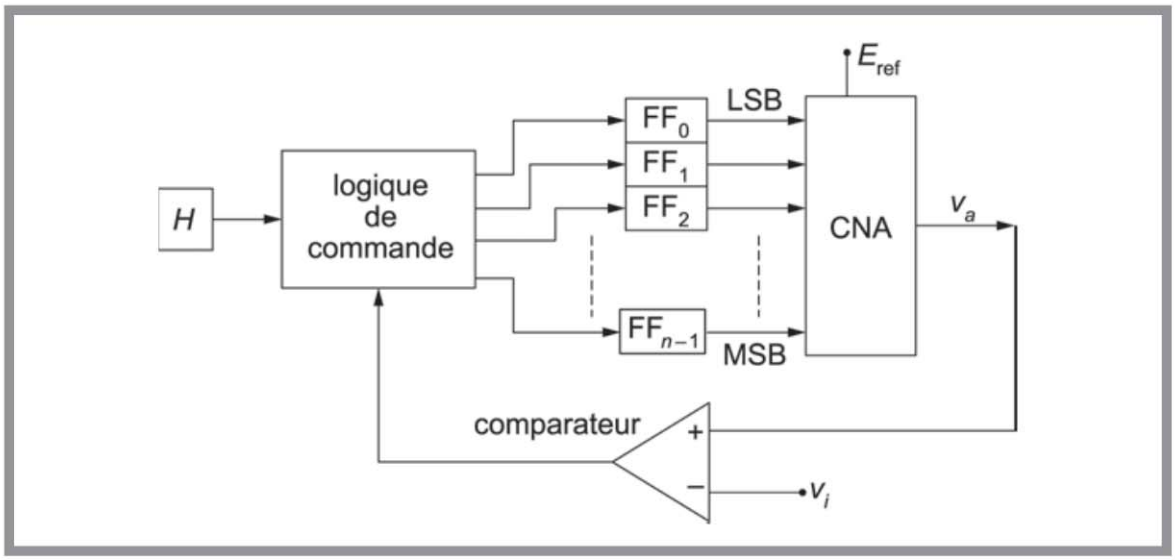


Figure 16.5 - Convertisseur par approximations successives.

La logique de commande met successivement à 1, en partant du bit de poids fort (MSB) les n bascules du registre préalablement mises à zéro. Après chaque mise à 1, le contenu du registre est converti par le CNA en une tension analogique v_a qui est comparée à la tension d'entrée v_i : si $v_i > v_a$, le bit 1 est conservé, sinon il est remis à zéro ; le test se poursuit par bits de poids décroissants jusqu'au bit de poids le plus faible (LSB). Le contenu du registre est alors égal au résultat de la conversion.

Copyright © 2011 Dunod.

Le temps t_c nécessaire à la conversion est de l'ordre de nT_h, n étant le nombre de bits et T_h la période d'horloge : le convertisseur à approximations successives est donc très rapide, les valeurs de t_c s'échelonnent suivant les types de quelques µs à moins de 100 µs.

Le second groupe de méthodes de conversion est constitué par les **convertisseurs à équilibre de charge** dont le principe général est le suivant.

La tension v_i à convertir délivre, pendant un temps T_1 – fixe ou variable selon la méthode – un courant $i_i = v_i/R$ à un intégrateur qui stocke la charge correspondante :

$$Q_i = \frac{v_i}{R} \cdot T_1.$$

Une source de référence fournit à l'intégrateur un courant I_{ref}, de sens opposé au courant i_i, pendant un temps T_2 – fixe ou variable selon la méthode – la charge correspondante étant :

$$Q_{\text{ref}} = I_{\text{ref}} \cdot T_2.$$

Un comparateur détermine l'instant d'annulation de la charge totale :

$$Q_i + Q_{\text{ref}} = 0$$

soit :
$$v_i = -RI_{\text{ref}} \cdot \frac{T_2}{T_1}. \qquad (3)$$

Selon le cas, on mesure au moyen d'un compteur modulo 2^n, soit la durée T_2, soit la fréquence $F_1 = 1/T_1$, la valeur obtenue étant le résultat N de la conversion.

16.3.4 Convertisseur double rampe

Dans ce montage, la durée d'intégration T_1 du courant d'entrée $i_i = v_i/R$ est fixe et déterminée par un compteur modulo 2^n recevant des impulsions de période T_h issues de l'horloge :

$$T_1 = 2^n \cdot T_h.$$

Le courant de référence $I_{\text{ref}} = E_{\text{ref}}/R$, où E_{ref} est de signe opposé à v_i, est intégré pendant la durée T_2 nécessaire à l'annulation de la charge de l'intégrateur ; T_2 est mesuré par le compteur :

$$T_2 = N \cdot T_h.$$

On déduit de la relation (3) que N est le résultat de la conversion :

$$N = -v_i \cdot 2^n/E_{\text{ref}}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Le convertisseur comporte (*figure 16.6a*) :

– un intégrateur associé à des interrupteurs S_1, S_2 de type FET qui permettent d'appliquer à son entrée soit la tension v_i à convertir, soit la tension de référence E_{ref} de signe contraire à v_i;

– un comparateur délivrant un niveau haut ou bas selon le signe de la tension de sortie de l'intégrateur;

– une horloge et un compteur d'impulsions;

– une logique de commande qui d'une part assure la fermeture de l'un ou l'autre interrupteur, et d'autre part autorise ou non la transmission des impulsions d'horloge vers le compteur.

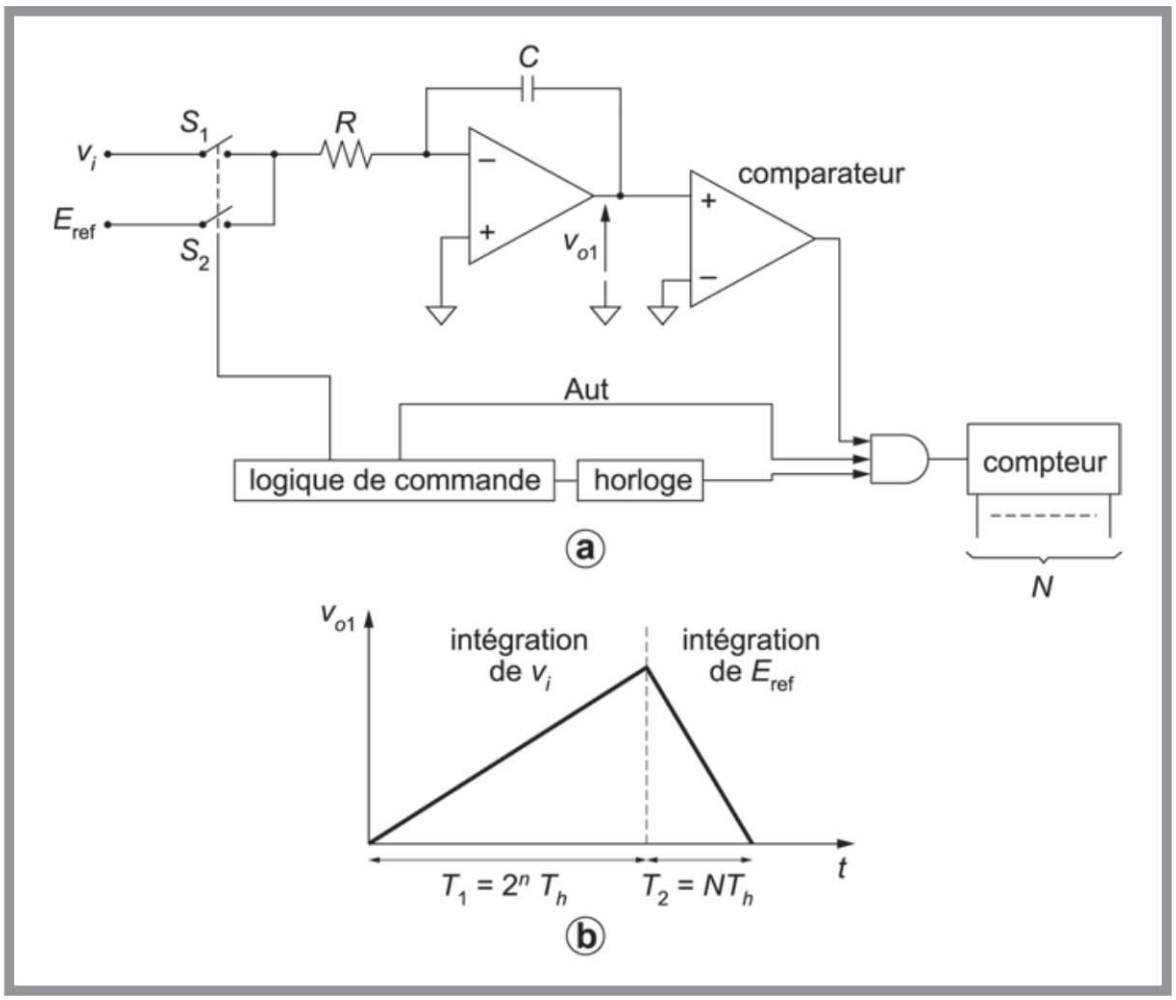


Figure 16.6 - Convertisseur double rampe :
a) schéma de principe; b) évolution de la tension de sortie de l'intégrateur au cours d'un cycle de mesure.

La conversion débute par la phase de durée T_1 (*figure 16.6b*) :

– l'interrupteur S_1 est fermé, S_2 est ouvert;

– la logique de commande inhibe le comptage par Aut = 0;

Copyright © 2011 Dunod.

– la tension d'entrée v_i, supposée constante et négative, est intégrée pendant la durée T_1 à l'issue de laquelle la tension de sortie de l'intégrateur est :

$$v_{o1}(T_1) = -\frac{v_i T_1}{RC}.$$

La seconde phase de durée T_2 débute alors :

– l'interrupteur S_1 est ouvert, S_2 est fermé;

– la logique de commande autorise le comptage par Aut = 1 : la sortie du comparateur étant haute, le compteur est incrémenté à partir de zéro par l'horloge de période T_h;

– la tension de référence E_{ref} de signe contraire à celui de v_i est appliquée à l'intégrateur chargé pendant la phase précédente :

$$v_{o1}(t) = -\frac{v_i T_1}{RC} - \frac{E_{\text{ref}}}{RC} \cdot t$$

la nouvelle origine des temps étant prise à T_1.

La tension $v_{o1}(t)$ s'annule à l'instant T_2 entraînant le basculement du comparateur et le blocage du compteur :

$$T_2 = -\frac{v_i T_1}{E_{\text{ref}}}.$$

Le contenu du compteur à l'instant T_2 est $N = T_2 / T_h$, soit :

$$N = -\frac{v_i}{E_{\text{ref}}} \cdot \frac{T_1}{T_h} \quad \text{où :} \quad |E_{\text{ref}}| \cdot \frac{T_h}{T_1} = q.$$

La valeur N est indépendante de R et C et donc de leurs éventuelles dérives thermiques; de même, le rapport $\frac{T_1}{T_h} = 2^n$ est insensible aux dérives de l'horloge. La valeur maximale de T_2 pour $N = 2^n - 1$ est $(2^n - 1) \cdot T_h$: la durée totale d'une conversion est donc comprise entre T_1 et $2T_1$.

■ Atténuation des parasites

Si pendant la phase 1, une tension parasite $V_p \cdot \cos(\omega_p t + \varphi)$ est superposée au signal d'entrée v_i, la tension de sortie de l'intégrateur à l'instant T_1, fin de la phase 1, a pour expression :

$$v_{o1}(T_1) = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} (v_i + V_p \cdot \cos(\omega_p t + \varphi))\ \mathrm{d}t$$

soit

$$v_{o1}(T_1) = -\frac{v_i T_1}{RC} - \frac{1}{RC} \cdot \left[\frac{1}{\omega_p} \cdot V_p \cdot \sin(\omega_p t + \varphi) \right]_0^{T_1}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

La tension parasite en sortie est d'autant plus atténuée que sa fréquence $F_p = \omega_p/2\pi$ est plus élevée mais, surtout, elle est nulle lorsque :

$$T_1 = kT_p \quad \text{soit :} \quad F_p = \frac{k}{T_1}.$$

Les parasites à la fréquence du secteur ($F_p = 50$ Hz) et à ses harmoniques étant les plus communs, on choisit donc $T_1 = 1/F_p = 20$ ms; il en résulte, que dans ce cas, la durée t_c d'une conversion est comprise entre 20 ms et 40 ms.

L'atténuation des parasites est le grand intérêt de ce type de convertisseur, l'inconvénient étant la durée très importante de la conversion.

L'atténuation des parasites requiert que ceux-ci soient appliqués à l'intégrateur pendant toute la durée de la phase 1; il en résulte que, pour profiter de l'immunité qu'il procure, ce type de convertisseur ne doit pas être précédé d'un échantillonneur-bloqueur et que par conséquent le signal d'entrée v_i doit être quasi statique (§ 15.1).

16.3.5 Convertisseur tension-fréquence (CVF)

Dans ce montage :

– la durée d'intégration T_1 du courant d'entrée $i_i = v_i/R$ est variable;

– la durée d'intégration T_2 du courant de référence – I_{ref} est fixe et comprise dans l'intervalle T_1.

On déduit de la formule (3) : $F_1 = \dfrac{1}{T_1} = \dfrac{v_i}{RI_{ref}T_2}$.

I_{ref} est généralement tel que $RI_{ref} = 2\ V_{pe}$.

La fréquence F_1 est mesurée par comptage des impulsions issues du CVF pendant une durée T_3 fixe, à l'aide d'un compteur modulo 2^n. La durée T_3 est telle que pour $F_1 = F_{1max}$ correspondant à $v_i = v_{i)max} = V_{pe}$, le nombre d'impulsions soit égal à 2^n :

$$F_{1max} \cdot T_3 = 2^n \quad \text{où :} \quad F_{1max} = \frac{V_{pe}}{RI_{ref}T_2} = \frac{1}{2\,T_2}$$

soit : $$T_3 = \frac{2^n}{F_{1max}} = 2^n \cdot \frac{RI_{ref}T_2}{V_{pe}} = 2^{n+1} \cdot T_2.$$

Pour $F_1 < F_{1max}$, le résultat du comptage est $N = F_1\ T_3$ soit :

$$N = \frac{v_i}{RI_{ref}} \cdot \frac{T_3}{T_2} = 2^n \cdot \frac{v_i}{V_{pe}} = \frac{v_i}{q}. \qquad (4)$$

Copyright © 2011 Dunod.

En fixant la durée $T_3 = kT_p$, T_p étant la période d'un parasite superposé au signal, l'intégration entraîne l'élimination du parasite comme dans le cas du CAN double rampe.

Un exemple de réalisation est indiqué sur la *figure 16.7*. Chaque cycle élémentaire du fonctionnement de durée T_1 peut être décomposé en deux phases :

– une phase 1, d'intégration de i_i, de durée variable $T_1 - T_2$;

– une phase 2, d'intégration de $i_i - I_{\text{ref}}$, de durée fixe T_2.

Durant la phase 1, le commutateur est en position 1. On suppose $v_i > 0$; à l'instant $t = 0$, à la fin de la phase 1, la tension de sortie de l'intégrateur atteint en décroissant la valeur V_s seuil du comparateur, entraînant son basculement qui déclenche alors le monostable. C'est le début de la phase 2 : le monostable délivre une impulsion de durée T_2 qui place le commutateur sur la position 2. Le courant de charge du condensateur est : $i_i - I_{\text{ref}}$ et la tension de sortie de l'intégrateur qui est croissante a pour valeur à l'instant T_2 :

$$v_{o1}(T_2) = -\frac{1}{C} \cdot (i_i - I_{\text{ref}}) \cdot T_2.$$

Lorsque la sortie du monostable revient à l'état bas, le commutateur est replacé en position 1 et le courant de charge du condensateur redevient i_i, la tension de sortie de l'intégrateur qui est décroissante ayant alors pour expression :

$$v_{o1}(t) = v_{o1}(T_2) - \frac{i_i}{C} \cdot (t - T_2).$$

À l'instant $t = T_1$ la tension $v_{o1}(t)$ atteint à nouveau le seuil du comparateur et le cycle recommence :

$$v_{o1}(T_1) = v_{o1}(T_2) - \frac{i_i}{C} \cdot (T_1 - T_2) = 0$$

dont on déduit : $$F_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{v_i}{R} \cdot \frac{1}{I_{\text{ref}} \cdot T_2}.$$

Les impulsions comptées sont celles délivrées soit par le comparateur, soit par le monostable.

Dans le montage étudié, la précision de la conversion est liée à la stabilité de la durée T_2 de l'impulsion délivrée par le monostable ainsi que de la durée T_3 de validation du compteur. Afin de s'affranchir des dérives éventuelles de ces deux durées, **le convertisseur tension-fréquence synchrone** utilise une horloge de fréquence F_h qui détermine :

– le temps $T_2 = T_h = 1/F_h$ d'une part;

Copyright © 2011 Dunod.

– le temps $T_3 = 2^{n+1} \cdot T_h$ d'autre part.

En sorte que le rapport T_3/T_2 étant fixé, le résultat N du comptage (4) n'est pas lié à la stabilité des bases de temps.

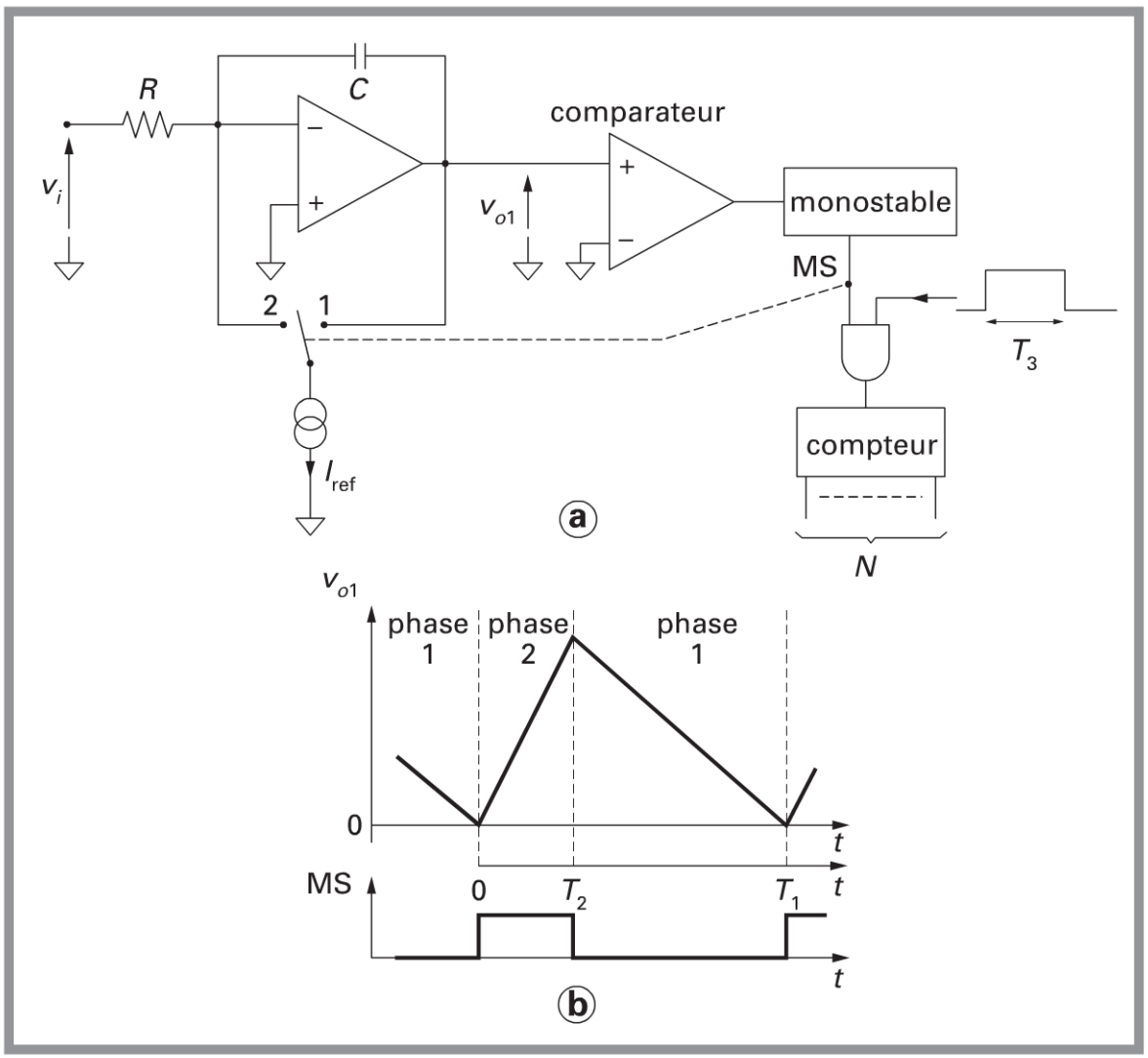


Figure 16.7 - Convertisseur tension-fréquence :
a) structure; b) évolutions de la tension de sortie de l'intégrateur et signal issu du monostable (MS).

16.3.6 Convertisseur sigma-delta

■ Structure et principe du fonctionnement

Le convertisseur sigma-delta est constitué de deux sous-ensembles fonctionnels : le modulateur et le filtre numérique (*figure 16.8a*).

Copyright © 2011 Dunod.

□ Modulateur

Dans sa forme la plus simple (*figure 16.8b*) il comporte d'abord un intégrateur dont le courant d'entrée est la somme du courant $i_i = v_i/R$ dû à la tension v_i à convertir et d'un courant de contre-réaction + I_{ref} ou – I_{ref} déterminé par l'état de la sortie de l'intégrateur et de sens tel qu'il tend à annuler cette dernière. L'état de la sortie de l'intégrateur est digitalisé par un comparateur (CAN 1 bit) qui, selon le niveau de la sortie (supérieure ou inférieure à 0 V), délivre un niveau haut (1) ou bas (0). Ce niveau est échantillonné au rythme d'une horloge de fréquence F_h très supérieure à la fréquence d'échantillonnage minimale F_e du signal v_i (suréchantillonnage). La succession d'impulsions qui en résulte est une représentation numérique série à la fréquence F_h de la donnée numérique cherchée.

□ Filtre numérique

Il a pour double fonction d'éliminer le bruit hors la bande passante du signal et d'extraire la donnée numérique au format et à la fréquence d'échantillonnage souhaités.

Le principe du fonctionnement du convertisseur sigma-delta montre une parenté évidente avec celui du convertisseur tension-fréquence. Dans le convertisseur tension-fréquence, le cycle élémentaire est de durée T_1, temps nécessaire pour l'annulation de la charge totale portée par l'intégrateur. Dans le convertisseur sigma-delta, le cycle élémentaire est la période d'horloge T_h au cours de laquelle le courant de réaction injecté (+ ou – I_{ref}) tend à annuler la charge totale portée par l'intégrateur.

La contre-réaction s'effectue par l'intermédiaire d'un commutateur de courant $\pm I_{ref}$ commandé par le train d'impulsions de fréquence F_h et de niveau 1 ou 0 déterminé par l'état du comparateur.

Lorsque l'impulsion est haute (1), la sortie du comparateur étant haute, le commutateur est placé sur la position 1 injectant à l'entrée de l'intégrateur un courant I_{ref} qui tend à faire décroître la sortie; inversement, lorsque l'impulsion est basse (0), la sortie du comparateur étant basse, le commutateur placé sur la position 0 injecte à l'entrée de l'intégrateur un courant – I_{ref} qui tend à faire croître sa sortie.

Sur une durée T, soit N_1 le nombre d'impulsions hautes (1) et N_o le nombre d'impulsions basses (0), le courant moyen de réaction injecté à l'entrée est :

$$\bar{i}_r = \frac{N_1 I_{ref} + N_o(-I_{ref})}{N_1 + N_o} = \frac{N_1 - N_o}{N_1 + N_o} \cdot I_{ref}.$$

Le modulateur constituant un système bouclé avec réaction négative, pour un gain suffisant de la chaîne, l'écart entre courant d'entrée i_i et courant moyen de réaction i_r tend vers zéro :

$$i_i + \bar{i}_r = 0 \quad i_i = -\bar{i}_r$$

Copyright © 2011 Dunod.

soit : $$i_i = \frac{N_o - N_1}{N_1 + N_o} \cdot I_{\text{ref}}$$

ou : $$v_i = \frac{N_o - N_1}{N_1 + N_o} \cdot RI_{\text{ref}} = \frac{N_o - N_1}{N_1 + N_o} \cdot E_{\text{ref}} \qquad (5)$$

en posant $E_{\text{ref}} = RI_{\text{ref}}$.

Cette dernière relation montre bien que la suite de bits 1 et 0 issus du comparateur est représentative de la tension d'entrée v_i (tableau 16.2).

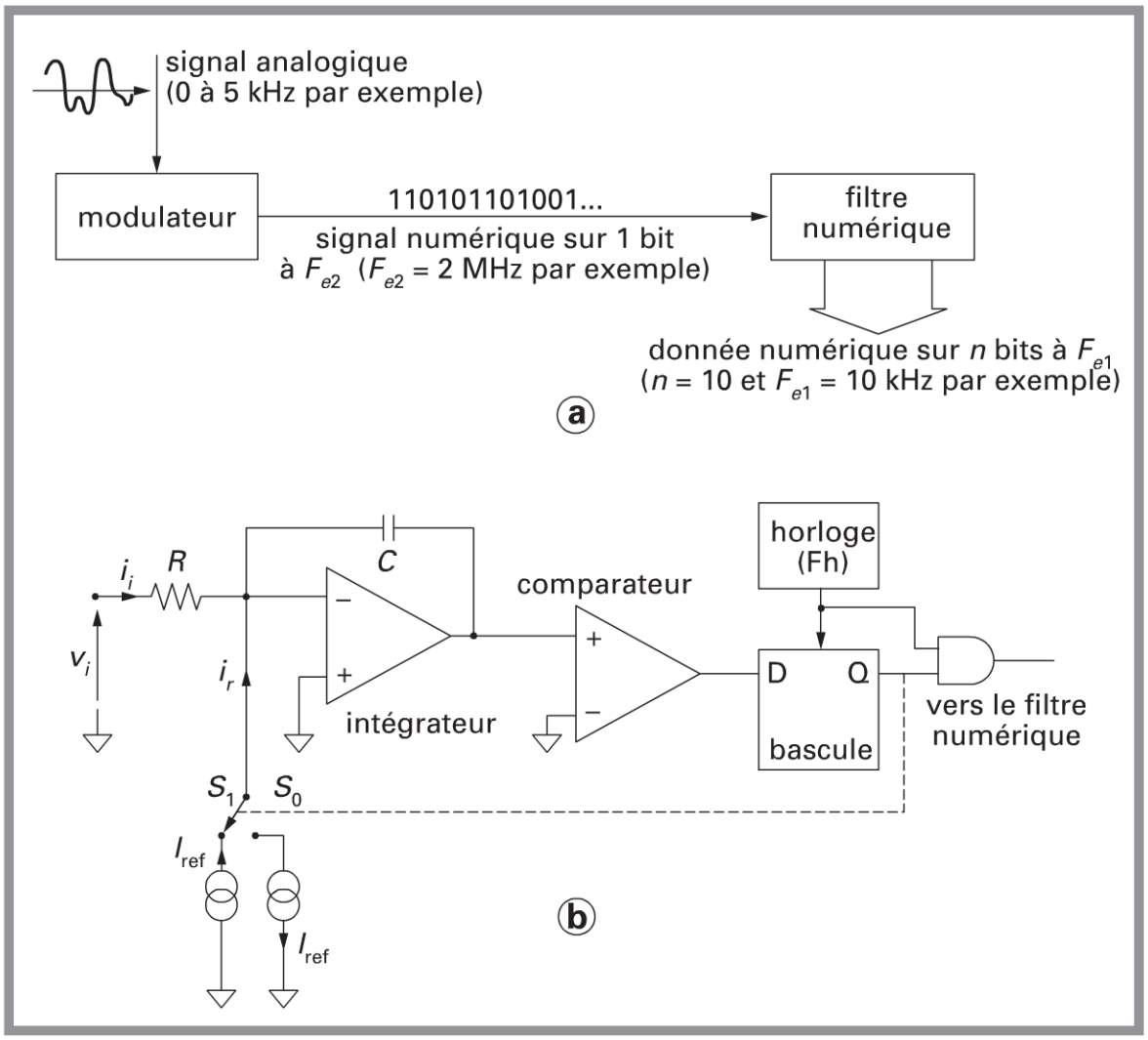


Figure 16.8 - Convertisseur sigma-delta :
a) schéma fonctionnel ; b) exemple de réalisation du modulateur.

Tableau 16.2 – Relation entre tension d'entrée et séquence des bits issus du modulateur

v_i	$-E_{\text{ref}}$	$-E_{\text{ref}}/2$	0	$E_{\text{ref}}/2$	E_{ref}
N_1, N_o	$N_o = 0$	$N_1 = 3\,N_o$	$N_1 = N_o$	$N_o = 3\,N_1$	$N_1 = 0$

Copyright © 2011 Dunod.

Si l'on considère un ensemble de $M = 2^n$ périodes d'horloge, on a : $N_1 + N_o = 2^n$ et l'on déduit de (5) :

$$N_o = 2^{n-1} \cdot (1 + v_i/E_{\text{ref}}).$$

En posant $V_{pe} = 2 \cdot E_{\text{ref}}$, on a :

$$N_o = \frac{2^n}{V_{pe}} \cdot \left(\frac{V_{pe}}{2} + v_i\right) = \frac{1}{q} \cdot \left(\frac{V_{pe}}{2} + v_i\right).$$

Cette dernière expression montre que le résultat du comptage du nombre N_o de bits 0 sur un ensemble de 2^n bits (1 et 0) correspond à la représentation numérique de v_i dans le code binaire décalé (§ 16.4.1).

□ Réduction du bruit de quantification

Le rapport signal sur bruit détermine le nombre n de bits significatifs (§ 16.2) par la relation :

$$(S/B)_{\text{db}} = 6{,}02 \cdot n + 1{,}76.$$

Cette formule montre que tout accroissement de n exige une augmentation du rapport signal sur bruit et donc une réduction du bruit.

Le comparateur du convertisseur sigma-delta effectue, à chaque période d'horloge, une conversion analogique-numérique sur 1 bit d'où résulte un bruit de quantification important. L'extraction de l'information sur n bits ($n = 16$ par exemple) exige donc une réduction drastique du bruit de quantification qui est obtenue par trois techniques : le suréchantillonnage, le remodelage du spectre de bruit, le filtrage numérique.

□ Suréchantillonnage

Le bruit de quantification de valeur efficace $q/\sqrt{12}$ a normalement un spectre de bruit blanc e_{bq1} s'étendant de 0 à $F_{e1}/2$ (*figure 16.9a*), F_{e1} étant la fréquence d'échantillonnage, telle qu'elle résulte des conditions de précision imposée (§ 13.3).

Lorsqu'il y a suréchantillonnage à une fréquence $F_{e2} = KF_{e1}$ le spectre du bruit de quantification a son extension multipliée par K d'où il résulte une réduction de sa densité spectrale qui, divisée par $\sqrt{K}$, devient $e_{bq2} = e_{bq1}/\sqrt{K}$ (*figure 16.9b*).

Si les données numériques suréchantillonnées à la fréquence $F_{e2} = KF_{e1}$ sont filtrées au moyen d'un filtre numérique passe-bas de bande passante $F_{e1}/2$, le bruit compris entre $F_{e1}/2$ et $KF_{e1}/2$ se trouve éliminé et seul subsiste dans la bande de fréquences de 0 à $F_{e1}/2$ un bruit dont la valeur efficace est $q/\sqrt{12K}$ (*figure 16.9c*). Un suréchantillonnage d'un facteur K divise donc par $\sqrt{K}$ le bruit dans la bande du signal.

Copyright © 2011 Dunod.

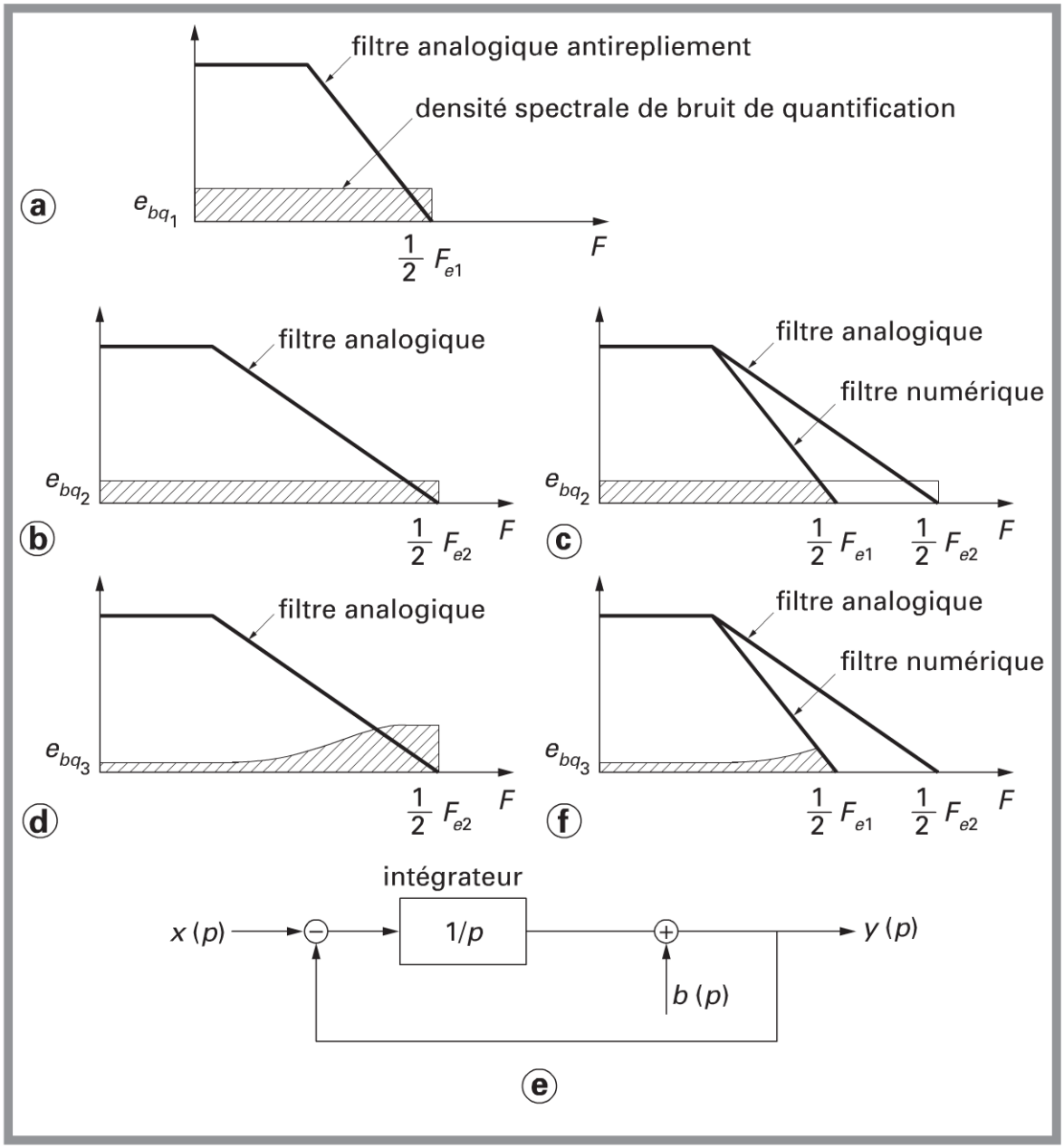


Figure 16.9 - Réduction du bruit :

a) échantillonnage; b) suréchantillonnage; c) suréchantillonnage et filtrage numérique; d) remodelage de la densité de bruit; e) schéma simplifié du modulateur; f) remodelage et filtrage numérique.

□ Remodelage du spectre de bruit de quantification

Le modulateur sigma-delta a la propriété fondamentale de modifier la répartition spectrale du bruit de quantification en se comportant pour le bruit comme un filtre passe-haut réduisant de façon notable la densité e_{bq3} de bruit dans la partie basse du spectre (*figure 16.9d*).

Copyright © 2011 Dunod.

Une représentation simplifiée du modulateur est indiquée sur la *figure 16.9e*; en posant : $x(p)$ signal d'entrée, $y(p)$ signal de sortie, $b(p)$ bruit de quantification, on obtient :

$$y(p) = \frac{x(p)}{1+p} + \frac{p \cdot b(p)}{1+p}$$

d'où il ressort que le modulateur a une fonction de transfert passe-bas pour le signal et passe-haut pour le bruit.

Dans ces conditions, un filtre numérique éliminant le bruit de la partie haute du spectre, entre $F_{e1}/2$ et $KF_{e1}/2$, ne laissera subsister entre 0 et $F_{e1}/2$, c'est-à-dire dans la bande passante du signal, qu'une très faible fraction du bruit total, très inférieure à celle résultant du seul suréchantillonnage (*figure 16.9f*).

□ Filtrage numérique - Décimation

Le filtre numérique a une double fonction :

– il doit éliminer le bruit de quantification repoussé aux fréquences hautes par le suréchantillonnage et le modulateur;

– il effectue le filtrage antirepliement qu'impose le passage de la fréquence de suréchantillonnage à la fréquence d'échantillonnage normale.

Le filtre numérique est un calculateur traitant des données numérisées qui se succèdent à la fréquence d'échantillonnage du signal.

On désigne par :

– $x(n)$ où $n = 1, 2$, etc., les valeurs numériques successives des échantillons du signal d'entrée comptés à partir d'une origine arbitraire;

– $y(n)$ la succession en sortie du filtre des valeurs numériques traitées.

On distingue deux types principaux de filtres :

– les filtres non récursifs : $y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cdot x(n-k)$;

– les filtres récursifs : $y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cdot x(n-k) + \sum_{k=1}^{N-1} b_k \cdot y(n-k)$.

Le choix des valeurs de a_k et b_k détermine les caractéristiques de filtrage.

Les données ayant été suréchantillonnées à une fréquence $F_{e2} = K \cdot F_{e1}$ où F_{e1} est la fréquence d'échantillonnage minimale correspondant aux conditions de précision imposées (§ 13.3), afin d'éviter une redondance de données, il faut réduire

Copyright © 2011 Dunod.

le nombre d'échantillons en ramenant la fréquence d'échantillonnage à sa valeur F_{e1} ; c'est la décimation.

De façon générale, une division par K de la fréquence peut être obtenue en prenant pour résultat du filtrage et de la décimation la moyenne obtenue sur K signaux successifs en sortie du filtre :

$$y(j) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i = K(j-1)}^{Kj-1} y(i).$$

■ Caractéristiques d'utilisation

Le CAN sigma-delta a d'excellentes qualités métrologiques : linéarité, faible distorsion, pas de code manquant.

Du fait de la fréquence élevée de suréchantillonnage, l'ordre et donc la complexité du filtre analogique antirepliement d'entrée est, pour une précision donnée, très fortement réduit.

Le multiplexage de plusieurs voies vers un CAN unique est rendu plus délicat du fait du temps nécessaire au filtre numérique pour acquérir une suite de signaux issus de la seule voie à traiter. C'est pourquoi on utilise en général un CAN sigma-delta par voie.

Du fait de la limitation de la fréquence supérieure de suréchantillonnage, le CAN sigma-delta trouve son application dans le domaine de l'instrumentation basse fréquence (pesage, thermométrie) et dans le traitement des signaux audiofréquence.

16.4 Convertisseurs bipolaires

Les montages de convertisseurs précédemment étudiés sont utilisables lorsque leur tension d'entrée est unipolaire, comprise entre 0 et V_{pe}.

Lorsque les signaux à convertir sont bipolaires, les montages précédents demeurent utilisables à condition de décaler les signaux en sorte que la tension d'entrée v_i du convertisseur soit toujours comprise entre 0 et V_{pe}.

16.4.1 Convertisseur bipolaire décalé

Le signal v_s à convertir étant tel que :

$$-\frac{V_{pe}}{2} \leqslant v_s < \frac{V_{pe}}{2}$$

Copyright © 2011 Dunod.

on ajoute au signal v_s une tension de décalage constante égale à $V_{pe}/2$ (*figure 16.10*) en sorte que la tension d'entrée v_i du convertisseur soit unipolaire :

$$v_i = v_s + \frac{V_{pe}}{2} \quad \text{et} \quad 0 \leqslant v_i < V_{pe}.$$

Le convertisseur délivre une valeur numérique N_d telle que :

$$N_d \pm \frac{1}{2} = \frac{v_i}{q} = \frac{v_s}{q} + \frac{V_{pe}}{2q} \quad \text{où} \quad V_{pe}/q = 2^n$$

soit :

$$N_d \pm \frac{1}{2} = \frac{v_s}{q} + 2^{n-1}. \tag{6}$$

On a ainsi : $N_d = 0$ pour $v_s = -V_{pe}/2$,

$N_d = 2^{n-1}$ pour $v_s = 0$,

$N_d = 2^n - 1$ pour $v_s = (1 - 1/2^{n-1}) \cdot V_{pe}/2$.

Les valeurs N_d sont exprimées dans le code binaire décalé qui est un code non pondéré.

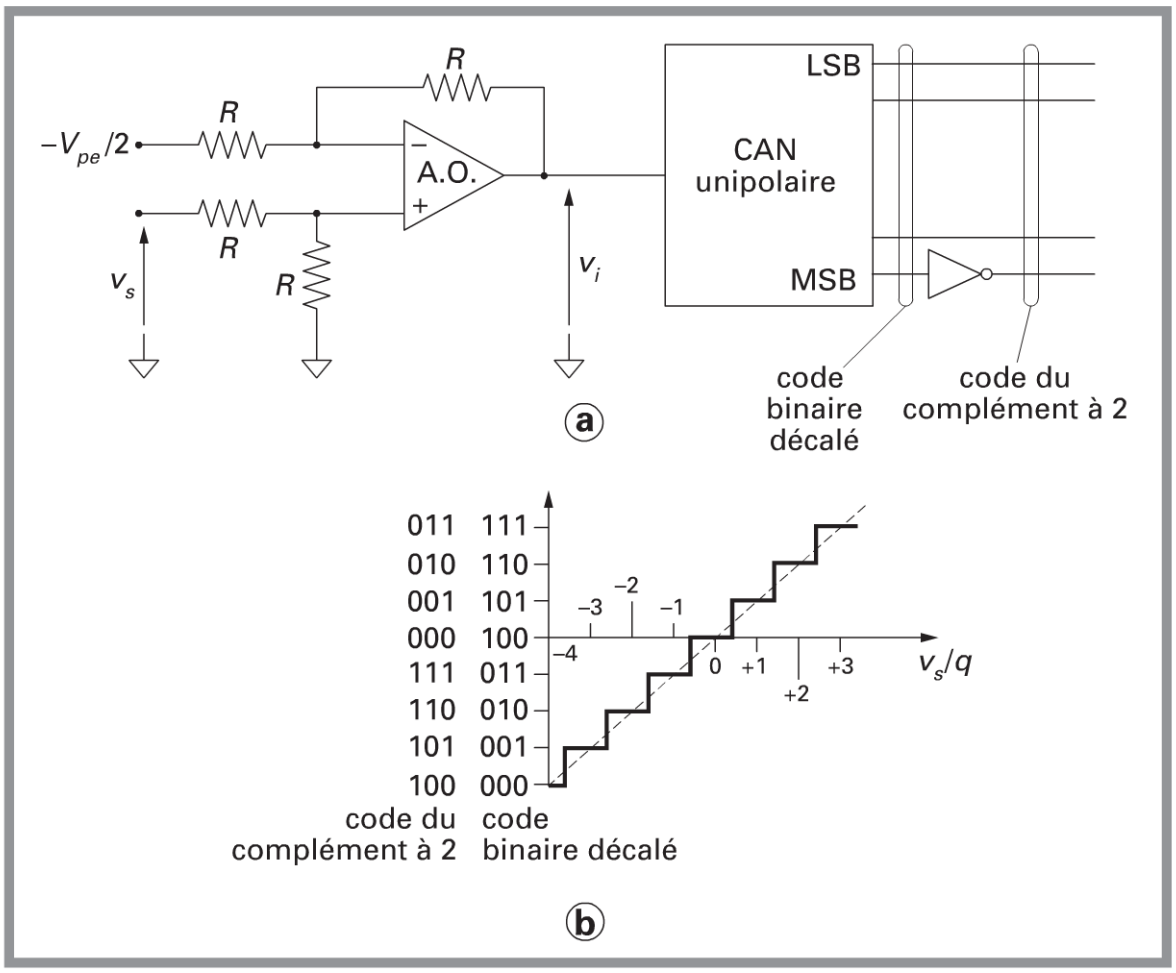


Figure 16.10 - Convertisseur bipolaire :
a) réalisation à partir d'un convertisseur unipolaire; b) fonction de transfert correspondante.

Copyright © 2011 Dunod.

Le tableau 16.3 donne la correspondance entre N_d et v_s pour $n = 3$ et $V_{pe} = 10$ V.

Tableau 16.3 – *Codes bipolaires* (V_{pe} = 10 V, n = 3, q = 1,25 V)

Signal v_s (V)	v_s/q	Code binaire décalé	Code complément à 2
– 5	– 4	0 0 0	1 0 0
– 3,75	– 3	0 0 1	1 0 1
– 2,5	– 2	0 1 0	1 1 0
– 1,25	– 1	0 1 1	1 1 1
0 ,00	0	1 0 0	0 0 0
1,25	1	1 0 1	0 0 1
2,50	2	1 1 0	0 1 0
3,75	3	1 1 1	0 1 1

16.4.2 Convertisseur bipolaire dans le code du complément à 2

La valeur numérique correspondant au signal v_s est : $N \pm 1/2 = v_s/q$. Cette valeur N est liée à la valeur N_d délivrée par un convertisseur bipolaire décalé par la relation (6) :

$$N = N_d - 2^{n-1}.$$

Le terme 2^{n-1} correspondant au MSB, la soustraction précédente aboutit à l'inversion du bit le plus à gauche de N_d : on constate dès lors que le terme N ainsi obtenu est la valeur numérique de v_s dans le code du complément à 2 (tableau 16.3).

Il en résulte que la valeur numérique N d'un signal bipolaire, exprimée dans le code du complément à 2 se déduit de la valeur N_d correspondante, dans le code binaire décalé, par inversion du bit MSB. La réalisation d'un tel convertisseur en résulte immédiatement (*figure 16.10*).

16.5 Caractéristiques instrumentales

La relation idéale entre la tension analogique d'entrée v_i du CAN et la valeur numérique N délivrée en sortie est :

$$N \pm \frac{1}{2} = \frac{v_i}{q} \quad \text{où} \quad q = \frac{E_{\text{ref}}}{2^n}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

En pratique, du fait de diverses imperfections, la relation réelle est :

$$N \pm \frac{1}{2} = \frac{v_i + v_d + \delta v_\ell}{q'}$$

où v_d est une tension de décalage, δv_ℓ est un écart de linéarité et q' est la valeur effective du quantum, différente de q lorsqu'il y a erreur de gain ε_G :

$$q' = q \cdot (1 + \varepsilon_G).$$

16.5.1 Erreur de décalage

Cette erreur se traduit par une translation de valeur v_d le long de l'axe des tensions analogiques de la caractéristique de transfert idéale (*figure 16.11a*). L'erreur de décalage v_d est fonction de la température T :

$$v_d(T) = v_d(T_o) + \Delta v_d \quad \text{où} \quad \Delta v_d = \frac{\mathrm{d}v_d}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T \quad \text{et} \quad \Delta T = T - T_o.$$

Le décalage $v_d(T_o)$ à une température déterminée (T_o = 25 °C par exemple) peut être annulé par un réglage prévu à cet effet ; seule subsiste alors la dérive thermique Δv_d à laquelle correspond l'erreur relative ε_d rapportée à la pleine échelle V_{pe} :

$$\varepsilon_d(\Delta T) = \frac{\Delta v_d}{V_{pe}} = \frac{1}{V_{pe}} \cdot \frac{\mathrm{d}v_d}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T$$

$\varepsilon_d(\Delta T)$ est spécifiée par son coefficient de température en ppm · °C^{-1}.

16.5.2 Erreur de gain

L'erreur de gain ε_G correspond à une altération de la valeur du quantum se traduisant par une modification de la pente moyenne de la caractéristique de transfert (*figure 16.11b*). Cette erreur a généralement pour cause une dérive de la tension de référence E_{ref} qui détermine V_{pe} et donc le quantum. L'erreur de gain ε_G est fonction de la température :

$$\varepsilon_G(T) = \varepsilon_G(T_o) + \Delta\varepsilon_G \quad \text{où} \quad \Delta\varepsilon_G = \frac{\mathrm{d}\varepsilon_G}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T \quad \text{et} \quad \Delta T = T - T_o.$$

Le terme $\varepsilon_G(T_o)$ peut être ramené à zéro par un réglage destiné à cet effet ; il ne demeure alors que sa dérive thermique $\Delta\varepsilon_G$ qui est spécifiée en ppm · °C^{-1}.

16.5.3 Erreur de linéarité

Cette erreur peut être décomposée en deux termes :

– l'erreur de linéarité différentielle ;

– l'erreur de linéarité intégrale.

Copyright © 2011 Dunod.

Il y a **erreur de linéarité différentielle** lorsque, pour certaines valeurs du mot de sortie, la plage de valeurs analogiques correspondantes a une extension différente de q; il en résulte alors un risque d'erreur sur la valeur analogique associée au résultat de la conversion (*figure 16.11c*).

Il y a **erreur de linéarité intégrale** lorsque la courbe reliant les milieux des paliers de la caractéristique de transfert n'est pas une droite : l'erreur de linéarité intégrale correspond à l'écart maximal entre cette courbe et une droite de référence (meilleure droite ou bien droite reliant les extrémités de la caractéristique de transfert; *figure 16.11d*). Une erreur de ce type affecte donc la correspondance entre la valeur numérique et la valeur analogique. L'erreur de linéarité intégrale résulte de l'accumulation d'erreurs de linéarité différentielle.

Les erreurs de linéarité ne peuvent être corrigées ; elles dépendent en outre de la température, les variations étant spécifiées en ppm · °C^{-1}.

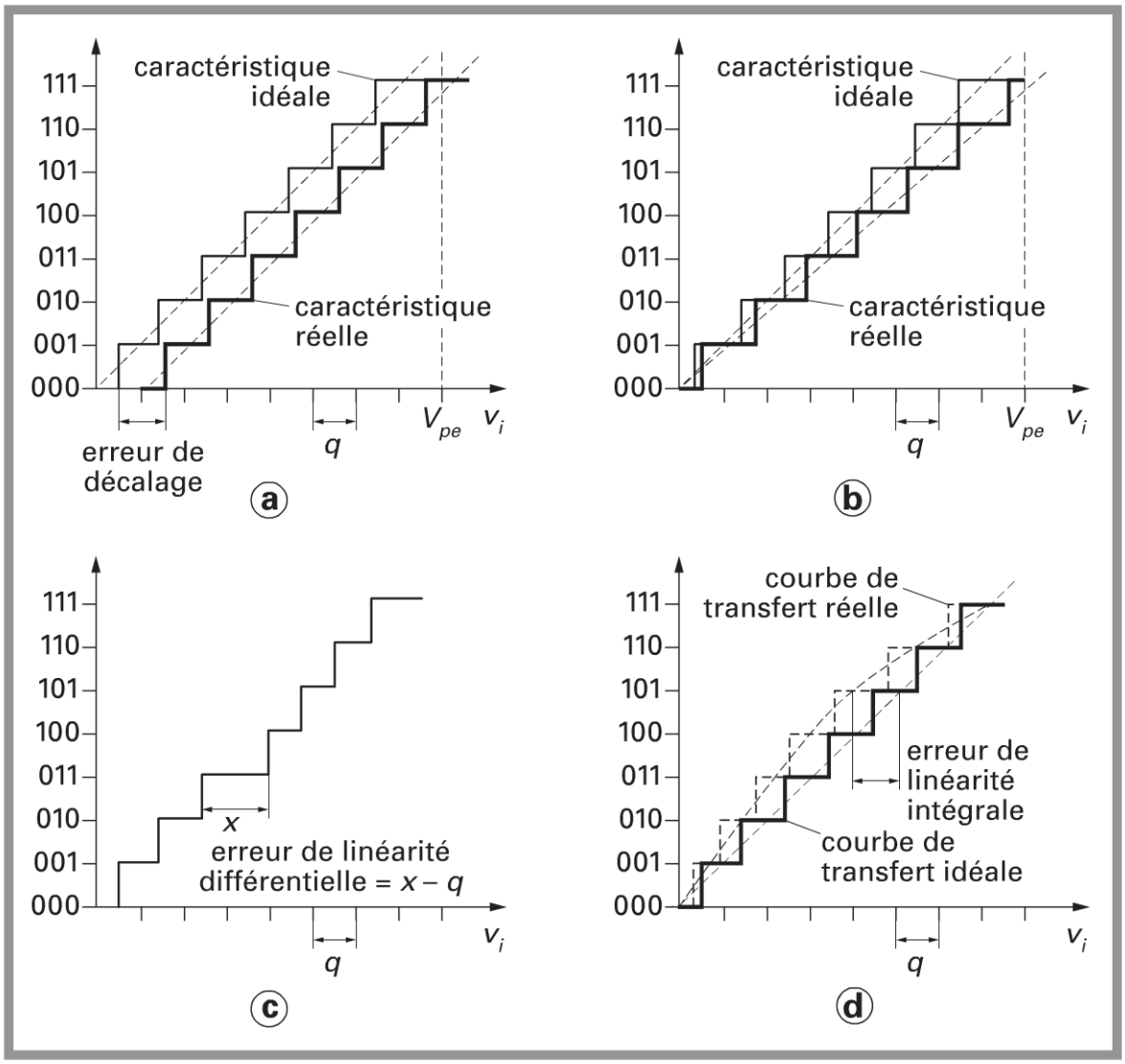


Figure 16.11 - Divers types d'erreurs du CAN :
a) erreur de décalage; b) erreur de gain; c) erreur de linéarité différentielle; d) erreur de linéarité intégrale.

Copyright © 2011 Dunod.

16.5.4 Bilan des incertitudes statiques

Les diverses erreurs potentielles propres au CAN doivent être associées de façon à fixer l'incertitude relative maximale ε_{CAN} que le CAN apporte au résultat de mesure.

D'une façon générale :

$$\varepsilon_{CAN} = |\varepsilon_q| + |\varepsilon_d| + |\varepsilon_G| + |\varepsilon_{\ell d}| + |\varepsilon_{\ell i}|$$

où : ε_q est l'erreur relative de quantification : $\varepsilon_q = \pm\, q/(2\, V_{pe}) = \pm\, 1/2^{n+1}$,

ε_d est l'erreur de décalage : $\varepsilon_d = \varepsilon_d(T_o) + \dfrac{\mathrm{d}\varepsilon_d}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max}$,

ε_G est l'erreur de gain : $\varepsilon_G = \varepsilon_G(T_o) + \dfrac{\mathrm{d}\varepsilon_G}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max}$,

$\varepsilon_{\ell d}$ est l'erreur de linéarité différentielle : $\varepsilon_{\ell d} = \varepsilon_{\ell d}(T_o) + \dfrac{\mathrm{d}\varepsilon_{\ell d}}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max}$,

$\varepsilon_{\ell i}$ est l'erreur de linéarité intégrale : $\varepsilon_{\ell i} = \varepsilon_{\ell i}(T_o) + \dfrac{\mathrm{d}\varepsilon_{\ell i}}{\mathrm{d}T} \cdot \Delta T_{\max}$.

Si les erreurs de décalage et de gain à T_o ont été annulées par des réglages préalables, seules subsistent leurs dérives thermiques.

Lorsque la chaîne d'acquisition comporte :

– un dispositif d'autozéro, l'erreur de décalage globale peut être corrigée;

– et un dispositif d'autoétalonnage, l'erreur de gain peut être prise en compte.

Dans ces conditions ne subsistent alors que les erreurs irréductibles que sont l'erreur de quantification et les erreurs de linéarité.

16.5.5 Caractéristiques dynamiques

Les divers types d'incertitude examinés précédemment doivent être pris en compte lors de l'acquisition de grandeurs quasi statiques telles que température, niveau, poids, etc. pour lesquelles c'est la valeur exacte du mesurande qui est l'objet principal de la mesure. Par contre, pour les mesurandes rapidement variables, en particulier vibratoires, acoustiques par exemple, c'est le contenu spectral du signal qu'il s'agit avant tout de respecter.

La spécification des caractéristiques dynamiques est donnée pour l'ensemble échantillonneur-bloqueur et CAN. Cet ensemble au point de vue de l'analyse de Fourier est non linéaire puisque sa fonction de transfert présente des discontinuités en marches d'escalier : il provoque donc une distorsion du signal d'entrée. Les données numériques délivrées par le CAN et analysées par FFT (*Fast Fourier*

Copyright © 2011 Dunod.

Transform – transformée de Fourier rapide qui est un algorithme de calcul des spectres de fréquences) mettent en évidence l'apparition de raies nouvelles dont il s'agit de spécifier l'importance.

Lorsque le signal d'entrée est sinusoïdal, de fréquence F et de valeur efficace V_F, le spectre des données de sortie révèle l'apparition d'harmoniques de fréquences nF ($n \geqslant 2$) et de valeurs efficaces respectives V_{nF}.

Deux spécifications permettent d'apprécier l'importance des harmoniques générés :

– **SINAD** (*SIgnal to Noise And Distorsion*) :

$$\text{SINAD)}_{\text{db}} = 10 \cdot \lg \frac{V_F^2}{\overline{V_B^2} + \sum_{n=2}^{k} V_{nF}^2}$$

où $\overline{V_B^2}$ est la valeur quadratique moyenne du bruit en sortie;

– **THD** (*Total Harmonic Distorsion*) :

$$\text{THD)}_{\text{db}} = 10 \cdot \lg \frac{\sum_{n=2}^{k} V_{nF}^2}{V_F^2}.$$

Pour ces deux spécifications, les valeurs de k varient selon les constructeurs et sont généralement comprises entre 3 et 9.

Une troisième spécification de la non-linéarité repose sur le phénomène **d'intermodulation**. Lorsque deux signaux sinusoïdaux de fréquences F_a et F_b sont appliqués simultanément à l'entrée d'un système non linéaire, il apparaît en sortie un ensemble de raies nouvelles dont les fréquences F_i sont de la forme : $mF_a \pm nF_b$, m et n étant des entiers et F_i étant positif. La spécification correspondante est **IMD** (*InterModulation Distorsion*) qui est le rapport, exprimé en db, de la puissance associée à un nombre déterminé de raies d'intermodulation à la puissance du plus important ou de l'ensemble des deux signaux d'entrée.

16.6 Mode d'emploi du CAN

Le boîtier du CAN possède un ensemble de bornes que l'on peut regrouper sous trois rubriques :

– alimentations et référence;

– signal et données numériques;

– contrôle.

Copyright © 2011 Dunod.

16.6.1 Alimentations et référence

Le CAN est constitué d'une partie analogique et d'une partie numérique qui ont chacune leur alimentation propre :

– l'alimentation $\pm E_a$ des circuits analogiques référencée à un 0 V$)_a$ dit « *analog common*» qui est aussi la masse de la tension d'entrée v_i à convertir;

– l'alimentation E_d des circuits numériques référencée à un 0 V$)_d$ dit « *digital common*» et qui est la masse des données numériques.

Les masses analogique et numérique sont séparées afin d'éviter la perturbation des circuits analogiques par les variations rapides des tensions et courants dont sont le siège les circuits numériques. Ces masses sont réunies à l'extérieur du boîtier et reliées soit au plan de masse, soit chacune au 0 volt de son alimentation.

La tension de référence E_{ref} peut être interne ou externe : elle fixe la valeur du quantum q et par conséquent détermine en général le résultat N de la conversion.

Si l'objet de la mesure est la valeur de la tension v_i, cas du thermocouple, on a $N = v_i/q = v_i \cdot 2^n/E_{\text{ref}}$, la précision de la mesure étant directement liée à la stabilité de la tension de référence.

Par contre, si la tension de mesure v_i, issue d'un conditionneur, est proportionnelle à la tension d'alimentation E_a de ce dernier, il y a intérêt à choisir $E_a = E_{\text{ref}}$: le résultat de la conversion est alors indépendant de la tension de référence E_{ref} et de ses dérives éventuelles. **Ce montage est dit quotientmétrique**.

Exemple :

Un pont de Wheatstone alimenté par $E_a = E_{\text{ref}}$ et fonctionnant en push-pull délivre un signal $v_m = E_{\text{ref}} \cdot \Delta R/R$. Après amplification de gain G, le signal $v_i = G \cdot E_{\text{ref}} \cdot \Delta R/R$ est appliqué à l'entrée d'un CAN de n bits et de référence E_{ref} :

$$N = v_i/q = 2^n \cdot G \cdot \Delta R/R$$

résultat indépendant de E_{ref}.

16.6.2 Signal et données numériques

Le signal à convertir est appliqué entre l'entrée et la masse analogique, la résistance d'entrée correspondante pouvant être relativement faible (2 kΩ à 10 kΩ) en particulier dans le cas des CAN à approximations successives; il faut alors veiller à ce que la source délivrant la tension v_i d'entrée du CAN soit d'impédance interne beaucoup plus faible ou sinon intercaler un étage tampon (suiveur) de faible impédance interne. Les données numériques référencées à la masse digitale sont disponibles en parallèle sur n bornes ou en série sur une borne.

Copyright © 2011 Dunod.

16.6.3 Contrôle

On indique ici les seules bornes de contrôle spécifiques au CAN :

• Contrôle de la conversion :

– SC (*Start Conversion*) : entrée commandant le début de la conversion ;

– EOC (*End Of Conversion*) : sortie signalant la fin de la conversion.

• Contrôle du transfert de la donnée numérique. Lorsque le nombre n de bits du convertisseur est supérieur au nombre ℓ de lignes du bus auquel il est relié ($n = 12$, $\ell = 8$ par exemple) le transfert de la donnée doit s'opérer en 2 temps :

– HBE (*High Byte Enable*) commande la sortie des 8 bits de poids fort ;

– LBE (*Low Byte Enable*) commande la sortie des bits de poids faible.

16.7 Convertisseur numérique-analogique

Le convertisseur numérique-analogique (CNA) est un élément constitutif de plusieurs types de CAN. À ce titre, on en étudie ici succinctement les principes de réalisation ainsi que les caractéristiques métrologiques importantes.

Le CNA recevant sur ses entrées un mot de n bits correspondant, selon un code déterminé, à une valeur numérique N, délivre en sortie une tension $v_a = N \cdot q$ où q est le quantum. La fonction première du CNA est de fournir, à partir de données numériques, les tensions analogiques nécessaires aux applications : générateurs de fonctions, enregistreurs graphiques, commandes d'actionneurs, par exemple. Le CNA trouve aussi applications, dans la chaîne d'acquisition, comme interface entre le calculateur et des dispositifs analogiques que celui ci contrôle : compensation de la tension de décalage d'un amplificateur (§ 10.3.3), commande numérique d'un filtre actif (§ 19.2.2), oscillateur programmable (§ 19.1), sources de tension ou courant programmables.

16.7.1 Réalisations du CNA

Dans ses formes les plus courantes, le CNA utilise un réseau de résistances R-$2R$, dit en échelle (*figure 16.12*). À l'extrémité des résistances $2R$ sont placés n commutateurs commandés chacun par l'un des n bits du mot à convertir.

Convertisseur à commutation de courant (*figure 16.12.a*). Une tension de référence E_{ref} est appliquée au réseau de résistances et fournit à chaque résistance $2R$ un courant que le commutateur associé dirige, selon l'état du bit (b_j) qui le commande, soit vers la masse ($b_j = 0$) soit vers l'entrée, à la masse virtuelle, d'un convertisseur courant - tension ($b_j = 1$).

Copyright © 2011 Dunod.

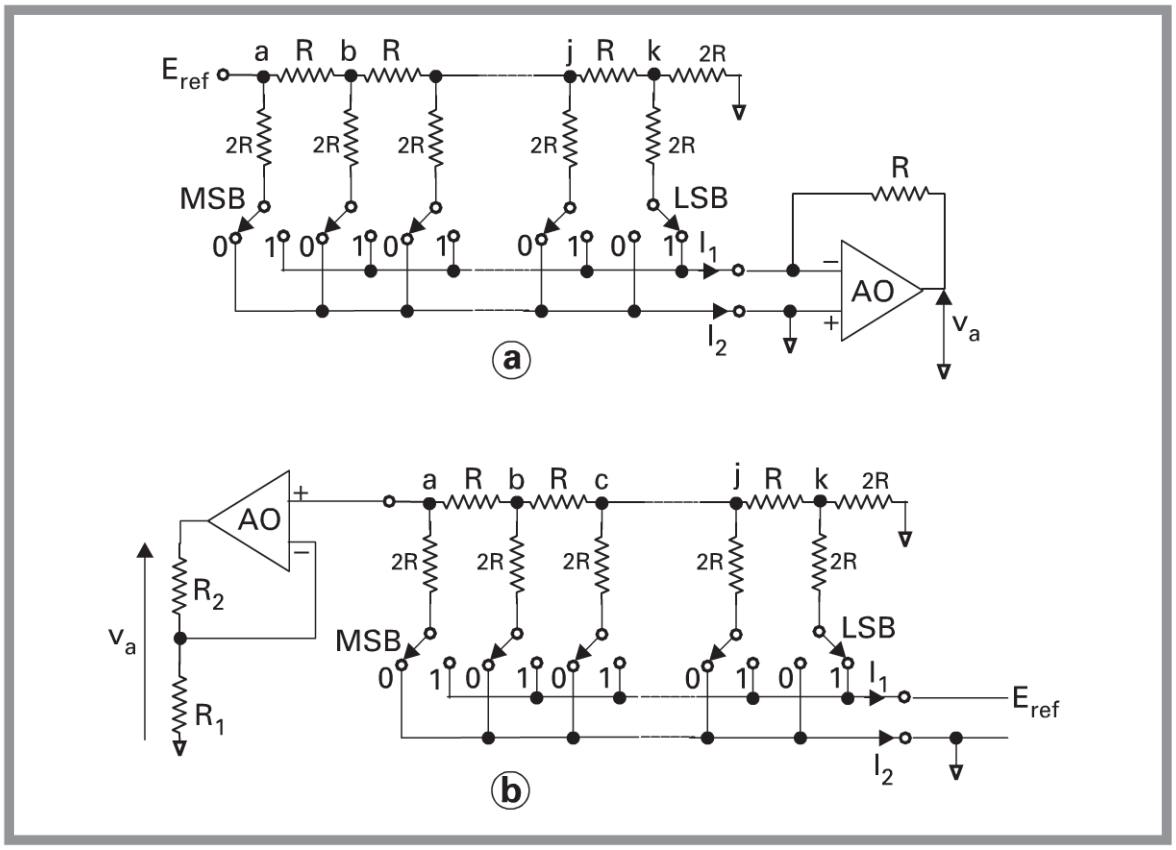


Figure 16.12 - Convertisseurs numérique analogique à réseau R-2R :
a) par commutation de courant; b) par commutation de tension.

Aux n nœuds successifs (*a, b*, etc.) du réseau, les tensions étant :

$$E_{\text{ref}}/2^0,\ E_{\text{ref}}/2^1,\ \ldots\ \ldots\ \ldots,\ E_{\text{ref}}/2^{n-1}$$

les courants parcourant les résistances $2R$ associées à ces nœuds, ont pour valeurs respectives :

$$I_{\text{ref}}/2^0,\ I_{\text{ref}}/2^1,\ \ldots\ \ldots\ \ldots,\ I_{\text{ref}}/2^{n-1} \quad \text{où} \quad I_{\text{ref}} = E_{\text{ref}}/2R.$$

La valeur numérique N à convertir ayant pour expression :

$$N = b_{n-1}\cdot 2^{n-1} + b_{n-2}\cdot 2^{n-2} + \ldots. \quad \ldots. + \quad b_1\cdot 2^1 + b_o\cdot 2^0$$

le courant total I_1 dirigé vers l'entrée du convertisseur *I/V* a pour valeur :

$$I_1 = [b_{n-1}\cdot 2^{n-1} + b_{n-2}\cdot 2^{n-2} + \ldots. \quad \ldots. + b_1\cdot 2^1 + b_o\cdot 2^0]\cdot I_{\text{ref}}/2^{n-1}$$

soit : $$I = (N\cdot E_{\text{ref}})/(2^n\cdot R).$$

La résistance de réaction du convertisseur *I/V* étant prise égale à R, sa tension de sortie est :

$$v_a = N\cdot[-E_{\text{ref}}/2^n].$$

Copyright © 2011 Dunod.

Dans ce montage, la source E_{ref} fournit un courant constant d'où absence de régime transitoire lors des commutations. Le courant traversant les commutateurs est indépendant de leur position (0 ou 1) et la tension à leurs bornes est faible et constante, leur assurant une résistance qui est elle-même constante et négligeable devant *R*. C'est le montage le plus utilisé.

Convertisseur à commutation de tension (*figure 16.12.b*). C'est le même réseau *R-2R* qui est utilisé : il y a simplement interversion de la référence et de l'amplificateur qui est, dans ce cas, monté en non inverseur. On établit, par un calcul de circuit classique, que :

$$v_a = N \cdot [(1 + R_2 / R_1) \cdot E_{ref} / 2^n].$$

La source E_{ref} délivre un courant variable selon la position des commutateurs : elle doit être suivie d'un étage tampon (suiveur). Les commutateurs ont une tension drain-source et donc une résistance variable selon leur position (0 ou 1) ; il en résulte une linéarité dégradée.

Ce montage où la tension de sortie est de même signe que la référence est utilisé lorsque l'alimentation est monotension.

16.7.2 Caractéristiques métrologiques

La relation théorique liant l'entrée *N* à la tension de sortie v_a correspondante est :

$$v_a = N \cdot q.$$

En réalité, la relation est de la forme :

$$v_a = N \cdot q' + v_d + \delta v_\ell$$

où q' est la valeur réelle du quantum : $q' = q \cdot (1 + \varepsilon_G)$, ε_G étant l'erreur de gain due, en général, à une dérive de la tension de référence ;

v_d est la tension de décalage introduite par l'amplificateur associé ;

δv_ℓ est l'écart de linéarité qui, comme pour le CAN, regroupe un écart de linéarité différentielle et un écart de linéarité intégrale :

- l'écart de linéarité différentielle est la différence entre la variation effective de la tension de sortie et la variation théorique (q) quand le code d'entrée varie de 1 LSB ;
- l'écart de linéarité intégrale est la déviation maximale de la caractéristique de transfert réelle par rapport à la caractéristique de transfert linéarisée (meilleure droite, par exemple).

Ces diverses causes d'erreur dépendent de la température, mais, à une température donnée, les erreurs de gain et de décalage peuvent être annulées.

Copyright © 2011 Dunod.

Après un changement de code à l'entrée, il faut un certain temps pour que la tension de sortie atteigne le régime permanent ; on caractérise la vitesse de réponse par le temps $t_e(\varepsilon)$, temps d'établissement à ε près, qui est le temps nécessaire après un changement de code défini, pour que la tension de sortie demeure constamment, à ε près, égale à sa valeur finale.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 17

L'ORGANISATION DE LA CHAÎNE D'ACQUISITION

Les différents dispositifs constituant la chaîne d'acquisition et qui ont été étudiés individuellement dans les chapitres précédents doivent être associés en sorte que leur fonctionnement global satisfasse aux conditions imposées à la chaîne. Ces conditions concernent, en particulier :

- **la résolution ;**
- **la précision (budget des erreurs) ;**
- **la rapidité (budget des temps) ;**
- **l'immunité aux parasites** qui, étant liée à la nature des masses, est un des critères importants de choix de la structure de la chaîne.

17.1 Structures de la chaîne d'acquisition

17.1.1 Structures générales

Les deux points principaux à prendre en compte pour configurer la chaîne sont :

- d'une part, les références de tension des sources de signaux (capteur et éventuellement conditionneur associé) qui peuvent être identiques ou distinctes de la masse M_i de l'instrumentation générale ;
- d'autre part, la décision d'utiliser un amplificateur par voie avec un gain adapté aux signaux de cette voie ou, au contraire, un amplificateur commun à l'ensemble des voies et qui, dans ce cas, doit dans le cas général être programmable.

La solution « un amplificateur par voie » permet, en portant le signal à un niveau élevé, d'assurer sa protection en minimisant, en valeur relative, d'une part l'influence des décalages apportés par les dispositifs suivants (filtre, multiplexeur) et d'autre part les perturbations dues à des parasites induits au cours de la transmission du signal.

Copyright © 2011 Dunod.

La solution «amplificateur programmable» est avantageuse lorsque le nombre de voies est élevé, au double point de vue des coûts et de la souplesse de réglage des gains avec cependant la nécessité d'une programmation des changements de gain associés aux changements de voies.

■ Les sources de signal sont toutes référencées à la masse M_i de l'instrumentation

Dans ce cas, chaque signal référencé à la masse commune peut être transmis entre un fil et cette masse, permettant l'emploi d'un multiplexeur unipolaire et d'amplificateurs asymétriques, un par voie en amont du multiplexeur, ou un amplificateur programmable en aval du multiplexeur (*figure 17.1*).

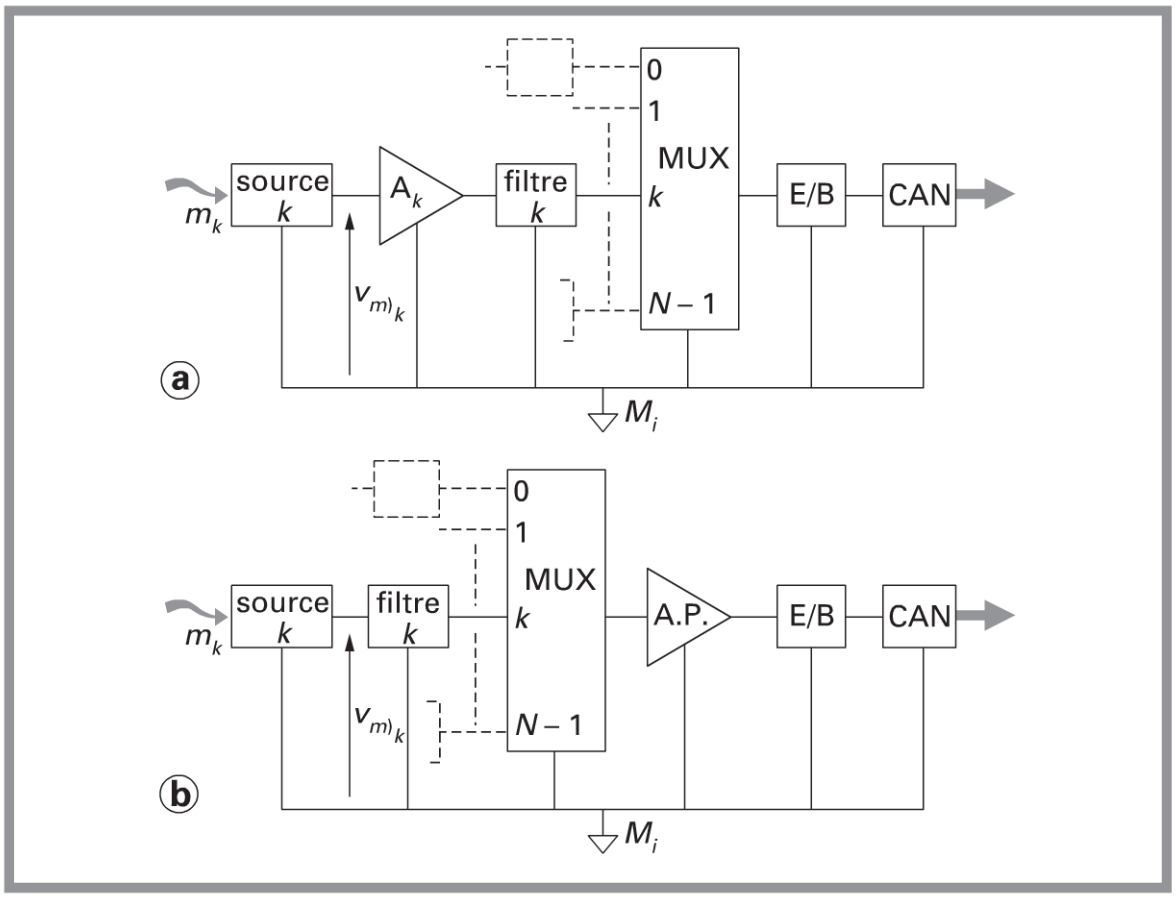


Figure 17.1 - Sources référencées à la masse M_i de l'instrumentation :
a) un amplificateur A_k asymétrique par voie ;
b) un seul amplificateur asymétrique programmable A.P.

■ Les sources du signal sont référencées à des masses distinctes de la masse M_i de l'instrumentation

Il y a dans ce cas une différence de potentiel de masse $v_{M)k}$ entre la masse du capteur k et celle de l'instrumentation. Le signal issu de chaque source doit alors

Copyright © 2011 Dunod.

être transmis par deux fils vers un amplificateur d'instrumentation de façon à faire apparaître $v_{M)k}$ comme tension de mode commun.

Lorsqu'il y a un amplificateur par voie, le signal qu'il délivre est référencé à M_i masse de l'instrumentation et un multiplexeur unipolaire est utilisable; par contre lorsque l'on utilise un amplificateur d'instrumentation programmable en aval du multiplexeur, ce dernier doit être un multiplexeur différentiel (*figure 17.2*).

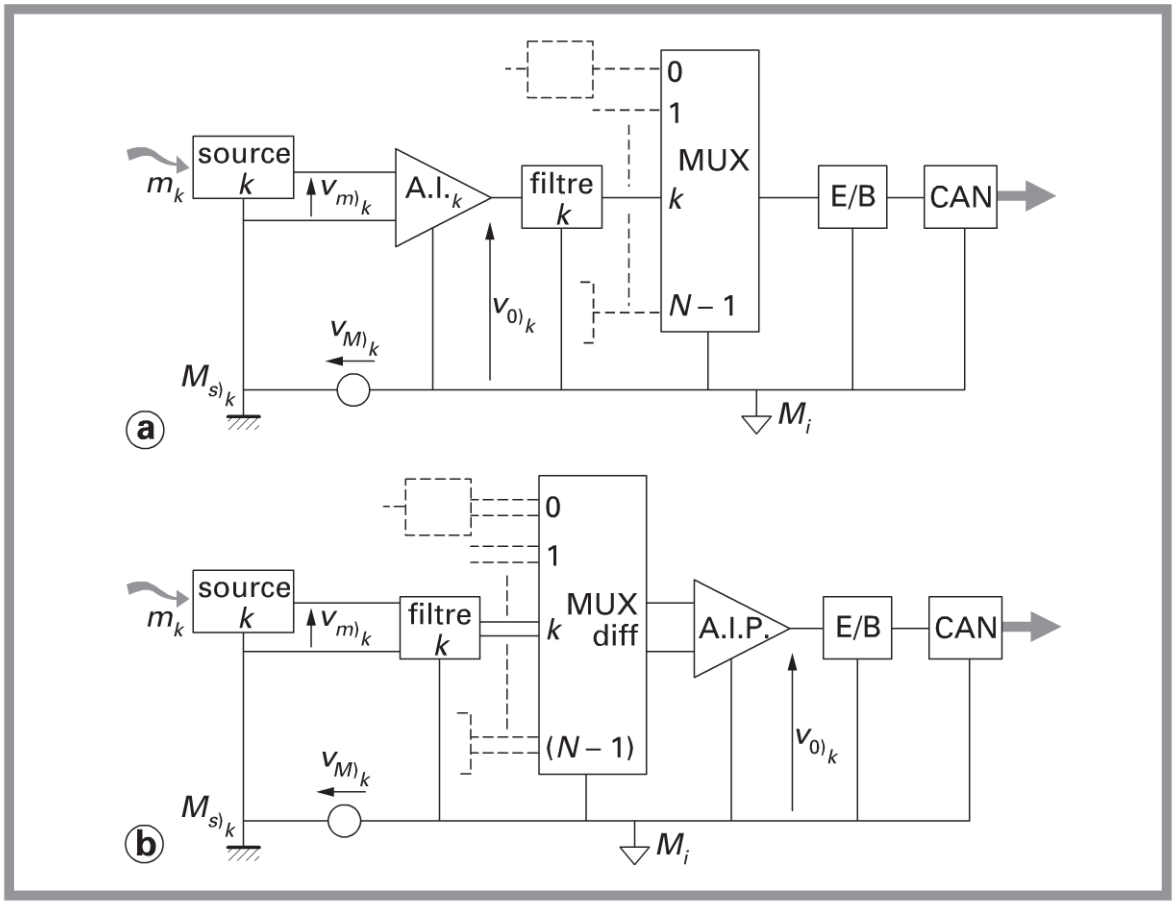


Figure 17.2 - Sources référencées à des masses distinctes de l'instrumentation :
a) un amplificateur d'instrumentation A.I.$_k$ par voie;
b) un seul amplificateur d'instrumentation programmable A.I.P.

17.1.2 Structures particulières

Les structures décrites précédemment impliquent une acquisition séquentielle des données présentes sur les diverses voies d'entrée : il en résulte que les diverses données sont acquises à des instants différents.

Lorsque les mesurandes correspondent à un processus à variation très rapide, une explosion par exemple, il est nécessaire de connaître l'ensemble des valeurs prises au même instant : il faut alors effectuer l'échantillonnage simultané de l'ensemble des voies. Ceci s'obtient en plaçant un échantillonneur-bloqueur par voie, en

Copyright © 2011 Dunod.

amont du multiplexeur et en commandant l'échantillonnage et le blocage de l'ensemble des voies au même instant (*figure 17.3a*). Le multiplexeur adressé séquentiellement fournit successivement les données mémorisées au CAN qui délivre les données numérisées au calculateur qui en assure le stockage avant exploitation. Une nouvelle prise d'informations est possible dès la fin de la conversion de l'ensemble des voies. L'intervalle de temps entre deux prises successives d'un bloc d'informations, qui est la période d'échantillonnage, est donc limité par le temps nécessaire aux N conversions des N voies d'entrée. Cet intervalle de temps peut être notablement réduit en plaçant un CAN dans chaque voie : les données issues de chaque convertisseur sont stockées dans un registre temporaire qui lui est associé, leur lecture s'effectuant alors par multiplexage numérique (*figure 17.3b*).

La structure à «un CAN par voie» peut être utilisée en dehors du cas précédent d'acquisition de données simultanées. Dans ce mode de fonctionnement chaque CAN effectue en permanence, de façon répétitive, la conversion du mesurande qui lui est associé; à la fin de chaque conversion, il stocke dans un registre le dernier résultat numérique acquis. Les différentes données sont alors immédiatement disponibles à la demande du calculateur.

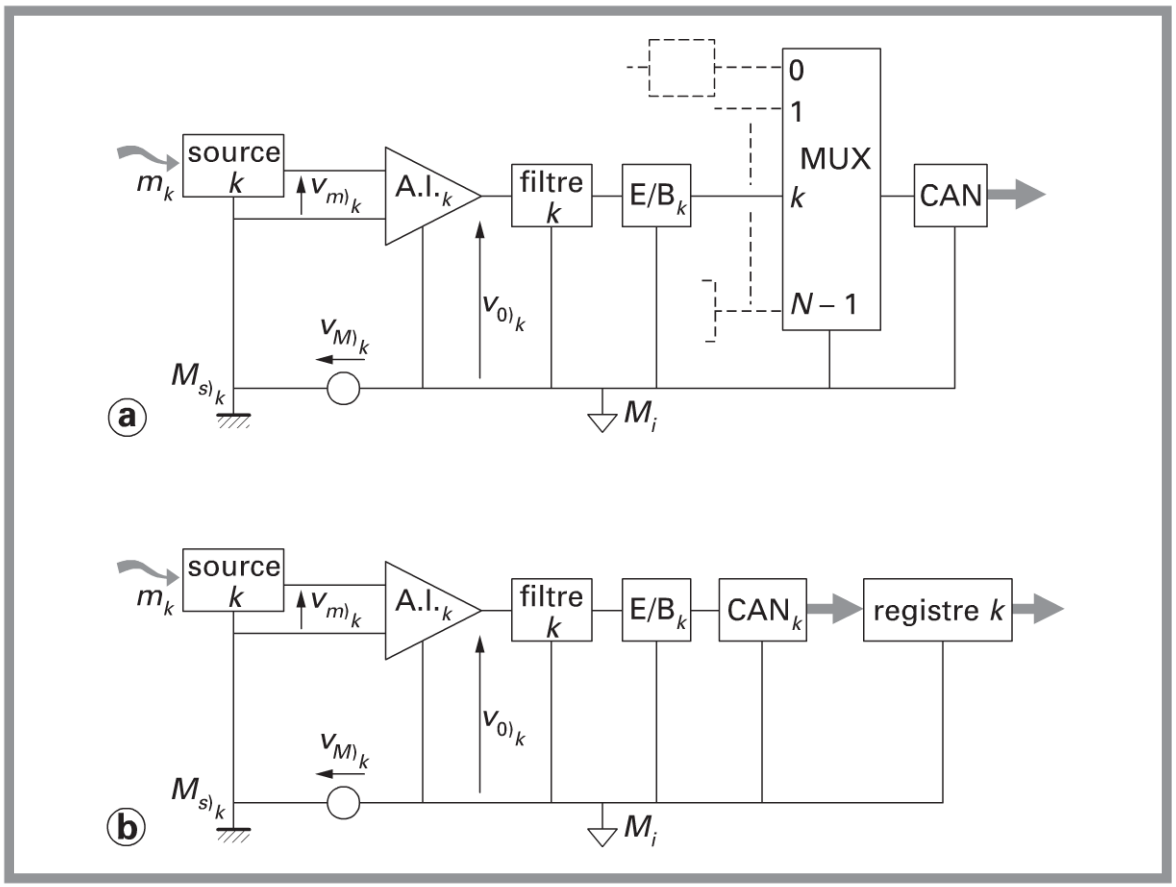


Figure 17.3 - Structures particulières :
a) acquisition de données simultanées ; b) une chaîne complète par voie.

Copyright © 2011 Dunod.

17.2 Gain de la chaîne

Le mesurande m est traduit en une tension v_m par le capteur ou son conditionneur associé :

$$v_m = S \cdot m$$

où S est la sensibilité du capteur ou de l'ensemble capteur-conditionneur supposé ici linéaire.

En négligeant ici d'éventuels décalages, la tension v_i à l'entrée du CAN s'écrit :

$$v_i = G_v \cdot v_m$$

où G_v, gain en tension de l'ensemble de la chaîne a pratiquement pour expression :

$$G_v = G_a \cdot G_f$$

où G_a est le gain de l'amplificateur et G_f le gain du filtre dans sa bande passante.

La valeur numérique N délivrée par le CAN, de résolution n bits et de tension pleine échelle V_{pe}, est :

$$N = \frac{v_i}{q} = 2^n \cdot \frac{S \cdot G_v}{V_{pe}} \cdot m = G_c \cdot m \qquad (1)$$

où $G_c = 2^n \cdot S \cdot G_v / V_{pe}$ est le **gain de conversion de la chaîne** ; il correspond au nombre de quanta ou LSB associés au mesurande unité.

L'expression (1) peut aussi être mise sous la forme :

$$m = \frac{V_{pe}}{2^n \cdot S \cdot G_v} \cdot N = \mu \cdot N \qquad (2)$$

où $\mu = 1/G_c$ est le **facteur d'échelle de la chaîne** ; il correspond à la valeur du mesurande associée à un bit de poids faible (LSB). Le facteur d'échelle doit être réglé de façon à utiliser au mieux les possibilités de la chaîne : ce réglage s'effectue par l'intermédiaire du gain G_v et plus particulièrement par le gain G_a de l'amplificateur. Il y a lieu de distinguer deux cas selon que :

– dans chaque voie, il y a un amplificateur de gain fixe adapté aux valeurs du signal de cette voie;

– pour l'ensemble des voies, il y a un seul amplificateur programmable dont le gain est ajusté, à chaque changement de voie, au niveau du signal présent sur cette voie.

Copyright © 2011 Dunod.

17.2.1 Cas de l'amplificateur à gain fixe

La source délivre un signal v_m qui, dans l'étendue de mesure, varie d'un minimum $v_{m)\min}$ à un maximum $v_{m)\max}$. **Le gain en tension de la chaîne doit être réglé en sorte qu'à l'étendue de mesure du signal corresponde, autant que possible, la pleine échelle d'entrée du CAN**.

On peut distinguer plusieurs cas selon la valeur de $v_{m)\min}$.

- **Le signal est unipolaire et $v_{m)\min} = 0$**

On utilisera dans ce cas un CAN unipolaire dont la plage de tensions d'entrée s'étend de 0 à V_{pe} ; la tension d'entrée v_i du CAN variera donc entre $v_i = 0$ pour $v_{m)\min} = 0$ et $v_i = V_{pe}$ pour $v_{m)\max}$.

Le gain G_v de la chaîne doit donc être tel que :

$$G_v \cdot v_{m)\max} = V_{pe} \quad \text{soit :} \quad G_v = \frac{V_{pe}}{v_{m)\max}}.$$

Exemple : thermocouple Fer-Constantan avec compensation de soudure froide utilisé de $T_{\min} = 0$ °C à $T_{\max} = 300$ °C.

À 300 °C, $v_{m)\max} = 16{,}33$ mV et pour $V_{pe} = 10$ V, $G_v = 612$.

Dans le cas où la source est linéaire, de sensibilité S, on a pour toute valeur m du mesurande :

$$v_m = S \cdot m \quad \text{et} \quad G_v = \frac{V_{pe}}{S \cdot m_{\max}}$$

ou, puisque l'étendue de mesure $E.M. = m_{)\max} - m_{)\min} = m_{\max}$:

$$G_v = \frac{V_{pe}}{S \cdot E.M.}.$$

Exemple : capteur de pression d'étendue de mesure 0 à 100 bars et de sensibilité $S = 0{,}3$ mV/bar ; on obtient, pour $V_{pe} = 10$ V : $G_v = 333$.

- **Le signal est unipolaire et $v_{m)\min} = v_{mo}$**

Cette situation correspond à la détermination d'un mesurande compris entre m_o et $m_{)\max}$: par exemple, une température entre 300 °C et 500 °C.

Afin d'utiliser toute la résolution du CAN il faut que :

– à v_{mo} corresponde $v_i = 0$;

– *à* $v_{m)\max}$ corresponde $v_i = V_{pe}$.

À cette fin, on décalera toutes les tensions de mesure de v_{mo} en sorte que :

$$v_i = G_v \cdot (v_m - v_{mo}) \quad \text{et} \quad G_v \cdot (v_{m)\max} - v_{mo}) = V_{pe}$$

Copyright © 2011 Dunod.

d'où $$G_v = \frac{V_{pe}}{v_{m)\max} - v_{mo}}.$$

Exemple : thermocouple Fer-Constantan avec compensation de soudure froide utilisé de T_o = 200 °C à $T_{\max}$ = 300 °C.

Soit : v_{mo} = 10,78 mV et $v_{m)\max}$ = 16,33 mV; pour V_{pe} = 10 V, on obtient G_v = 1 802.

Lorsque la source est linéaire de sensibilité S :

$$v_{m)\max} - v_{mo} = S \cdot (m_{\max} - m_o) = S \cdot E.M.$$

et : $$G_v = \frac{V_{pe}}{S \cdot (m_{\max} - m_o)} = \frac{V_{pe}}{S \cdot E.M.}.$$

Exemple : capteur de pression absolue de sensibilité S = 0,3 mV/bar, d'étendue de mesure 0 à 100 bars mais utilisé entre 50 et 100 bars. Pour V_{pe} = 10 V, on obtient G_v = 666.

- **Le signal est bipolaire**

Le CAN doit être bipolaire avec une plage de tensions d'entrée v_i comprises entre $-V_{pe}/2$ et $V_{pe}/2$. On peut encore distinguer deux cas :

• Les tensions de mesure extrêmes sont symétriques : $v_{m)\min} = -v_{m)\max}$

Le gain G_v sera réglé en sorte que :

$$v_{i)\min} = G_v\, v_{m)\min} = -V_{pe}/2 \quad \text{et} \quad v_{i)\max} = G_v\, v_{m)\max} = V_{pe}/2$$

d'où : $$G_v = \frac{V_{pe}}{v_{m)\max} - v_{m)\min}}.$$

Dans le cas d'une source linéaire de sensibilité S :

$$v_{m)\max} - v_{m)\min} = S \cdot (m_{\max} - m_{\min}) = S \cdot E.M.$$

d'où : $$G_v = \frac{V_{pe}}{S \cdot (m_{\max} - m_{min})} = \frac{V_{pe}}{S \cdot E.M.}.$$

• Les tensions de mesure extrêmes ne sont pas symétriques : $-v_{m)\min} \neq v_{m)\max}$

On choisit le gain G_v de façon que, pour la tension de mesure extrême la plus élevée en module, on atteigne la limite de la plage d'entrée.

Si par exemple $v_{m)\max} > |v_{m)\min}|$ on choisira un gain G_v tel que :

$$G_v \cdot v_{m)\max} = V_{pe}/2 \quad \text{soit :} \quad G_v = V_{pe}/2v_{m)\max}$$

et l'on aura alors : $$v_{i)\min} = G_v\, v_{m)\min} > -V_{pe}/2.$$

Copyright © 2011 Dunod.

17.2.2 Cas de l'amplificateur programmable

Afin d'assurer la précision et la résolution les meilleures, la tension v_i à l'entrée du CAN doit avoir une valeur aussi élevée que possible : il en résulte que le gain choisi doit être le gain maximum compatible avec le maintien de v_i dans l'étendue de l'échelle d'entrée du CAN.

Les valeurs possibles du gain sont laissées à la discrétion du concepteur lorsque celui-ci a la possibilité de choisir les valeurs des résistances qui déterminent les divers gains. En général, le gain de l'amplificateur est de la forme :

$$G_a = a^p \cdot G_{ao}$$

où : $a = 2$ ou 10, $0 \leqslant p \leqslant 3$, et $G_{ao} = 1, 10$, etc.

Les divers gains sont sélectionnés par l'envoi d'un mot binaire ($A_1\ A_o$ pour $p \leq 3$) dont le décodage commande la fermeture d'interrupteurs mettant en service la ou les résistances fixant le gain sélectionné (*figures 10.2* et *10.8*). Entre l'envoi du code binaire d'un gain et l'instant où la tension de sortie correspondant à ce gain atteint sa valeur finale à ε près s'écoule un temps dit **temps d'établissement à ε près de l'amplificateur** : $t_{e)a}(\varepsilon)$.

Pour un convertisseur unipolaire de tension pleine échelle V_{pe} il doit correspondre à la tension $v_{m)k}$ fournie par la source de la voie k un gain global $G_{v)k}$ tel que :

$$\frac{V_{pe}}{a} \leqslant G_{v)k} \cdot v_{m)k} < V_{pe}. \qquad (3)$$

Pour un convertisseur bipolaire d'échelle d'entrée de $-V_{pe}/2$ à $V_{pe}/2$ on doit avoir :

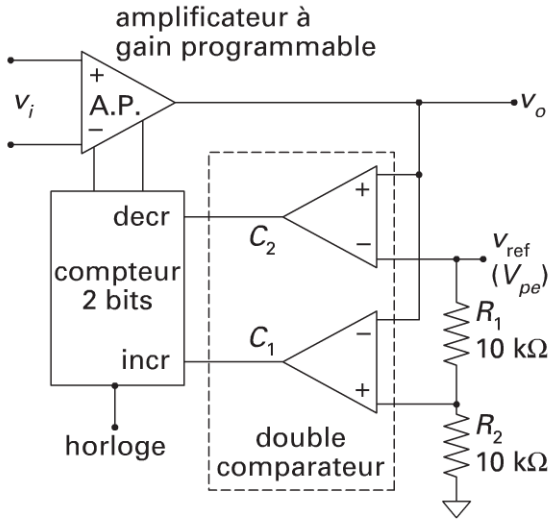
$$\frac{V_{pe}}{2a} \leqslant |G_{v)k} \cdot v_{m)k}| < \frac{V_{pe}}{2}. \qquad (3')$$

Si la tension $v_{m)k}$ est trop faible pour que les conditions précédentes puissent être satisfaites, le gain G_a prend alors sa valeur maximale.

Lorsque les valeurs des tensions de mesure $v_{m)k}$ varient dans d'étroites limites, il est possible d'affecter à chacune des voies un gain fixe $G_{v)k}$ de façon à satisfaire aux relations (3) ou (3′). Dans ce cas, le calculateur, en même temps qu'il envoie au multiplexeur l'adresse k de la voie sélectionnée, envoie aussi aux entrées de sélection de gain de l'amplificateur le mot binaire correspondant au gain $G_{v)k}$ nécessaire.

Lorsque les valeurs des tensions de chaque voie sont susceptibles de variations importantes, un réglage automatique de gain permet d'amener la tension d'entrée du CAN dans la plage optimale (*figure 17.4*). En même temps que la donnée numérique délivrée par le CAN, il faut dans ce cas fournir au calculateur la valeur du gain correspondant.

Copyright © 2011 Dunod.



sortie A.P. (amplificateur programmable)	sortie comparateur C_1	C_2	compteur	gain
$v_0 < V_{pe}/2$	1	0	incr.	↗*
$V_{pe}/2 < v_0 < V_{pe}$	0	0	bloqué	→
$v_0 > V_{pe}$	0	1	decr.	↘

* si pour le gain max. $v_0 < V_{pe}/2$ le compteur reste bloqué à sa valeur maximale (pas de retour à 0)

Figure 17.4 - Réglage automatique du gain (tension unipolaire).

17.3 Résolution de la chaîne

17.3.1 Résolution idéale

Un CAN de n bits a une résolution théorique égale à 2^n; la plus petite variation de tension détectable à l'entrée du CAN correspond au quantum $q = V_{pe}/2^n$.

Si G_v est le gain de la chaîne, au quantum q correspond la variation minimale détectable δv_m du signal de source telle que :

$$G_v \cdot \delta v_m = q \quad \text{soit :} \quad \delta v_m = q/G_v.$$

Si la source est linéaire de sensibilité S, $\delta v_m = S \cdot \delta m$, δm étant la variation minimale détectable du mesurande m :

$$\delta m = \frac{q}{G_v S} = \frac{V_{pe}}{2^n G_v S}.$$

Lorsque le gain G_v a été choisi en sorte que V_{pe} corresponde à l'étendue de mesure du mesurande m, on a (§ 17.2) :

$$G_v = \frac{V_{pe}}{S \cdot (m_{\max} - m_{\min})}$$

et :

$$\delta m = \frac{m_{\max} - m_{\min}}{2^n} = \frac{E.M.}{2^n}$$

Copyright © 2011 Dunod.

relation dont on pourrait conclure qu'il suffit d'accroître le nombre n de bits du CAN pour mesurer des variations δm de plus en plus faibles. En réalité, **la présence inévitable de bruit de fond impose une limite à la résolution de la chaîne**.

17.3.2 Résolution et bruit de fond

On a montré (§ 16.2) que l'incertitude sur la tension d'entrée du CAN, liée à sa discrétisation, correspond à un bruit V_{bq} à son entrée tel que :

$$\overline{V_{bq}^2} = q^2/12$$

où q est le quantum.

Soit $\overline{V_b^2}$ la valeur quadratique moyenne du bruit dû à la chaîne et présent à l'entrée du convertisseur : ce bruit correspond à celui d'un CAN dont le quantum serait q_b tel que :

$$\overline{V_b^2} = q_b^2/12.$$

Il ne servirait donc à rien d'utiliser un convertisseur dont le quantum q serait inférieur à q_b puisque sa résolution serait masquée par le bruit effectivement présent à son entrée. La valeur minimale du quantum q du convertisseur choisi doit donc être au moins égale à q_b :

$$q \geqslant q_b \quad \text{soit :} \quad q \geqslant \sqrt{12\,\overline{V}_b^2}$$

ou encore :

$$V_{pe}/2^n \geqslant \sqrt{12\,\overline{V}_b^2}$$

dont on déduit :

$$n \leqslant 3{,}3 \cdot \lg\left[\frac{V_{pe}}{V_b}\right] - 1{,}8. \qquad (4)$$

Exemple : $V_{pe} = 10$ V, $V_b = 100\ \mu V_{\text{eff}}$, $n \leqslant 14$,

$V_b = 10\ \mu V_{\text{eff}}$, $n \leqslant 18$.

Inversement, si n est imposé, la tension efficace de bruit maximale compatible avec n, donne :

$$\lg\left[\frac{V_{pe}}{V_b}\right] \geqslant 0{,}3(n + 1{,}8).$$

Les conditions précédentes peuvent être exprimées en fonction du rapport signal à bruit tel que défini au paragraphe 16.2.

On déduit :

$$\boldsymbol{n \leqslant \frac{S/B)_{\text{db}} - 1{,}8}{6}}. \qquad (5)$$

Copyright © 2011 Dunod.

Le rapport signal à bruit étant fixé, le nombre maximum n de bits qui lui est compatible en découle par l'inéquation (5) : cette valeur est dite «**nombre effectif de bits**» **(ENOB : *Effective Number Of Bits*)**.

17.4 Budget des temps

Les dispositifs constituant la chaîne d'acquisition sont soumis dans le temps à une double contrainte :

– les périodes de fonctionnement des dispositifs doivent être coordonnées les unes par rapport aux autres selon un cadencement strictement déterminé ;

– le temps nécessaire à l'acquisition de chacune des voies (temps de scrutation t_{sc}) doit être compatible avec la fréquence d'échantillonnage minimale imposée par les conditions de précision et de filtrage antirepliement (§ 13.3).

17.4.1 Durée de scrutation d'une voie

On considère ici, à titre d'exemple, le cas d'une chaîne dont les N voies d'entrée sont organisées selon les schémas des *figures 17.1* ou *17.2* et délivrent des signaux de même extension en fréquence et donc de même fréquence d'échantillonnage ; les autres structures se traitent de façon semblable, *mutatis mutandis*.

On examine d'abord le cas où il y a un amplificateur par voie (*figures 17.1a* et *17.2a*) ;

la procédure de séquencement la plus simple consiste à commander successivement les divers dispositifs de la chaîne (*figure 17.5*) :

– **instant t_o :** l'adresse de la voie i à scruter est envoyée au multiplexeur ;

– **instant $t_1 = t_o + t_{e)\mu}$:** la tension de sortie du multiplexeur atteint à ε près, la tension d'entrée, $t_{e)\mu}$ étant le temps d'établissement à ε près du multiplexeur ; l'échantillonneur-bloqueur est mis en mode échantillonnage et le décompte du temps d'acquisition débute alors ;

– **instant $t_2 = t_1 + (t_{acq} - t_{ad})_{eb}$:** la tension mémorisée par l'échantillonneur-bloqueur sera à ε près la tension présente à son entrée, $t_{acq)eb}$ étant le temps d'acquisition à ε près de l'échantillonneur-bloqueur et t_{ad} son retard à l'ouverture ; l'échantillonneur-bloqueur est mis en mode bloqué ;

– **instant $t_3 = t_2 + (t_{ad} + t_e)_{eb}$:** la tension en sortie de l'échantillonneur-bloqueur est égale à ε près à la valeur mémorisée sur son condensateur, $t_{e)eb}$ étant le temps d'établissement à ε près de l'échantillonneur-bloqueur ; la conversion est déclenchée, soit t_c sa durée ;

– **instant $t_4 = t_3 + t_c$:** la conversion de la voie i est achevée et un nouveau cycle de scrutation peut débuter.

Copyright © 2011 Dunod.

Dans cette procédure, la durée minimale de scrutation d'une voie compatible avec des incertitudes élémentaires ε a pour expression :

$$t_{sc} = t_4 - t_o = t_{e)\mu} + (t_{acq} + t_e)_{eb} + t_c.$$

Lorsque la chaîne comporte un amplificateur programmable placé après le multiplexeur (*figure 17.1b* et *17.2b*) il faut tenir compte, en plus, de son temps d'établissement $t_{e)a}$; on a alors :

$$t_1 = t_o + t_{e)\mu} + t_{e)a}$$

et la durée de scrutation de chaque voie a pour valeur :

$$t_{sc} = t_{e)\mu} + t_{e)a} + (t_{acq} + t_e)_{eb} + t_c.$$

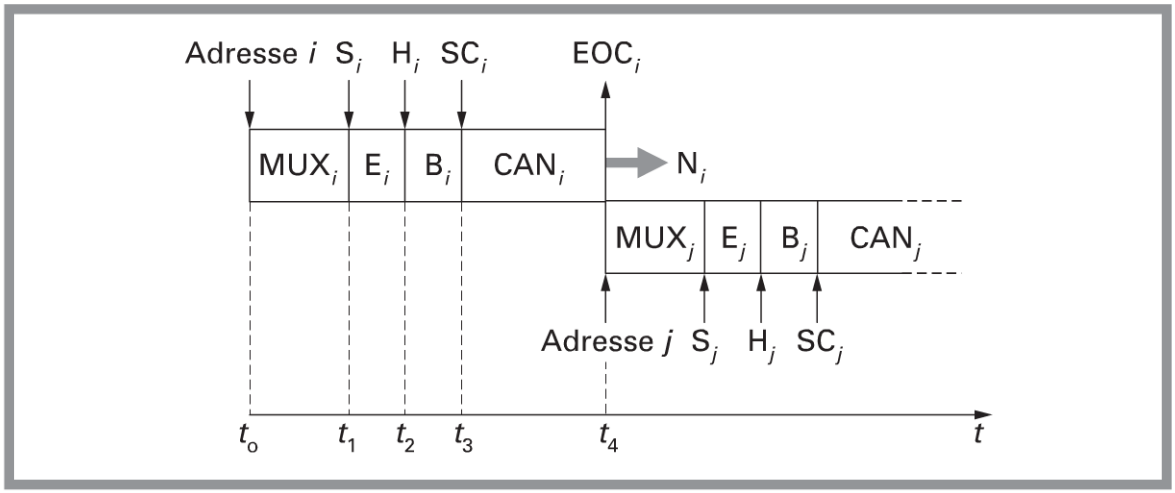


Figure 17.5 - Chronogramme de commande séquentielle de la chaîne.

Le temps de scrutation d'une voie peut être réduit en procédant lors de la conversion d'une voie au multiplexage de la voie suivante : c'est le **multiplexage anticipé**. Cette procédure est possible dès lors que $t_c > t_{e)\mu}$ dans le cas de la structure à un amplificateur par voie et $t_c > t_{e)\mu} + t_{e)a}$ lorsqu'il y a un amplificateur programmable après le multiplexeur.

Dans ce cas, le séquencement des commandes s'effectue selon la chronologie suivante (*figure 17.6*) :

– pendant la phase précédant l'instant t_o pris comme origine, le CAN convertit la voie *h* et, pendant ce temps, la voie *i* du multiplexeur est adressée, celle-ci demeurant isolée par l'interrupteur ouvert de l'échantillonneur-bloqueur (E.B.) ;

– **instant t_o :** la conversion de la voie *h* est achevée, ce qui autorise la mise en mode échantillonnage de E.B. ;

– **instant $t_1 = t_o + (t_{acq} - t_{ad})_{eb}$:** la tension mémorisée par E.B. sera, à ε près, la tension de la voie *i*, d'où blocage de l'E.B. ;

Copyright © 2011 Dunod.

– **instant $t_2 = t_1 + (t_{ad} + t_e)_{eb}$:** la tension en sortie de l'E.B. ayant atteint à ε près sa valeur finale, la conversion de la voie est déclenchée ; pendant l'intervalle de temps t_c alloué à la conversion, la voie *j* du multiplexeur est adressée, cette voie demeurant isolée par l'interrupteur ouvert de l'échantillonneur-bloqueur ;

– **instant $t_3 = t_2 + t_c$:** la conversion de la voie *i* est achevée.

À l'instant t_3 on se trouve dans la même situation par rapport à la voie *j* que celle où l'on se trouvait à l'instant t_o par rapport à la voie *i*. Le nouveau cycle se reproduit alors identique au précédent.

Dans le cas du multiplexage anticipé, la durée minimale de scrutation d'une voie, compatible avec des incertitudes élémentaires ε, a donc pour expression :

$$t_{sc} = t_3 - t_o = (t_{acq} + t_e)_{eb} + t_c.$$

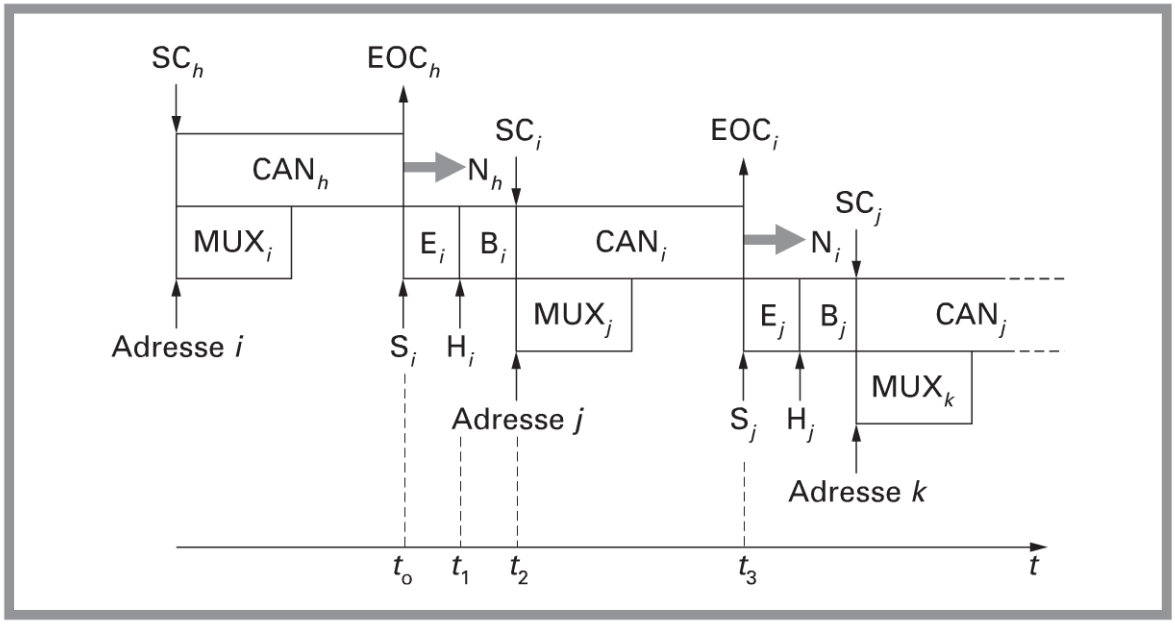


Figure 17.6 - Chronogramme de commande avec multiplexage anticipé.

L'échantillonnage alterné ou «ping-pong» permet de réduire encore la durée de scrutation des voies en éliminant le temps d'acquisition $t_{acq)eb}$ de l'expression précédente de t_{sc} ; il nécessite l'emploi de deux échantillonneurs-bloqueurs E.B.1 et E.B.2 dont le fonctionnement est alterné : l'un échantillonne une voie pendant que l'autre, mémorisant la voie précédente est relié à l'entrée du CAN (*figure 17.7*). La chronologie des opérations est la suivante :

– **instant t_o :** E.B.1 qui a acquis la voie *i* est mis en mode bloqué et E.B.2 passe en mode échantillonnage. La voie *j* du multiplexeur est adressée ;

– **instant $t_1 = t_o + (t_{ad} + t_e)_{eb}$:** la tension de la voie *i* est stabilisée en sortie de E.B.1 et sa conversion est déclenchée ;

– **instant $t_2 = t_1 + t_c$:** fin de la conversion de la voie *i* ;

Copyright © 2011 Dunod.

– **instant** $t_3 = t_2 + t_{acc}$ où t_{acc} est le temps d'accès nécessaire à la lecture ou à la sauvegarde de la donnée délivrée par le CAN. À cet instant, le cycle précédent peut reprendre en intervertissant les rôles de E.B.1 et E.B.2.

Le temps de scrutation d'une voie dans le mode ping-pong est :

$$t_{sc} = t_3 - t_o = t_c + t_{acc} + (t_{ad} + t_e)_{eb}$$

soit, compte tenu des ordres de grandeur :

$$t_{sc} \cong t_c + t_{e)eb}$$

et à condition évidemment que :

$$t_{e)\mu} + t_{acq)eb} < t_c.$$

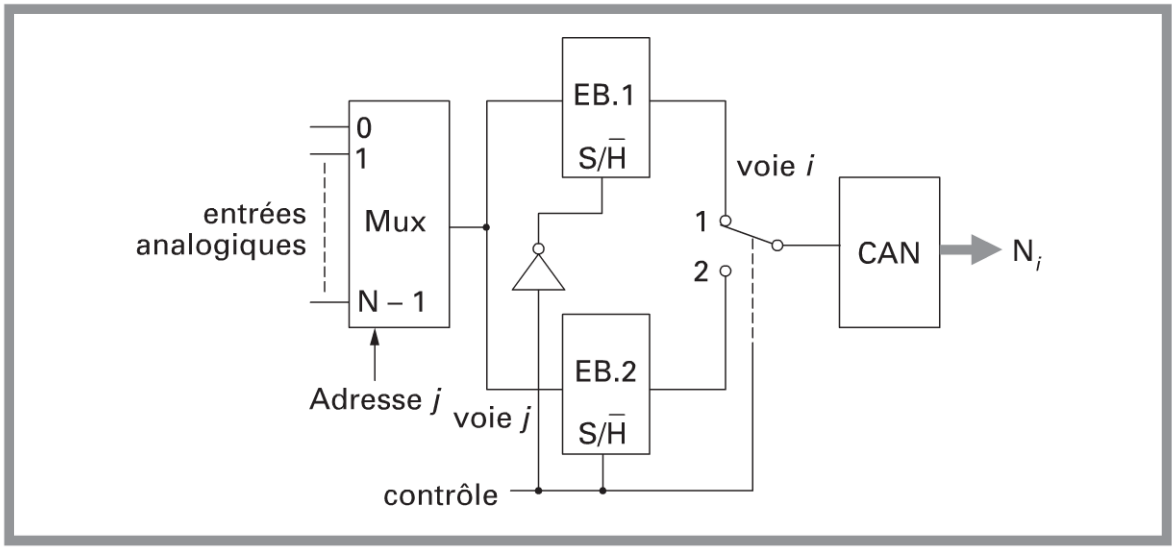


Figure 17.7 - Réalisation de l'échantillonnage alterné.

17.4.2 Relation entre la fréquence d'échantillonnage et les temps caractéristiques des dispositifs de la chaîne

Lorsque l'on utilise un filtre antirepliement passe-bas, de type Butterworth d'ordre k, la fréquence minimale d'échantillonnage est donnée, en fonction de F_h fréquence haute du spectre du signal et de la précision élémentaire ε par la relation (§ 13.3) :

$$F_e \geqslant \frac{2F_h}{2k\sqrt{2\varepsilon^3}} = F_{e)\min}. \qquad (6)$$

Si la chaîne comporte N voies d'entrée, de même fréquence haute F_h, la durée de scrutation de chaque voie est liée à la fréquence d'échantillonnage F_e par la relation : $t_{sc} = \dfrac{1}{NF_e}$.

Copyright © 2011 Dunod.

La valeur maximale du temps de scrutation, soit $t_{sc)\max}$ correspond à $F_{e)\min}$ soit

$$t_{sc)\max} = \frac{1}{NF_{e)\min}}. \tag{7}$$

La valeur minimale du temps de scrutation, soit $t_{sc)\min}$, est déterminée par les temps caractéristiques des dispositifs correspondant à l'indétermination élémentaire ε soit :

$$t_{sc)\min} = (t_{\text{acq}} + t_e)_{eb} + t_c$$

dans le cas d'un multiplexage anticipé.

Le temps de scrutation de chaque voie doit donc satisfaire à la double inégalité :

$$(t_{\text{acq}} + t_e)_{eb} + t_c \leqslant t_{sc} \leqslant \frac{1}{NF_{e)\min}}.$$

Il en résulte que les dispositifs de la chaîne doivent être choisis en sorte que :

$$\boldsymbol{(t_{\text{acq}} + t_e)_{eb} + t_c \leqslant \frac{1}{NF_{e)\min}}}. \tag{8}$$

Exemple : chaîne d'acquisition à $N = 16$ voies d'entrée, de fréquence haute $F_h = 100$ Hz. La précision élémentaire est $\varepsilon = 10^{-3}$. Le filtre antirepliement est un passe-bas de Butterworth d'ordre $k = 5$.

De la relation (6) on déduit :

$$F_{e)\min} = 15\ F_h = 1{,}5 \text{ kHz}.$$

La durée maximale de scrutation d'une voie est, d'après la relation (7) :

$$t_{sc} = 41{,}7\ \mu\text{s}.$$

Les temps caractéristiques des dispositifs doivent donc satisfaire à l'inégalité (8)

$$(t_{\text{acq}} + t_e)_{eb} + t_c \leqslant 41{,}7\ \mu\text{s}.$$

Si l'on choisit des dispositifs tels que :

$$t_{\text{acq}}(10^{-3}) : 6\ \mu\text{s}, \quad t_e(10^{-3}) : 0{,}2\ \mu\text{s}, \quad t_c : 25\ \mu\text{s}.$$

la durée de scrutation minimale d'une voie est : $t_{sc} = 31{,}2\ \mu$s correspondant à une fréquence d'échantillonnage $F_e = 1/Nt_{sc} = 2$ kHz.

Il est en général judicieux d'échantillonner à la fréquence $F_{e)\min}$ de façon à limiter le nombre d'échantillons à traiter. Dans ce cas, la durée de scrutation de chaque voie est portée à 41,7 µs, ce qui permet de réduire les erreurs d'acquisition et d'établissement de l'échantillonneur-bloqueur en portant t_{acq} à 15 µs et t_e à 1,7 µs par exemple.

Copyright © 2011 Dunod.

17.4.3 Exemple de réalisation

La *figure 17.8a* représente, à partir du multiplexeur, les éléments constitutifs d'une chaîne du type «un amplificateur par voie» (*figures 17.1a* et *17.2a*) ainsi que les dispositifs de contrôle assurant le cadençage du fonctionnement en multiplexage anticipé. La *figure 17.8b* montre le chronogramme correspondant. Le compteur 1 a huit sorties qui sont, chacune, décodées au niveau haut. Ce compteur est incrémenté par l'horloge tant que :

$$\overline{\text{En}} = 0 \quad \text{soit} \quad \text{En} = \text{EOC} + \overline{\text{«0»}}$$

ce qui a lieu :

– si EOC = 1 (pas de conversion en cours) ;

– ou si le compteur n'est pas sur la position « 0 ».

Avant le déclenchement d'une conversion, le compteur 1 est donc validé :

– il délivre sur les sorties 1 à 4 le signal d'échantillonnage de l'échantillonneur-bloqueur dont la durée, 4 impulsions d'horloge, correspond à $t_{\text{acq})eb}$;

– à la 5e impulsion d'horloge, l'échantillonneur-bloqueur est mis en position maintien (*Hold*) ;

– à la 6e impulsion d'horloge SC = 1, la conversion est déclenchée ; l'intervalle d'une période d'horloge après le blocage de l'échantillonneur-bloqueur correspond à $t_{e)eb}$;

– à la 7e impulsion d'horloge le compteur est incrémenté et à la 8e il affiche «0» ce qui inhibe le comptage (EOC = 0 et $\overline{\text{«0»}} = 0$) ;

– le passage à « 0 » du compteur 1 incrémente le compteur 2 qui délivre alors l'adresse de la voie suivante du multiplexeur assurant le multiplexage anticipé de cette voie ;

– le cycle d'acquisition de la nouvelle voie démarre dès la fin de la conversion qui dure un nombre d'impulsions d'horloge *k*, caractéristique du CAN : on a en effet alors EOC = 1.

17.4.4 Cas où les signaux ont des fréquences hautes différentes

Lorsque sur les voies d'entrée de la chaîne sont appliqués les signaux issus de mesurandes de nature différente (température, vibrations par exemple), leurs spectres de fréquences ayant des extensions différentes exigent que les échantillonnages correspondants soient opérés aux fréquences appropriées. Ceci s'effectue au niveau du multiplexeur dont chaque voie doit être adressée au rythme imposé par la fréquence d'échantillonnage propre aux signaux qu'elle transmet. Cet adressage peut être programmé et c'est alors le calculateur qui, par la fréquence d'envoi des adresses, fixe la fréquence d'échantillonnage de chaque voie. L'adressage des diverses voies à des fréquences différentes peut aussi être réalisé au moyen du seul matériel. Divers montages permettent l'échantillonnage de signaux à fréquences différentes.

Copyright © 2011 Dunod.

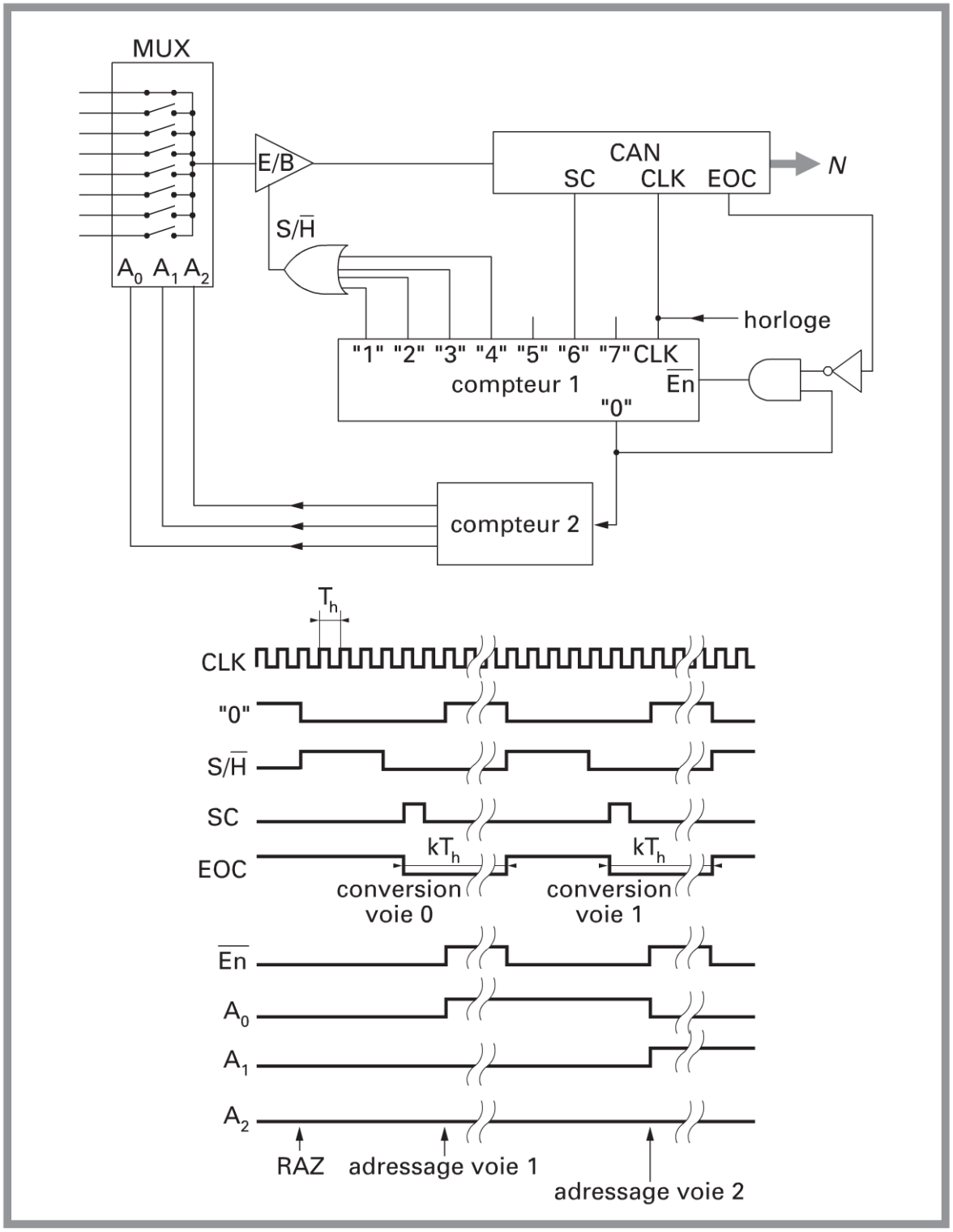


Figure 17.8 - Contrôle d'une chaîne d'acquisition :
a) circuit; b) chronogramme (Doc. N.S.).

■ Multiplexage échelonné

On considère deux groupes de signaux de fréquences hautes F_{h1} et F_{h2}, ($F_{h1} > F_{h2}$) auxquelles correspondent respectivement les fréquences d'échantillonnage F_{e1} et F_{e2}.

Copyright © 2011 Dunod.

$N_1 - 1$ voies du multiplexeur 1 sont assignées aux signaux du groupe 1 (*figure 17.9*) ; pour ce multiplexeur la fréquence de commutation des voies $F_{sc)1}$, inverse de la durée de scrutation t_{sc1}, doit donc être telle que :

$$F_{sc)1} = N_1 \cdot F_{e1}.$$

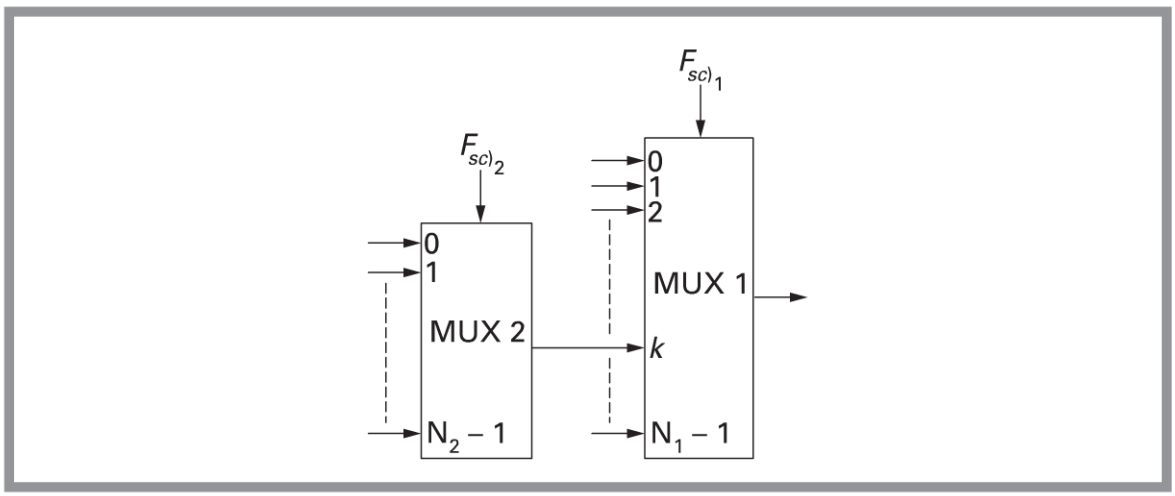


Figure 17.9 - Multiplexage échelonné.

L'une des voies d'entrée du multiplexeur 1 reçoit la sortie du multiplexeur 2 ; la fréquence de commutation des voies $F_{sc)2}$ de ce multiplexeur doit donc avoir pour valeur :

$$F_{sc)2} = F_{e1}.$$

Il en résulte que la fréquence d'échantillonnage F_{e2} des voies du multiplexeur 2 est :

$$F_{e2} = \frac{F_{e1}}{N_2}.$$

■ Multiplexage réparti

Un même signal peut être relié à n entrées équidistantes d'un multiplexeur à N voies : sa fréquence d'échantillonnage est alors :

$$F_e = F_{sc} \cdot \frac{n}{N}.$$

Dans le cas de la *figure 17.10* où $N = 16$, on a :

signal A	$n = 8$	$F_{e)A} = F_{sc}/2$;
signal B	$n = 4$	$F_{e)B} = F_{sc}/4$;
signal C	$n = 2$	$F_{e)C} = F_{sc}/8$;
signaux D et E	$n = 1$	$F_{e)D}$ et $F_{e)E} = F_{sc}/16$.

Copyright © 2011 Dunod.

Une combinaison de multiplexage réparti et de multiplexage échelonné permet d'élargir encore la gamme de valeurs de fréquences d'échantillonnage.

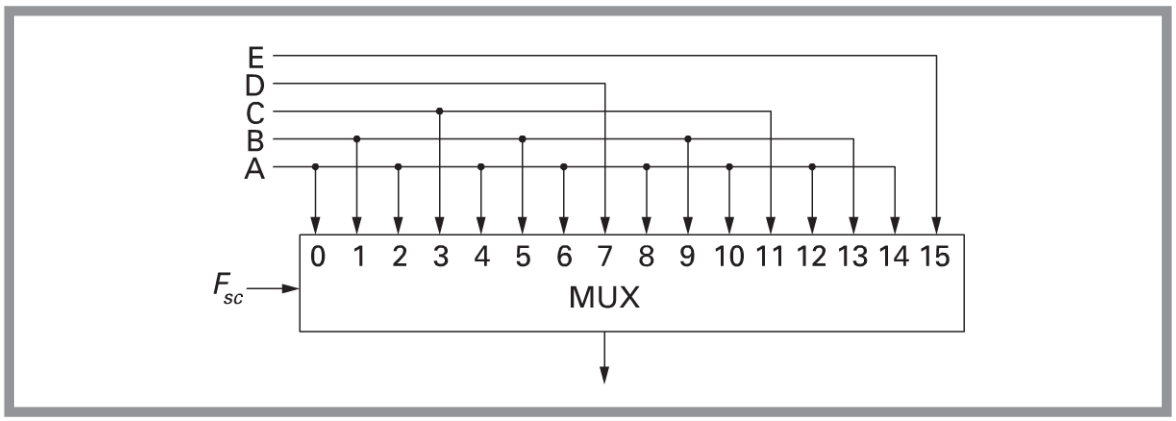


Figure 17.10 - Multiplexage réparti.

17.5 Budget des incertitudes – Précision de la chaîne

La chaîne d'acquisition est formée par la mise en cascade des dispositifs qui la constituent :

– source du signal (capteur et conditionneur éventuel) ;

– amplificateur, filtre, multiplexeur ;

– échantillonneur-bloqueur, convertisseur analogique-numérique.

Chacun de ces dispositifs établit entre son entrée x et sa sortie y une relation qui serait, dans le **cas idéal**, pour le dispositif k :

$$y_k = G_k \cdot x_k$$

G_k étant le gain nominal du dispositif k.

On a donc, l'ensemble de relations :

$$y_1 = G_1 \cdot x_1 \,,\ldots \quad y_k = G_k \cdot x_k, \ldots \quad y_n = G_n \cdot x_n$$

et :

$$x_2 = y_1, \ldots \quad x_{k+1} = y_k$$

d'où l'on déduit :

$$y_n = G \cdot x_1 \quad \text{où :} \quad G = G_1\, G_2 \ldots G_n. \tag{9}$$

Dans le cas de la chaîne d'acquisition de la *figure 17.11* :

- G_1 est la sensibilité S de la source du signal, x_1 étant le mesurande m ;
- G_2 est le gain en tension G_a de l'amplificateur ;

Copyright © 2011 Dunod.

- G_3 est la fonction de transfert du filtre qui dans la bande passante est G_o, gain statique en tension du filtre ;
- G_4 est le facteur de transmission du multiplexeur qui, à la faible atténuation de transmission près, est pratiquement égal à 1 ;
- G_5 est le gain en tension de l'échantillonneur-bloqueur qui est égal à 1 ;
- G_6 est la fonction de transfert du CAN ; sa sortie y_6 est la valeur numérique N liée à sa tension d'entrée $v_i = x_6$ par la relation $N = v_i/q$; on a donc $G_6 = 1/q = 2^n/V_{pe}$ (nombre de quanta par volt).

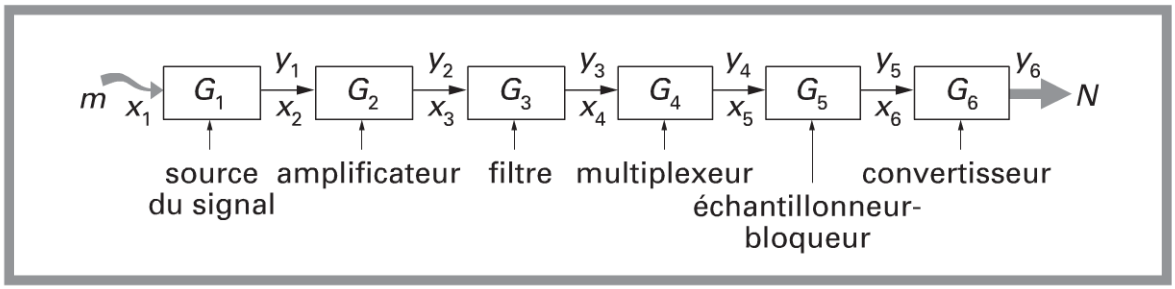


Figure 17.11 - Chaîne d'acquisition.

La relation (9) liant dans le cas idéal la sortie à l'entrée de la chaîne s'écrit donc :

$$N = G_c \cdot m \tag{10}$$

où G_c est le gain de conversion de la chaîne défini au paragraphe 17.2, soit :

$$G_c = \frac{SG_aG_o}{q} = \frac{2^n SG_v}{V_{pe}}$$

G_v étant le gain en tension de la chaîne.

L'expression (10) peut aussi être mise sous la forme :

$$m = \frac{V_{pe}N}{2^n SG_v} = \mu \cdot N$$

où μ est le facteur d'échelle de la chaîne défini au paragraphe 17.2.

Si le gain G_v a été choisi en sorte que V_{pe} corresponde à l'étendue de mesure (§ 17.2) :

$$G_v = V_{pe}/S \cdot (m_{\max} - m_{\min})$$

et :

$$m = \frac{m_{\max} - m_{\min}}{2^n} \cdot \mathrm{N}.$$

Cette expression correspond au cas idéal où G_c aurait exactement sa valeur nominale et en l'absence de tout décalage de zéro.

Copyright © 2011 Dunod.

En réalité la sortie y_k de chaque dispositif est affectée d'une incertitude $\pm \delta y_k$ du fait de son caractère non idéal : écart de linéarité, dérive du gain et du zéro, influence de la fréquence, etc.(chapitre 7).

On a dès lors :

$$y_k = G_k \cdot x_k \pm \delta y_k.$$

La sortie numérique N de la chaîne sera donc affectée d'une incertitude $\pm \delta N$ qui résulte de l'accumulation des incertitudes dues à chacun des dispositifs :

$$N = G_c\, m \pm \delta N.$$

Le problème à résoudre est la détermination de δN à partir des incertitudes élémentaires δy_k.

L'incertitude δy_k due au dispositif k subit le gain de l'ensemble des dispositifs situés en aval et donne à l'incertitude de sortie une contribution égale à :

$$\delta N_k = G_{k+1} \ldots G_n \cdot \delta y_k.$$

Il en est de même pour chacun des dispositifs en sorte que l'on peut écrire :

$$\delta N = \delta N_1 \ldots + \delta N_k \ldots + \delta N_n$$

où : $\delta N_1 = G_2 \ldots G_n\, \delta y_1$; $\delta N_2 = G_3 \ldots G_n\, \delta y_2$; $\delta N_k = G_{k+1} \ldots G_n\, \delta y_k$;

$\delta N_n = \delta y_n$ est l'incertitude due au seul CAN.

L'erreur relative ε sur la sortie, qui est **l'erreur de précision** de la chaîne, est exprimée par rapport à la pleine échelle de sortie soit $N_{\max}$:

$$N_{\max} = G_c \cdot m_{\max} = G_1\, G_2 \ldots G_n \cdot m_{\max}$$

d'où : $$\varepsilon = \frac{\delta N}{N_{\max}} = \frac{\delta N_1}{N_{\max}} + \ldots + \frac{\delta N_k}{N_{\max}} \ldots + \frac{\delta N_n}{N_{\max}}.$$

Or : $$\frac{\delta N_k}{N_{\max}} = \frac{G_{k+1} \ldots G_n \delta y_k}{G_1 \ldots G_n m_{max}} = \frac{\delta y_k}{G_1 \ldots G_k m_{max}} = \frac{\delta y_k}{y_{k)\max}}$$

$\dfrac{\delta y_k}{y_{k)\max}} = \varepsilon_k$ étant l'incertitude relative due aux seules imperfections du dispositif k.

On obtient finalement : $$\varepsilon = \sum_1^n \varepsilon_k$$

Les incertitudes ε_k pouvant être positives ou négatives on définit :

– **l'erreur maximale ou erreur dans le pire des cas :**

$$\varepsilon_{\max} = \sum_1^n |\varepsilon_k| \; ; \qquad (11)$$

Copyright © 2011 Dunod.

– **l'erreur probable :**

$$\varepsilon_p = \sqrt{\sum_1^n \varepsilon_k^2} \ . \qquad (12)$$

L'incertitude globale sur le résultat d'une mesure fixe la précision de la chaîne d'acquisition. L'incertitude globale résulte de l'accumulation des incertitudes partielles apportées par chaque dispositif constitutif de la chaîne, ces incertitudes partielles étant elles-mêmes le résultat de l'accumulation des diverses causes d'incertitudes élémentaires dont le dispositif est le siège.

Le calcul de la précision d'une chaîne, dit aussi budget des erreurs, s'effectue donc en deux temps :

– **calcul des incertitudes partielles associées à chacun des dispositifs de la chaîne dans les conditions réelles de leur fonctionnement, température en particulier (§ 7.4) ;**

– **calcul de l'incertitude globale par combinaison des incertitudes partielles selon les formules (11) ou (12).**

Chacun des dispositifs devra donc être choisi de façon à maintenir l'incertitude globale dans les limites de précision fixées par le cahier des charges.

REMARQUE

La précision de la chaîne peut être considérablement accrue si l'on élimine les incertitudes sur la valeur réelle du gain et celles dues aux tensions de décalage. Ceci est réalisé par l'étalonnage et le zéro de la chaîne, procédures étudiées au chapitre 21.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 18

LE MICROPROCESSEUR

La fonction d'acquisition de données est très souvent associée à des traitements et à des commandes exécutables de manière automatique. Pour ce qui est des traitements, les lois physiques mises en jeu dans les signaux mesurés sont en général modélisées par des opérateurs mathématiques complexes, et les traitements effectués sur les mesures demandent alors beaucoup de calcul. Pour ce qui est des commandes générées à partir de mesures, elles peuvent être complexes et concerner plusieurs systèmes qui doivent être correctement synchronisés. **Le caractère automatique des opérations, la puissance de calcul nécessaire et la synchronisation des tâches demandées conduisent naturellement à coupler la chaîne d'acquisition à un système à microprocesseur.**

18.1 Système à microprocesseur

Le **microprocesseur** ou unité centrale (**CPU** : *Central Processing Unit*) est un dispositif capable d'effectuer sur des données numériques une succession ordonnée de traitements mathématiques et logiques et d'assurer les transferts nécessaires à l'exécution de cette tâche. L'ensemble des opérations concourant à ce but constitue un **programme**, chacune des opérations élémentaires ou instructions étant définie par **un code opératoire**, mot binaire dont la signification opérationnelle est propre à chaque microprocesseur. Le déroulement ordonné du programme et l'exécution des instructions sont cadencés par les signaux d'une horloge générée à partir d'un oscillateur à quartz.

L'ensemble des instructions du programme est stocké dans une **mémoire**, qui peut être non volatile (non effaçable par coupure de l'alimentation). Les mémoires sont formées d'un ensemble de cellules de même taille, capables de stocker tout ou partie d'une instruction ou d'une donnée. Chaque cellule est repérable par son **adresse**, dont le nombre N de bits fixe le nombre total 2^N de

Copyright © 2011 Dunod.

cellules adressables. Les résultats de calcul et les données en attente de traitement sont stockés de façon temporaire dans des registres ou dans des mémoires.

Pour accomplir sa tâche, le microprocesseur doit être relié au monde extérieur, constitué de **périphériques**, pour en recevoir des informations ou pour leur fournir les résultats de ses traitements. Ces transferts s'opèrent par l'entremise d'interfaces appelées **ports d'entrées/sorties**.

Enfin, l'interconnexion du microprocesseur aux divers dispositifs qui lui sont associés s'effectue par des **bus**, constitués d'un ensemble de lignes électriques assignées à des transferts d'informations spécifiques : bus de données, bus d'adresses, bus de contrôle.

L'ensemble constitué par le microprocesseur (µP), les bus, les mémoires, les ports d'entrées/sorties forme le système à microprocesseur (*figure 18.1*).

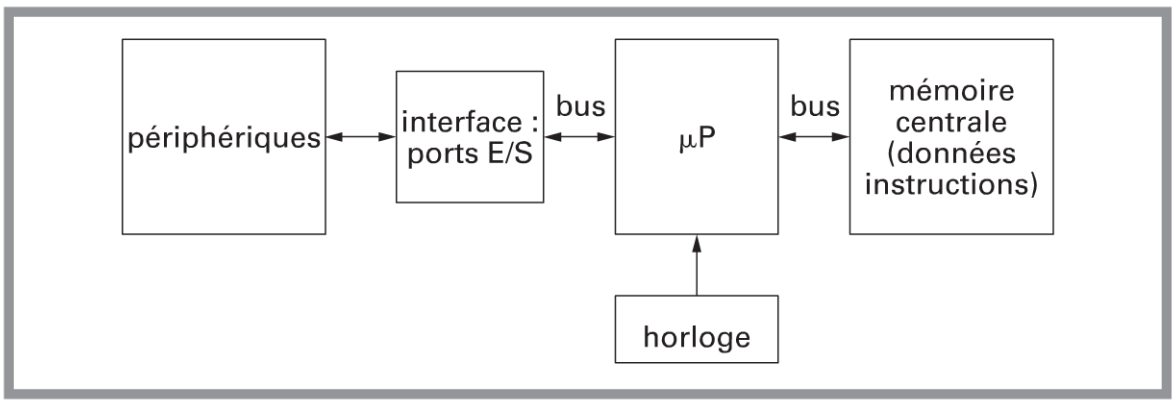


Figure 18.1 - Synoptique d'un système à microprocesseur.

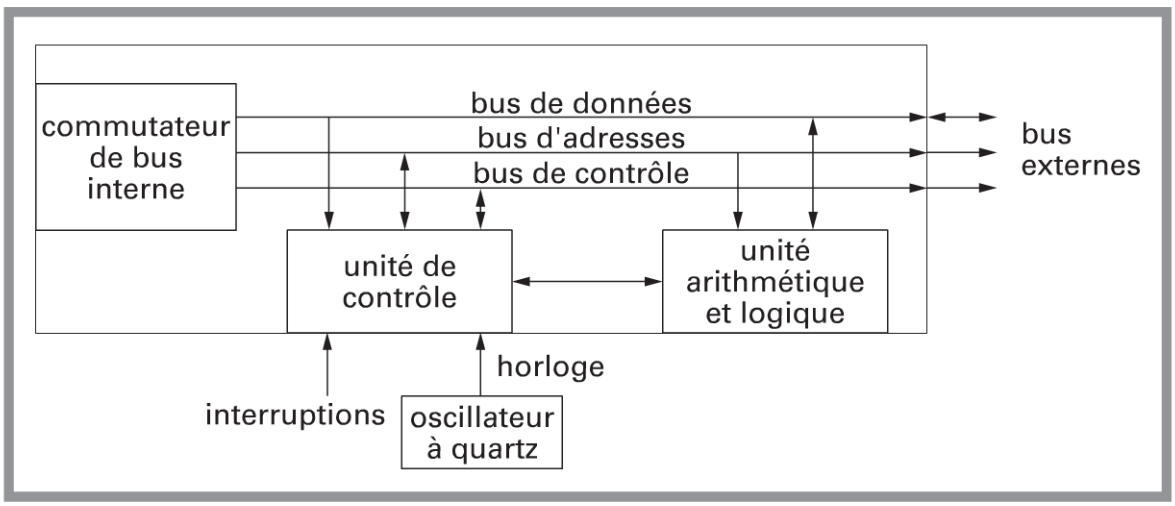


Figure 18.2 - Synoptique général d'un microprocesseur.

Copyright © 2011 Dunod.

18.2 Structure générale d'un microprocesseur

L'architecture interne du microprocesseur est constituée de plusieurs unités qui se chargent chacune d'une partie bien spécifique du traitement des opérations. Les deux principales unités internes d'un microprocesseur sont l'**unité de contrôle** qui détermine et synchronise le fonctionnement du microprocesseur et l'**unité arithmétique et logique** qui s'occupe plus spécialement des calculs (*figure 18.2*).

18.2.1 Unité de contrôle

L'unité de contrôle est le gestionnaire du microprocesseur : elle s'occupe du bon déroulement du programme traité en synchronisant les différents éléments actifs du microprocesseur. Au niveau de ce dernier, un programme est une suite d'instructions élémentaires exécutées de manière séquentielle. Chaque instruction, constituée généralement d'une opération (action à réaliser) et de plusieurs opérandes (données sur lesquelles porte l'action), est codée sous forme binaire dans la mémoire centrale. Une instruction détermine une action élémentaire qui doit pouvoir être exécutée rapidement. Les opérations disponibles sont donc simples : lecture et écriture de registres, opérations de branchement à l'intérieur du programme, opérations de calcul.

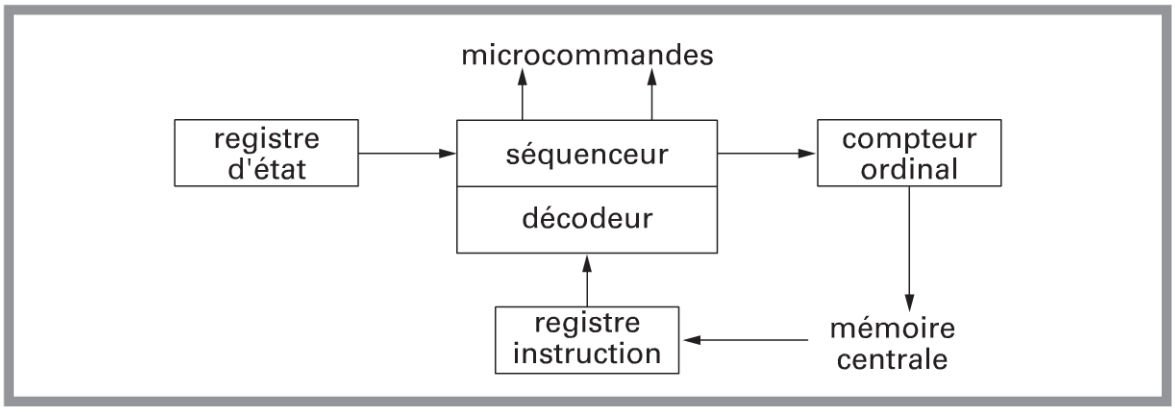


Figure 18.3 - L'unité de contrôle.

Le traitement d'une instruction par l'unité de contrôle se décompose en plusieurs phases, par exemple : lecture, décodage et exécution. Dans un premier temps, l'unité de contrôle charge le code de l'instruction à traiter dans un registre particulier, le **registre d'instruction** (*figure 18.3*). La lecture étant réalisée depuis la mémoire centrale, l'unité de contrôle se repère dans l'ensemble des instructions du programme par un autre registre : le **compteur ordinal** ou **pointeur programme**. Ce registre contient en permanence l'adresse de la prochaine instruction à traiter. Lorsque la lecture de l'instruction est effectuée, le contenu du registre instruction est transmis au décodeur qui détermine le type d'opération à exécuter. Une fois décodée, l'instruction est traitée par le séquenceur qui

Copyright © 2011 Dunod.

émet l'ensemble des microcommandes vers les différents composants du microprocesseur pour l'exécution proprement dite. La synchronisation de toutes ces microcommandes est assurée par l'horloge.

Pour travailler correctement, le séquenceur tient compte de l'état des autres composants du microprocesseur par l'intermédiaire d'un registre indicateur : le **registre d'état**. Ce registre contient un ensemble d'informations binaires sur l'état général du microprocesseur et sur le résultat des dernières opérations de calcul. Outre le registre d'état, l'unité de contrôle gère aussi une zone mémoire particulière (qui peut se trouver dans la mémoire centrale ou être interne au microprocesseur) appelée **pile** et qui permet de sauvegarder temporairement certaines informations pendant les opérations de branchement. L'unité de contrôle gère la pile à l'aide du registre **pointeur de pile**, qui contient, selon les types de microprocesseurs, l'adresse de la première case libre ou la dernière case occupée dans la pile.

18.2.2 Unité arithmétique et logique

L'unité arithmétique et logique (UAL) est le bloc fonctionnel chargé exclusivement des opérations de calcul sur les entiers (signés ou non). Elle est composée de circuits logiques plus ou moins complexes (registres à décalage, additionneurs, comparateurs, multiplicateurs, etc.) suivant le type du microprocesseur. Les opérandes proviennent soit directement de la mémoire, soit de registres de données propres à l'unité, mais en général, l'un des opérandes puis le résultat du calcul sont placés dans un registre particulier : l'**accumulateur**. La taille de ce registre est un indicateur de la puissance de calcul du microprocesseur. Pour faciliter les opérations de test, l'UAL génère un jeu de **drapeaux logiciels** (*flags*), c'est-à-dire de variables booléennes (0 ou 1), qui sont stockés dans le registre d'état et qui renseignent sur la nature des résultats du calcul (résultat nul, supérieur à 0, etc.).

18.2.3 Unité de calcul sur les flottants

Certaines unités centrales ont la possibilité d'exécuter directement des opérations sur des réels exprimés en virgule flottante simple précision (32 bits) ou double précision (64 bits) dans les formats standards définis par l'IEEE grâce à un bloc spécifique appelé unité de calcul flottant (**FPU** *Floating Point Unit*) possédant ses propres registres de travail ainsi que ses propres registres d'état et de contrôle.

18.2.4 Bus

L'ensemble des composants du microprocesseur communique et échange des informations entre eux et avec l'extérieur; trois bus servent de support à ces transferts :

• **le bus de données** est utilisé pour le transfert des données et des codes opératoires des instructions (dans une architecture de Von Neumann). Sa largeur peut

Copyright © 2011 Dunod.

aller de 8 bits pour les petits microprocesseurs à 64 bits pour les plus gros avec éventuellement des codes auto-correcteurs (ECC) ;

• **le bus d'adresses** est utilisé pour véhiculer toutes les adresses, que ce soit celles des instructions ou des données. Le **plan mémoire** représente la cartographie d'utilisation des adresses par les différents dispositifs du système (*figure 18.4*) ;

• **le bus de contrôle** transfert les signaux générés par l'unité de contrôle pour synchroniser les différentes parties actives du microprocesseur pendant l'exécution des microcommandes : signaux de lecture, d'écriture, adresse valide, etc. La largeur de ce bus dépend de la structure interne du microprocesseur.

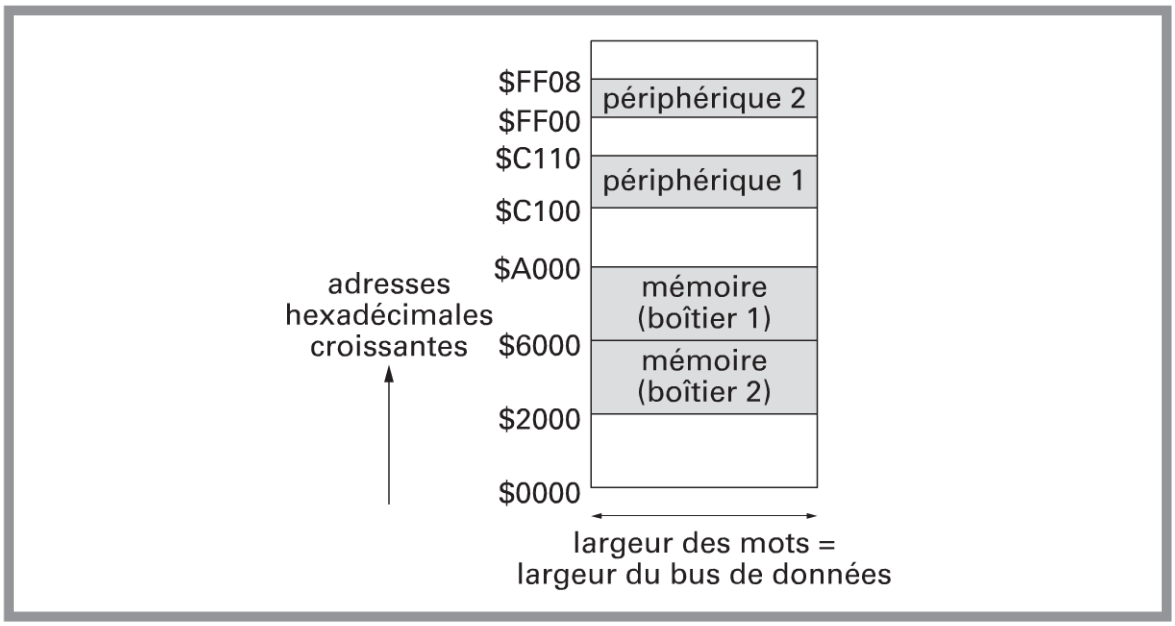


Figure 18.4 - Exemple de plan mémoire.

Tous ces bus sont internes au microprocesseur, mais ils sont aussi étendus en externe pour permettre l'échange des données avec les dispositifs associés : mémoires, ports d'entrées/sorties, etc. Souvent, pour limiter le nombre de broches du circuit intégré, les concepteurs de microprocesseurs multiplexent les bus de données et d'adresses : à l'intérieur du microprocesseur les bus sont toujours indépendants, mais ils sont accessibles en externe par l'intermédiaire d'une interface de multiplexage. Suivant la valeur d'un signal de contrôle (*address strobe*) généré par l'unité de contrôle, le bus disponible en sortie correspond soit au bus d'adresses, soit au bus de données. Pour connecter une mémoire ou un port d'entrées/sorties à ce type de microprocesseur, il est nécessaire d'effectuer un démultiplexage en utilisant des registres tampons (*figure 18.5*).

Copyright © 2011 Dunod.

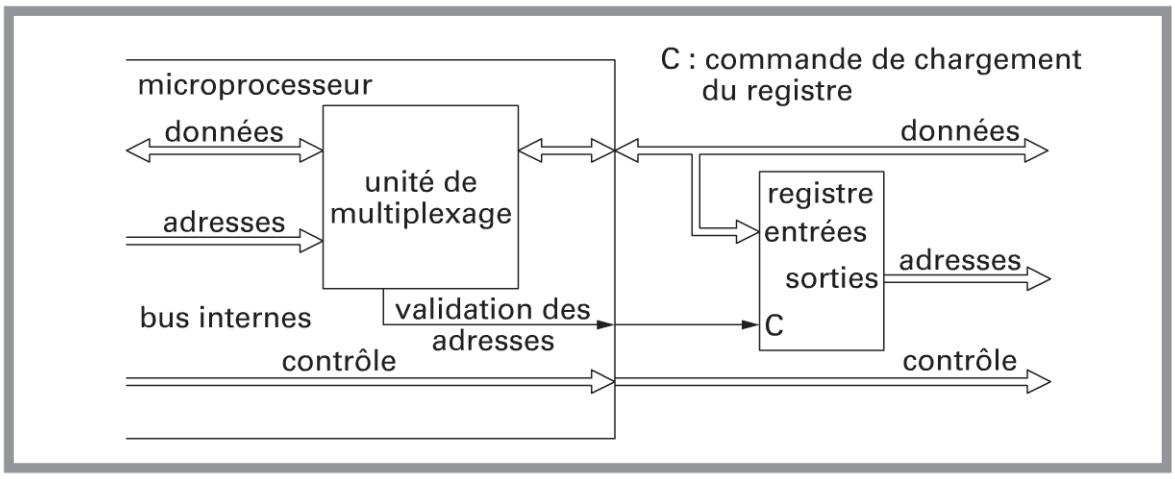


Figure 18.5 - Utilisation de bus multiplexés.

18.3 Accélération du traitement des microinstructions

Dans un premier temps cette accélération a été basée essentiellement sur l'augmentation de la fréquence de l'horloge de la CPU. Bien vite, il est apparu que cela ne serait pas suffisant et que des transformations de structure interne de la CPU étaient nécessaires ; en particulier en faisant appel à des techniques utilisées dans les architectures de calcul RISC (**RISC** *Reduced Instruction Set Computer*) afin d'accroître le parallélisme dans le fonctionnement de l'unité centrale.

REMARQUE

Certains constructeurs, en particulier INTEL, voulant conserver la compatibilité avec leurs anciennes unités centrales, adopteront un fonctionnement externe classique encore appelé CISC (**CISC** *Complex Instruction Set Computer*) avec à l'intérieur de la puce un fonctionnement RISC accélérant le traitement des microinstructions.

18.3.1 Le pipeline des instructions

Les différentes phases dans le traitement d'une instruction au lieu de s'exécuter séquentiellement peuvent être traitées avec un certain chevauchement grâce à un traitement en pipeline. Si on prend, par exemple, des instructions nécessitant cinq phases de traitement (*Fetch :* recherche du code opératoire, *Decode :* décodage, *Read :* lecture d'un opérande, *Execute :* exécution, *Store:* rangement du résultat et mise à jour des indicateurs) : pendant que l'instruction I_1 est décodée, on peut très bien rechercher simultanément le code opératoire de l'instruction suivante I_2 et ainsi de suite (*figure18.6*).

Copyright © 2011 Dunod.

Cycle	Fetch	Decode	Read	Execute	Store
T_1	I_1	x	x	x	x
T_2	I_2	I_1	x	x	x
T_3	I_3	I_2	I_1	x	x
T_4	I_4	I_3	I_2	I_1	x
T_5	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1 →
T_6	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2 →
T_7	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3 →
etc.					

Figure 18.6 - Fonctionnement d'un pipeline d'instructions avec un CPI égal à 1.

Une fois le pipeline rempli, lorsque tout se passe de façon idéale, la CPU sort le résultat d'une instruction à chaque période d'horloge, on dit que son CPI (**CPI** *Cycle Per Instruction*) est de 1. L'introduction d'un pipeline de cinq étages accélère alors le traitement des instructions d'un coefficient cinq.

Dans la réalité, le gain dans l'exécution n'est pas toujours aussi important car certaines circonstances vont provoquer un ralentissement du pipeline :

– supposons l'instruction I_1 arrivée au stade de lecture de donnée et supposons celle-ci située en mémoire. Avec une architecture de Von Neumann la CPU va réquisitionner le bus de données afin de lire le contenu de la case mémoire correspondante et par conséquent le code opératoire de I_3 ne pourra pas être acquis au cours du même cycle ;

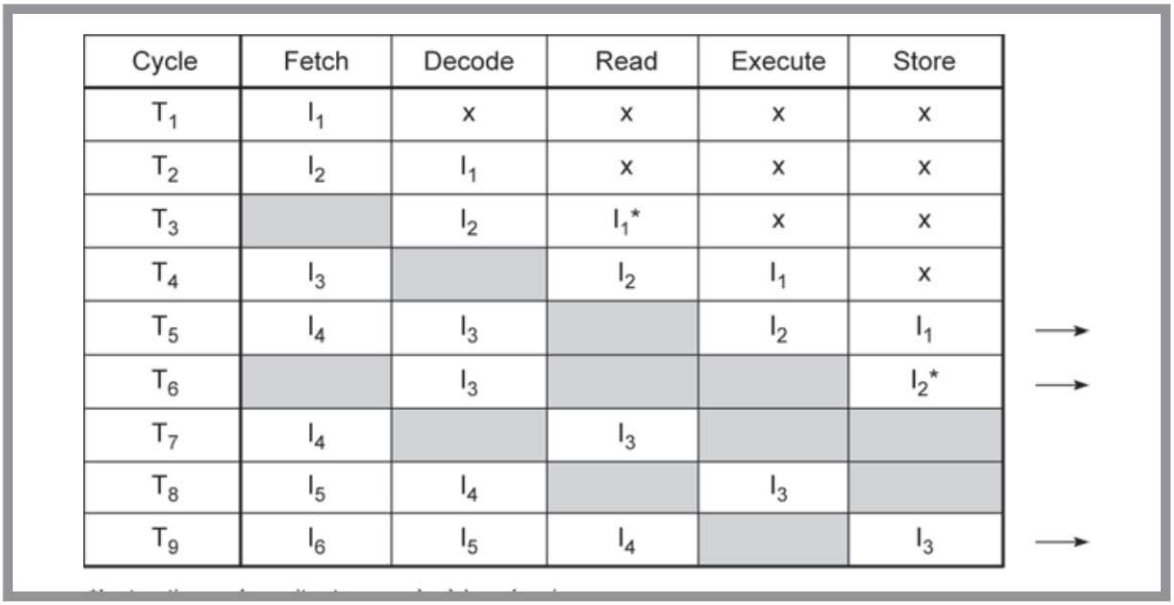
– de même si l'instruction I_1 est une instruction complexe, elle devra rester plusieurs cycles en phase exécution ce qui bloquera l'avancement des suivantes ;

– certaines instructions peuvent également être interdépendantes c'est-à-dire qu'il faut attendre le résultat de l'instruction I_1 (mise à jour d'un pointeur par exemple) pour que l'instruction I_2 puisse lire la donnée sur laquelle elle doit opérer (en utilisant le pointeur) ;

– enfin il y a le cas des instructions conditionnelles qui nécessitent de connaître le résultat d'une instruction pour savoir si la rupture de séquence doit être exécutée ou pas.

Toutes ces circonstances vont entraîner la formation de « bulles » dans le pipeline qui augmenteront le CPI (voir *figure 18.7*).

Copyright © 2011 Dunod.



Cycle	Fetch	Decode	Read	Execute	Store
T_1	I_1	x	x	x	x
T_2	I_2	I_1	x	x	x
T_3		I_2	I_1*	x	x
T_4	I_3		I_2	I_1	x
T_5	I_4	I_3		I_2	I_1 →
T_6		I_3			I_2* →
T_7	I_4		I_3		
T_8	I_5	I_4		I_3	
T_9	I_6	I_5	I_4		I_3 →

Figure 18.7 - Pipeline avec des « bulles » (CPI supérieur à 1).

18.3.2 Architecture superscalaire et exécution dynamique des instructions

Les constructeurs ont trouvé le moyen de faire passer le CPI en dessous de la valeur 1 grâce aux architectures de CPU superscalaires pour lesquelles ils intègrent plusieurs pipelines avec leurs unités de calcul pouvant travailler en parallèle. Les premiers Pentium (586) possèdent par exemple une architecture superscalaire à deux voies. Lorsque les circonstances sont favorables, les instructions progressent simultanément dans les deux pipelines ce qui permet d'obtenir le résultat de deux instructions dans le même cycle.

Pour tirer pleinement profit de l'architecture superscalaire, la CPU doit pouvoir, dans certaines circonstances, aménager de façon dynamique l'ordre d'exécution des microinstructions qui ne dépend plus alors impérativement de l'ordre du programme mais principalement de la disponibilité des données et des unités de calcul nécessaires. C'est le mode de fonctionnement, par exemple, des CPU de la famille 80x86 d'INTEL à partir de la sixième génération (Pentium Pro ou 686 et au-delà).

18.3.3 La prédiction de branchement

Pour accélérer le traitement des instructions, les constructeurs vont avoir tendance à augmenter le nombre d'étages des pipelines qu'ils intègrent dans leurs CPU. Les problèmes de rupture de séquence qui entraînent la nécessité de vider et de remplir à nouveau le pipeline deviennent alors cruciaux.

Considérons un programme possédant des boucles comme celui de la *figure 18.8*. La technique du pipeline des instructions fait que les instructions I_{n+6}, I_{n+7} etc.

Copyright © 2011 Dunod.

auront commencé à être exécutées dans le pipeline avant que le résultat de l'instruction conditionnelle I_{n+5} ne soit connu et par conséquent avant que l'on sache si le retour sera effectif ou non. Si une fois mis à jour, le compteur de boucles indique un retour sur l'instruction I_n il faudra vider le pipeline (*flush*) du début d'exécution des instructions I_{n+6}, I_{n+7} etc. puis le remplir à nouveau avec les instructions I_n, I_{n+1} etc. ce qui entraînera des pertes de temps importantes surtout dans le cas de pipelines à grand nombre d'étages.

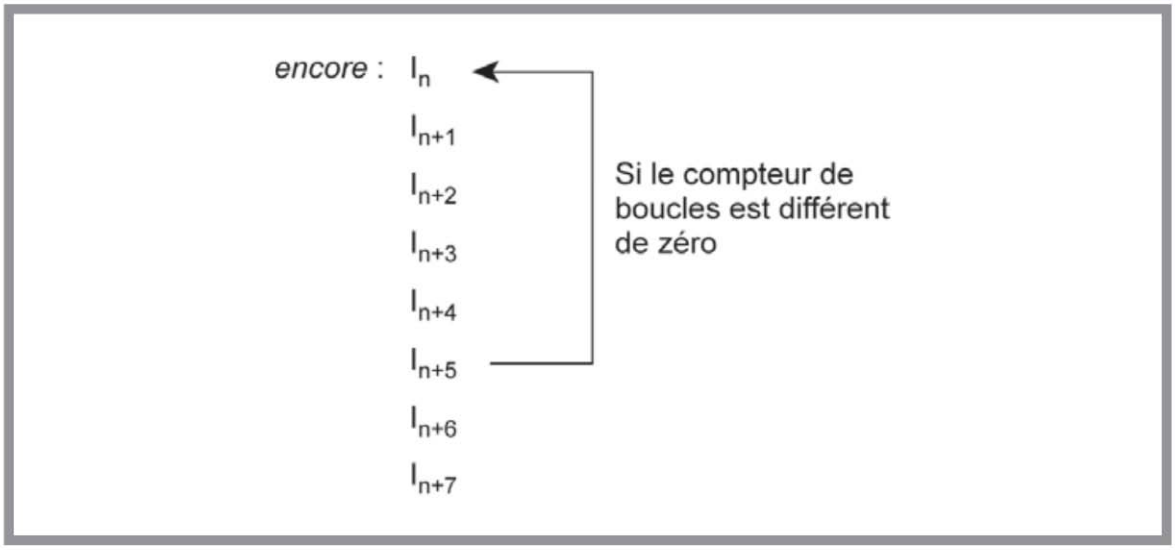


Figure 18.8 - Boucles de programmation et pipeline.

Pour atténuer cette perte de temps, les constructeurs ont introduit la prédiction de branchement qui consiste à spéculer sur le fait que le retour sera effectif ou non. Pour cela au moment du premier passage par l'instruction conditionnelle, la CPU note dans un registre tampon : l'adresse de l'instruction conditionnelle, l'adresse de retour (étiquette *encore* du programme) et des bits d'historique indiquant si le branchement a déjà eu lieu. Lors du prochain passage par I_{n+5} au lieu d'introduire dans le pipeline les instructions I_{n+6}, I_{n+7} etc. la CPU placera les instructions I_n, I_{n+1} etc. (la stratégie retenue, car la plus probable, étant que le retour sera effectif) ce qui évitera un vidage de pipeline si le compteur de boucles est différent de 0. Cette façon de procéder s'avère tout à fait rentable dans l'utilisation des pipelines si le taux de réussite de la prédiction de branchement reste à un niveau convenable (90 % des cas par exemple).

18.3.4 Instructions agissant sur plusieurs données simultanément

Le traitement multimédia (audio ou vidéo) réclame souvent l'application d'une même instruction à un grand nombre de données. Pour accélérer le traitement de ce type d'information, les constructeurs ont introduit des instructions possédant le type SIMD (**SIMD** *Single Instruction Multiple Data*) c'est-à-dire des instructions agissant simultanément sur un ensemble de blocs de données placés dans des registres de travail spécifiques (*figure 18.9*).

Copyright © 2011 Dunod.

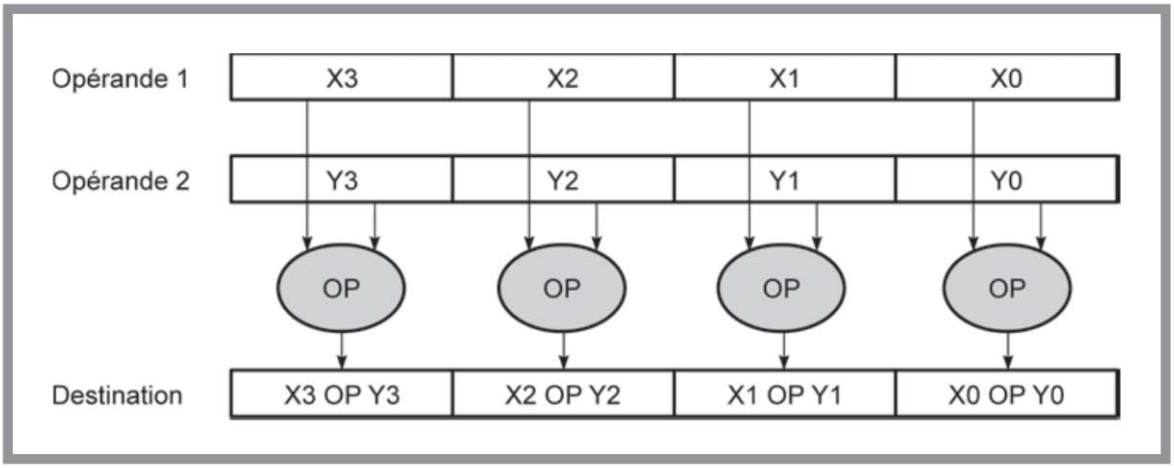


Figure 18.9 - Instructions SIMD.

Le choix des instructions ayant un fonctionnement SIMD doit être guidé par une étude intensive des listings d'applications afin de dégager les opérations revenant très fréquemment comme par exemple certains types de transferts de blocs dans les calculs de transformées de Fourier rapides (**FFT** *Fast Fourier Transform*).

Ces instructions, au départ limitées aux traitements sur les entiers, s'appliquent aujourd'hui également aux flottants grâce à l'intégration de registres de travail de grand format (128 bits par exemple pour les instructions SSE *Streaming SIMD Extension* des Pentium 4).

18.3.5 L'architecture multicœurs

L'introduction du parallélisme dans le traitement des microinstructions va pouvoir être répercutée au niveau de l'application en décomposant les instructions du programme en brins (*threads*) pouvant s'exécuter de façon plus ou moins indépendante. Pour que ces opérations soient transparentes vis-à-vis de l'utilisateur il faut des CPU fonctionnant à vitesse élevée.

L'augmentation de la fréquence d'horloge des CPU monocœur (actuellement aux alentours de 4 GHz) pose le problème de la consommation du circuit (supérieure à 100 W) et surtout de l'évacuation des calories produites. Une première réponse consiste à abaisser la tension d'alimentation du cœur du circuit. Une seconde va être apportée par la loi de Moore qui caractérise les progrès de l'intégration (le nombre de MOS que l'on peut intégrer sur une même puce de silicium double tous les 18 à 24 mois). Aujourd'hui les possibilités de gravures à 65 nm ou 45 nm (bientôt 32 nm) autorisent l'intégration de plusieurs cœurs d'unités centrales (2, 4 ou même 8) sur la même puce de silicium ce qui permet d'abaisser légèrement la fréquence d'horloge (aux alentours de 2 GHz) tout en conservant la même puissance de calcul et ceci sans augmentation trop importante de consommation.

Copyright © 2011 Dunod.

La présence de plusieurs cœurs facilite le traitement en parallèle des différents brins composant les applications mais pose évidemment des problèmes de partage de ressources et de synchronisation dans l'avancement du programme.

18.4 Connexion des circuits externes au microprocesseur

Le microprocesseur doit en permanence échanger des informations avec l'extérieur pour exécuter les tâches que l'on attend de lui. Ces informations sont de nature très variée. Il peut s'agir de simples données stockées en mémoire externe ou de mots d'état ou de commandes de circuits périphériques plus complexes. Suivant le type de ces informations et des périphériques concernés, les modes d'accès sont différents. En particulier, les protocoles et les chronogrammes des échanges doivent être bien respectés pour assurer une sûreté absolue des transferts.

18.4.1 Accès matériel

Les échanges de données (lecture des codes instruction du programme, écriture/lecture de données en mémoire, etc.) sont généralement contrôlés par le microprocesseur par l'intermédiaire de ses trois bus (*figure 18.10*) : le bus d'adresses pour localiser le circuit concerné, le bus de données pour véhiculer l'information proprement dite et le bus de contrôle pour synchroniser l'échange. Le microprocesseur est toujours à l'origine de ce type de transfert. Éventuellement, le circuit actif peut ralentir l'échange en positionnant correctement certaines lignes du bus de contrôle (*data acknowledge*), mais il n'en est jamais directement responsable.

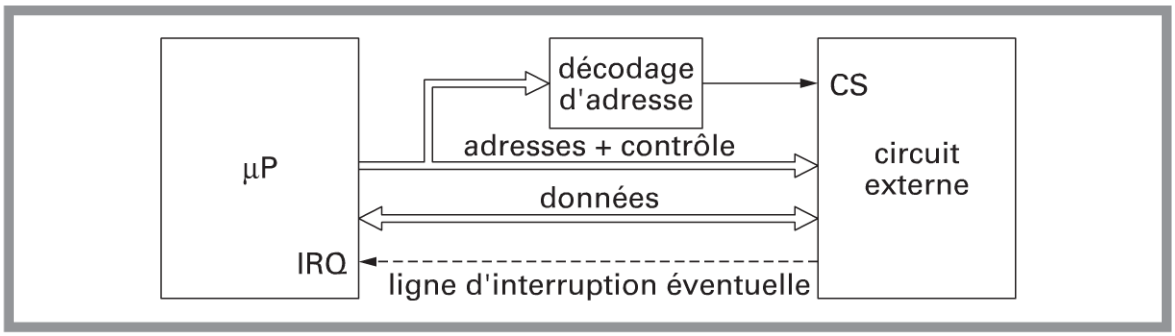


Figure 18.10 - Connexion d'un circuit externe au microprocesseur.

Lorsqu'un périphérique veut communiquer avec le microprocesseur, il est obligé de le lui signaler par l'intermédiaire d'un signal particulier : une **interruption**. Une ligne d'interruption est une ligne d'entrée binaire du microprocesseur utilisée pour signaler à celui-ci un événement externe. Un microprocesseur possède

Copyright © 2011 Dunod.

en général deux à quatre lignes d'interruption. Lorsqu'une de ces lignes est activée, le microprocesseur interrompt le programme en cours pour exécuter un sous-programme de traitement spécifique. Par le signal d'interruption, le périphérique ne transmet aucune donnée : il ne fait que signaler une requête que le microprocesseur traite ou non selon les conditions imposées par le programme.

18.4.2 Décodage d'adresse

Comme le bus de données est bidirectionnel et que plusieurs circuits y sont connectés, il faut veiller à ce qu'un seul soit actif dans un échange. Le choix du circuit actif est déterminé en fonction de l'adresse affichée par le microprocesseur. À chaque adresse ne correspond qu'un seul circuit, mais à un circuit peuvent correspondre plusieurs adresses (par exemple les mémoires). Un circuit est en général sélectionné ou validé par un signal CS (*Chip Select*) dont l'activation est contrôlée par un **décodeur d'adresse**. Pour remplir son rôle correctement, ce dernier utilise le bus de contrôle et en partie le bus d'adresses du microprocesseur. Le signal issu du décodeur doit être actif pour toutes les adresses qui concernent le circuit visé. Pour simplifier les équations du décodage, les adresses actives d'un circuit sont choisies contiguës et les deux paramètres importants du décodage sont alors l'adresse de base, AdrBase, dans le plan mémoire du système et le nombre n d'adresses occupées (en général, n est une puissance de 2). On dit que le circuit se projette dans la mémoire du système de l'adresse AdrBase à AdrBase + n – 1. L'adresse de base est choisie par le concepteur du système en fonction des zones mémoire libres alors que le nombre d'adresses occupées ne dépend que du circuit connecté. Lorsque le circuit occupe plusieurs emplacements mémoire, les lignes d'adresses de poids fort sont utilisées pour le décodage et les lignes d'adresses de poids faible servent à sélectionner un des emplacements réservés (*figure 18.11*).

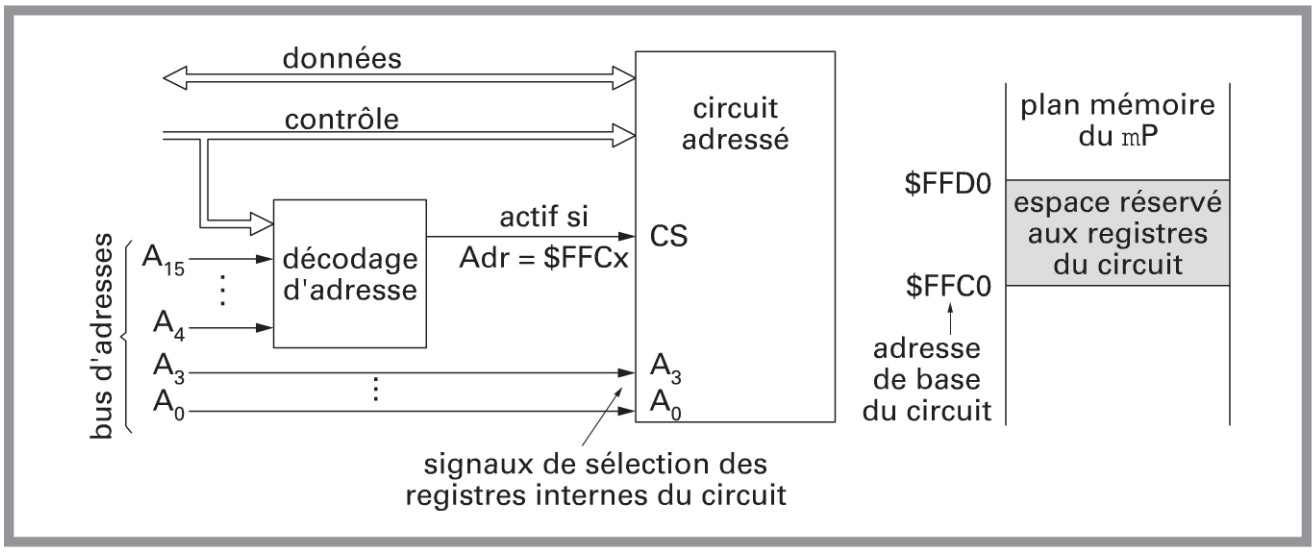


Figure 18.11 - Le décodage d'adresse et la projection mémoire.

Copyright © 2011 Dunod.

18.4.3 Chronogramme d'échange

Le déroulement temporel d'un échange est représenté sur la *figure 18.12*. Le microprocesseur initialise son bus d'adresses et, lorsque celle-ci est électriquement stable (temps qui dépend du microprocesseur), elle est décodée par le décodeur d'adresse qui génère le signal de sélection approprié. L'échange se termine par le transfert des données. Le sens du transfert est déterminé par les signaux du bus de contrôle.

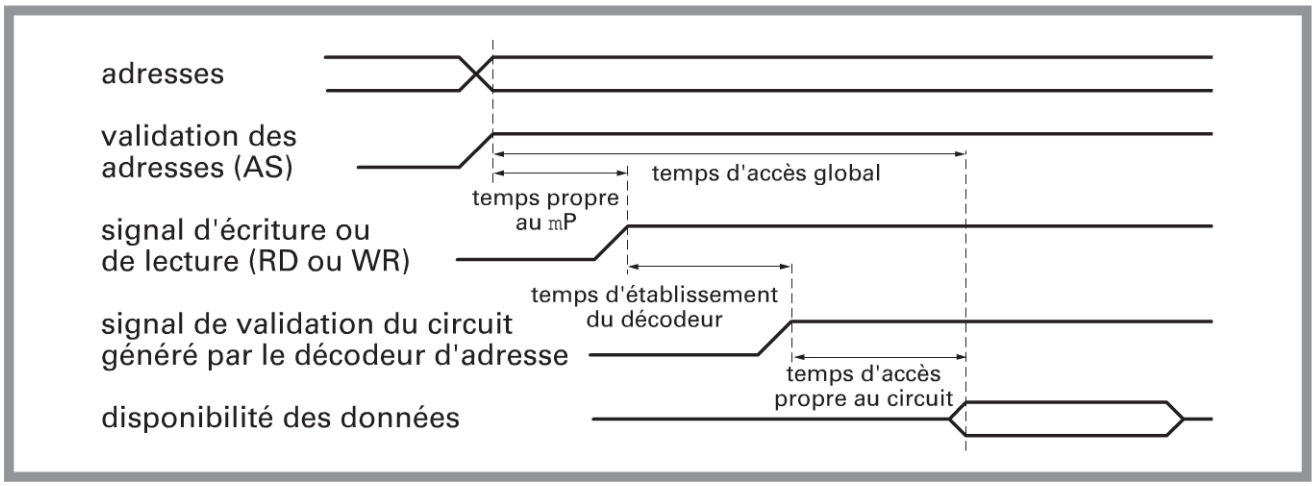


Figure 18.12 - Chronogramme d'échange.

18.4.4 Mémoire centrale

La mémoire centrale est un élément indispensable de tout système à microprocesseur. Elle est utilisée par le microprocesseur comme espace de stockage de diverses informations : programmes, données, configurations, etc. Sa localisation est généralement externe au microprocesseur bien que certains disposent en interne d'une petite partie de mémoire à accès très rapide, qui permet éventuellement un fonctionnement autonome.

La cellule élémentaire d'une mémoire ou «case mémoire» est le mot. La capacité d'une mémoire s'exprime en nombre de mots. La largeur d'un mot de la mémoire centrale d'un microprocesseur dépend directement de la largeur de son bus de données, exprimée en nombre de bits. La taille de la mémoire centrale s'étend de quelques kilomots pour les petites applications à la longueur maximale du plan mémoire du microprocesseur, déterminée par son bus d'adresses. Par exemple, un microprocesseur qui possède un bus d'adresses de 16 bits peut disposer d'une mémoire centrale de 64 kilomots. Éventuellement, il est possible d'étendre la mémoire centrale au-delà des limites du plan mémoire, par un processus de pagination. Cette méthode est réservée aux systèmes de grosse taille, comme les ordinateurs de bureau, et n'est guère utilisée pour les applications d'acquisition de données.

Copyright © 2011 Dunod.

Suivant les informations à stocker et la durée de stockage, le type de mémoire est différent :

• Les **programmes de base**, qui sont en général figés et qui font partie intégrante du système, doivent être mémorisés de manière permanente, même lorsque toutes les alimentations électriques sont déconnectées. Pour ce type de stockage, les mémoires utilisées sont des **ROM** (*Read Only Memory*), qui, en fonctionnement normal, ne peuvent qu'être lues. Elles sont programmées, soit à la fabrication (par masquage) lorsque l'importance du débouché le justifie, soit individuellement par l'utilisateur lorsque l'application est limitée; dans ce cas, la programmation est réalisée par l'application de tensions électriques supérieures à la tension d'alimentation classique 5 V des systèmes numériques et certaines peuvent être effacées, soit sous un rayonnement ultraviolet pour les **EPROM**, (*Erasable Programmable ROM*), soit électriquement par l'application d'une tension de déprogrammation pour les **EEPROM**, (*Electricaly Erasable Programmable ROM*). Les EPROM, qui nécessitent un programmateur externe au système numérique, servent principalement au stockage de la partie programme. Les EEPROM, qui peuvent être programmées et effacées par le système numérique, sont utilisées pour la sauvegarde des configurations.

• Les **informations temporaires**, données générées et manipulées par les programmes, ne nécessitent pas un stockage permanent. Lorsque le système n'est plus alimenté, ces données peuvent être perdues. Les mémoires utilisées pour ce type de stockage sont des **RAM** (*Random Access Memory*). La plus grosse partie de la mémoire centrale d'un système numérique est formée de mémoires RAM.

18.4.5 Mémoires caches

Dans le cas de microprocesseurs fonctionnant avec des horloges de plusieurs GHz et gérant des mémoires centrales de grandes capacités (plusieurs Go avec un bus adresses de 64 bits), il n'est plus possible du point de vue coût et consommation de faire appel à des boîtiers mémoires super rapides. On utilisera donc pour la mémoire centrale une technologie DRAM (**DRAM** *Dynamic RAM*) et on fera appel à la technique de la mémoire cache ou antémémoire qui consiste à intercaler entre la CPU et la mémoire principale une mémoire rapide à technologie SRAM (**SRAM** *Static RAM*) contenant à un instant donné uniquement la petite fraction de code ou de données dont a effectivement besoin la CPU. Lors du premier accès à une information de la mémoire principale par la CPU, un bloc appelé ligne de cache (32 octets de code ou de données) contigu à l'information réclamée est transféré dans la mémoire cache.

Du double principe de localité :

– temporelle : si une information vient d'être accédée, elle risque d'être accédée à nouveau très bientôt (exemple des instructions en boucle ou de l'exécution de plusieurs opérations sur la même donnée) ;

Copyright © 2011 Dunod.

– spatiale : si une information a été accédée, il y a de grandes chances que des informations contigües le soient très bientôt (exemple : exécution d'instructions en séquence ou travail sur des données organisées en tableau) ;

il résulte que le plus souvent la CPU trouvera dans la mémoire cache les informations dont elle a besoin pour la poursuite immédiate du programme. Cette stratégie présente un compromis tout à fait acceptable si le pourcentage de réussite des accès au cache (*cache hit*) reste à un niveau suffisamment élevé (80 à 95 % des cas) par rapport au pourcentage d'échecs (*cache miss*) nécessitant un nouvel accès à la mémoire principale pour le transfert d'une autre ligne de cache. Afin de ne pas pénaliser trop lourdement les temps de communication entre CPU et mémoire principale, les tests de présence dans le cache de l'information réclamée par la CPU s'effectuent par matériel, c'est le rôle du circuit contrôleur de cache.

Aux premiers temps de l'utilisation de cette technique, circuit contrôleur et mémoire cache étaient situés sur la carte mère à proximité de la CPU. Lorsque l'horloge de la CPU a atteint plusieurs centaines de MHz, il a fallu intégrer la mémoire et le contrôleur directement sur la puce de la CPU afin de pouvoir conserver une communication à pleine vitesse avec la mémoire cache. Les constructeurs ont profité de cette occasion pour scinder la mémoire cache en deux parties : une mémoire cache pour le code et une mémoire cache pour les données (dans le Pentium 586 chacune de ces mémoires possède une capacité de 8 Ko par exemple) et donner une structure interne de type Harvard à la CPU avec un bus fournissant le code opératoire au registre d'instruction et un bus pouvant fournir simultanément une donnée à l'unité de calcul ce qui renforce le parallélisme de traitement des instructions.

L'intégration de la mémoire cache sur la puce de la CPU a eu pour conséquence, dans un premier temps, de limiter la capacité de celle-ci (pour des raisons de densité d'intégration mais aussi et surtout pour des raisons d'échauffement du circuit). Pour tourner cette limitation, les constructeurs ont décidé de placer une seconde mémoire cache encore appelée cache de second niveau (L2) de grande capacité (256 Ko ou 512 Ko) entre la mémoire principale et la CPU (la mémoire cache interne à la CPU prenant alors le nom de cache de premier niveau ou cache L1). Les progrès de l'intégration et l'abaissement de la tension d'alimentation du cœur de la CPU à 1,4 V autoriseront finalement l'intégration du cache L2 sur la même puce de silicium que la CPU (cas du Pentium 4) afin de permettre des échanges à la pleine vitesse du cœur (certains constructeurs de microordinateurs intercalent sur la carte mère un cache de troisième niveau L3 présentant une capacité de quelques Mo). Dans les systèmes multicœurs chacun des cœurs possède ses propres mémoires caches de premier niveau mais le cache L2 est commun afin de permettre des échanges rapides d'informations entre les différents cœurs.

Copyright © 2011 Dunod.

Pour que la technique de la mémoire cache soit vraiment efficace il faut que l'on ait la possibilité d'approvisionner rapidement les caches. À cet effet, les CPU sont pourvues d'un bus de données de grand format (64 bits par exemple) et de la possibilité de réclamer à la mémoire des cycles de communication en rafales. Ceci a été rendu possible grâce à une variante technologique de DRAM appelée **SDRAM** (*Synchrone DRAM*) qui fournit les données cadencées par une horloge. Lors de la lecture d'une ligne de cache de 32 octets, la CPU ne fournira que l'adresse du premier bloc de 8 octets (correspondant aux 64 bits du format du bus de données) les adresses des trois blocs de 8 octets suivants seront générées automatiquement par le boîtier mémoire lui même. Au total, la sortie du premier bloc nécessitera par exemple trois périodes de l'horloge mémoire (appelé temps de latence du boîtier mémoire) mais les blocs suivants sortiront sur chaque front d'horloge.

18.4.6 Ports d'entrées/sorties

Le microprocesseur doit être relié au monde extérieur pour pouvoir échanger des informations. Les dispositifs, autres que les mémoires, capables de recevoir ou d'émettre des informations sont les **périphériques**. Il faut cependant distinguer les périphériques de stockage de masse (disque dur, lecteur de disquette, etc.), les périphériques d'échange (écran, clavier, etc.) et les périphériques de contrôle de processus du type chaîne d'acquisition ou actionneur. La mise en œuvre logicielle et matérielle de ces périphériques dépend bien sûr de leur nature. En particulier, il peut être nécessaire de procéder à une adaptation des signaux par l'intermédiaire d'une interface particulière appelée **port d'entrées/sorties**.

■ Structure générale d'un port d'entrées/sorties

De manière générale, un port d'entrées/sorties possède un ensemble de registres qui permet de dialoguer avec les périphériques associés. La connexion d'un port d'entrées/sorties avec le microprocesseur est conforme au schéma de la *figure 18.10*. Le port est sélectionné par un signal de validation issu d'un décodage d'adresse et les registres internes sont choisis par des lignes d'adresses propres au port. Ces registres se classent en trois groupes fonctionnels (*figure 18.13*) : les registres d'état, les registres de commande et les registres de données. La largeur de ces registres est en général de 8 bits.

Copyright © 2011 Dunod.

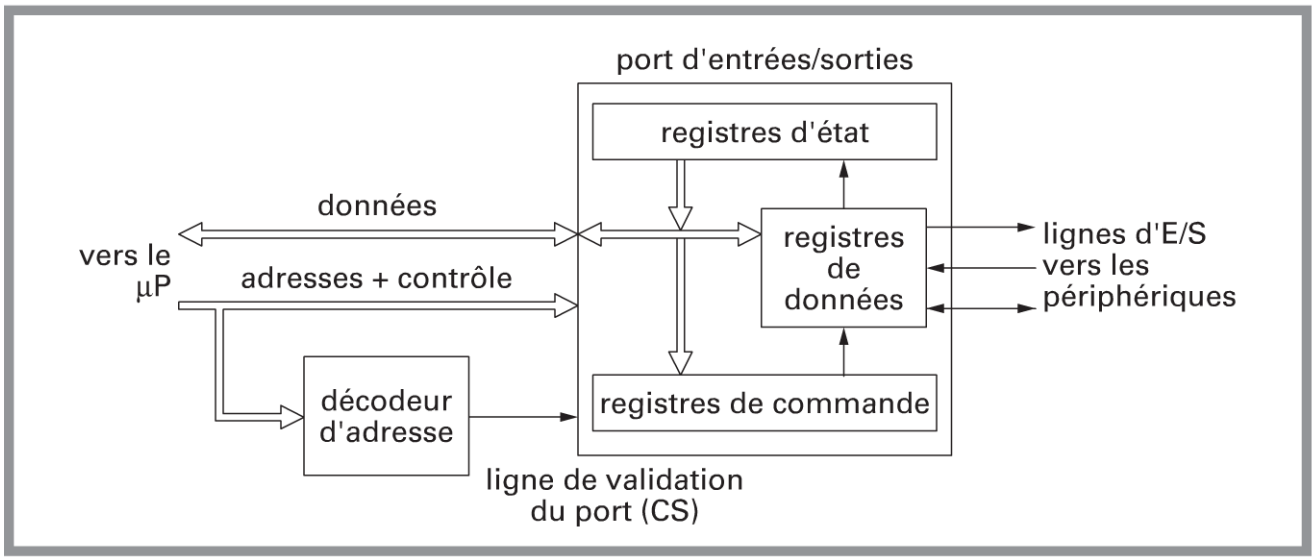


Figure 18.13 - Structure générale d'un port d'entrées/sorties.

• Les **registres d'état** sont des registres à accès en lecture seulement. Ils contiennent toutes les informations sur l'état du périphérique. Un registre de *n* bits pourra contenir *n* informations booléennes, ce qui permet de connaître l'état du périphérique avec peu d'accès à ses registres. Cependant, pour tester une seule information, il est nécessaire d'utiliser un masque logiciel au moment de la lecture.

• Les **registres de commande** permettent d'initialiser le mode de fonctionnement de l'interface (par exemple le sens de circulation des données ou le débit d'une liaison série) et de le piloter. Suivant la nature du périphérique et de la commande, un registre de ce type peut contrôler plusieurs actions indépendantes (par exemple, pour un compteur programmable : un bit pour la mise à zéro du compteur, un bit pour autoriser le comptage). L'exécution d'une seule commande nécessite l'utilisation d'un masque logiciel au moment de l'écriture du registre.

• Les **registres de données** sont des registres bidirectionnels par lesquels transitent les données échangées entre le microprocesseur et le périphérique (par exemple, donnée émise ou reçue sur une liaison série, donnée de conversion d'un CAN, etc.).

■ Les différents types d'interfaces

Les périphériques présents autour des microprocesseurs dépendent des tâches à remplir. Mais, en se limitant aux systèmes du type acquisition de données, les périphériques nécessaires sont ceux qui permettent au microprocesseur d'accéder au contrôle et à la mesure de signaux issus de grandeurs physiques : multiplexeur, amplificateur, filtre, convertisseur, etc. Certains de ces périphériques existent dans des versions «compatibles microprocesseur» qui intègrent l'interface nécessaire

Copyright © 2011 Dunod.

pour les contrôler (registres d'état, de commande et de données). Ils présentent alors, en plus des lignes électriques destinées à la tâche qu'ils doivent remplir, un bus de données et des lignes d'adresses et de contrôle permettant d'accéder aux registres de l'interface. Lorsque l'interface n'est pas intégrée au dispositif, elle doit être prévue à l'extérieur.

☐ Interface simple par registre tampon

Pour les périphériques qui échangent des données en parallèle et dans un seul sens, l'interface la plus simple est réalisée par un registre tampon. Celui-ci est une association en parallèle de *n* bascules (stockage de 0 ou 1). Les entrées et les sorties sont séparées et le registre est contrôlé par une ligne de commande C pour le chargement d'une donnée dans le registre. Si les sorties du registre fonctionnent en mode trois états, une commande supplémentaire OE (*Output Enable*) permet de faire passer les sorties du mode haute impédance au mode basse impédance. Suivant le sens du transfert, le registre tampon se connecte au microprocesseur de deux manières (*figure 18.14*).

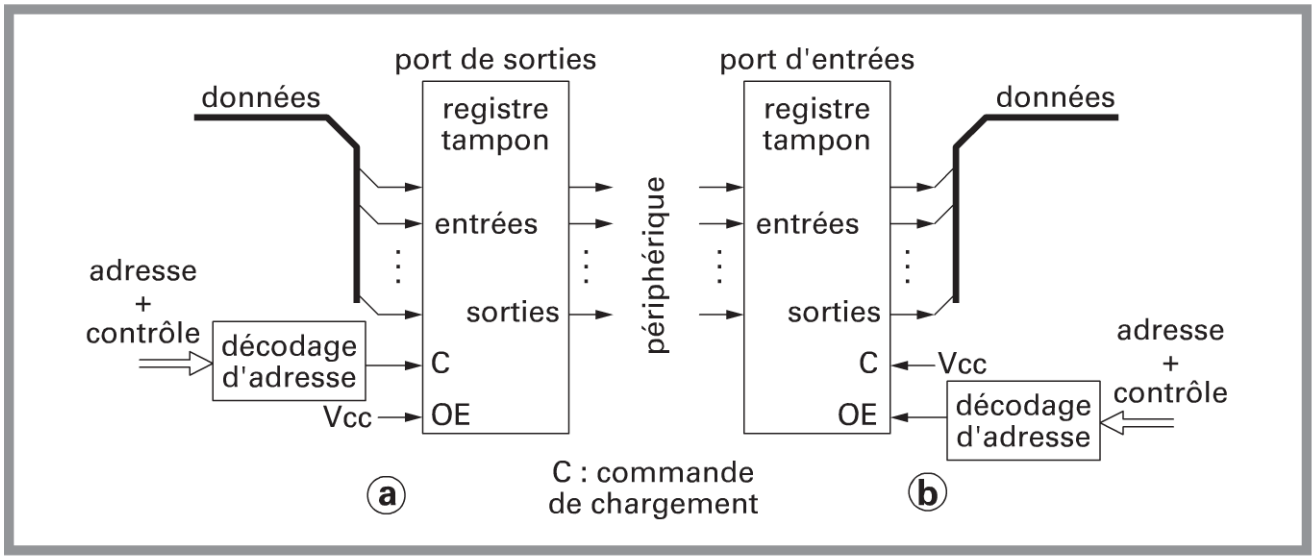


Figure 18.14 - Interfaçage par registre tampon :
a) port de sortie ; b) port d'entrée.

Pour écrire des données ou des commandes vers un périphérique, les entrées du registre sont reliées au bus du microprocesseur et ses sorties aux entrées du périphérique. Les sorties du registre sont rendues actives en validant sa commande OE et sa commande de chargement est issue d'un décodage d'adresse. Le registre se projette alors dans le plan mémoire du système sur une adresse accessible en écriture seulement. En particulier, il n'est pas possible de relire la donnée écrite.

Pour lire des données ou l'état d'un périphérique, les sorties du registre sont reliées au bus de données du microprocesseur et ses entrées aux sorties du périphérique. La commande de chargement est pilotée par le périphérique ou,

Copyright © 2011 Dunod.

éventuellement, maintenue toujours active. La validation des sorties est issue d'un décodage d'adresse. Le registre se projette dans le plan mémoire du système sur une adresse accessible en lecture seulement.

Par la nature même de ce type d'accès, il est possible de grouper un registre en lecture avec un registre en écriture sur la même adresse.

Le registre tampon est l'élément le plus simple permettant de réaliser l'interfaçage avec un périphérique. Cependant, cette interface ne possède aucun moyen de contrôle (par exemple, état des lignes) et ne gère pas d'interruption. Pour obtenir une interface plus évoluée, il est nécessaire d'utiliser un PIA, dispositif dédié à cette fonction.

☐ Interface parallèle

Ce type d'interface, désigné comme **PIA** (*Peripheral Interface Adapter*), est un port d'entrées/sorties multimode. Il possède en général 8 à 16 lignes configurables de manière indépendante comme entrées ou comme sorties. À ces lignes de données sont associées des registres de mode pour choisir le type de chaque ligne et des registres de données pour lire (entrée) ou modifier (sortie) l'état de ces lignes. L'avantage de ce type de dispositif est que les registres de données sont accessibles en lecture et en écriture. En particulier, il est possible de relire l'état d'une ligne qui vient d'être modifiée. D'autre part, un PIA peut gérer une ligne d'interruption vers le microprocesseur qu'il active en fonction d'événements définis par l'utilisateur : par exemple, passage à 1 ou à 0 d'une ligne d'entrée. Les PIA très complets gèrent aussi des compteurs qui permettent de générer des impulsions de largeur variable.

☐ Interface série

Les deux types de ports d'entrées/sorties précédents travaillent en mode parallèle, c'est-à-dire que tous les bits de chaque donnée sont transférés simultanément. Cependant, pour limiter le nombre de lignes, certains dispositifs communiquent en mode série, les bits de données étant émis successivement sur une seule ligne. Le temps de transfert d'une donnée est d'autant plus long que celle-ci comporte plus de bits, mais au niveau matériel, l'intérêt est qu'une seule ligne est suffisante par sens de transfert (§ 22.4).

Les dispositifs qui assurent ce type d'interfaçage, désignés comme **UART** (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*) ou **ACIA** (*Asynchronous Communication Interface Adapter*), comportent des registres à décalage, qui, pilotés par une horloge de synchronisation, transforment les données parallèles à émettre sous forme série et restituent les informations série reçues en données parallèle. Outre cette transformation, l'interface gère aussi tous les signaux de synchronisation (*bit start, bit stop, etc.*). Une UART est contrôlée par des registres d'état (informations du type caractère reçu, caractère émis, etc.), des registres de

Copyright © 2011 Dunod.

commande (initialisation du débit, demande de transfert, etc.) et des registres de données (émission, réception).

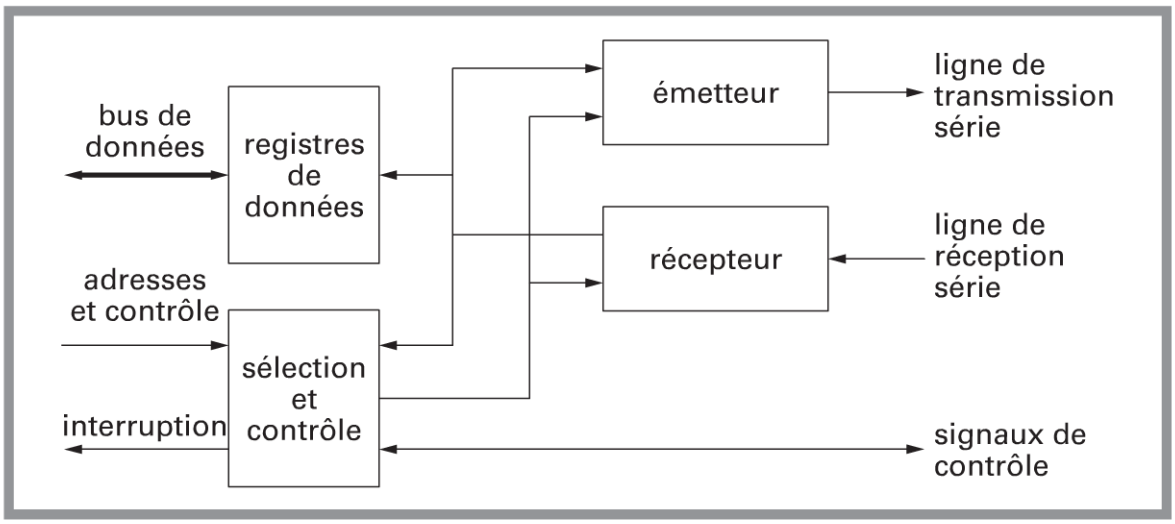


Figure 18.15 - Port d'entrées/sorties par liaison série.

☐ Les ports USB

Le bus **USB** (*Universal Serial Bus*) a été développé afin de rendre plus aisée la communication du microprocesseur avec le monde extérieur en autorisant : les connexions/déconnexions à chaud avec reconfiguration dynamique de l'attribution des ressources du système, des transferts à grande vitesse (480 Mb/s pour l'USB2 et 4,8 Gb/s pour l'USB3) nécessaires à la gestion de signaux tels que l'audio ou la vidéo aussi bien que des transferts à faible vitesse (1,5 Mb/s) pour la gestion de dispositifs tels que la souris ou le clavier et enfin en permettant un nombre de connexions élevé (jusqu'à 127).

Le bus USB est organisé en petit réseau local se développant en étoile sur plusieurs étages (maximum 7) par l'intermédiaire de concentrateurs (*hubs*) servant de répétiteurs de signaux et ayant en charge la gestion des connexions/déconnexions ainsi, éventuellement, que de l'alimentation électrique des périphériques (max. 5 V, 500 mA) branchés sur les ports USB. L'ensemble du bus est sous le contrôle d'un maître (*Host Controller*) qui gère la transmission des informations organisées sous la forme de trames à l'intérieur desquelles sont répartis différents types de communication.

Les câbles de liaison USB2 d'une longueur maximale de 5 m (pour fonctionner à la vitesse maximale) comportent quatre conducteurs (une paire de fils torsadés pour les données et deux fils d'alimentation), les données sont transmises en mode différentiel sous forme de série synchrone. Les connecteurs sont de type plat côté hub et carré côté périphérique.

Copyright © 2011 Dunod.

18.4.7. Accès direct à la mémoire

Pour la plupart des périphériques et quelles que soient les tâches à remplir, de grosses quantités de données sont échangées avec la mémoire. Avec une architecture classique, c'est le microprocesseur qui gère tous les transferts en synchronisant correctement les bus d'adresse, de contrôle et de données. Généralement, le transfert d'une donnée se déroule en deux étapes : le microprocesseur lit d'abord la donnée à transférer dans un registre interne, puis écrit le contenu de ce registre dans la mémoire ou le périphérique concerné. Ainsi, n'importe quel transfert de donnée nécessite au minimum deux instructions élémentaires. Lorsque la quantité de données échangée entre le périphérique et la mémoire est importante, le temps du microprocesseur monopolisé pour le transfert peut être considérable.

Pour étendre la disponibilité du microprocesseur à des tâches de calcul plus complexes, il est parfois possible de le soulager des tâches de transfert, grâce à un dispositif particulier : le contrôleur d'**accès direct mémoire (DMA –** Direct Memory Access). Ce dernier est connecté sur les bus du système, dont il peut devenir maître. Bien sûr, l'utilisation d'un contrôleur DMA n'est possible qu'avec un microprocesseur compatible, qui accepte de perdre momentanément le contrôle de ses bus externes (*figure 18.16*).

Avec un contrôleur DMA, le transfert d'un bloc de données est géré en plusieurs étapes. Dans un premier temps, le microprocesseur initialise les registres du contrôleur DMA avec les paramètres de l'échange (adresse de début, longueur du bloc, sens du transfert). Ensuite, le contrôleur demande au microprocesseur la maîtrise des bus. Lorsque ces derniers sont libres, le contrôleur lance le protocole de transfert en utilisant ses registres de données propres. À la fin de l'échange, le contrôleur rend le contrôle complet au microprocesseur. Pendant tout le transfert, le microprocesseur ne doit pas tenter d'accès externe, mais il peut travailler avec sa mémoire interne.

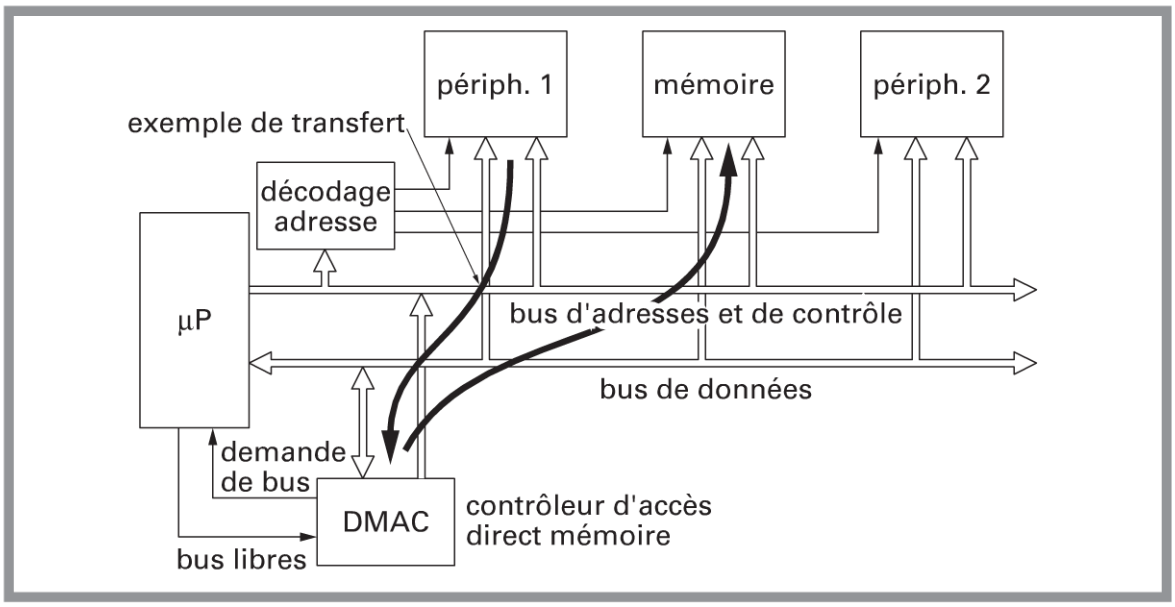


Figure 18.16 - Le contrôleur d'accès direct mémoire.

Copyright © 2011 Dunod.

18.4.8 Interruptions

Une interruption est une forme particulière de communication avec le microprocesseur. En effet, un périphérique qui génère une interruption le fait de manière asynchrone par rapport au fonctionnement du microprocesseur. Le déroulement du programme en cours est suspendu et le microprocesseur exécute une tâche spéciale prévue et programmée par l'utilisateur pour le traitement de l'interruption. En particulier, ce traitement se charge de questionner le périphérique à l'origine de l'interruption et de transférer d'éventuelles données.

Au niveau matériel, une interruption est signalée au microprocesseur par un front ou un niveau sur une ligne électrique spécifique. Un périphérique peut agir directement sur les lignes d'interruption du microprocesseur ou par l'intermédiaire d'un contrôleur. En général, un microprocesseur dispose de 2 à 4 lignes d'interruption, ce qui limite le nombre de périphériques qui peuvent interrompre directement le microprocesseur. Pour un système simple cette limitation ne pose pas de problème, mais pour un système plus complexe, il est nécessaire d'utiliser un intermédiaire. Le **contrôleur d'interruptions** est un dispositif qui agit comme un multiplexeur d'interruptions. Il dispose d'un nombre de lignes d'entrées important, 8 à 16, et d'une ligne de sortie connectée sur une ligne d'interruption du microprocesseur. Lorsqu'une des lignes d'entrées du contrôleur est sollicitée, celui-ci avertit le microprocesseur. Les lignes d'entrées du contrôleur sont repérées et le microprocesseur détermine l'origine de l'interruption en accédant à un registre d'état du contrôleur. De plus, dans le cas où plusieurs interruptions interviennent en même temps, le contrôleur peut mémoriser les différents événements et les renvoyer au microprocesseur avec des priorités particulières.

18.5 Les différents types de microprocesseurs

Les premiers microprocesseurs sont apparus dans les années 1970 et ils ont rapidement trouvé place dans le pilotage et le contrôle des systèmes : appareils de mesure, automatismes, etc. Dans ces applications d'informatique industrielle, le nombre de circuits doit souvent être réduit pour limiter le coût et l'encombrement des systèmes. Pour répondre à ce besoin, un nouveau type de microprocesseur est apparu, intégrant de la mémoire et de nombreuses interfaces d'entrées/sorties : le **microcontrôleur**. Fabriqué à faible coût, le microcontrôleur est devenu essentiel dans beaucoup d'applications.

Mais, si le microcontrôleur est bien adapté au contrôle des systèmes, il offre des performances de calcul moyennes, qui ne permettent pas d'effectuer des opérations numériques complexes. En particulier, dès qu'il s'agit de mettre en œuvre des opérateurs de traitement de signal, la puissance des microcontrôleurs devient

Copyright © 2011 Dunod.

insuffisante. Un troisième type de microprocesseur a été conçu pour faire face à cette nouvelle demande : le **processeur de signal**. Microprocesseurs et processeurs de signal ont tendance actuellement à se rapprocher du point de vue de leurs possibilités de calcul.

18.5.1 Microcontrôleur

Le microcontrôleur est un système à microprocesseur autonome contenu dans un seul boîtier, utilisé pour le contrôle de dispositifs électroniques. La plupart des informations nécessaires au fonctionnement des dispositifs peut être lue ou générée directement par le microcontrôleur. Seule la conversion de puissance doit être traitée par des circuits extérieurs.

Les microcontrôleurs se classent en familles. D'une famille à l'autre les différences interviennent au niveau de la puissance de calcul, du mode de programmation, des limites dans les possibilités offertes. Les membres d'une famille se distinguent par les différentes options qu'ils possèdent parmi toutes celles proposées dans la famille.

Au niveau de la gestion de la mémoire centrale et des traitements arithmétiques et logiques des données, le microcontrôleur fonctionne de manière analogue au microprocesseur. L'espace mémoire adressable est en général réduit pour limiter le nombre de lignes d'adresses à la périphérie du composant et donc ses dimensions. La largeur du bus de données est de 8 bits, 16 bits ou 32 bits pour les plus puissants.

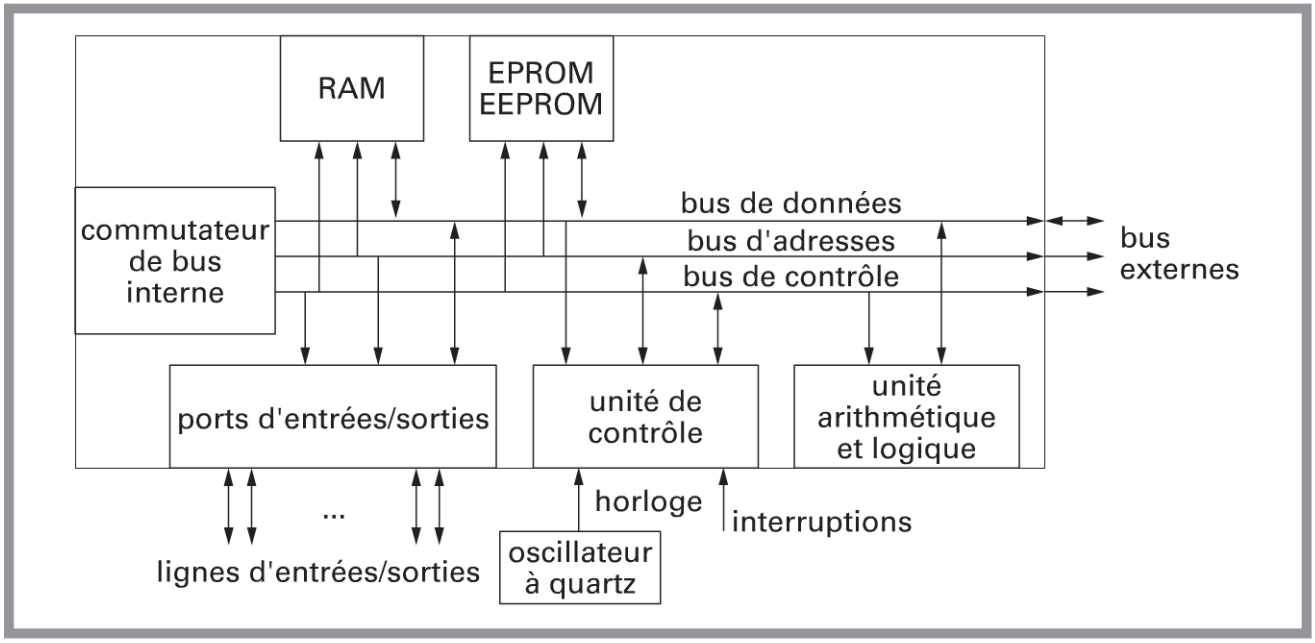


Figure 18.17 - Architecture interne du microcontrôleur.

Prévus pour s'insérer dans des applications gérées par des programmes simples et courts, les microcontrôleurs possèdent (*figure 18.17*) une mémoire interne : une partie ROM pour stocker le programme à exécuter et une partie RAM utilisée

Copyright © 2011 Dunod.

pour les données. Cette mémoire, dont la taille modeste ne dépasse guère quelques kilo-octets, peut bien sûr être étendue de manière externe en cas de besoin.

Au niveau des ports d'entrées/sorties, le microcontrôleur est équipé des principales interfaces : entrées/sorties en parallèle configurables bit à bit comme entrée ou sortie, liaisons de communication série synchrone ou asynchrone, etc. Tous ces ports génèrent des interruptions qui sont gérées par un contrôleur interne. De plus, aux entrées/sorties classiques sont en général associés des compteurs-diviseurs, pilotés en interne par des registres particuliers, permettant de réaliser des compteurs d'événements câblés ou des générateurs d'impulsions.

Certaines familles de microcontrôleurs disposent d'un convertisseur analogique-numérique interne, couplé éventuellement à un multiplexeur, permettant de traiter directement des signaux analogiques.

18.5.2 Processeur de signal

Le processeur de signal, **DSP** (*Digital Signal Processor*), a été conçu pour des applications exigeantes en calcul, principalement dans le domaine du traitement du signal. Son architecture interne (*figure 18.18*), différente de celle du microcontrôleur est adaptée pour optimiser les transferts de données et la rapidité des calculs. La fréquence de fonctionnement a été augmentée pour réduire le temps d'exécution d'une instruction élémentaire et plusieurs unités ont été dupliquées pour paralléliser les opérations de base.

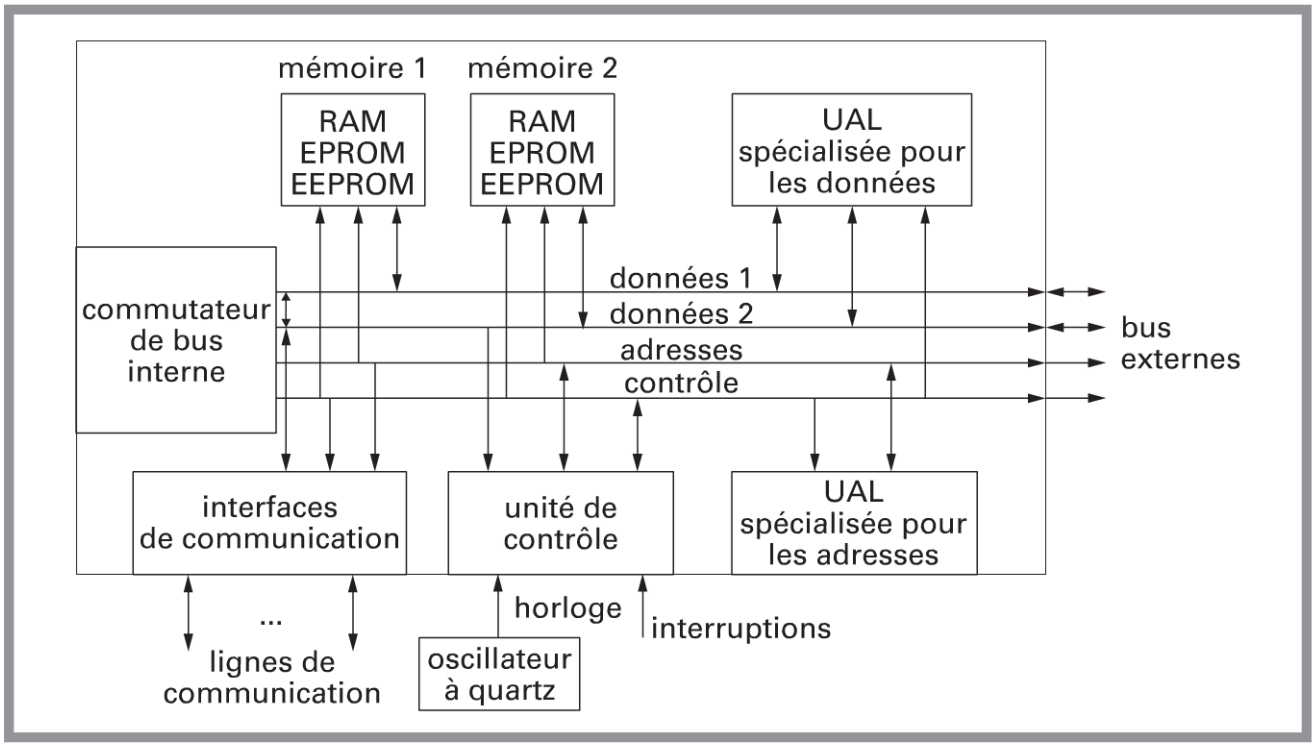


Figure 18.18 - Architecture interne du processeur de signal.

Copyright © 2011 Dunod.

L'architecture d'un processeur de signal est basée sur le modèle Harvard : pour accéder simultanément à plusieurs données, la mémoire centrale est séparée en plusieurs plans mémoire reliés chacun à un bus de données indépendant. Cette structure, qui augmente le nombre de broches et donc les dimensions du circuit intégré, présente cependant l'avantage de permettre la lecture ou l'écriture de plusieurs valeurs en mémoire de manière parallèle. Généralement, un processeur de signal dispose d'un espace mémoire pour le programme et d'un ou deux espaces mémoire pour les données. L'accès à chaque plan mémoire est contrôlé par un générateur d'adresses propre.

Associé à cette structure à plans mémoire multiples, le processeur dispose de deux unités arithmétiques : l'une classique pour le traitement des données et l'autre plus spécifique pour tous les calculs d'adresses. Cette deuxième unité arithmétique possède ses registres propres et peut travailler en simultané avec les autres unités du DSP. Elle se charge des calculs d'adresses (incrémentation-décrémentation de pointeur) et des accès à la mémoire (écriture et lecture).

L'unité arithmétique et logique des données marque aussi une différence importante avec celle d'un microprocesseur classique. Elle est optimisée pour effectuer le plus rapidement possible des opérations de calcul du type $\sum x_i \cdot y_i$, qui sont très utilisées dans la plupart des opérateurs de traitement du signal. La caractéristique principale de cette UAL plus puissante est donc la présence d'un **multiplieur-accumulateur**, capable de réaliser en une instruction élémentaire, une somme et un produit. Une spécification importante de l'UAL d'un processeur de signal est son format arithmétique : les nombres sont traités au choix comme des entiers ou comme des réels. Suivant les processeurs, le format des réels est du type virgule fixe (les puissances ne sont pas traitées) ou virgule flottante.

Outre une puissance de calcul accrue, le processeur de signal est en général équipé d'interfaces d'entrées/sorties, destinées à faciliter la communication du processeur avec d'autres systèmes numériques.

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 19

GESTION MATÉRIELLE DE LA CHAÎNE PAR MICROPROCESSEUR

Le fonctionnement correct de la chaîne exige que les divers éléments qui la constituent soient activés d'une façon parfaitement coordonnée dans le temps : c'est le rôle du microprocesseur de délivrer, en temps opportun, tout ou partie des signaux nécessaires : adressage de la voie sélectionnée du multiplexeur, échantillonnage puis blocage de l'échantillonneur-bloqueur, initiation de la conversion et lecture du résultat numérique en fin de conversion.

En plus de cette commande séquencée des éléments de la chaîne qui est indispensable, le microprocesseur peut remplir un certain nombre de fonctions annexes à caractère métrologique, qui permettent d'améliorer la précision des mesures ou de faciliter leur exploitation :

– réglage de la fréquence de coupure du filtre antirepliement;

– autozéro et autoétalonnage de la chaîne;

– linéarisation des données;

– correction des grandeurs d'influence;

– affichage, alarmes, etc.

19.1 Contrôle de la fréquence d'échantillonnage

Lorsque la chaîne est appelée à traiter des signaux d'extension spectrale variable, il est nécessaire de pouvoir adapter en conséquence la fréquence d'échantillonnage. Cette dernière détermine ensuite le rythme des signaux de commande appliqués aux dispositifs de la chaîne. Les signaux de commande sont générés

Copyright © 2011 Dunod.

directement ou indirectement par l'intermédiaire du microprocesseur, depuis un système oscillateur indépendant. Ce dernier produit un signal, généralement carré, dont la fréquence est extrêmement stable et définie avec une très bonne précision.

Cette référence temporelle, utilisée soit directement par les dispositifs actifs de la chaîne, soit par le microprocesseur, doit pouvoir être programmable pour répondre aux besoins de l'utilisateur. Classiquement, cette partie de la chaîne comporte un oscillateur à quartz de fréquence élevée, et un ensemble diviseur de fréquence programmé. L'oscillateur à quartz a pour rôle de fournir une fréquence de base très précise et très stable au système diviseur qui est chargé de fournir des sous-multiples de cette fréquence de base. Pour les cas simples, le diviseur de fréquence peut être conçu à l'aide d'un simple compteur (*figure 19.1*). Mais, pour obtenir un grand nombre de sous-multiples de la fréquence de base, la partie division de fréquence devient rapidement complexe en conception et en nombre de composants.

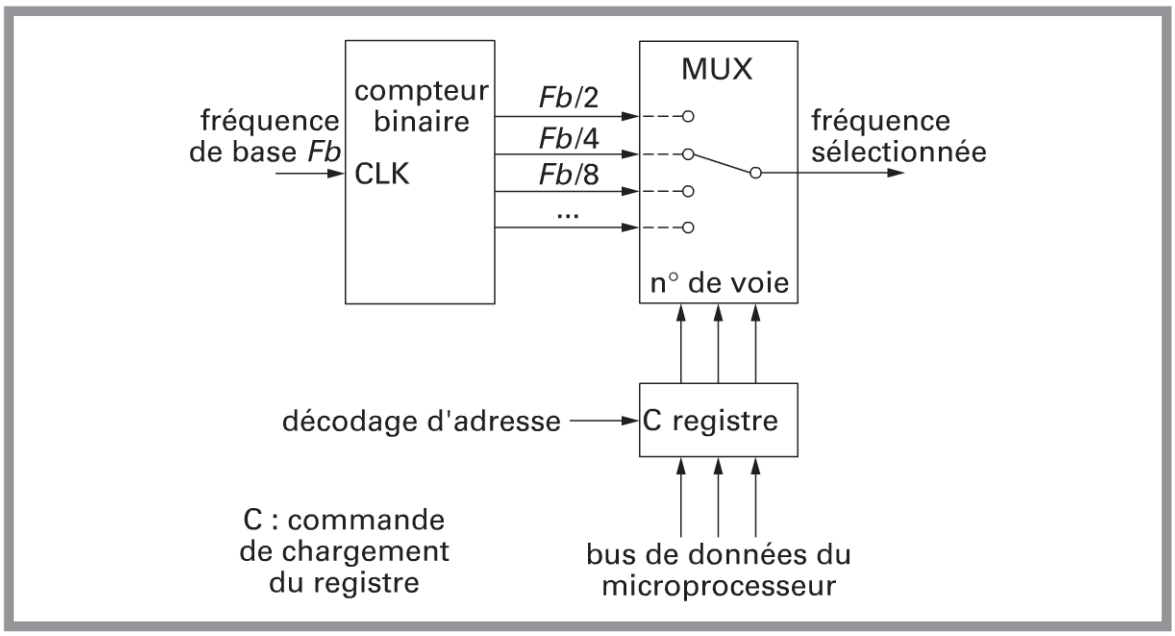


Figure 19.1 - Générateur de fréquence par division binaire.

Les circuits intégrés du type oscillateur programmable offrent l'avantage d'un fonctionnement matériel simple et donc une mise en œuvre logicielle légère : le choix d'une fréquence est défini par une simple écriture de registre (*figure 19.2*). Au niveau matériel, ces circuits sont en général complètement autonomes, car ils intègrent tous les éléments (quartz, diviseur de fréquence, etc.) nécessaires pour générer une fréquence précise. Enfin, les fréquences disponibles sont souvent réparties par décades suivant des valeurs entières utiles : 1 Hz, 2 Hz, 5 Hz, 10 Hz, 20 Hz, 50 Hz... 100 kHz, 200 kHz, 500 kHz.

Copyright © 2011 Dunod.

Une autre réalisation possible de générateur de fréquence programmable utilise un convertisseur numérique-analogique (CNA) de n bits et un convertisseur tension-fréquence (CVF) (§ 16.3.5). Le mot de sélection de fréquence est appliqué à l'entrée du CNA, qui fournit la tension d'entrée du CVF. Le CNA pouvant délivrer $2^n - 1$ tensions non nulles, ce système peut donc délivrer $2^n - 1$ fréquences différentes réparties régulièrement entre les valeurs minimales et maximales.

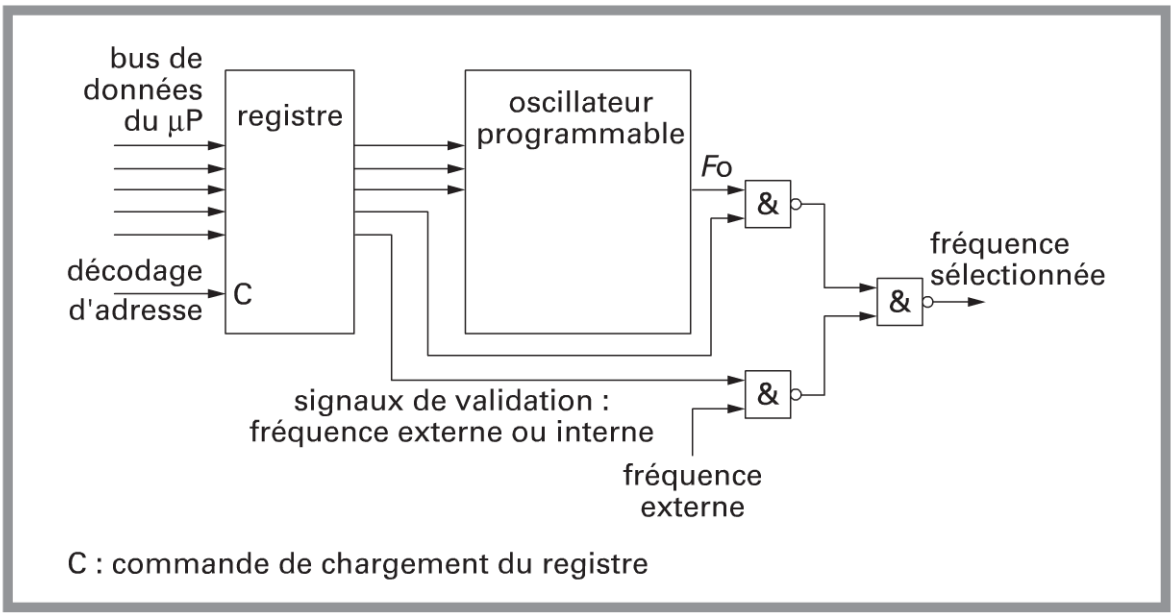


Figure 19.2 - Génération de fréquence par oscillateur programmable.

Les circuits du type «timer», qui comportent plusieurs compteurs internes permettent de générer un très grand nombre de fréquences avec des rapports cycliques variables. L'inconvénient principal est une mise en œuvre logicielle plus lourde : préchargement des compteurs et initialisation des registres d'état. Cependant, cette charge logicielle n'intervient qu'à l'initialisation.

19.2 Réglage du filtre antirepliement

Lorsque la nature des signaux impose une modification de la fréquence d'échantillonnage, il est nécessaire d'adapter en conséquence le filtre antirepliement, en particulier sa fréquence de coupure, de façon que demeurent toujours respectées les conditions de précision imposées (§ 13.3).

Aux deux types de filtres généralement utilisés, filtres actifs et filtres à capacités commutées, correspondent évidemment des moyens de réglage distincts.

Copyright © 2011 Dunod.

19.2.1 Filtres actifs

Les modifications des caractéristiques du filtre sont obtenues par la mise en ou hors service de résistances de précision choisies parmi un ensemble forcément réduit. Il en résulte un nombre limité de fréquences de coupure à valeurs figées. La sélection des résistances peut être effectuée au moyen d'un multiplexeur recevant, du microprocesseur, l'adresse correspondante.

19.2.2 Filtres actifs à commande digitale

L'association d'un convertisseur numérique-analogique à un filtre actif de structure figée permet une programmation numérique de sa fréquence de coupure qui peut dès lors être prise en charge par le microprocesseur. Si N est la valeur numérique du mot de n bits appliqué à l'entrée du CNA, $1 \leqslant N \leqslant 2^n - 1$, on dispose de $2^n - 1$ valeurs de fréquence de coupure possibles : $F(N) = N \cdot F_o$ où F_o est une caractéristique du filtre. Par exemple, pour un filtre passe-bas du premier ordre à commande digitale sur n bits (*figure 19.3*), la fréquence de coupure du filtre correspondant à une valeur N du mot numérique d'entrée est :

$$F(N) = \frac{N}{2^n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{2\pi R_o C}$$

où R_o est la résistance caractéristique du réseau du CNA.

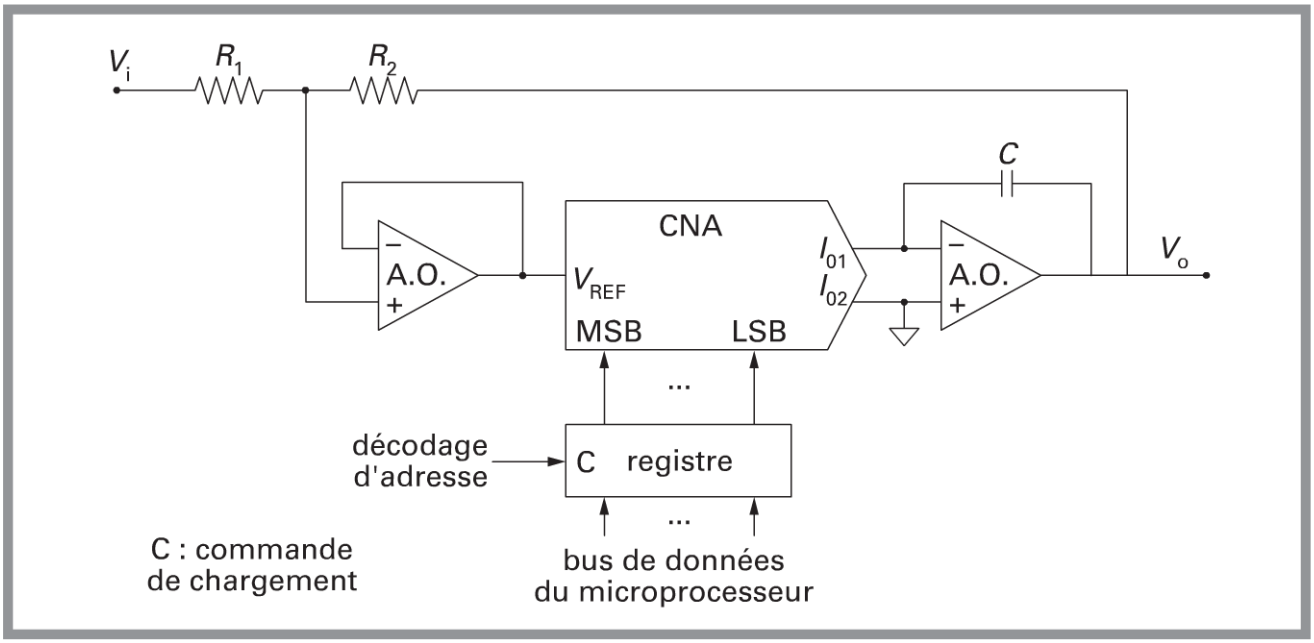


Figure 19.3 - Filtre actif passe-bas à commande digitale.

Copyright © 2011 Dunod.

19.2.3 Filtres à capacités commutées

Dans ce type de filtre, la fréquence de coupure F_o est une fraction fixe de la fréquence de commutation $F_{c)\text{filtre}}$ des capacités (§ 13.1.2). Le même oscillateur programmable peut être utilisé pour fournir la fréquence d'horloge du CAN, $F_{h)\text{CAN}}$ et générer la fréquence de commutation du filtre, $F_{c)\text{filtre}}$ (*figure 19.4*). La fréquence d'horloge $F_{h)\text{CAN}}$, est proportionnelle à la fréquence d'échantillonnage des signaux :

$$F_{h)\text{CAN}} = a \cdot F_e.$$

La fréquence de coupure du filtre F_o est une fraction déterminée :

– de sa fréquence de commutation : $F_o = \frac{1}{b} \cdot F_{c)\text{filtre}}$ avec b ≈ 10^2 ;

– de la fréquence d'échantillonnage : $F_o = \frac{1}{c} \cdot F_e$ avec c compris entre 5 et 10.

La relation finale est :

$$F_{c)\text{filtre}} = \frac{b}{a \cdot c} \cdot F_{h)\text{CAN}} = d \cdot F_{h)\text{CAN}} \quad \text{où} \quad d = \frac{b}{a \cdot c}.$$

Si $d > 1$, l'oscillateur fournit $F_{c)\text{filtre}}$ et $F_{h)\text{CAN}}$ s'en déduit par division de fréquence.

Si $d = 1$, l'oscillateur fournit $F_{c)\text{filtre}}$ et $F_{h)\text{CAN}}$.

Si $d < 1$, l'oscillateur fournit $F_{h)\text{CAN}}$ et $F_{c)\text{filtre}}$ s'en déduit par division de fréquence.

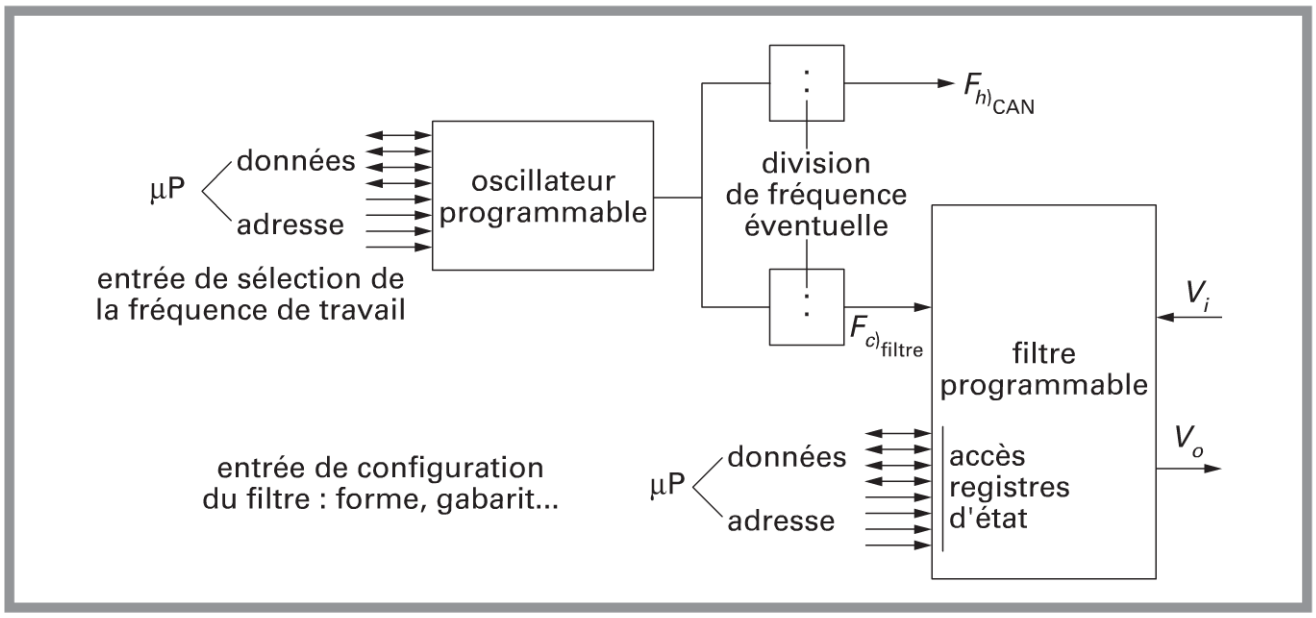


Figure 19.4 - Filtre antirepliement programmable.

Copyright © 2011 Dunod.

La réalisation du filtre antirepliement au moyen d'une combinaison de filtres actifs et de filtres à capacités commutées, tous réglables, permet l'obtention d'un très grand nombre de fréquences de coupure.

19.3 Commande du multiplexage et de l'échantillonnage-blocage

19.3.1 Multiplexage

Lorsque l'acquisition porte sur de multiples mesurandes, la chaîne comporte un multiplexeur. Le choix de la voie à commuter est indiqué par un nombre binaire appliqué à l'entrée d'adresses du multiplexeur. Deux modes de sélection de voie sont possibles : l'adressage séquentiel et l'adressage aléatoire.

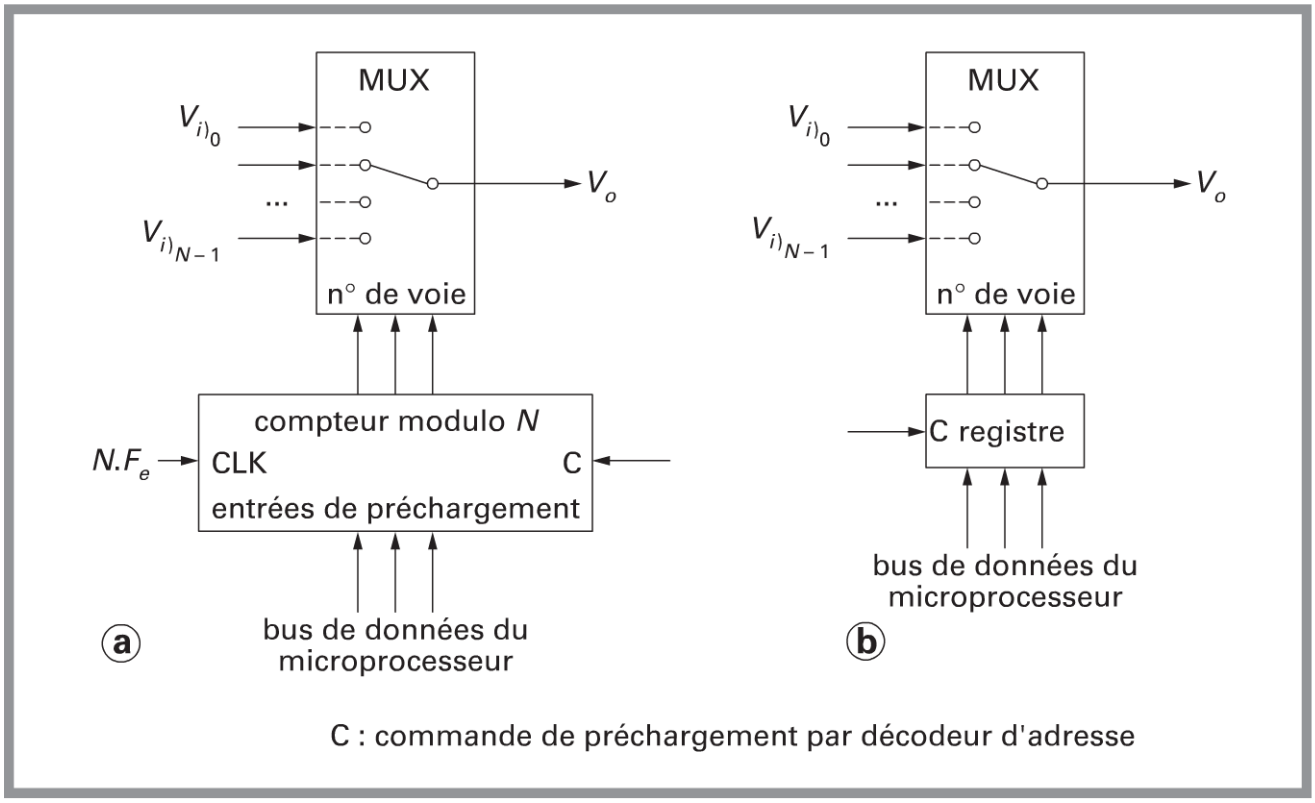


Figure 19.5 - Multiplexage des entrées analogiques :
a) multiplexage séquentiel ; b) multiplexage aléatoire.

Avec l'**adressage séquentiel**, les N voies d'entrée du multiplexeur sont scrutées successivement à la même fréquence d'échantillonnage F_e, généralement de la voie d'adresse 0 à la voie d'adresse $N-1$, par adresses croissantes. Ces dernières

Copyright © 2011 Dunod.

sont délivrées par un compteur modulo N, recevant sur son entrée d'horloge un signal à la fréquence $N \cdot F_e$ dérivé de la base de temps du système (*figure 19.5a*). Le microprocesseur n'a aucun contrôle sur le choix des voies à scruter. En compensation, il est libéré de l'opération d'adressage du multiplexeur, ce qui permet d'économiser une instruction élémentaire dans la procédure d'acquisition. Avec cette méthode il est impératif de bien initialiser la première voie à échantillonner pour ne pas faire d'erreur de décalage dans le stockage des échantillons. Cette initialisation peut être obtenue par le préchargement du compteur avec une valeur donnée, ou simplement par la remise à zéro du compteur. Le signal de commande de préchargement ou de *reset* étant généré à partir d'une logique classique de décodage d'adresse, l'initialisation du compteur est activée lorsque le microprocesseur effectue une écriture à l'adresse correspondante.

Avec l'**adressage aléatoire**, c'est le microprocesseur qui décide de la voie à sélectionner en fonction de critères définis dans le programme par les nécessités de l'application. Le choix de la voie à mesurer est fixé directement sur le multiplexeur si ce dernier peut mémoriser l'adresse de la voie, ou par l'intermédiaire d'un registre tampon, dont le signal de sélection est généré par un décodage d'adresse classique (*figure 19.5b*). Ce mode de fonctionnement peut devenir pénalisant dans les applications où la fréquence d'échantillonnage est élevée, mais il permet d'échantillonner les différentes voies à des fréquences différentes lorsque l'extension de leurs spectres l'exige.

19.3.2 Échantillonnage-blocage

Deux modes d'échantillonnage-blocage sont possibles suivant la précision demandée sur les instants d'échantillonnage : séquentiel ou simultané.

Dans le **mode séquentiel**, un seul échantillonneur-bloqueur placé après le multiplexeur assure l'échantillonnage du signal issu de la voie sélectionnée du multiplexeur, après que se soit écoulé le temps d'établissement $t_{e)\mu}$ de ce dernier (*figure 19.6*). La conversion du signal ne peut commencer que lorsque l'échantillonneur-bloqueur a mémorisé le signal, temps $t_{\text{acq})eb}$, et que sa sortie est établie à ε près, temps $t_{e)eb}$. Si le processus est complètement piloté par le microprocesseur, le décalage entre le multiplexage et l'échantillonnage-blocage doit être réalisé logiciellement en exécutant des instructions ne faisant pas intervenir le matériel : par exemple sauvegarder des registres. De même, si les conversions sont lancées directement par le microprocesseur, le décalage entre l'échantillonnage-blocage et le lancement de conversion doit être réalisé logiciellement. Pour économiser du temps dans la tâche d'acquisition, il est possible de libérer le microprocesseur de la commande de l'échantillonneur-bloqueur, en générant le signal d'échantillon-

Copyright © 2011 Dunod.

nage (S =1) à partir du signal d'accès du multiplexeur pendant une durée au moins égale à $t_{e)\mu} + t_{acq)eb}$ par une électronique adaptée (monostable).

Lorsque le multiplexage est anticipé, il est effectué pendant la conversion de la voie précédente : la voie $k + 1$ est adressée pendant la conversion de la voie k (§ 17.4.1). C'est alors le signal de fin de conversion de la voie k qui déclenche l'échantillonnage de la voie $k + 1$, puis après le temps d'acquisition $t_{acq)eb}$, le blocage de cette voie.

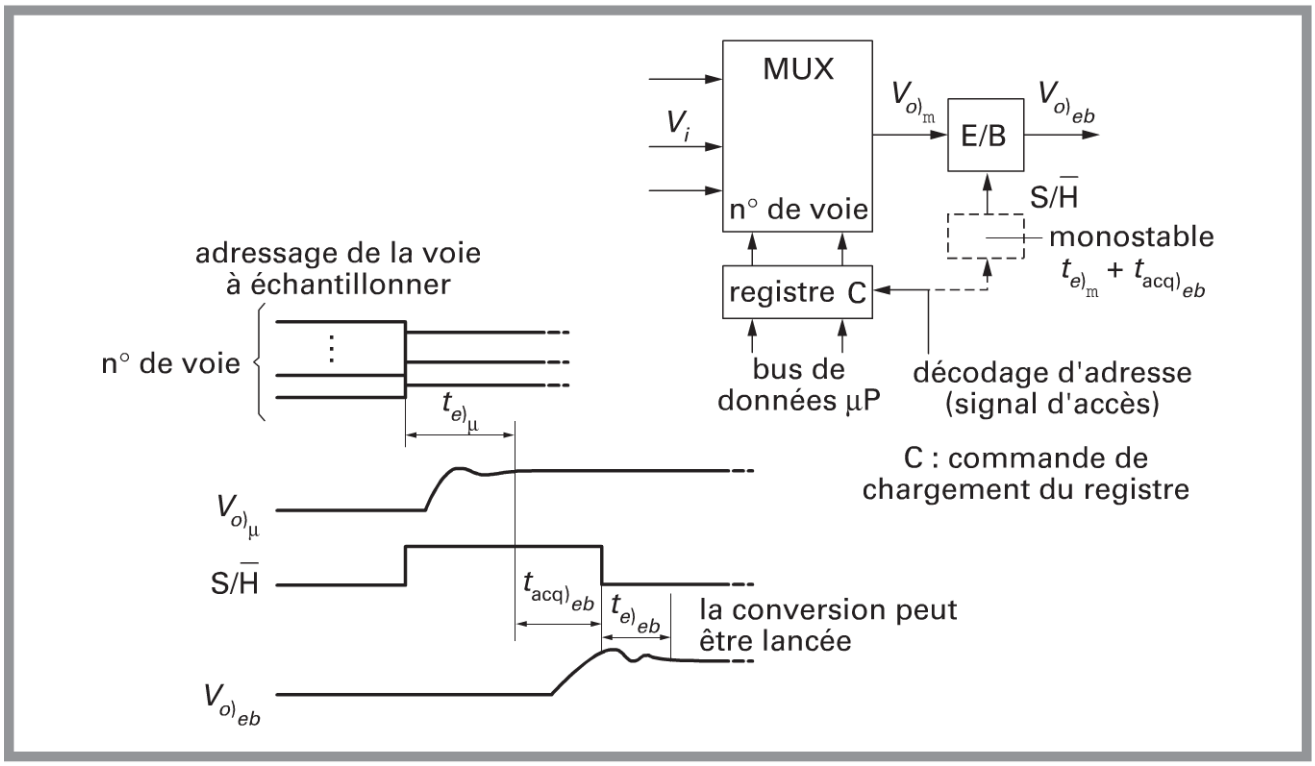


Figure 19.6 - Échantillonnage-blocage séquentiel.

Dans le **mode simultané**, chaque voie d'entrée du multiplexeur est précédée d'un échantillonneur-bloqueur et la commande d'échantillonnage est commune à toutes les voies (*figure 19.7*). Lorsque les temps d'acquisition et d'établissement de l'échantillonnage-blocage sont atteints, les conversions sont alors réalisées en séquentiel. Cette configuration, où toutes les voies d'entrée sont échantillonnées en même temps, est indispensable pour détecter précisément les synchronisations qui peuvent exister entre les signaux mesurés. Dans ce mode de fonctionnement, la commande de l'échantillonnage-blocage est séparée de l'adressage du multiplexeur car elle n'est réalisée qu'une fois pour toutes les voies d'entrée du multiplexeur. Lorsque le multiplexeur est adressé par un compteur (*figure 19.5a*), la commande de l'échantillonnage-blocage peut être élaborée à partir du signal de passage à zéro du compteur.

Copyright © 2011 Dunod.

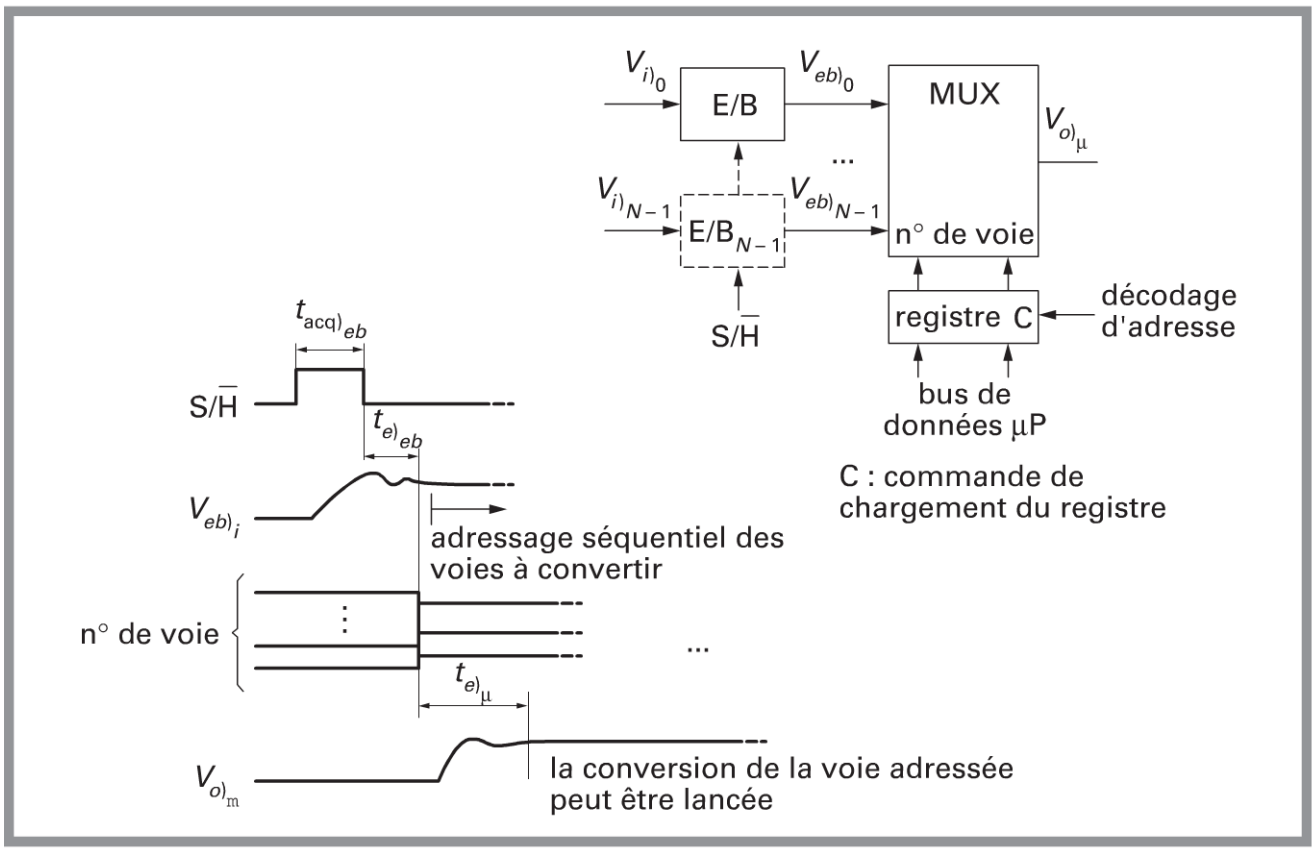


Figure 19.7 - Échantillonnage-blocage simultané de toutes les voies d'entrée.

19.4 Conversion analogique-numérique

19.4.1 Pilotage de la conversion

La conversion d'une tension analogique en valeur numérique est déclenchée par une commande logique (*Start Conversion* : SC). La transition de ce signal déclenche les opérations de conversion qui conduisent en interne au stockage de la donnée numérique résultante.

Lorsque la conversion est terminée et que la valeur numérique résultante est disponible en lecture, l'utilisateur est prévenu par la transition d'un deuxième signal logique (*End Of Conversion* : EOC ou *Busy*). Le chronogramme général des signaux de contrôle de la conversion est représenté sur la *figure 19.8*.

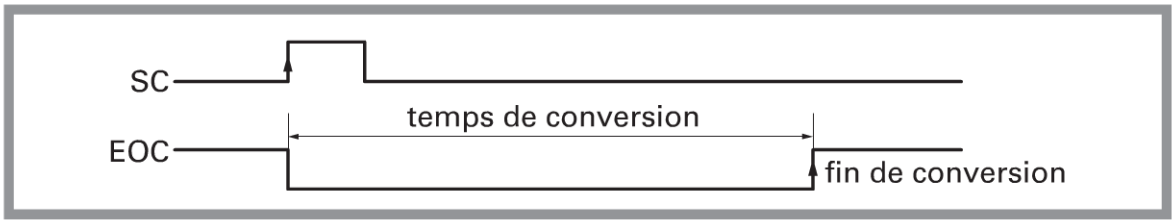


Figure 19.8 - Chronogramme des signaux de contrôle de la conversion.

Copyright © 2011 Dunod.

Les différents modes de commande sont obtenus par un choix approprié des connexions des signaux de contrôle au microprocesseur.

Conversion continue

Dans ce mode (*figure 19.9*), le signal de fin de conversion EOC est rebouclé sur l'entrée de commande de conversion SC. Le microprocesseur peut contrôler cette boucle par un signal de commande provenant d'un registre et, dans tous les cas, il est averti des fins de conversion par interruption, au moyen de la ligne EOC. Pour que ce mode puisse fonctionner, le CAN doit conserver le résultat précédent dans un registre de stockage lorsqu'une nouvelle conversion est amorcée.

Ce type de fonctionnement peut être appliqué lorsqu'il n'y a qu'un seul mesurande ou lorsqu'on utilise un CAN par voie d'entrée. Le microprocesseur dispose alors immédiatement d'une donnée numérique, dont le retard temporel est au plus d'un temps de conversion.

Dans ce mode de fonctionnement, la fréquence d'échantillonnage F_e est un sous-multiple de la fréquence d'horloge F_h du CAN. Le contrôle de F_e est obtenu indirectement par celui de F_h.

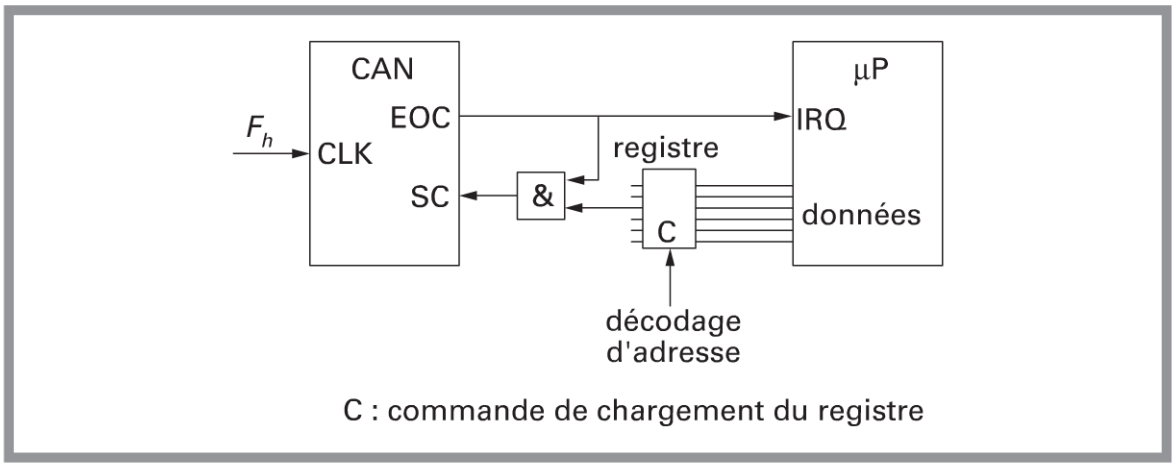


Figure 19.9 - Conversion en continu.

Commande par logique câblée

Dans ce mode de fonctionnement, les signaux de commande ordonnés des différents dispositifs de l'acquisition (multiplexeur, échantillonneur-bloqueur, CAN) sont issus d'une horloge unique par l'intermédiaire d'un ensemble de compteurs-diviseurs (*figure 19.10*). La fréquence de cette horloge est généralement contrôlée par le microprocesseur dans une phase d'initialisation. En dehors de cette phase, ce dernier est déchargé de la gestion de l'acquisition et a pour seule fonction la récupération des données. Il est alors averti des fins de conversion par le signal EOC du CAN qui est relié à une de ses entrées d'interruption.

Copyright © 2011 Dunod.

Il est possible d'envisager un fonctionnement par scrutation, dans lequel le microprocesseur teste les registres d'état du CAN ou directement la valeur de EOC pour détecter les fins de conversions, mais ce fonctionnement monopolise le microprocesseur pendant l'acquisition.

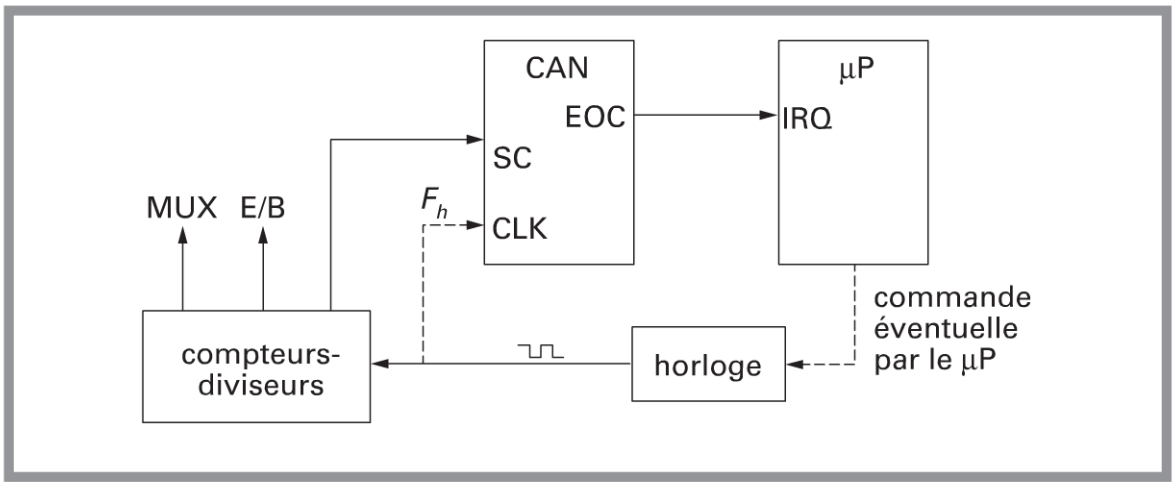


Figure 19.10 - Pilotage des conversions par une horloge externe.

■ Pilotage total par le microprocesseur

Dans ce mode de travail, la fréquence d'horloge F_h du CAN est fixe et le microprocesseur gère les deux signaux de contrôle SC et EOC. Comme précédemment, le signal EOC est envoyé sur une des lignes d'interruption du microprocesseur pour éviter un fonctionnement par scrutation. Le signal SC, qui déclenche les conversions, est généré directement à partir des signaux de contrôle du microprocesseur (*figure 19.11*).

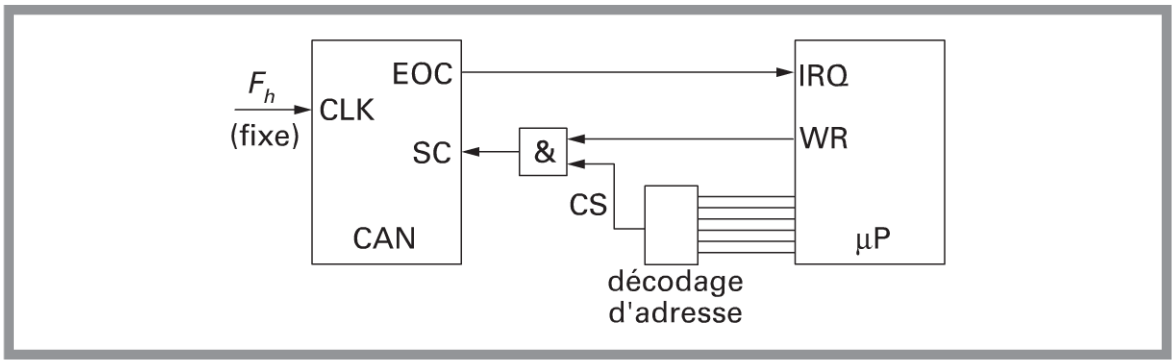


Figure 19.11 - Pilotage des conversions directement par le microprocesseur.

Le signal CS (sélection du composant) est généré à partir d'une logique classique de décodage d'adresse, le signal SC est donc activé lorsque le microprocesseur effectue une écriture à l'adresse correspondant au CAN.

Copyright © 2011 Dunod.

Dans ce mode de travail, c'est donc le microprocesseur qui contrôle complètement le cycle d'échantillonnage-blocage et de conversion. En particulier, pour obtenir des fréquences d'échantillonnage bien définies, le microprocesseur doit disposer d'une référence temporelle précise (timer) interne ou externe. À partir de cette référence, et après division éventuelle, il pourra générer des signaux SC séparés par des intervalles de temps constants et précis. Cette solution est intéressante lorsque le microprocesseur dispose d'un timer interne. Dans le cas contraire, il est nécessaire de disposer d'une horloge externe, comme dans le mode précédent, horloge qui doit être reliée à une autre ligne d'interruption du microprocesseur.

19.4.2 Lecture des données

Lorsque le CAN a terminé la conversion d'un échantillon du signal analogique, il reste au microprocesseur à récupérer la valeur numérique correspondante. Plusieurs paramètres, liés au format des données, vont conditionner d'une part la liaison matérielle du CAN au microprocesseur, et d'autre part le mode de lecture et de traitement de la donnée. Ces paramètres sont généralement figés par une architecture matérielle et doivent donc être définis au moment de la conception du système. Ces paramètres sont le mode d'accès aux données (parallèle ou série), le positionnement du bus de données du CAN par rapport à celui du microprocesseur et le masquage des lectures.

■ Accès aux données du CAN

Il existe deux modes possibles pour récupérer les données issues du convertisseur : le mode parallèle ou le mode série. Certains convertisseurs offrent les deux modes de lecture au choix, mais en général ils ne disposent que d'un mode.

□ Mode parallèle

Dans le mode parallèle, les lignes de données du convertisseur sont directement connectées au bus de données du microprocesseur (*figure 19.12*). La lecture est réalisée par l'activation d'un signal de contrôle du type CS (*Chip Select*) ou OE (*Output Enable*) généré par une logique de décodage d'adresse en lecture, qui fait passer le bus de données du CAN de l'état haute impédance à l'état correspondant aux données à lire. Le CAN se projette dans le plan mémoire du microprocesseur comme une cellule élémentaire (§ 18.3.2).

L'avantage de ce mode de lecture est un temps d'accès aux données très court, de l'ordre du temps d'accès à une mémoire, caractéristique importante pour les applications à fréquence d'échantillonnage F_e élevée, qui ne doivent pas être pénalisées par le temps d'accès aux données.

Copyright © 2011 Dunod.

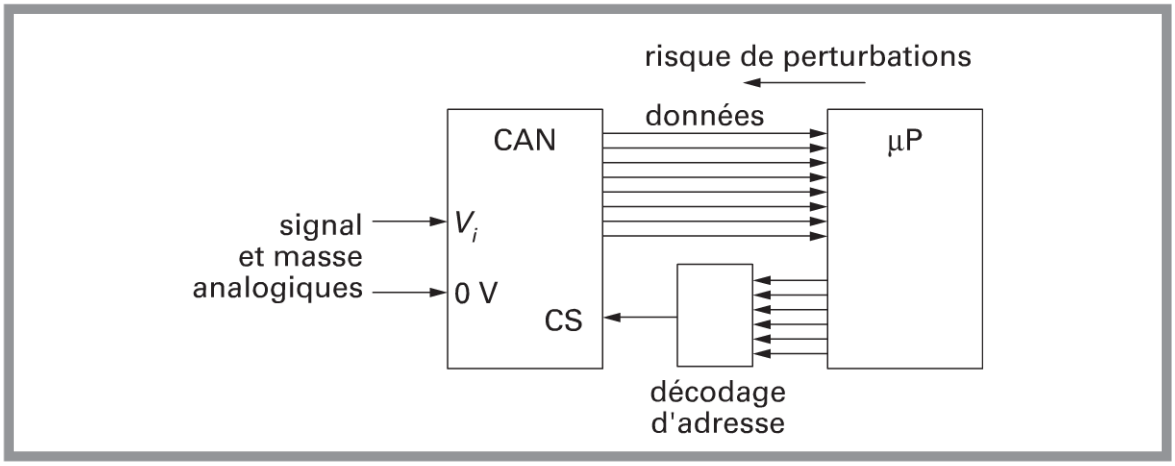


Figure 19.12 - Lecture du CAN en mode parallèle.

L'inconvénient majeur est un risque de couplage électrique important entre les domaines de l'analogique et du numérique : autant de lignes électriques actives que de bits de données. De plus, si la liaison est directe entre le CAN et le bus de données du microprocesseur, les lignes sont toujours actives par le fonctionnement du microprocesseur, ce qui entraîne un risque de perturbation électromagnétique des signaux analogiques sensibles. Dans ce cas, une solution possible est d'intercaler un registre tampon entre le CAN et le bus du microprocesseur (*figure 19.13*). Cette solution complique l'implantation des composants et les chronogrammes de fonctionnement, mais permet d'atténuer l'influence des perturbations provenant des circuits numériques. En effet, les lignes de données du CAN ne subissent pas d'évolution autre que les changements d'état des bits de conversion, aucun parasite de fréquence élevée n'atteignant le convertisseur. De plus, les temps d'accès aux données sont améliorés: les registres tampons ont des temps d'accès en lecture correspondant simplement à la transition haute à basse impédance d'une ligne numérique, donc des temps d'accès en général plus courts que ceux des convertisseurs.

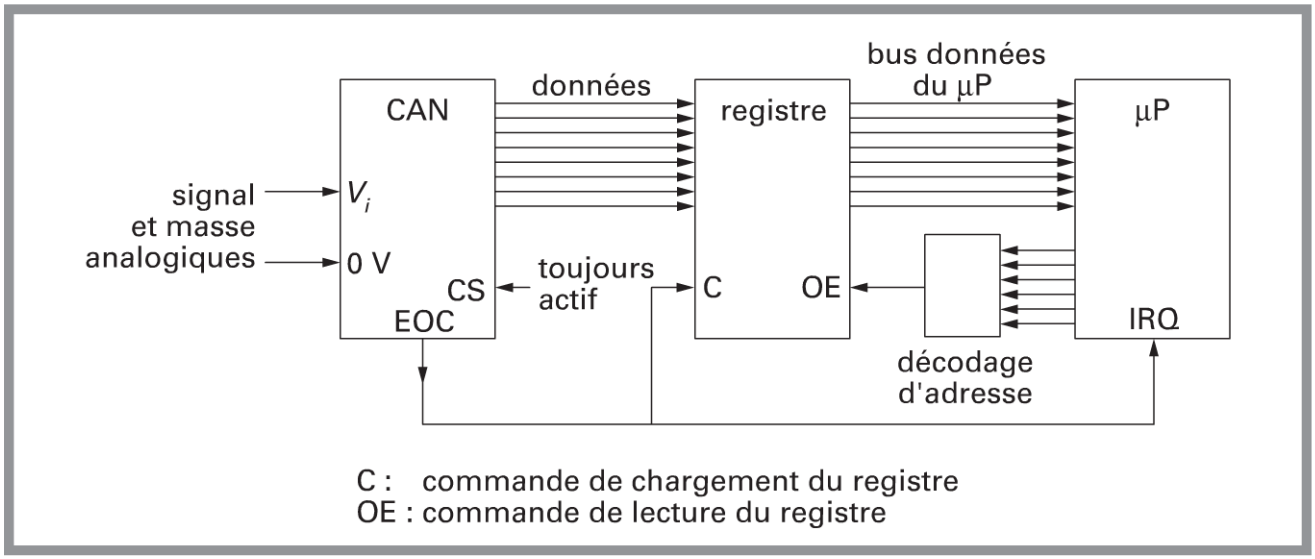


Figure 19.13 - Lecture du CAN en parallèle par l'intermédiaire d'un registre tampon.

Copyright © 2011 Dunod.

Avec cette solution, il est nécessaire de porter son attention sur les chronogrammes afin d'éviter des erreurs de lecture au moment des changements de données (*figure 19.14*). Le microprocesseur peut accéder plus rapidement au résultat de la conversion car

$$t_{acc)REG} < t_{acc)CAN} + t_{ch)REG}.$$

Il ne peut cependant effectuer une lecture que lorsque le contenu du registre est valide, c'est-à-dire à $t_{acc)CAN} + t_{ch)REG}$ après la fin de conversion. Ce temps d'attente doit être utilisé dans la tâche d'acquisition par des opérations ne nécessitant pas le résultat de la conversion : sauvegarde de registres par exemple.

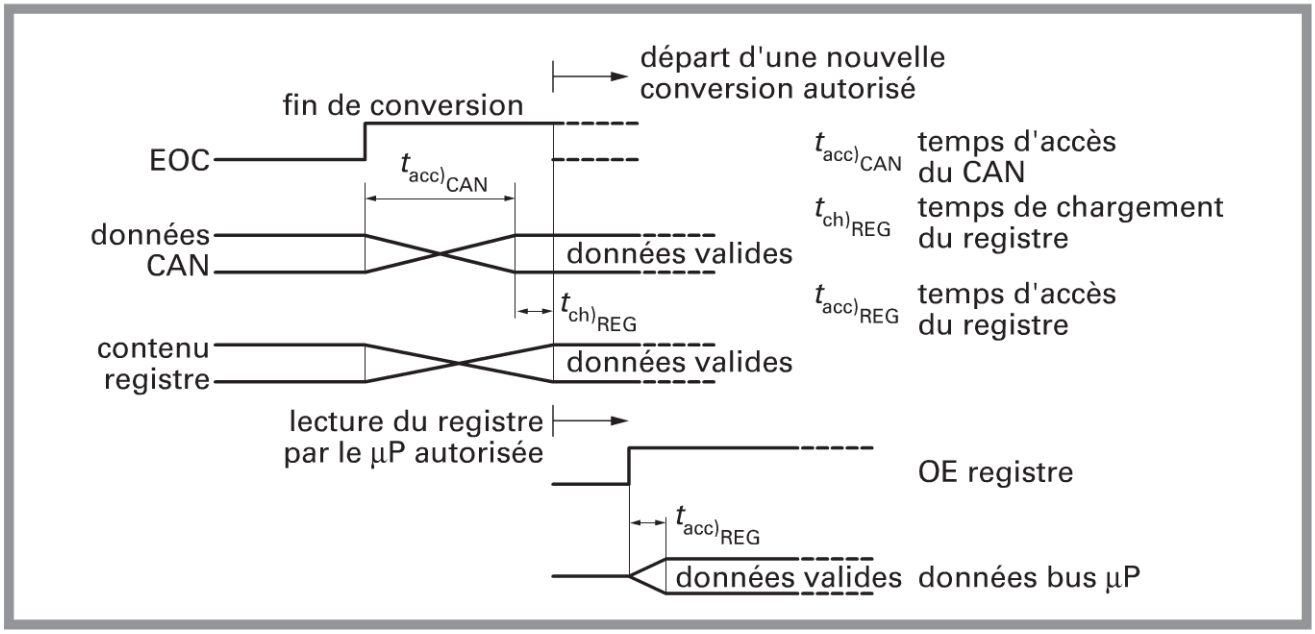


Figure 19.14 - Chronogramme de lecture en mode parallèle avec registre tampon.

□ Mode série

Dans le mode série (*figure 19.15*), le CAN transmet ses données au microprocesseur par une ligne active du type liaison série : les bits du résultat de conversion sont émis les uns après les autres. La connexion au microprocesseur est directe si ce dernier gère une liaison série (cas général des microcontrôleurs), ou indirecte par l'intermédiaire d'un circuit de parallélisation (registre à décalage). L'avantage de ce type de connexion est une meilleure séparation entre les circuits analogiques et numériques et une implantation plus simple des composants. Il n'y a plus, en effet, qu'une seule piste électrique active qui lie le domaine analogique au domaine numérique, réduisant les risques de perturbation du signal analogique par le numérique; de plus, cette ligne n'est active que pendant le temps court correspondant à l'émission des *n* bits de la conversion.

Copyright © 2011 Dunod.

Le principal inconvénient est un temps d'accès à la donnée plus important qu'en mode parallèle, les *n* bits de conversion étant émis successivement sur la même ligne.

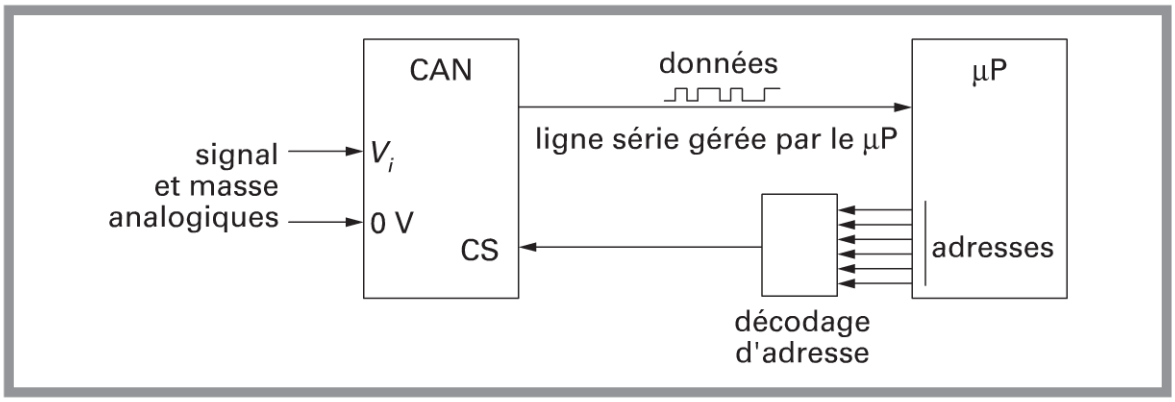


Figure 19.15 - Lecture du CAN par liaison série.

■ Positionnement du bus de données du CAN

Le positionnement du bus de données du CAN par rapport à celui du microprocesseur est une caractéristique importante de la liaison matérielle entre ces deux éléments de la chaîne d'acquisition. La largeur du bus de données du CAN dépend de la résolution attendue sur les conversions analogique-numérique alors que celle du microprocesseur dépend de son unité arithmétique et logique. En général la largeur du bus de données d'un CAN est comprise, selon les modèles, entre 8 et 20 bits alors que celle du microprocesseur est multiple de 8 : 8, 16, 24, 32, etc. bits.

Lorsque la largeur des données du CAN est égale à celle du microprocesseur, la connexion est directe. Dans le cas contraire, divers paramètres sont à examiner pour réaliser une bonne adaptation matérielle et logicielle avec le microprocesseur. Deux possibilités se présentent suivant la taille du bus de données du convertisseur par rapport à celle du bus du microprocesseur : le bus du CAN peut être plus grand ou plus petit que celui du microprocesseur.

□ Le bus du CAN est plus large que celui du microprocesseur

La donnée de conversion doit être fractionnée pour les traitements numériques. Ce cas se présente par exemple lorsque la largeur des données du CAN dépasse 8 bits alors que le microprocesseur utilisé travaille avec des données de 8 bits. Généralement, les CAN qui convertissent sur plus de 8 bits disposent d'une logique interne qui permet de lire les données en plusieurs fois par tranches de 8 bits. Les lectures de chaque tranche de données sont différenciées au moyen de lignes d'adressage (1 ligne HBE/$\overline{\text{LBE}}$ pour adresser l'octet de poids fort ou de poids faible). Une association CAN-microprocesseur de ce type est à éviter dans les applications rapides, car lecture et traitement des données sont beaucoup plus longs : opération de lecture doublée, calculs en plusieurs étapes, etc.

Copyright © 2011 Dunod.

□ Le bus du CAN est moins large que celui du microprocesseur

Dans ce cas, (par exemple un CAN de 8 bits avec un microprocesseur de 16 bits), plusieurs points doivent être pris en compte pour choisir parmi les diverses possibilités de connexion. La donnée du CAN étant moins large que le bus de données du microprocesseur, elle doit être masquée en lecture pour définir la valeur des bits non utilisés. À ce niveau, deux cas se présentent suivant le positionnement des données du CAN sur le bus du microprocesseur : à gauche ou à droite.

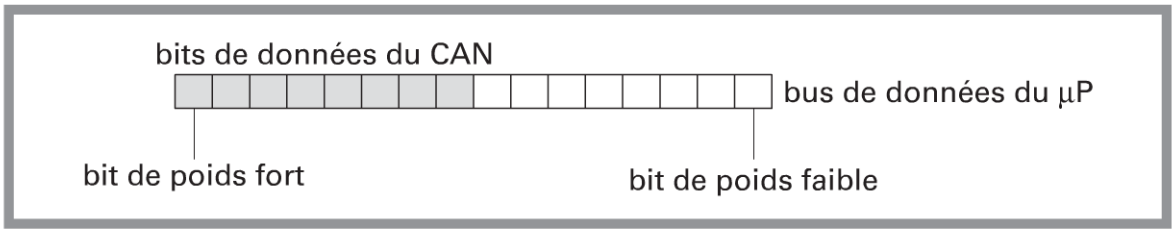


Figure 19.16 - Connexion du bus de données du CAN sur celui du microprocesseur.

□ Le bus du CAN est connecté à gauche du bus microprocesseur

Dans ce cas, les données du CAN occupent la partie de poids fort du bus du microprocesseur, ce qui correspond à un gain maximal sur les conversions; (*figure 19.16*). La partie inférieure ou de poids faible du bus de données du microprocesseur doit être alors masquée en lecture par des 0, pour compléter les lignes de données manquantes (*figure 19.17*).

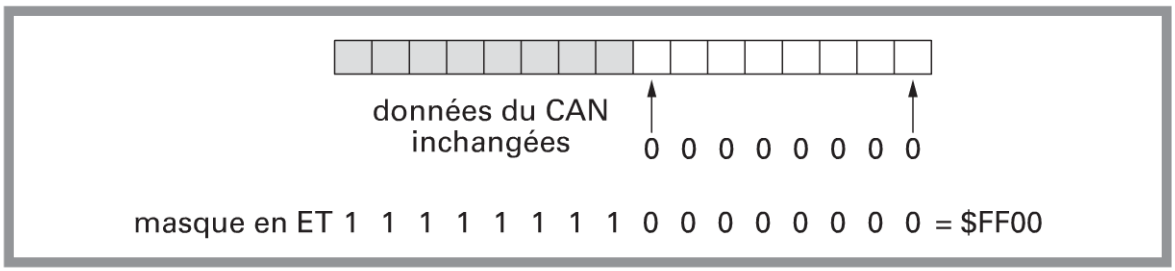


Figure 19.17 - Masque en ET sur le poids fort des données.

Si le codage utilisé par le CAN est du type «complément à deux», la donnée est directement utilisable comme un entier signé : le bit de signe étant placé correctement (*figure 19.18*).

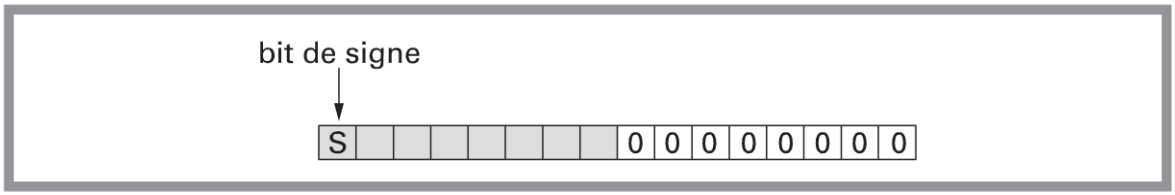


Figure 19.18 - Position du bit de signe.

Copyright © 2011 Dunod.

Si le codage utilisé n'est pas du type complément à deux, la donnée de conversion doit être considérée comme un entier non signé. Le bit de poids fort n'est plus un bit de signe. Cette condition peut engendrer des difficultés dans la manipulation arithmétique des valeurs numériques issues du CAN dans le cas de programmes travaillant uniquement en binaire signé. Pour éviter ce problème et considérer les données de conversion comme des entiers signés, il est nécessaire de libérer le bit de signe en décalant le bus du CAN sur le bus du microprocesseur (*figure 19.19*).

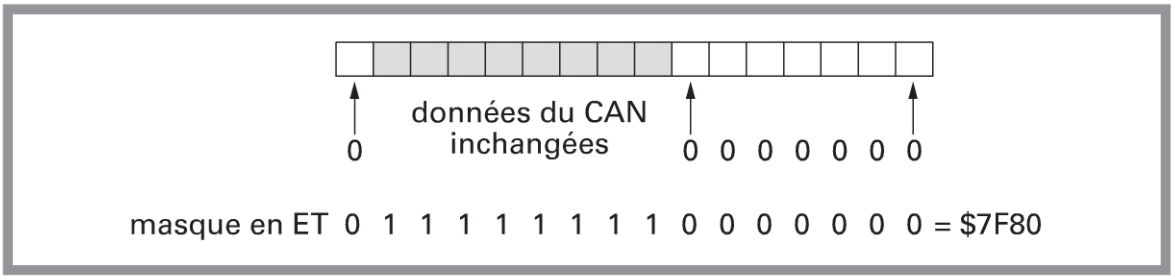


Figure 19.19 - Masquage en ET avec mise à zéro du bit de signe.

Au moment de la lecture, le bit de signe est masqué en même temps que les bits de poids faible et les valeurs lues sont toujours positives. Pour les CAN en code bipolaire décalé, cette solution doit donc être complétée d'une opération de décalage logiciel : après masquage, soustraction de la valeur numérique correspondant à une tension d'entrée nulle afin de retrouver des valeurs de conversion en code complément à deux.

Une caractéristique importante de la «lecture à gauche» du CAN est un fort gain sur les conversions due à la position de la donnée sur les bits de poids fort du microprocesseur. Ce gain peut être un avantage ou un inconvénient selon le type des calculs qui seront effectués dans la suite.

□ Le bus du CAN est connecté à droite du bus microprocesseur

Le CAN occupe la partie de poids faible du bus du microprocesseur. Pour compléter les lignes de données manquantes, la partie de poids fort du bus du microprocesseur doit être masquée.

Si le CAN utilise le code du complément à deux, les données de conversion négatives doivent être masquées avec des 1 à gauche, les données positives avec des 0 (*figure 19.20a* et *figure 19.20b*).

Si le CAN n'utilise pas le code du complément à deux, le masquage est réalisé dans tous les cas avec des 0 et pour un CAN en code bipolaire décalé, un décalage logiciel se fait par la soustraction de la valeur numérique correspondant à une tension d'entrée nulle. La «lecture à droite» du CAN présente un gain minimal. Cette solution est intéressante pour toutes les applications de moyennage : les risques de dépassement sont réduits.

Copyright © 2011 Dunod.

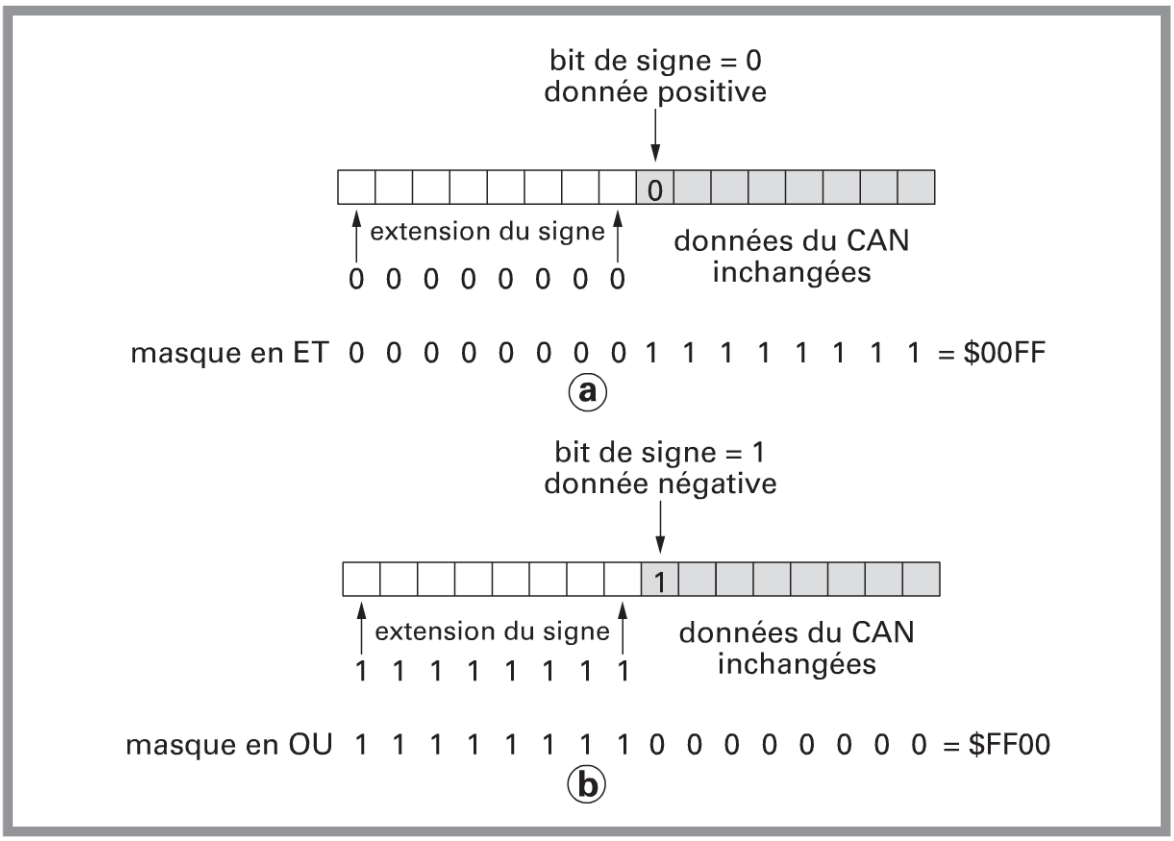


Figure 19.20 - Masquage avec extension du bit de signe d'une donnée : *a) positive ; b) négative.*

En considérant un CAN à accès parallèle de 8 bits et un microprocesseur de 16 bits, les différentes solutions possibles de liaison du bus du CAN à celui du microprocesseur sont regroupées dans le tableau 19.1. Les diverses opérations élémentaires de masquage et décalage nécessaires pour obtenir une lecture signée sont indiquées dans chaque cas.

Dans tous les cas, pour un CAN à accès parallèle, les opérations de masquage, notées en gras, peuvent être réalisées directement au niveau matériel comme indiqué dans le paragraphe suivant.

Copyright © 2011 Dunod.

Tableau 19.1 - Connexions CAN-microprocesseur et opérations de masquage associées.

Connexion à gauche : gain maximal		
bipolaire complément à deux	bipolaire décalé	unipolaire
		
(1) A ← (CAN) **(2) A ← A and $FF00**	(1) A ← (CAN) **(2) A ← A and $7F80** (3) A ← A - MesureZéro	(1) A ← (CAN) **(2) A ← A and §7F80**
Connexion à droite : gain minimal		
bipolaire complément à deux	bipolaire sans complément à deux	unipolaire
		
(1) A ← (CAN) **(2) A ← A and $00FF** **(3) comparer A avec $0080** **(4) si A < $0080 aller en fin** **(5) A ← A or $FF00** fin	(1) A ← (CAN) **(2) A ← A and $00FF** (3) A ← A - MesureZéro	(1) A ← (CAN) **(2) A ← A and $00FF**

■ Masquage matériel des données en lecture

Cette opération est nécessaire dans le cas de l'accès aux données en mode parallèle et lorsque le bus du CAN est moins large que celui du microprocesseur. Lorsque les données de conversion sont lues en mode série, les bits inutilisés prennent généralement la valeur 0. En lecture parallèle, par contre, le masquage peut être réalisé de manière logicielle (§ 19.4.2, positionnement du bus de données du CAN) ou de manière matérielle. Cette dernière méthode est simple à mettre en œuvre, puisqu'elle consiste à compléter le bus de données du CAN par un registre tampon dont les entrées sont fixées au niveau voulu, et dont le signal de sélection est identique à celui du CAN. Pour un masque simple, tous les bits à une valeur donnée, il suffit de connecter les entrées du registre au niveau correspondant. Pour un masque du type complément à deux, l'extension de signe est obtenue en connectant toutes les entrées du registre au bit de poids fort du CAN, qui correspond au bit de signe (*figure 19.21*).

Copyright © 2011 Dunod.

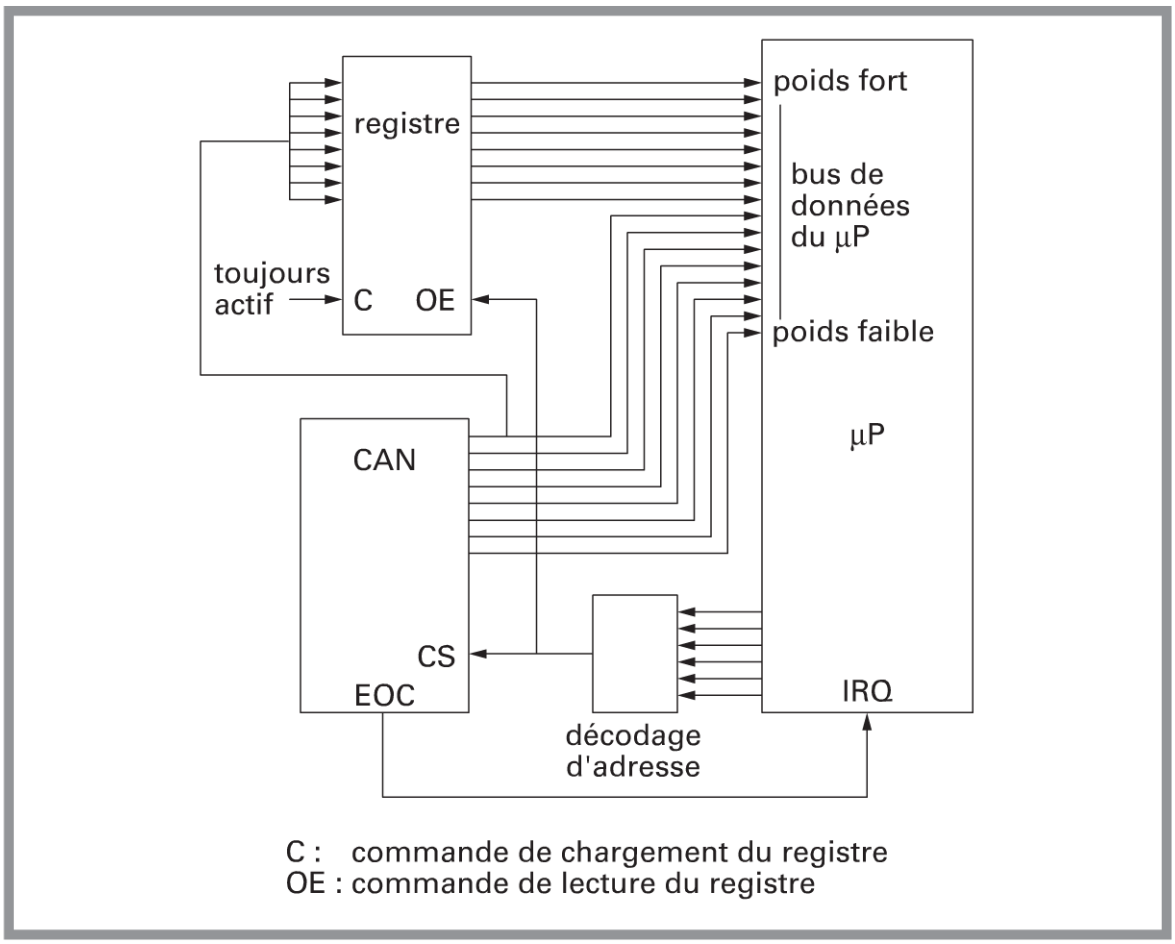


Figure 19.21 - Masquage matériel des données du CAN avec extension du bit de signe.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 20

ALGORITHMES D'ACQUISITION ET GESTION DES TEMPS

La gestion logicielle d'un système informatique est généralement classée en niveaux ayant chacun un rôle hiérarchique bien défini. Pour un système d'acquisition, on distingue deux niveaux de programmation : le traitement du signal acquis, qui peut être programmé avec des langages évolués, et le pilotage matériel du système pour acquérir le signal, classiquement écrit en langage machine pour rester plus proche du système et donner les meilleures performances. Ce dernier niveau correspond aux routines de base de l'acquisition et sa mise en œuvre dépend fortement de la structure matérielle du système. Il est donc fondamental d'étudier la programmation de base du système avant d'achever sa conception matérielle, afin de l'optimiser au mieux en fonction du cahier des charges.

Les opérations de base de l'acquisition sont liées au pilotage matériel du système et plus simplement à l'aspect gestion du microprocesseur et de sa mémoire. Elles sont exécutées en deux phases : une phase d'initialisation qui consiste à préparer le fonctionnement des différents dispositifs pendant l'acquisition et une phase d'acquisition proprement dite pendant laquelle sont mémorisées les mesures. La phase à optimiser au niveau temporel, et donc au niveau nombre d'instructions, est celle d'acquisition. En effet, cette dernière est exécutée pour chaque échantillon et limite donc la fréquence maximale de l'acquisition. La phase d'initialisation est, quant à elle, exécutée une seule fois avant l'acquisition et n'influence pas les performances temporelles du système.

Copyright © 2011 Dunod.

20.1 Pilotage de la chaîne d'acquisition

Le pilotage du système consiste à programmer les configurations et émettre les commandes des dispositifs caractéristiques : CAN, échantillonneur-bloqueur, multiplexeur, filtre, amplificateur, etc. Ces deux types de contrôle sont réalisés au niveau logiciel directement par la lecture ou l'écriture de registres, soit pour initialiser les paramètres de fonctionnement du dispositif, soit pour générer des

signaux de commande. L'accès aux registres d'un dispositif ne dépend que de la manière dont sont connectées ses entrées/sorties logiques au microprocesseur : directement sur le bus de données du microprocesseur, par l'intermédiaire éventuel d'un port d'entrées/sorties (§ 18.3.5), ou sur des lignes d'entrées/sorties propres au microprocesseur (cas d'un microcontrôleur ou d'un processeur de signal). Dans tous les cas, la configuration et la lecture d'état ou de donnée des dispositifs sont obtenues depuis le microprocesseur par l'écriture et la lecture de mots mémoire ou de registres internes. Dans la suite on ne parlera que d'écriture ou de lecture de registre.

La commande d'une action particulière, échantillonnage, lancement de conversion, etc., nécessite souvent un front logique sur une entrée du dispositif. Pour obtenir un front descendant par exemple, il suffit de mettre à 1 puis à 0 un bit d'un registre tampon (*figure 20.1*). Deux opérations élémentaires sont nécessaires : mise à 1, puis mise à 0. Pour que la commande soit plus rapide, il est possible de mettre le bit à 1 préventivement dans une phase d'initialisation. La commande est alors générée immédiatement par la mise à 0 du bit, et suivie d'une mise à 1 pour préparer le prochain front.

Pour l'écriture d'un bit à une valeur donnée, l'état des autres bits du registre peut être maintenu inchangé en utilisant des instructions d'écriture de bit si le microprocesseur le permet, ou en utilisant des masques en ET et en OU. Par exemple, dans un registre de 8 bits (0 à 7), la mise à 1 du bit n° 5 est obtenue en exécutant un OU logique du contenu du registre avec la valeur $20. La mise à 0 est obtenue en exécutant un ET logique avec la valeur $DF.

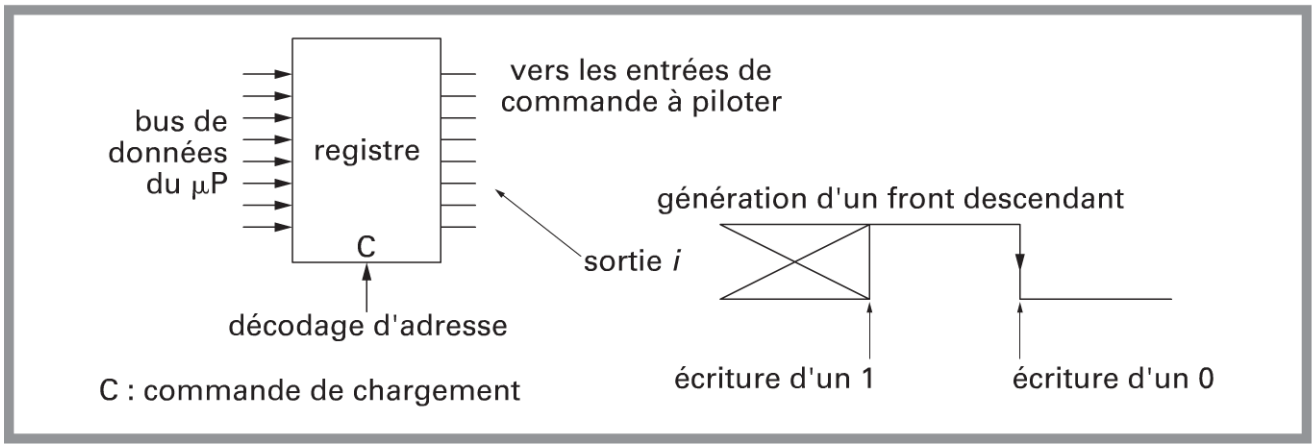


Figure 20.1 - Génération de signaux de contrôle.

Pour certaines commandes, il est possible que la largeur de l'impulsion à générer doive avoir une valeur minimale. Cette durée peut être obtenue, soit au niveau matériel par l'utilisation d'un monostable (*figure 20.2*), mais le microprocesseur n'a alors aucun contrôle sur la durée de l'impulsion, soit au niveau logiciel par l'exécution d'une attente entre la mise à 1 et la mise à 0. Dans ce deuxième cas,

Copyright © 2011 Dunod.

l'attente peut éventuellement être réalisée en réordonnant des instructions entre la mise à 1 et la mise à 0.

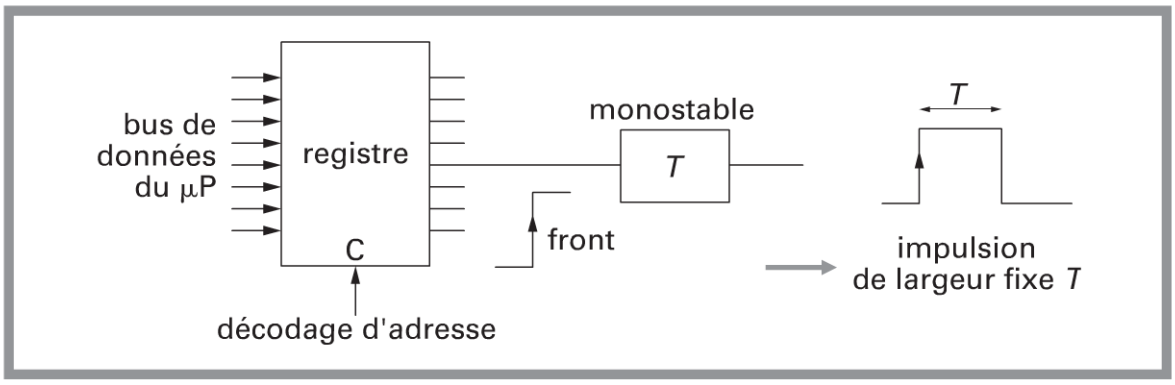


Figure 20.2 - Génération d'une impulsion de largeur fixe.

20.1.1 Programmation de la voie à échantillonner

Cette opération consiste à initialiser le registre d'adresse du multiplexeur avec le numéro de la voie qui doit être convertie. Cette sélection de voie est exécutée dans la tâche d'acquisition de la voie courante pour l'acquisition de la voie suivante. Le calcul de l'ordre des voies fait partie de la gestion de l'acquisition abordée dans le paragraphe 20.2. La programmation proprement dite du multiplexeur nécessite deux opérations élémentaires :

(1) lire le numéro de voie dans un registre du microprocesseur;

(2) écrire ce registre dans le registre d'adresse du multiplexeur.

Exemple de programmation avec un DSP 56001

`MOVE`	`X:NumVoie,R0`	X : NumVoie est l'adresse dans la mémoire X où est rangé le numéro de voie à programmer.
`MOVE`	`R0,Y:Mux`	Y : Mux est l'adresse projetée dans la mémoire Y du registre d'adresse du multiplexeur.

Suivant le multiplexeur utilisé, le temps d'établissement $t_{\acute{e}\mu}$ de la sortie de ce dernier peut être grand par rapport au temps d'exécution d'une instruction élémentaire du microprocesseur. Pour ne pas lancer la conversion d'un signal qui n'est pas encore stabilisé, il peut être nécessaire de laisser un temps suffisant entre la commande du multiplexeur et le lancement de la conversion soit par une attente programmée, soit en déplaçant des instructions entre ces deux commandes.

Pour éviter des relectures inutiles, le registre R dans lequel est lue la valeur du numéro de voie, est utilisé dans toutes les tâches élémentaires qui nécessitent la connaissance de cette valeur. En particulier, tous les paramètres, qui sont propres à chaque voie, sont stockés dans des tables dont l'accès est réalisé par adressage indexé : la lecture du paramètre de la voie est obtenue à partir de l'adresse de base

Copyright © 2011 Dunod.

de la table et du numéro de voie. Avec les microprocesseurs qui disposent du mode d'adressage indexé avec décalage constant, la lecture d'un paramètre se programme avec une seule instruction. Par contre, avec les autres microprocesseurs, cette lecture nécessite deux instructions : une pour lire l'adresse de base de la table dans un registre N, l'autre pour effectuer la lecture proprement dite du paramètre à l'adresse R + N.

20.1.2 Choix des fréquences de fonctionnement

Les principales fréquences concernées sont la fréquence d'échantillonnage et les fréquences de coupure des filtres programmables. Chaque fréquence est initialisée de la même manière, par programmation du registre de contrôle associé, soit à son oscillateur programmable, soit au système d'éléments commutables (§ 19.1 et § 19.2). Cette phase de choix est réalisée en dehors de la tâche d'acquisition dans le programme d'initialisation. Pour chaque fréquence à programmer, deux opérations élémentaires sont nécessaires dans le programme d'initialisation :

(1) lire le code binaire de la fréquence à programmer dans une variable;

(2) écrire cette variable dans le registre de contrôle de l'horloge.

Exemple de programmation avec un DSP 56001

`MOVE`	`X:Freq,X0`	X : Freq est l'adresse dans la mémoire X où est rangé le code de fréquence à programmer.
`MOVE`	`X0,Y:Hlrg`	Y : Hlrg est l'adresse projetée dans la mémoire Y du registre de contrôle de l'horloge.

À la suite de cette initialisation, il peut exister un transitoire dans l'établissement de la fréquence et dans le fonctionnement des composants qui l'utilisent. Ce transitoire n'est pas gênant dans la grande majorité des cas, car le choix des fréquences de fonctionnement est réalisé dans la partie initialisation du système. Cette dernière est exécutée un temps avant le début de l'acquisition, permettant la disparition des transitoires.

20.1.3 Choix des gains analogiques

Lorsque la chaîne comporte un amplificateur programmable, à chaque voie de mesure peut correspondre un gain propre. La programmation de ce gain est obtenue par l'initialisation du registre de contrôle associé à l'amplificateur programmable. Si la chaîne comporte un amplificateur par voie et si l'acquisition doit être réalisée à gain constant, le choix de ce dernier est déterminé dans le programme d'initialisation, de la même manière que les fréquences de coupure des filtres. Mais, lorsque la chaîne est équipée d'un seul amplificateur ou que l'acquisition doit être réalisée avec une précision optimisée sur la conversion, (conversion sur un maximum de bits), il est nécessaire d'adapter le gain de chaque voie en dynamique. Dans ce dernier cas, le gain est calculé par la tâche de calcul suivant un

Copyright © 2011 Dunod.

traitement particulier des échantillons, (adaptabilité), et il est programmé dans la tâche d'acquisition. Dans tous les cas, pour chaque voie de mesure deux opérations élémentaires sont nécessaires :

(1) lire le code binaire du gain à programmer par adressage indexé (§ 20.1.1);

(2) écrire cette variable dans le registre de contrôle de l'ampli programmable.

Exemple de programmation avec un DSP 56001 (R0 contient le numéro de la voie traitée)

`MOVE`	`#TabGain,N0`	TabGain est l'adresse de base de la table des gains dans la mémoire X.
`MOVE`	`X:(R0+N0),X0`	R0 + N0 correspond à l'adresse du gain de la voie i (adressage indexé).
`MOVE`	`X0,Y:Ampli`	Y : Ampli adresse projetée dans la mémoire Y du registre de contrôle de l'amplificateur.

20.1.4 Échantillonnage-blocage

Lorsque l'acquisition des diverses voies est séquentielle ou aléatoire, la commande de l'échantillonneur-bloqueur est généralement dérivée soit de l'adressage du multiplexeur, soit du signal de fin de conversion (multiplexage anticipé § 17.4.1) au moyen d'une logique câblée (compteurs, monostables) fournissant à l'instant approprié la commande de l'échantillonneur-bloqueur.

Lorsque les voies sont échantillonnées en simultané, la commande des échantillonneurs-bloqueurs doit être générée une seule fois pour l'ensemble des voies. Le plus simple est de générer cette commande de manière logicielle par un signal logique provenant d'un registre tampon. L'échantillonnage-blocage est une étape qui précède la conversion analogique-numérique. Elle doit être réalisée dans la tâche d'acquisition du dernier point du groupe d'échantillons traités, elle dépend donc du numéro de voie en cours de lecture. Par exemple, avec un système à N voies scrutées régulièrement, l'échantillonnage interviendra après l'acquisition de la voie $N-1$. En supposant que le signal d'échantillonnage est actif par front montant et le signal de blocage par front descendant, que le numéro de voie traitée est i et que l'échantillonnage-blocage intervient après l'acquisition de la voie i_{N-1}, les opérations nécessaires pour cette étape dans la tâche d'acquisition sont les suivantes :

(1) comparer i avec i_{N-1};

(2) si $i \neq i_{N-1}$ aller en fin;

(3) mettre à 1 le bit de commande du registre tampon (le bit de commande est initialement à 0);

(4-5) attente de $t_{\text{acq})eb}$;

(6) mettre à 0 le bit de commande du registre tampon.

fin

Copyright © 2011 Dunod.

Pour éviter l'attente programmée, il est possible d'utiliser un monostable entre la sortie du registre de commande et l'échantillonneur-bloqueur (*figure 20.2*) ou de déplacer certaines instructions qui suivent l'échantillonnage-blocage.

Exemple de programmation avec un DSP 56001

```
CMP         X0,A          A contient i et X0 contient i_{N-1}
JNE fin
BSET        #n,Y:CmdSys   Y : CmdSys est l'adresse dans la mémoire Y où se
                          projette le registre de commande du système
REP #xx                   attente programmée : la valeur xx est ajustée en
NOP                       fonction de t_acq)eb.
BCLR      #n,Y:CmdSys     n est le numéro du bit du registre tampon
                          correspondant à l'échantillonnage.
fin
```

20.1.5 Conversion analogique-numérique

Il existe en général deux manières de déclencher un cycle de conversion analogique-numérique.

La **commande directe**, utilisable avec tous les CAN, consiste à générer un signal logique sur une entrée appropriée (§ 19.4.1). Deux cas se présentent alors : soit le signal est généré en externe par une horloge, soit il est généré logiciellement par la programmation d'un registre tampon. Le premier cas, qui est aussi le plus utilisé, permet d'avoir une fréquence d'échantillonnage très stable et ne nécessite aucune instruction de commande, à part la configuration de l'horloge dans la tâche d'initialisation. Le deuxième cas est mis en œuvre par l'intermédiaire d'un registre tampon pour générer le signal de commande adéquat du convertisseur. Pour chaque conversion, le signal est généré dans la tâche d'acquisition, après la lecture de l'échantillon précédent. Ce mode de fonctionnement nécessite un lancement préalable de conversion dans la tâche d'initialisation pour enclencher un cycle d'acquisition. Pour suspendre l'acquisition, on ne lance pas de nouvelle conversion après la lecture du dernier échantillon. Pour lancer une conversion, par exemple sur front descendant, deux opérations sont nécessaires :

(1) mettre à 1 le bit de conversion du registre de commande du système;

(2) mettre à 0 le bit de conversion du registre de commande du système.

Exemple de programmation avec un DSP 56001

```
BSET      #n,Y:CmdSys   Y : CmdSys est l'adresse dans la mémoire Y où se
                        projette le registre de commande du système.
BCLR      #n,Y:CmdSys   n est le numéro du bit du registre tampon corres-
                        pondant au START du CAN.
```

Copyright © 2011 Dunod.

La **commande indirecte**, qui n'est pas forcément accessible avec tous les CAN, consiste à programmer un registre interne du convertisseur. Le lancement de conversion avec ce mode est purement logiciel. Il doit être exécuté, dans la tâche d'acquisition après la lecture de l'échantillon précédent, et une fois dans la tâche d'initialisation pour démarrer le cycle d'acquisition. Pour chaque conversion, une opération est nécessaire :

(1) écrire le registre interne du CAN avec la valeur de lancement de conversion.

Exemple de programmation avec un DSP 56001 :

```
MOVE      #Conv,Y:StatCAN
```

Y : StatCAN est l'adresse dans la mémoire Y où se projette le registre interne du CAN.

Conv est la valeur correspondant à un lancement de conversion.

20.1.6 Lecture du CAN

Cette opération est la dernière concernant l'acquisition proprement dite. Elle consiste à lire le résultat de la conversion soit directement dans le registre de données du CAN, soit dans le registre tampon associé au CAN. Dans le cas des systèmes à un convertisseur, l'opération de lecture est indépendante de la voie scrutée. Lorsque chaque voie de mesure est équipée d'un convertisseur propre, l'opération de lecture consiste à lire le convertisseur associé à la voie scrutée. Dans tous les cas, la lecture d'un registre occupe une opération de la tâche d'acquisition :

(1) lire le registre de données du CAN dans une variable du microprocesseur.

Exemple de programmation avec un DSP 56001

```
MOVE      Y:Can,X0
```

Y : Can est l'adresse projetée dans la mémoire Y du registre de données du CAN à lire.

20.2 Gestion du microprocesseur

Cette partie concerne les opérations de traitement des interruptions, de gestion du transfert des données au microprocesseur et de gestion de mémoire. Ces opérations sont réalisées avant ou après chaque acquisition et font donc partie de la tâche d'acquisition.

20.2.1 Acquittement des interruptions

Très classiquement, afin de régulariser l'échantillonnage dans le temps, les acquisitions sont gérées au niveau du microprocesseur par des interruptions. Ces

Copyright © 2011 Dunod.

dernières sont générées soit par le signal fin de conversion du CAN, soit directement par une horloge, et déclenchent alors automatiquement l'exécution du sous-programme d'acquisition. Suivant les systèmes, une des premières opérations de ce dernier est l'acquittement de l'interruption auprès de l'unité logique du microprocesseur qui gère les interruptions, soit par une instruction spécifique, soit par la modification d'un registre d'état du microprocesseur.

Au niveau logiciel, une interruption est traitée par un sous-programme propre, qui doit se terminer par une instruction de retour au programme principal. Cependant, certains microprocesseurs offrent un moyen de traitement rapide des interruptions qui ne nécessite pas d'instruction de retour. Le nombre d'instructions du sous-programme d'interruption est alors imposé à quelques unités (généralement 2). En utilisant ce mode de fonctionnement, le sous-programme d'acquisition ne peut que lire et stocker les échantillons bruts provenant du CAN.

20.2.2 Contrôle des interruptions

Suivant la complexité du système, les sources d'interruptions du microprocesseur peuvent être nombreuses avec des priorités très différentes (interruption d'horloge, interruptions liées à l'interface de communication numérique). Dans les cas où plusieurs interruptions peuvent intervenir pendant la tâche d'acquisition, il est nécessaire de bien définir les priorités de chacune en fonction du cahier des charges et de manière à perturber le moins possible l'acquisition. En effet, le traitement trop long d'une interruption peut faire perdre l'acquisition d'échantillons. Lorsque l'échantillonnage doit être rapide, la durée du sous-programme d'acquisition doit être la plus courte possible, d'où la nécessité de donner une forte priorité à l'interruption correspondante et d'interdire les autres interruptions pendant l'exécution du sous-programme. Deux opérations élémentaires sont nécessaires :

(1) interdire les interruptions (au début du sous-programme) ;

(2) autoriser les interruptions (à la fin du sous-programme).

Interdiction et autorisation sont généralement obtenues par l'initialisation à 1 ou à 0 de quelques bits du registre d'état principal du microprocesseur, et réalisées par masque logiciel.

Exemple de programmation avec un DSP 56001

```
ORI     #$03,MR     Interdiction des interruptions masquables.
...                 Corps du programme.
ANDI    #$FC,MR     Autorisation de toutes les interruptions.
```

Copyright © 2011 Dunod.

Avec des systèmes principalement dédiés à l'acquisition, il est possible d'économiser les opérations de contrôle d'interruption en interdisant globalement toutes les interruptions autres que celle du programme d'acquisition pendant tout le temps des mesures.

20.2.3 Calcul de l'ordre des voies à échantillonner

Cette étape, qui ne concerne que les systèmes multivoie, dépend de la périodicité avec laquelle sont convertis les signaux des différentes voies d'entrée. Dans le cas le plus simple, toutes les voies sont scrutées dans l'ordre et avec la même périodicité. Le calcul du numéro de voie est alors du type circulaire : voie_suivante = voie_courante + 1.

Le cycle d'acquisition commence avec la voie 0 et à chaque changement de voie un test est effectué par rapport au nombre de voies à convertir. Les opérations élémentaires de calcul de voie réalisées dans la tâche d'acquisition sont :

(1) lire le numéro de voie courante dans une variable X du microprocesseur;
(2) incrémenter la variable X;
(3) comparer X avec le nombre de voies à tester N;
(4) si X < N aller en (6);
(5) réinitialiser X à 0;
(6) enregistrer X comme futur numéro de voie courante.

Pour les cas plus complexes, scrutation des voies avec des périodicités variées ou ordre des voies non séquentiel, une bonne solution est l'utilisation d'une table. Tous les numéros de voies d'un cycle complet de scrutation sont stockés dans l'ordre de leur apparition dans une table, gérée de manière circulaire par un pointeur. Pour la gestion de ce pointeur, les opérations élémentaires de la tâche d'acquisition sont :

(1) lire le pointeur de voie courante dans une variable R du microprocesseur;
(2) incrémenter la variable R;
(3) comparer R avec l'adresse de fin de table du cycle FinTable;
(4) si R < FinTable aller en (6);
(5) réinitialiser R à l'adresse du début de la table DebutTable;
(6) enregistrer R comme futur pointeur de voie courante.

L'accès au numéro de voie pour la programmation du multiplexeur est indirect par le pointeur.

Pour optimiser la gestion de compteurs ou de pointeurs circulaires, certains microprocesseurs sont capables d'effectuer des calculs par modulo. Le calcul par modulo permet de réaliser ce qui précède sans opération de test lorsque le comp-

Copyright © 2011 Dunod.

teur ou le pointeur atteint sa valeur limite maximum. En effet, l'incrémentation qui suit lui redonne automatiquement la valeur limite inférieure. Par exemple, une incrémentation de registre modulo 50 donnera les résultats du Tableau 20.1 (le modulo est en général spécifié dans un registre spécial qui contient la valeur du modulo).

Tableau 20.1 - Exemple de modulo

Sans modulo	Opération réalisée		Avec modulo	
R0 = 1000	1000	initialisation du registre	R0 = 1000	1000
R0 = R0 + 1	1001	incrémentation	R0 = R0 + 1	1001
…	…			
R0 = R0 + 1	1049	incrémentation	R0 = R0 + 1	1049
R0 = R0 + 1	1050	incrémentation	R0 = R0 + 1	1000

Avec une gestion des calculs par modulo, dans les deux cas précédents, les opérations (3), (4) et (5) deviennent inutiles.

20.2.4 Calcul des masques d'acquisition

Les opérations de masquage dépendent de la manière dont sont connectées les lignes de données du CAN sur le bus de données du microprocesseur. Les différents cas, étudiés dans le paragraphe 19.4.2, conduisent à un traitement éventuel allant jusqu'à cinq instructions élémentaires (masquage logiciel avec test de signe).

20.2.5 Sauvegarde et restauration des registres du microprocesseur

Le programme d'acquisition est déclenché par le signal de fin de conversion du CAN de manière apériodique par rapport aux tâches de fond exécutées par le microprocesseur. Il peut donc interrompre des opérations utilisant les mêmes registres de données. Pour éviter tout conflit, il est nécessaire de sauvegarder au début de la tâche d'acquisition tous les registres utilisés et de les restituer en fin de tâche. Pour chaque registre à protéger, deux instructions sont nécessaires :

(1) sauvegarder la valeur du registre (début de programme) ;

(2) restituer la valeur sauvegardée dans le registre (fin de programme).

Exemple de programmation avec un DSP 56001

```
MOVE    X0,X:SvgX0    X : SvgX0 est l'adresse de sauvegarde dans la
                      mémoire X de la valeur de X0.
...                   Corps du programme (hors contrôle des interrup-
                      tions).
MOVE    X:SvgX0,X0    Restitution de la valeur de X0.
```

Copyright © 2011 Dunod.

20.3 Gestion de la mémoire

Une partie importante de la tâche de transfert des données consiste à ranger en mémoire les données masquées issues du CAN. Suivant les traitements qui seront effectués sur les données numériques, les modes de mémorisation peuvent être très différents et nécessiter des opérations de stockage plus ou moins complexes.

20.3.1 Pas de mémorisation

La donnée masquée provenant du CAN est exploitée directement dans le sous-programme d'acquisition. Aucun stockage en mémoire n'est nécessaire et la donnée est traitée en restant dans les registres de calcul du microprocesseur.

20.3.2 Mémorisation par paquet

Ce mode de mémorisation est le plus simple à gérer. Les données masquées provenant du CAN sont stockées, triées par voie, dans l'ordre, dans une zone de *N* mots mémoires. Lorsque la zone mémoire est remplie, le microprocesseur active une tâche de calcul qui, après avoir traité les échantillons, libère la zone mémoire pour une autre acquisition. La valeur *N* est choisie par rapport au nombre d'échantillons nécessaires pour le traitement.

La gestion de la mémoire est généralement contrôlée par un pointeur de stockage, c'est-à-dire un registre contenant l'adresse où sont stockés les échantillons (*figure 20.3*). Il est cependant possible de contrôler la mémoire directement par le nombre d'échantillons stockés (compteur d'échantillons), la position d'un échantillon étant connue indirectement par l'adresse de base de la mémorisation. En mode multivoie, un élément de contrôle, pointeur ou compteur, est associé à chaque voie de mesure. Les deux modes de contrôle nécessitant le même nombre d'opérations élémentaires, le choix de l'un ou l'autre dépend des possibilités du jeu d'instructions du microprocesseur et des performances de la programmation correspondante. En particulier, le contrôle par pointeur fonctionne en adressage indirect classique, alors que l'utilisation d'un compteur d'échantillons nécessite un adressage indirect indexé, pas forcément disponible avec certains microprocesseurs.

Après une initialisation adéquate, pour chaque échantillon, le pointeur de stockage est incrémenté et testé par rapport à une valeur limite. Lorsque cette valeur limite est atteinte, le pointeur est initialisé à sa valeur inférieure et un «drapeau» logiciel (variable globale accessible à d'autres programmes) est validé permettant l'exécution de la tâche de traitement des échantillons et éventuellement l'initialisation d'une nouvelle acquisition.

Copyright © 2011 Dunod.

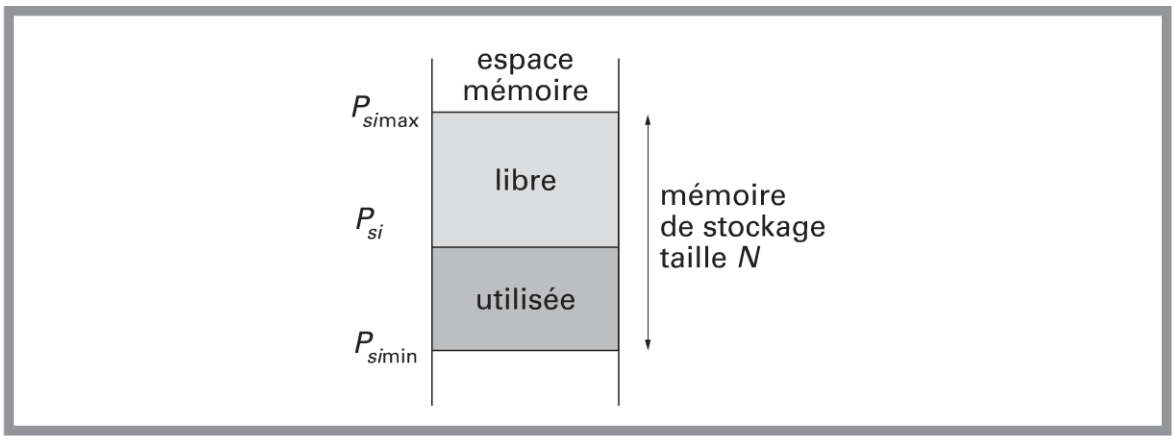


Figure 20.3 - Mémorisation par paquet.

Les opérations de gestion sont :

(1) lire le pointeur de stockage P_{si} de la voie i par adressage indexé (§ 20.1.1) ;
(2) sauvegarder l'échantillon par adressage indirect ;
(3) incrémenter P_{si} ;
(4) comparer P_{si} avec la limite $P_{si\max}$;
(5) si $P_{si} < P_{si\max}$ aller en (8) ;
(6) activer le drapeau de fin d'acquisition ;
(7) réinitialiser P_{si} à la valeur inférieure ;
(8) sauvegarder P_{si}.

Dans ce mode de fonctionnement, l'acquisition ne peut recommencer sans perte d'information, que lorsque les échantillons en mémoire ont tous été traités.

20.3.3 Mémorisation ping-pong

Ce mode de mémorisation est une variante de celui qui précède. Les échantillons sont toujours stockés par paquets de N valeurs mais, pour chaque voie de mesure, la zone de stockage est doublée (*figure 20.4*). Pendant que la tâche d'acquisition charge une des deux zones, le programme principal peut traiter le contenu de l'autre zone. Lorsque le programme principal a terminé le traitement et que la zone d'acquisition est pleine, le rôle des deux zones est échangé. La valeur de N correspond au nombre d'échantillons nécessaire pour le traitement.

La gestion de la mémoire est contrôlée de manière analogue au mode précédent par un pointeur de stockage, le contrôle par compteur étant moins performant dans ce cas. Pour chaque échantillon le sous-programme d'acquisition incrémente le pointeur de stockage et le teste par rapport à une valeur limite. Lorsque cette valeur limite est atteinte, un «drapeau» logiciel est validé permettant

Copyright © 2011 Dunod.

l'exécution de la tâche de traitement des échantillons et la réinitialisation du pointeur à la valeur inférieure de la deuxième zone mémoire.

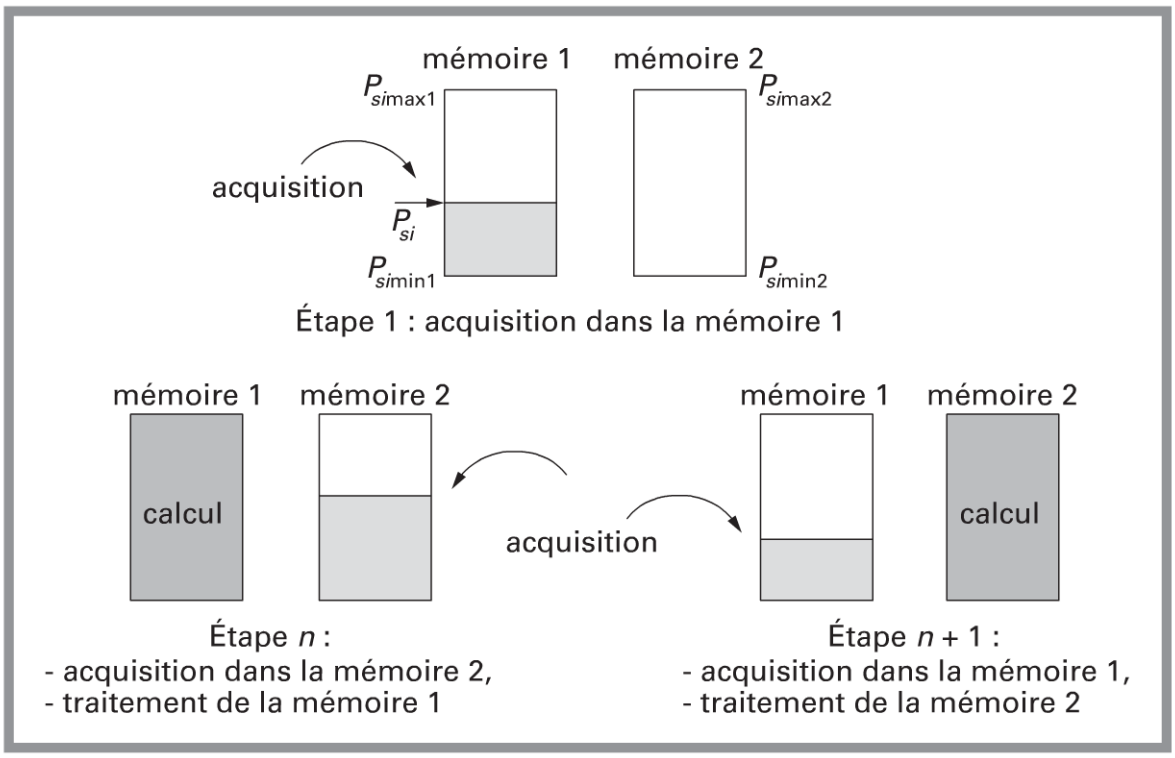


Figure 20.4 - Mémorisation ping-pong.

Les opérations de gestion sont :

(1) lire le pointeur de stockage P_{si} de la voie i par adressage indexé (§ 20.1.1);
(2) sauvegarder l'échantillon par adressage indirect;
(3) incrémenter P_{si};
(4) comparer P_{si} avec la limite $P_{si\max1}$;
(5) si $P_{si} < P_{si\max1}$ aller en (8);
(6) activer le drapeau de fin d'acquisition sur la mémoire 1;
(7) réinitialiser P_{si} à la valeur $P_{si\min2}$;
(8) sauvegarder P_{si}.

20.3.4 Mémorisation par boucle

Ce dernier mode de mémorisation est utile dans le cas où les échantillons sont traités au fur et à mesure de leur acquisition. À chaque voie de mesure i est associée une mémoire tampon de taille N gérée de manière circulaire : les pointeurs sont incrémentés jusqu'au sommet de la mémoire $P_{si\max}$ où ils reprennent la valeur du bas de la mémoire $P_{si\min}$, sans modification sur les flux d'acquisition et

Copyright © 2011 Dunod.

de traitement (*figure 20.5*). Comme pour le calcul des voies de mesure (20.2.3), si le microprocesseur le permet, la gestion circulaire des pointeurs peut être exécutée par des calculs modulo pour économiser les opérations de test.

Deux pointeurs sont nécessaires pour connaître l'état de la mémoire :

– un pointeur contient l'adresse du prochain échantillon à stocker, c'est le pointeur de stockage P_{si} ;

– un pointeur contient l'adresse du prochain point à traiter, c'est le pointeur de traitement P_{ti}. Le pointeur de stockage est contrôlé par la tâche d'acquisition et le pointeur de traitement par la tâche de calcul. À tout moment, la différence entre P_{si} et P_{ti} représente, en nombre d'échantillons, le retard pris par la tâche de calcul sur la tâche d'acquisition. Par conséquent, la taille N de la mémoire correspond au retard maximal admissible. Les opérations élémentaires de gestion sont :

(1) lire le pointeur de stockage P_{si} de la voie i par adressage indexé (§ 20.1.1) ;

(2) sauvegarder l'échantillon par adressage indirect ;

(3) incrémenter P_{si} ;

(4) comparer P_{si} avec la limite $P_{si\max}$;

(5) si $P_{si} < P_{si\max}$ aller en (7) ;

(6) réinitialiser P_{si} à la valeur $P_{si\min}$;

(7) sauvegarder P_{si}.

Avec un microprocesseur capable de gérer des calculs modulo, les opérations (4), (5) et (6) sont inutiles.

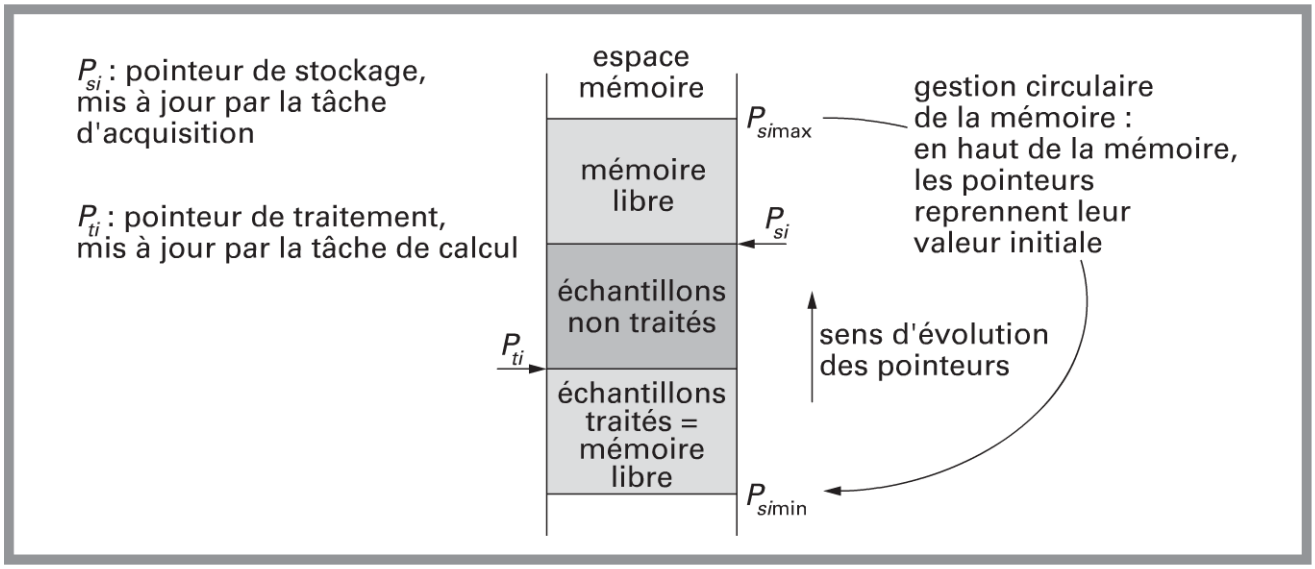


Figure 20.5 - Mémorisation par boucle.

Copyright © 2011 Dunod.

Exemple de programmation avec un DSP 56001 (R0 contient le numéro de voie et X0 la valeur de l'échantillon à sauvegarder)

`MOVE`	`#TabPs,N0`	TabPs est l'adresse de base de la table des pointeurs de stockage dans la mémoire X.
`MOVE`	`X:(R0+N0),R1`	Lecture du pointeur de la voie *i*, P_{si}, par adressage indexé dans R1.
`MOVE`	`X0,X:(R1)+`	Sauvegarde de l'échantillon et mise à jour du pointeur de stockage par modulo.
`MOVE`	`R1,X:(R0+N0)`	Sauvegarde du pointeur de stockage.

20.4 Programme d'acquisition complet

Le sous-programme d'acquisition réalise de manière ordonnée l'ensemble des opérations décrites précédemment. Il peut être déclenché à chaque période d'échantillonnage T_e par l'interruption de fin de conversion provenant du CAN et il se charge de lire, filtrer et stocker chaque échantillon. Avant tout cycle de mesure, il est bien sûr nécessaire de lancer une étape d'initialisation qui se charge de régler tous les paramètres de l'acquisition : fréquences de fonctionnement, gains, numéros des voies à scruter, valeur initiale des pointeurs de stockage, etc.

Tout le problème d'optimisation d'un système d'acquisition repose sur le temps d'exécution de la tâche d'acquisition. En effet, la période d'initialisation étant exécutée en dehors des cycles d'acquisition, sa structure n'a pas besoin d'être optimisée pour les performances temporelles du système. Par contre, plus le temps d'exécution de la tâche d'acquisition est réduit, plus le système est disponible pour traiter le signal. Il est donc nécessaire d'étudier soigneusement la structure de la tâche d'acquisition pour obtenir un temps d'exécution le plus faible possible.

20.4.1 Évaluation des temps élémentaires

La plupart des opérations élémentaires énumérées dans les paragraphes précédents, sont traduites par une instruction machine (d'où une évaluation simple des performances temporelles). Avec des processeurs spécialisés comme les DSP, il est souvent possible de paralléliser des instructions arithmétiques avec des instructions de mouvement mémoire (lecture et écriture) et de mise à jour de pointeur d'adresse. Cette parallélisation permet d'optimiser considérablement la structure et les temps d'exécution de la tâche d'acquisition. De plus, la possibilité de calcul modulo permet aussi d'éviter certaines instructions de test. Dans ce qui suit, le programme d'acquisition est évalué en opérations élémentaires, dans sa forme

Copyright © 2011 Dunod.

générale. L'optimisation de la programmation est fonction du type de microprocesseur et de la nature particulière de l'application.

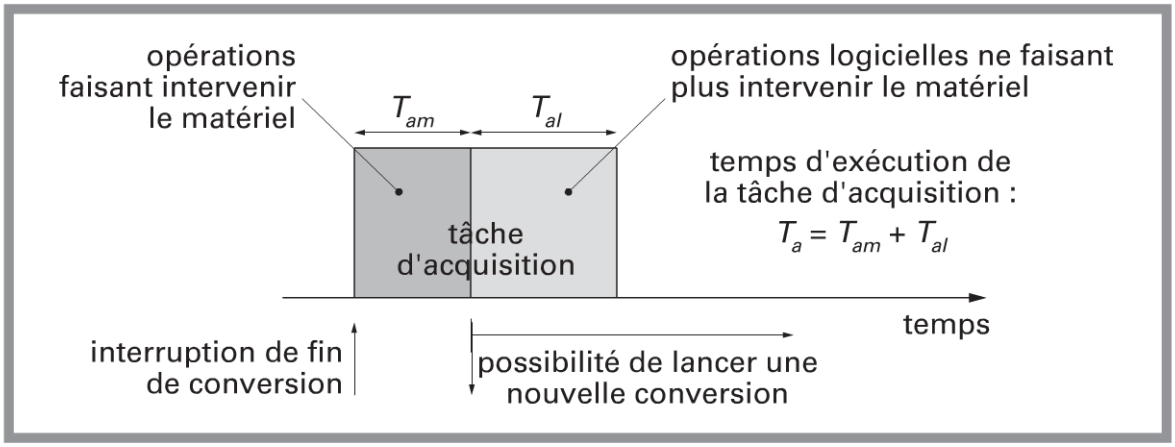


Figure 20.6 - Temps d'exécution de la tâche d'acquisition.

Dans tous les cas, les opérations du programme d'acquisition sont ordonnées en deux parties (*figure 20.6*) : l'une qui regroupe toutes les commandes matérielles (lecture CAN, commande échantillonneur, multiplexeur, etc.) d'une durée T_{am} et l'autre qui regroupe les opérations plus logicielles de transfert des données au microprocesseur d'une durée T_{al}. Alors qu'il est impossible de lancer une conversion pendant la première partie, il est envisageable de le faire dans la deuxième partie. Cette possibilité permet de ne pas être pénalisé par le temps de conversion du CAN qui est occupé par les opérations logicielles. À la limite, les appels au sous-programme d'acquisition peuvent se succéder sans attente due au CAN.

20.4.2 Structure générale de la tâche d'acquisition

La tâche d'acquisition présentée ci-après rassemble toutes les opérations élémentaires de chaque étape d'une acquisition avec multiplexage anticipé (§ 17.4.1). Parmi toutes ces étapes, toutes ne sont pas indispensables et, en fonction de la nature de l'application le concepteur est juge de leur utilité. De plus, l'ordre des instructions proposé dans ce qui suit peut être modifié pour être adapté à des procédures particulières.

Chaque opération est accompagnée d'une évaluation du nombre d'instructions machine qu'elle nécessite (nombre en italique). Les opérations concernant le matériel et pendant lesquelles il est impossible de lancer une nouvelle conversion, sont numérotées en gras.

Copyright © 2011 Dunod.

(1)	Interdire les interruptions (*1*)	facultatif si pas d'autre interruption	20.2.2.
(2)	Sauvegarder les registres utilisés (*n*)	variable suivant utilisation des registres	20.2.5.
(3)	Acquitter l'interruption (*1-2*)	facultatif suivant le matériel	20.2.1.
(4)	Lire le numéro de voie i (*1*)	facultatif pour les acquisitions monovoie	20.2.3.
(5)	Programmer le gain de la voie i *(2-3)*	facultatif si le gain est figé	20.1.3.
(6)	Échantillonnage-blocage (*2-6*)	facultatif si l'échantillonneur-bloqueur est intégré au convertisseur ou commandé par logique câblée	20.1.4.
(7)	Programmer le mux avec la voie i (*1*)	facultatif pour les acquisitions monovoie	20.1.1.
(8)	Lire le CAN (*1*)	obligatoire, coeur de l'acquisition	20.1.6.
(9)	Lancer la conversion (*1-2*)	facultatif si le CAN est piloté par horloge	20.1.5.
(10)	Masquer la mesure (*0-3*)	variable suivant le matériel	20.2.4.
(11)	Lire le pointeur de stockage P_{si} (*1-2*)	pratiquement obligatoire	20.3.
(12)	Stocker l'échantillon (*1*)	obligatoire	20.3.
(13)	Mettre à jour P_{si} et drapeau acqu. (*1-6*)	variable suivant gestion mémoire	20.3.
(14)	Sauvegarder P_{si} (*1*)	pratiquement obligatoire	20.3.
(15)	Calculer le numéro de voie i + 1 (*1-4*)	facultatif pour les acquisitions monovoie	20.2.3.
(16)	Sauvegarder le numéro de voie i + 1 (*1*)	facultatif pour les acquisitions monovoie	20.2.3.
(17)	Restaurer les registres utilisés (*n*)	variable suivant utilisation des registres	20.2.5.
(18)	Réautoriser les interruptions (*1*)	facultatif si pas d'autre interruption	20.2.2.
(19)	Retourner au programme principal (*1*)	facultatif si interruption courte	20.2.1.

n : nombre de registres utilisés.

Copyright © 2011 Dunod.

D'après ce qui précède, il est possible de déterminer les dimensions extrêmes de la tâche d'acquisition : le nombre d'instructions élémentaires matérielles N_{am} évolue entre 1 et 14 + n, et le nombre d'instructions élémentaires logicielles N_{al} (instructions pendant lesquelles il est possible de lancer une nouvelle conversion) évolue entre 1 et 23 + n. Finalement, le nombre total d'instructions élémentaires $N_a = N_{am} + N_{al}$ de la tâche d'exécution évolue entre 2 et 37 + 2n. Pour chaque application, il est nécessaire de bien évaluer le nombre d'instructions indispensables afin de diminuer les temps d'exécution de la tâche d'acquisition et d'améliorer les performances du système. Dans le cas de microprocesseurs utilisant des techniques de calcul avec parallélisme (pipeline, mémoires caches, etc.) le calcul du temps d'exécution n'est plus aussi simple et nécessite de faire appel à des logiciels spécialisés permettant d'évaluer le temps d'acquisition dans le pire des cas (**WCET** *Worst Case Execution Time*).

Exemple 1

Système monovoie, échantillonneur intégré au CAN, pilotage du CAN par horloge, acquisition brute sans masque, mémorisation par boucle avec calcul de modulo, programmation en interruption courte avec un DSP 56001.

On obtient : $N_{am} = 1$ et $N_{al} = 1$, soit $N_a = 2$.

Exemple de programmation avec un DSP 56001 (le pointeur de stockage R0 est défini dans la tâche d'initialisation)

```
MOVE    Y :Can,X0      Y : Can est l'adresse projetée dans la mémoire Y du
                       registre de données du CAN.
MOVE    X0,X:(R0)+     Stockage de la donnée dans la mémoire X, mise à jour
                       du pointeur de stockage R0 par modulo.
```

Exemple 2

Système deux voies simples, échantillonneur intégré, pilotage direct par horloge, gain figé, protection des interruptions, trois registres à protéger, pas de masque, gestion de la mémoire par boucle avec calcul modulo.

On obtient : $N_{am} = 7$ et $N_{al} = 11$, soit $N_a = 18$.

Exemple de programmation avec un DSP 56001 :

```
ORI     #$03,MR          Interdiction des interruptions.
MOVE    R0,X :SvgR0      Sauvegarde des registres utilisés.
MOVE    R1,X :SvgR1
MOVE    X0,X :SvgX0
MOVE    X :NumVoie,R0    Lecture du numéro de voie i.
MOVE    R0,Y :Mux        Programmation du multiplexeur.
MOVE    Y :Can,X0        Lecture du CAN.
```

Copyright © 2011 Dunod.

```
MOVE    #TabPs,N0          Lecture du pointeur de stockage de la voie
MOVE    X :(R0+N0),R1      par adressage indexé.
MOVE    X0,X :(R1)+        Mise à jour du pointeur de stockage.
MOVE    R1,X :(R0+N0)      Sauvegarde du pointeur de stockage.
MOVE    (R0)+              Calcul du numéro de voie suivant par modulo.
MOVE    R0,X :NumVoie      Sauvegarde du numéro de voie.
MOVE    X :SvgX0,X0        Restauration des registres utilisés.
MOVE    X :SvgR1,R1
MOVE    X :SvgR0,R0
ANDI    #$FC,MR            Autorisation des interruptions.
RTI                        Retour au programme principal.
```

20.5 Mise en œuvre des algorithmes de traitement du signal

Dans le but d'apprécier et contrôler son environnement, l'utilisateur d'un système d'acquisition, après avoir obtenu une mesure numérique du phénomène physique qu'il étudie, doit souvent traiter ce signal numérique pour en extraire l'information cherchée. Suivant la modélisation du signal, plusieurs méthodes existent pour atteindre le but visé. Ces méthodes se classent en trois groupes : le **filtrage** qui ne doit laisser passer que l'information utile, la **transformation d'espace** qui change l'espace de représentation du signal, et la **déconvolution** destinée à reconstruire les variations du phénomène physique à partir de l'image imparfaite délivrée par la chaîne de mesure.

La mise en œuvre de ces méthodes conduit à des opérateurs de traitement numérique plus ou moins complexes. Ces opérateurs travaillent de deux manières possibles, soit sur des paquets de plusieurs points, soit point par point (au fil de l'eau).

20.5.1 Traitement par paquet

Ce mode de traitement numérique est adapté aux opérateurs qui travaillent sur des ensembles d'échantillons de longueur N constante. Cette situation est typiquement le cas des calculs de transformées (par exemple la transformée de Fourier), de filtrage et de convolution. Le traitement ne peut débuter que lorsque tous les échantillons sont connus et mémorisés.

Les calculs effectués sont généralement systématiques et conduisent à une charge de calcul régulière par paquet de N points. Rien n'empêche que ces calculs soient variables en fonction des échantillons, mais il sera alors nécessaire de prendre en

Copyright © 2011 Dunod.

compte la durée la plus longue des calculs pour déterminer les performances temporelles du système.

Au niveau des temps de calcul, toutes les situations sont envisageables : les trois paramètres qui influencent directement ce temps de calcul sont :

– le type d'opérateur numérique (qualité de l'algorithme) ;

– le nombre de points nécessaire ;

– le type de microprocesseur dédié à ces calculs.

20.5.2 Traitement au fil de l'eau

Ce mode de traitement concerne les opérateurs numériques multiples à charge irrégulière : chaque échantillon est traité systématiquement par un premier opérateur, qui déclenche de manière apériodique (par des calculs de seuils par exemple) d'autres opérateurs. Ce cas s'applique parfaitement à la scrutation de signaux pour lesquels on ne déclenche un traitement particulier (reconnaissance des formes par exemple) que lorsque le signal dépasse un certain seuil (bruit).

Les performances de ce type de mise en oeuvre ne peuvent être évaluées que de manière statistique et il est nécessaire de prévoir des cas de surcharge du système, lorsque les opérateurs apériodiques sont trop souvent exécutés.

20.6 Organisation des routines d'acquisition et de calcul

Cette étape est la dernière de la mise en oeuvre d'un système d'acquisition. Pour un matériel donné, c'est elle qui va conditionner les performances de l'application. En particulier, pour les systèmes conçus «sur mesure», il est nécessaire d'étudier l'organisation logicielle de l'acquisition et des calculs et de prévoir les performances finales de l'application pour choisir au mieux la rapidité des composants.

Le principe de l'organisation logicielle d'un système d'acquisition est toujours le même : synchroniser la tâche de calcul avec la tâche d'acquisition pour obtenir des performances optimales en fonction de l'application. Les performances sont directement fonction de la fréquence d'échantillonnage et de la complexité des calculs. Bien sûr, les performances absolues d'un système n'ont pas beaucoup d'intérêt si elles ne sont pas liées au cahier des charges de l'application. Il n'est pas utile d'effectuer des calculs extrêmement rapides si le signal à traiter évolue lentement.

Les organisations logicielles possibles d'un système d'acquisition sont principalement liées au type et au mode de traitement à effectuer sur le signal. Le type de

Copyright © 2011 Dunod.

traitement est imposé par les algorithmes de calcul choisis : par paquet ou au fil de l'eau (§ 20.5). Le mode de traitement dépend de la possibilité de perdre des échantillons. Pour des applications de mesures ponctuelles, le signal est stocké puis traité : le traitement est en mode différé. Pour des applications de suivi, il est nécessaire de traiter tous les échantillons, le signal est acquis et traité en parallèle : le traitement est en mode temps réel.

Dans ce qui suit, aucune distinction n'est faite entre les systèmes monovoie et multivoie. En effet, les performances dépendent de la capacité du système à acquérir et traiter rapidement les échantillons des signaux d'entrée, que ceux-ci proviennent d'une ou plusieurs voies de mesure. Le temps d'acquisition d'un échantillon est identique d'une voie à l'autre, et il n'est donc pas nécessaire de distinguer sa provenance pour les calculs de temps. Dans la suite, on parlera donc d'acquisition de N points, de traitement de N points, sans préciser s'il s'agit de N points sur une voie ou $N/2$ points sur 2 voies différentes, etc. Les calculs de fréquence d'échantillonnage seront donnés pour un système monovoie. Les résultats pourront être simplement extrapolés aux systèmes multivoie en multipliant la fréquence d'échantillonnage monovoie par le nombre de voies scrutées.

20.6.1 Acquisition et traitement différé

Cette gestion est la plus simple à mettre en œuvre car la tâche de traitement est exécutée seule, après l'acquisition de l'ensemble des N échantillons nécessaires du signal (*figure 20.7*). La seule synchronisation à prévoir est une attente au début de la tâche de traitement pour commencer les calculs. Cette gestion convient à tous les types de traitement, par paquet ou au fil de l'eau, et de mémorisation associée.

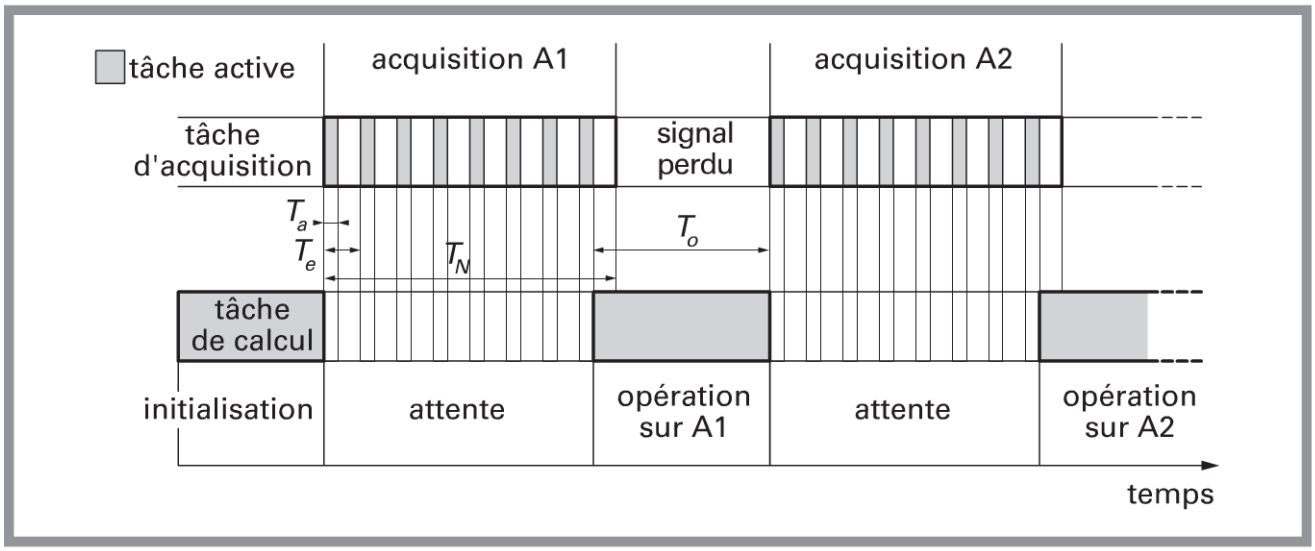


Figure 20.7 - Acquisition et traitement différé.

Copyright © 2011 Dunod.

Les temps caractéristiques de cette gestion sont les suivants :

– T_a : durée du sous programme d'acquisition pour un point;

– T_e : période d'échantillonnage correspondant à la fréquence F_e;

– T_N : temps d'acquisition d'une tranche de N points, $T_N = N \cdot T_e$;

– T_o : durée des calculs sur une tranche de N points.

Les phases de traitement et d'acquisition n'étant pas liées dans le temps, la fréquence d'échantillonnage n'est limitée que par la durée T_a du sous-programme d'acquisition :

$$T_e > T_a \quad \text{d'où} \quad F_{e)\max} = \frac{1}{T_a}.$$

Donc, avec ce mode de fonctionnement, la fréquence d'échantillonnage n'est limitée que par les performances de la chaîne et du programme d'acquisition. Les deux tâches principales étant indépendantes, pendant la phase d'acquisition, le microprocesseur ne s'occupe que de lire les échantillons fournis par le convertisseur. Par conséquent, le sous-programme d'acquisition peut être nettement simplifié, en évitant par exemple la sauvegarde des registres puisqu'ils ne sont pas utilisés dans une tâche de fond, et il est possible de réduire la tâche d'acquisition à moins de 5 instructions. Par exemple, en réduisant T_a à 500 ns, on obtient $F_{e)\max}$ = 2 MHz (à condition bien sûr de travailler avec un convertisseur rapide possédant un temps de conversion inférieur à 500 ns).

Si l'échantillonnage de la chaîne d'acquisition est de fréquence élevée, il est important de noter qu'une grande partie du signal peut être perdue entre deux acquisitions. En effet, pendant la durée des calculs T_o, le microprocesseur ignore les interruptions du convertisseur, dont les résultats ne sont donc pas pris en compte. Si T_o est très important par rapport à la période d'échantillonnage T_e, la quantité de signal perdue est considérable : le nombre de points traités est N et le nombre de points ignorés est $T_o \cdot F_e$. En pourcentage, la quantité de signal traité est donc : $\dfrac{100 \cdot N}{(N + T_o \cdot F_e)}$.

Exemple 1

Microprocesseur 8086 cadencé à 12 MHz.

Sous-programme d'acquisition $T_a \approx 1$ µs, on choisit F_e = 1 MHz.

Opérateur FFT sur 1024 points programmé en Turbo Pascal ($T_o \approx 1$ s).

Dans ces conditions, on ne traite que 0,1 % du signal.

Exemple 2

Processeur de signal DSP 56001 cadencé à 20 MHz.

Copyright © 2011 Dunod.

Sous-programme d'acquisition $T_a \approx 500$ ns, on choisit $F_e = 2$ MHz.

Opérateur FFT sur 1024 points programmé en assembleur ($T_o \approx 7$ ms).

Dans ces conditions, on ne traite que 6 % du signal.

On retiendra donc de cette gestion logicielle qu'elle offre des possibilités de rapidité intéressantes au niveau de l'échantillonnage et qu'elle est suffisante pour des surveillances d'automatismes, mais qu'elle ne convient pas pour des applications de surveillance qualité. En effet, la surveillance d'automatismes consiste à maintenir un processus «lent» dans un état moyen donné alors que la surveillance qualité doit être suffisamment rapide et précise pour détecter les différences entre le moyen et l'instantané (chocs, parasites, etc.). Il n'est donc pas permis d'ignorer une partie du signal : chaque point de mesure doit être traité en permanence pendant la durée d'analyse. Comme cette dernière est souvent longue par rapport à la capacité de mémorisation du système, elle doit se dérouler en parallèle avec la tâche d'acquisition.

20.6.2 Acquisition et traitement temps réel : traitement par paquet

En fait, dans tous les modes d'acquisition et traitement temps réel, à cause du fonctionnement séquentiel des microprocesseurs, l'acquisition et le traitement ne sont pas parfaitement simultanés, mais synchronisés. On parle de gestion «temps réel» lorsque tous les échantillons fournis par le convertisseur analogique-numérique sont traités et analysés, même si les résultats des calculs sont délivrés avec un certain retard. Cette définition du temps réel, qui n'est pas unique, est adoptée par la plupart des utilisateurs de systèmes de surveillance.

Dans une organisation logicielle temps réel, la tâche d'acquisition vient interrompre périodiquement la tâche principale du programme. Cette dernière pouvant comporter des calculs complexes utilisant l'ensemble des registres du microprocesseur, il est impératif de suivre l'algorithme présenté précédemment (§ 20.4) et en particulier de sauvegarder tous les registres de travail. De plus, pour éviter une saturation dans les calculs, la tâche de traitement doit contrôler à tout moment l'état de l'acquisition par la valeur de pointeurs et de drapeaux.

La gestion temps réel par paquet est associée au mode de mémorisation ping-pong (§ 20.3.3). Pendant que la tâche de calcul traite les N échantillons d'une zone mémoire, la tâche d'acquisition remplit l'autre zone. Une phase d'initialisation est nécessaire, pendant laquelle la tâche principale attend qu'une première tranche de N points soit disponible. Lorsque cette condition est satisfaite, le traitement peut commencer pendant que l'acquisition prépare la tranche suivante. À la fin du traitement de chaque tranche, la tâche principale doit attendre la disponibilité de la tranche suivante.

Copyright © 2011 Dunod.

Au niveau temporel, l'entrelacement des opérations est représenté sur la *figure 20.8.*

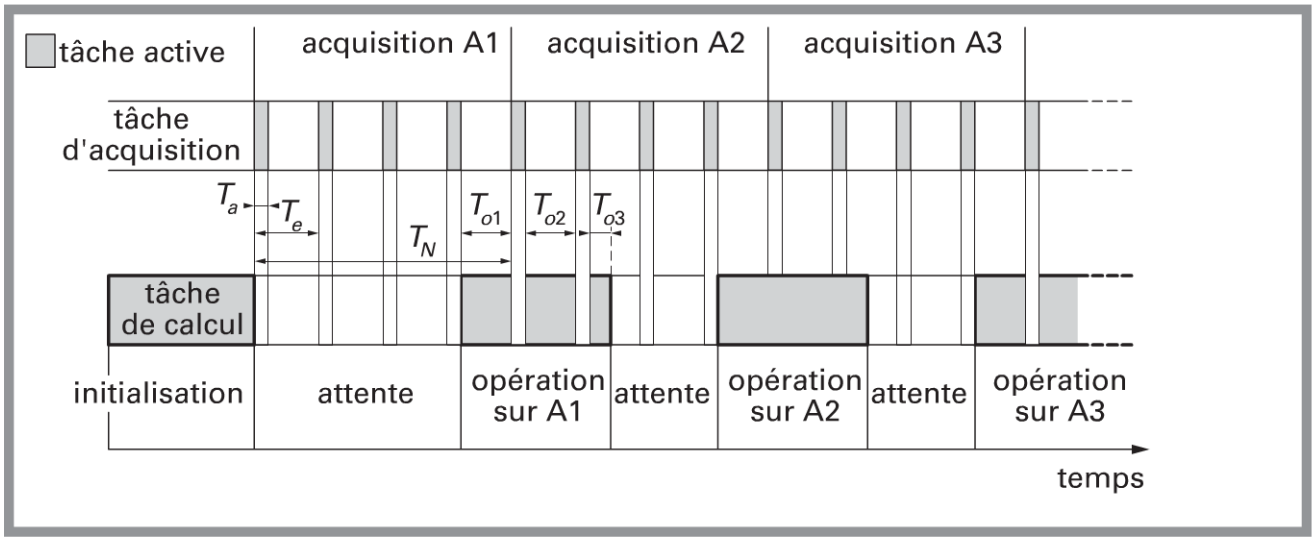


Figure 20.8 - Acquisition et traitement simultanés : traitement par tranche de N points.

Les temps caractéristiques de cette gestion sont les suivants :

– T_a : durée du sous programme d'acquisition pour un point ;

– T_e : période d'échantillonnage correspondant à la fréquence F_e ;

– T_N : temps d'acquisition d'une tranche de N points ; $T_N = N \cdot T_e$;

– T_o : durée des calculs sur une tranche de N points ; $T_o = \Sigma\ T_{oi}$ où les T_{oi} sont les différentes durées des périodes actives de la tâche de calcul.

Pour N donné, la durée des calculs sur une tranche de N points, T_o, ainsi que le temps passé dans le sous programme d'acquisition $N \cdot T_a$ sont incompressibles, car ils ne dépendent que des performances du microprocesseur. La limite pour la fréquence d'échantillonnage dans une telle configuration, est obtenue en écrivant que la durée des calculs est inférieure ou égale à la durée d'acquisition d'une tranche :

$$(T_o + N \cdot T_a) \leqslant T_N \quad \text{soit} \quad F_e \leqslant \frac{N}{(T_o + N \cdot T_a)}.$$

D'où la fréquence d'échantillonnage maximum : $F_{e)\max} = \dfrac{N}{(T_o + N \cdot T_a)}$.

Le retard engendré sur la disponibilité des résultats de calcul d'une tranche de points est la somme du temps d'acquisition et du temps de traitement des N points :

$$\text{retard} = T_N + T_o.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Exemple 1

Microprocesseur 8086 cadencé à 12 MHz.

Sous-programme d'acquisition $T_a \approx 5$ µs.

Opérateur FFT sur 1024 points programmé en Turbo Pascal ($T_o \approx 1$ s).

Dans ces conditions $F_{e)\max} = 1$ kHz.

Exemple 2

Processeur de signal DSP 56001 cadencé à 20 MHz.

Sous-programme d'acquisition $T_a \approx 3$ µs.

Opérateur FFT sur 1024 points programmé en assembleur ($T_o \approx 7$ ms).

Dans ces conditions $F_{e)\max}$ est de l'ordre de 100 kHz.

20.6.3 Acquisition et traitement temps réel : traitement au fil de l'eau

Cette gestion s'applique bien pour des traitements irréguliers. Les performances du système sont évaluées en estimant le temps moyen de calcul ramené à chaque point d'acquisition. En particulier, ce temps moyen ne doit pas être supérieur à l'intervalle de temps séparant l'acquisition de deux échantillons consécutifs. Toutefois, il est possible d'exécuter de manière apériodique, des traitements longs en mémorisant les échantillons à traiter dans une mémoire tampon gérée par boucle (§ 20.3.4). Pour appliquer ce type de programmation, deux conditions doivent être vérifiées :

– d'une part, la mémoire tampon doit posséder une taille suffisante pour absorber le retard pris pendant l'exécution des longs calculs et correspondant à un grand nombre de points à traiter ;

– d'autre part, la durée des calculs réguliers effectués sur chaque point doit être suffisamment courte par rapport à la période d'échantillonnage pour que puissent être rattrapés les retards engendrés pendant les phases de calculs apériodiques.

L'entrelacement des opérations est représenté sur la *figure 20.9*. P_s représente le pointeur de stockage mis à jour par la tâche d'acquisition et P_t le pointeur de traitement mis à jour par la tâche de calcul.

Les temps caractéristiques de cette gestion sont :

– T_a : durée du sous programme d'acquisition pour un point ;

– T_e : période d'échantillonnage correspondant à la fréquence F_e ;

– T_r : durée des calculs réguliers pour un point ;

– T_l : durée des traitements apériodiques pour un point : $T_l = \Sigma\ T_{li}$.

Copyright © 2011 Dunod.

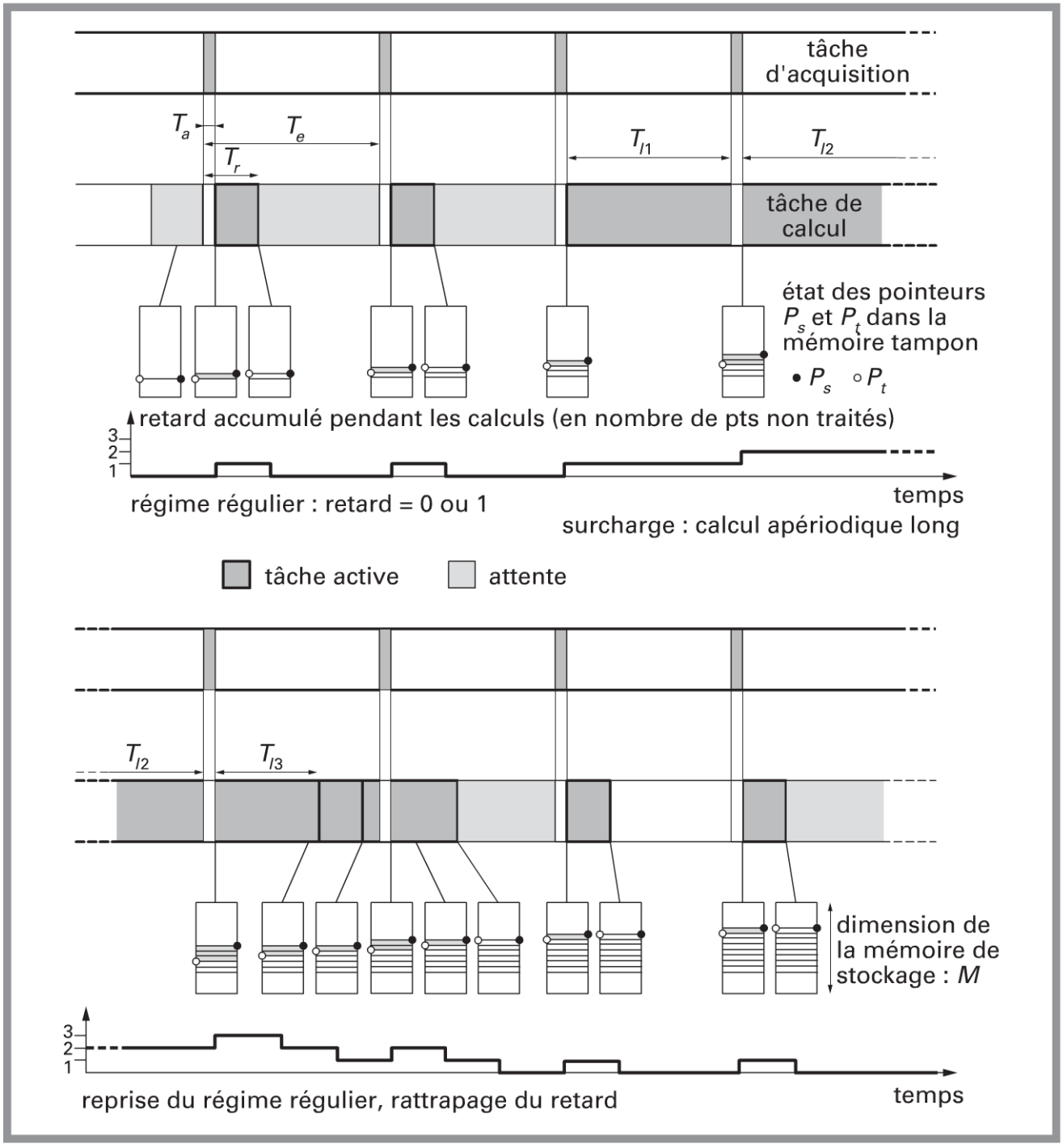


Figure 20.9 - Acquisition et traitement simultanés : traitement point par point.

Les limites admissibles pour la fréquence d'échantillonnage sont calculées en traduisant le fait que, sur une période suffisamment grande, la moyenne de durée des opérations, acquisition, calculs réguliers et irréguliers, ramenée sur un point, doit être inférieure à la période d'échantillonnage.

En considérant que les calculs apériodiques sont effectués en moyenne tous les N points de mesure, la durée des calculs pendant $(N + 1)$ points est :

$$D = (T_a + T_r) \cdot N + T_1.$$

Copyright © 2011 Dunod.

Ramenée sur un point cette durée est :

$$\frac{D}{N+1} = \frac{(T_a + T_r) \cdot N + T_1}{N+1}.$$

Finalement, la condition précédente s'écrit :

$$\frac{(T_a + T_r) \cdot N + T_1}{N+1} \leqslant T_e.$$

D'où la fréquence d'échantillonnage maximum :

$$F_{e)\max} = \frac{N+1}{(T_a + T_r) \cdot N + T_1}.$$

Avec cette fréquence d'échantillonnage, le nombre de points de retard que peuvent engendrer les calculs apériodiques est obtenu en écrivant que, pendant ces calculs, les points ne sont pas traités mais simplement mémorisés. La dimension M de la mémoire de stockage doit donc être supérieure à cette valeur :

$$M > T_l \cdot F_e.$$

Le délai entre l'acquisition et l'obtention des résultats du calcul est donc variable et évolue entre T_r en période de calcul régulier et T_l en période de calcul long.

Dans les exemples qui suivent, le traitement à réaliser sur le signal est une reconnaissance des formes activée lorsque le signal analysé dépasse un certain seuil. Le traitement régulier consiste simplement à comparer le signal avec ce seuil et le traitement apériodique à identifier la forme détectée.

Exemple 1

Microprocesseur 8086 cadencé à 12 MHz.

Sous-programme d'acquisition $T_a \approx 5$ µs.

Traitement régulier $T_r \approx 5$ µs.

Traitement apériodique $T_l \approx 100$ ms tous les $N = 1000$ points.

Dans ces conditions $F_{e)\max} = 10$ kHz avec $M = 1000$ points.

Exemple 2

Processeur de signal DSP 56001 cadencé à 20 MHz.

Sous-programme d'acquisition $T_a \approx 500$ ns.

Traitement régulier $T_r \approx 500$ ns.

Traitement apériodique $T_l \approx 1$ ms tous les $N = 1000$ points.

Dans ces conditions $F_{e)\max} = 500$ kHz avec $M = 500$ points.

Copyright © 2011 Dunod.

En conclusion, les résultats obtenus avec ces architectures démontrent tout l'intérêt d'employer des processeurs de signal dans les applications temps réel et de bien gérer les chronogrammes d'acquisition et de traitement.

Indépendant de l'origine du signal traité, ce type d'architecture a un caractère très général. En outre, les performances obtenues montrent que, pour l'acquisition et le traitement de données, il convient parfaitement pour les applications de surveillance qualité où le signal doit être surveillé en permanence pour détecter les variations de son état instantané par rapport à son état moyen, pris comme référence. La rapidité de calcul des processeurs de signaux gérés par des algorithmes optimisés répond tout à fait à cet objectif.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 21

GESTION MÉTROLOGIQUE DE LA CHAÎNE

Le but de l'acquisition est la connaissance des valeurs des mesurandes appliqués aux entrées de la chaîne. Ceci nécessite que soit établie la relation numérique exacte entre la donnée N issue du CAN et le mesurande m correspondant. Cette correspondance est établie par **l'étalonnage** de la chaîne, opération suffisante lorsque le capteur est linéaire; dans le cas contraire, il faut ajouter une procédure de **linéarisation**.

21.1 Chaîne comprenant un capteur linéaire

Le capteur est linéaire lorsqu'il délivre, éventuellement associé à son conditionneur, une tension $v_m = S \cdot m$, où S est la sensibilité du capteur et du conditionneur le cas échéant, et m la valeur du mesurande.

Exemples
Les capteurs composites de force, d'accélération, de pression, réalisés au moyen de jauges d'extensométrie montées en pont de Wheatstone, sont linéaires; il en est de même des capteurs piézoélectriques, de la photodiode et des capteurs thermoélectriques intégrés (AD 590, LM 135).

21.1.1 Étalonnage de la chaîne

La tension v_i à l'entrée du CAN est la somme du signal correspondant au mesurande m et d'une tension de décalage global V_d due à l'ensemble des dispositifs de la chaîne :

$$v_i = S \cdot G_v \cdot m + V_d$$

S étant la sensibilité réelle du capteur et de son éventuel conditionneur associé, G_v étant le gain réel en tension de la chaîne.

La valeur numérique N délivrée par le CAN est :

$$N = \frac{v_i}{q} = G_c \cdot m + N_d$$

Copyright © 2011 Dunod.

où G_c est le gain de conversion réel de la chaîne et $N_d = V_d/q$ est la valeur numérique correspondant au décalage V_d.

On en déduit :

$$m = \frac{N - N_d}{G_c} = \mu \cdot (N - N_d) \qquad (1)$$

μ étant le facteur d'échelle réel de la chaîne.

Le calcul de m exige donc que soient connues les valeurs de N_d d'une part et de μ d'autre part.

La détermination des deux inconnues N_d et μ nécessite deux mesures à l'aide de 2 mesurandes m_1 et m_2 parfaitement connus; N_1 et N_2 étant les données numériques correspondantes délivrées par le CAN on a :

$$m_1 = \mu \cdot (N_1 - N_d) \quad \text{et} \quad m_2 = \mu \cdot (N_2 - N_d)$$

dont on tire :

$$\mu = \frac{m_2 - m_1}{N_2 - N_1} \qquad (2)$$

et :

$$N_d = \frac{N_1 m_2 - N_2 m_1}{m_2 - m_1}. \qquad (3)$$

Les valeurs de μ et N_d étant déduites des résultats d'étalonnage par les formules (2) et (3), la valeur de m correspondant à un résultat de mesure N s'en déduit par la formule (1) :

$$m = \frac{m_2 - m_1}{N_2 - N_1} \cdot N + \frac{N_2 m_1 - N_1 m_2}{N_2 - N_1}. \qquad (4)$$

REMARQUE

Si le mesurande m_1 correspond à la valeur zéro du mesurande (pression ou force nulle, température de 0 °C pour la jonction de mesure d'un thermocouple avec compensation de soudure froide) les formules précédentes se simplifient :

$$\mu = \frac{m_2}{N_2 - N_1} \quad (2'); \quad N_d = N_1 \quad (3'); \quad m = \frac{m_2}{N_2 - N_1} \cdot (N - N_1) \quad (4').$$

21.1.2 Compensation des grandeurs d'influence

On examine ici le cas de la température qui est la grandeur d'influence la plus générale ; la méthode exposée se généralise à toute autre grandeur d'influence.

La procédure précédente (§ 21.1.1) permet de connaître le facteur d'échelle et la tension de décalage dans des conditions d'emploi déterminées, en particulier de température. Si cette dernière est susceptible d'évolutions qui risquent d'affecter le facteur d'échelle et le décalage, plutôt que de refaire de nouveaux étalonnages,

Copyright © 2011 Dunod.

il est plus judicieux de déterminer les coefficients de température du facteur d'échelle et du décalage. Ces derniers permettent en effet, après avoir mesuré la température de la chaîne supposée uniforme, de calculer les valeurs actuelles du facteur d'échelle et de la tension de décalage. On admet dans ce cas :

$$\mu(T) = \mu_o \cdot (1 + \alpha_\mu \cdot T) \quad T \text{ en °C},$$
$$N_d(T) = N_{do} \cdot (1 + \alpha_d \cdot T).$$

Les valeurs des coefficients α_μ et α_d ainsi que μ_o et N_{do} peuvent être déterminées par quatre étalonnages effectués à deux températures T_1 et T_2 à l'aide de deux mesurandes de référence m_1 et m_2.

En posant pour les résultats numériques de mesure N dans les conditions d'étalonnage indiquées :

N_{11}, N_{12} pour $m = m_1$ et respectivement $T = T_1$ et T_2,

N_{21}, N_{22} pour $m = m_2$ et respectivement T = T_1 et T_2,

la relation (1) correspondante s'écrit :

$$m_1 = \mu(T_1) \cdot (N_{11} - N_d(T_1)); \quad m_1 = \mu(T_2) \cdot (N_{12} - N_d(T_2)).$$
$$m_2 = \mu(T_1) \cdot (N_{21} - N_d(T_1)); \quad m_2 = \mu(T_2) \cdot (N_{22} - N_d(T_2)).$$

De ces quatre équations peuvent être tirés μ_o, α_μ, N_{do}, α_d et dès lors, pour chaque température T de la chaîne peuvent être calculés :

$$\mu(T) \text{ et } N_d(T)$$

et enfin : $$m = \mu(T) \cdot (N - N_d(T)).$$

21.1.3 Autozéro - Autoétalonnage

L'autozéro et l'autoétalonnage sont deux procédures automatiques de détermination du décalage de zéro et du gain réel de la partie de la chaîne en aval de l'entrée du multiplexeur. Pour l'ensemble de la chaîne on a : $N = G_c \cdot m + N_d$.

Soit G_{c1} le gain de conversion (en volts par unité de mesurande) de la partie de la chaîne en amont du multiplexeur et N_{d1} la valeur numérique du décalage qui lui correspond en sortie du CAN.

Soit G_{c2} le gain de conversion (en nombre de LSB par volt) de la partie de la chaîne en aval du multiplexeur et N_{d2} la valeur numérique du décalage qui lui correspond en sortie du CAN. On a :

$$G_c = G_{c1} \cdot G_{c2} \quad \text{et} \quad N_d = N_{d1} + N_{d2}$$

d'où : $$N = G_{c1} \cdot G_{c2} \times m + N_{d1} + N_{d2}.$$

Les procédures d'autozéro et d'autoétalonnage permettent de déterminer respectivement N_{d2} et G_{c2}. Elles sont justifiées dès lors qu'un étalonnage global n'est pas possible et que G_{c1} est connu et N_{d1} négligeable. Cela peut être le cas lorsque sont directement reliés, aux entrées du multiplexeur, des capteurs dont la sensibilité est

Copyright © 2011 Dunod.

parfaitement connue, l'amplificateur étant placé en sortie du multiplexeur et faisant partie de la fraction de la chaîne étalonnée. En pratique, deux voies du multiplexeur sont affectées à cette opération d'étalonnage partiel :

– une voie est raccordée à la masse M_i de l'instrumentation ;

– une voie est reliée à une tension de référence V_{ref}.

L'autozéro s'effectue en adressant la voie reliée à la masse M_i, la sortie correspondante du CAN étant alors : $N'_o = N_{d2}$.

L'autoétalonnage est réalisé en adressant la voie reliée à V_{ref}, la sortie correspondante du CAN étant alors : $N'_{\text{ref}} = G_{c2} \cdot V_{\text{ref}} + N_{d2}$.

On déduit : $$G_{c2} = \frac{N'_{\text{ref}} - N'_o}{V_{\text{ref}}} .$$

En phase de mesure, un mesurande m étant appliqué à l'entrée de la chaîne et la donnée numérique en sortie du CAN étant N, la relation (1) s'écrit successivement :

$$m = \frac{N - N_d}{G_c} = \frac{N - N'_o}{G_{c1} \cdot G_{c2}} \quad \text{soit :} \quad m = \frac{N - N'_o}{N'_{\text{ref}} - N'_o} \cdot \frac{V_{\text{ref}}}{G_{c1}} .$$

Lorsque la chaîne comporte un amplificateur à gain programmable, autozéro et autoétalonnage doivent être effectués pour chaque valeur du gain de l'amplificateur (*figure 21.1*).

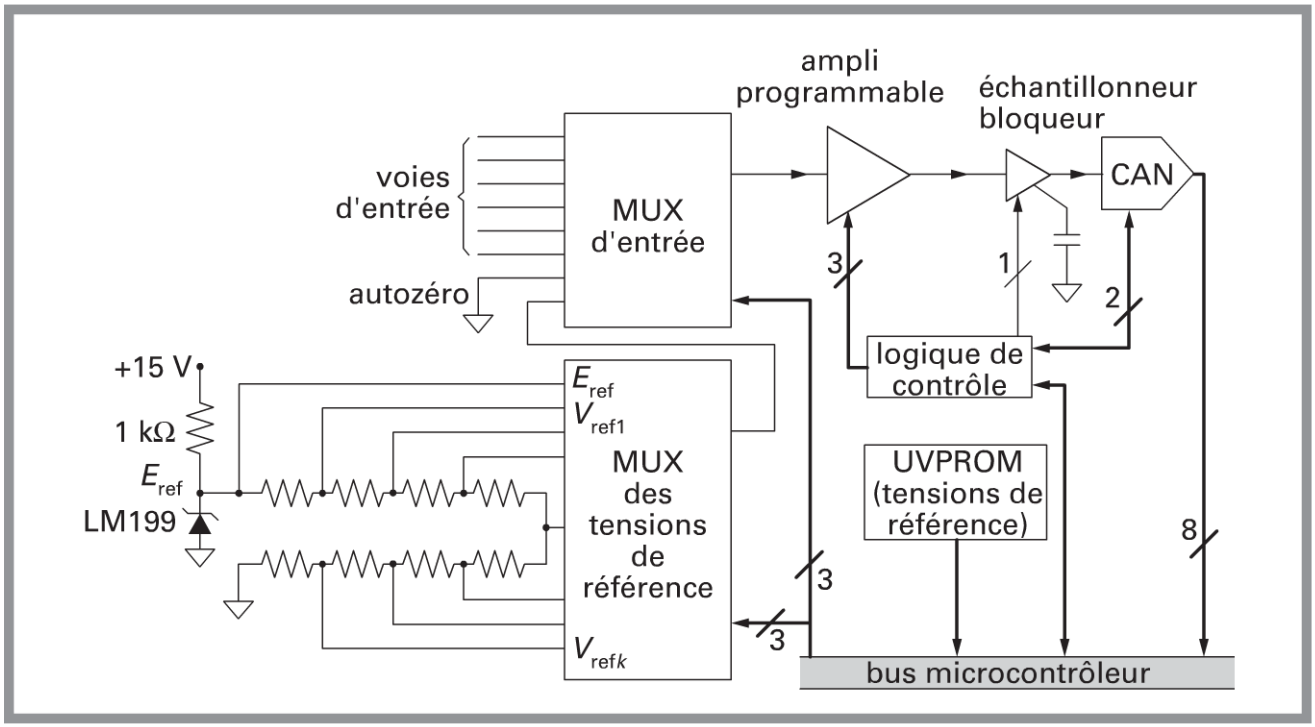


Figure 21.1 - Chaîne d'acquisition avec circuits d'autozéro et d'autoétalonnage.
L'amplificateur étant programmable, on dispose pour chaque valeur du gain d'une tension de référence $V_{\text{ref})i}$ adaptée, obtenue par division potentiométrique à partir d'une source de référence E_{ref} et dont la valeur exacte est stockée en mémoire PROM (Doc. National Semiconductors).

Copyright © 2011 Dunod.

21.2 Chaîne comportant un capteur non linéaire

Le capteur, éventuellement associé à son conditionneur délivre une tension v_m, fonction non linéaire du mesurande m :

$$v_m = a \cdot f(m)$$

où a, indépendant des variations du mesurande dépend éventuellement de l'appareillage utilisé et $f(m)$ est une expression mathématique caractéristique du capteur et traduisant sa non linéarité.

Exemples

• Résistance de platine : $R(T) = R_o(1 + AT + BT^2)$ pour $T(°C) > 0$, $A = 3{,}90802 \times 10^{-3}$ ($°C^{-1}$), $B = -5{,}80195 \times 10^{-7}$ ($°C^{-2}$).

Utilisée dans un montage 4 fils et alimentée à courant I constant (§ 9.3.1) la résistance présente à ses bornes une tension :

$$v_m = R_o \cdot I(1 + AT + BT^2)$$

soit : $$a = R_o \cdot I \quad \text{et} \quad f(m) = 1 + AT + BT^2.$$

• Thermistance : $R(T) = R_o \cdot \exp B\left[\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right]$ où T est en K.

La thermistance étant placée dans une branche d'un pont de Wheatstone dont les trois autres branches sont constituées de résistances fixes de valeur R_o (pont équilibré pour $T = T_o$), le pont étant alimenté par une tension E_a, sa tension de déséquilibre est :

$$v_m = \frac{E_a}{2} \cdot \frac{\exp B[1/T - 1/T_o] - 1}{\exp B[1/T - 1/T_o] + 1}$$

soit : $a = \frac{E_a}{2}$ et : $f(m) = (\exp B\,[1/T - 1/T_o] - 1)/(\exp B\,[1/T - 1/T_o] + 1)$.

• Thermocouple : la f.e.m. de Seebeck $e(T)$ du thermocouple est exprimée par un polynôme dont l'ordre dépend de la précision recherchée :

$$e(T) = b_o + b_1\,T + b_2\,T^2 + \ldots \quad (T \text{ en } °C).$$

Dans ce cas :

$$v_m = e(T) \quad \text{et} \quad a = 1, \quad f(m) = e(T).$$

21.2.1 Linéarisation par calcul

À l'entrée du CAN, la tension v_i a pour expression :

$$v_i = G_v \cdot v_m + V_d = G_v \cdot a \cdot f(m) + V_d$$

Copyright © 2011 Dunod.

où G_v est le gain en tension de la chaîne et V_d la tension de décalage due à l'ensemble des dispositifs.

La donnée numérique N délivrée par le CAN a pour expression :

$$N(m) = \frac{v_i}{q} = \frac{G_v \cdot a}{q} \cdot f(m) + N_d$$

soit :
$$N(m) = c \cdot f(m) + N_d \qquad (5)$$

où la valeur de c dépend du matériel et N_d est la valeur numérisée du décalage global de la chaîne ; c comme N_d sont susceptibles de dérives et doivent être déterminées par étalonnage.

Deux mesures étant faites pour des valeurs connues m_1 et m_2 du mesurande, la relation (5) correspondante est respectivement :

$$N(m_1) = c \cdot f(m_1) + N_d \quad \text{et} \quad N(m_2) = c \cdot f(m_2) + N_d$$

d'où : $c = \dfrac{N(m_2) - N(m_1)}{f(m_2) - f(m_1)}$ et $N_d = \dfrac{N(m_1) \cdot f(m_2) - N(m_2) \cdot f(m_1)}{f(m_2) - f(m_1)}$.

Les valeurs de c et N_d étant connues, on déduit du résultat de mesure $N(m)$ la valeur numérique de $f(m)$ pour le mesurande étudié :

$$f(m) = \frac{N(m) - N_d}{c} = N(f). \qquad (6)$$

Connaissant d'une part l'expression mathématique de la fonction $f(m)$ et d'autre part sa valeur numérique $N(f)$ pour le mesurande étudié, on en déduit m :

$$f(m) = N(f) \quad \text{soit} \quad m = f^{-1}(N(f)).$$

Exemple : résistance platine

$$1 + AT + BT^2 = N(f)$$

soit :
$$T = \frac{-A + \sqrt{A^2 + 4B(N(f) - 1)}}{2B}.$$

21.2.2 Linéarisation par tabulation

On considère d'abord le cas idéal où les divers dispositifs de la chaîne auraient leurs caractéristiques nominales et un décalage nul ; dans ce cas, le résultat $N_o(m)$ de l'acquisition d'un mesurande de valeur m serait d'après (5) :

$$N_o(m) = c_o \cdot f(m)$$

où c_o est calculé à partir des caractéristiques nominales des dispositifs. En fait, une mesure réelle donne pour résultat $N(m)$:

$$N(m) = c \cdot f(m) + N_d$$

où c et N_d sont connus par étalonnage.

Copyright © 2011 Dunod.

On en déduit : $$N_o(m) = \frac{c_o}{c} \cdot (N(m) - N_d). \qquad (7)$$

À partir du résultat de mesure $N(m)$ et de l'étalonnage, il est donc toujours possible de se ramener à la valeur correspondante $N_o(m)$.

■ Tabulation stricte

Connaissant c_o et $f(m)$, à chaque valeur de N_o comprise entre 0 et $2^n - 1$, il est possible d'associer la valeur correspondante de m :

$$N_o(m_i) = c_o \cdot f(m_i) \text{ pour } 0 \leqslant N_o \leqslant 2^n - 1.$$

Les valeurs $N_o(m)$ déduites de la mesure par la relation (7) et exprimées sur n bits sont utilisées pour adresser l'une parmi 2^n cases d'une mémoire morte qui contiennent chacune la valeur numérique correspondante du mesurande m, exprimée sur n bits afin de conserver la résolution. Du fait des contraintes d'utilisation de l'espace mémoire, l'adresse de chaque case est en fait déduite de la valeur $N_o(m)$ correspondante par un décalage constant : adresse = $B + N_o(m)$.

La capacité mémoire nécessaire est donc : $C = n\,2^n$.

Exemple

$n = 10$, C = 10 Kbits;

$n = 16$, C = 1000 Kbits.

Une telle capacité mémoire s'avère généralement excessive.

■ Tabulation restreinte et interpolation linéaire

Afin de diminuer la capacité mémoire nécessaire, mais au prix d'une réduction de la précision, la donnée numérique $N_o(m)$ est décomposée en deux parties :

– la partie haute H constituée de k bits de poids fort,

– la partie basse L formée des $n - k$ bits de poids faible.

L'adressage de la mémoire de tabulation est alors effectué par la seule partie haute H qui permet d'adresser une case mémoire prise parmi 2^k avec $2^k \ll 2^n$.

Exemple

$N_o(m) = 101\ 10110$; pour $k = 3$ $H = 101$,

$L = 10110$.

Dans chacune des 2^k cases adressables est placée la valeur de m correspondant à la valeur de N_o définie par H d'une part et $L = 0$ d'autre part.

Copyright © 2011 Dunod.

Exemple

$N_o(m)$	H	L	Contenu mémoire
$N_o(m_0)$	000	00000	m_0
$N_o(m_1)$	001	00000	m_1
$N_o(m_2)$	010	00000	m_2
…	…	…	…
$N_o(m_7)$	111	00000	m_7

On admet qu'entre deux valeurs de m placées dans deux cases mémoires successives la variation de m peut être considérée comme linéaire en fonction de L; dans ces conditions, le CAN délivrant une valeur $N(m)$, le microprocesseur :

– détermine $N_o(m) = HL$;

– adresse :

  • la case H qui fournit m_i;

  • la case $H + 1$ qui fournit m_{i+1};

– calcule $m = m_i + \dfrac{L}{2^{n-k}} \cdot (m_{i+1} - m_i)$.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 22

TRANSMISSION DES DONNÉES

Le capteur et le conditionneur éventuellement associés délivrent sous forme de tension l'information correspondant au mesurande. **Le capteur est souvent éloigné des dispositifs qui en assurent le traitement et l'exploitation. L'information doit donc être transmise dans des conditions qui n'entraînent ni sa dégradation par les parasites ni sa distorsion du fait des caractéristiques électriques de la liaison.** Cette transmission peut se faire soit sous forme analogique, soit sous forme numérique.

La transmission analogique par boucle de courant est un mode de transmission qui, bien qu'ancien, trouve toujours application ; il a pour inconvénient de nécessiter une ligne par capteur.

La transmission numérique est adaptée aux transferts d'information vers les dispositifs de traitement qui sont toujours numériques ; elle est économique car elle permet de partager une même ligne ou un même bus entre plusieurs équipements sources d'information. Ce mode de transmission exige évidemment que l'information délivrée par le capteur soit préalablement convertie sous forme numérique.

22.1 Transmission par boucle de courant

22.1.1 Caractéristiques générales

L'information liée à l'amplitude de la tension v_s délivrée par la source et son éventuel conditionneur est transposée sur l'amplitude d'un courant i_b (courant de boucle) dont les variations, entre des valeurs minimale I_{bo} et maximale $I_{b\max}$, sont proportionnelles à v_s :

$$i_b = I_{bo} + g \cdot v_s$$

g étant une transconductance.

Les deux standards les plus utilisés correspondent à :

$$I_{bo} = 4 \text{ mA} , I_{b\max} = 20 \text{ mA} \quad \text{et} \quad I_{bo} = 10 \text{ mA} , I_{b\max} = 50 \text{ mA}.$$

Copyright © 2011 Dunod.

On donne à l'origine I_{bo} des variations de courant, une valeur non nulle pour qu'une rupture de la ligne de transmission puisse être distinguée d'un signal v_s nul.

Le **convertisseur tension courant** (CVI) est généralement associé à un amplificateur dont la tension de sortie commande le générateur du courant de boucle. L'ensemble capteur, conditionneur, générateur de courant est désigné comme **transmetteur**. Une ou plusieurs résistances placées en bout de ligne délivrent chacune à un dispositif de grande impédance d'entrée branché à leurs bornes une tension v_m proportionnelle au courant de boucle (*figure 22.1a*).

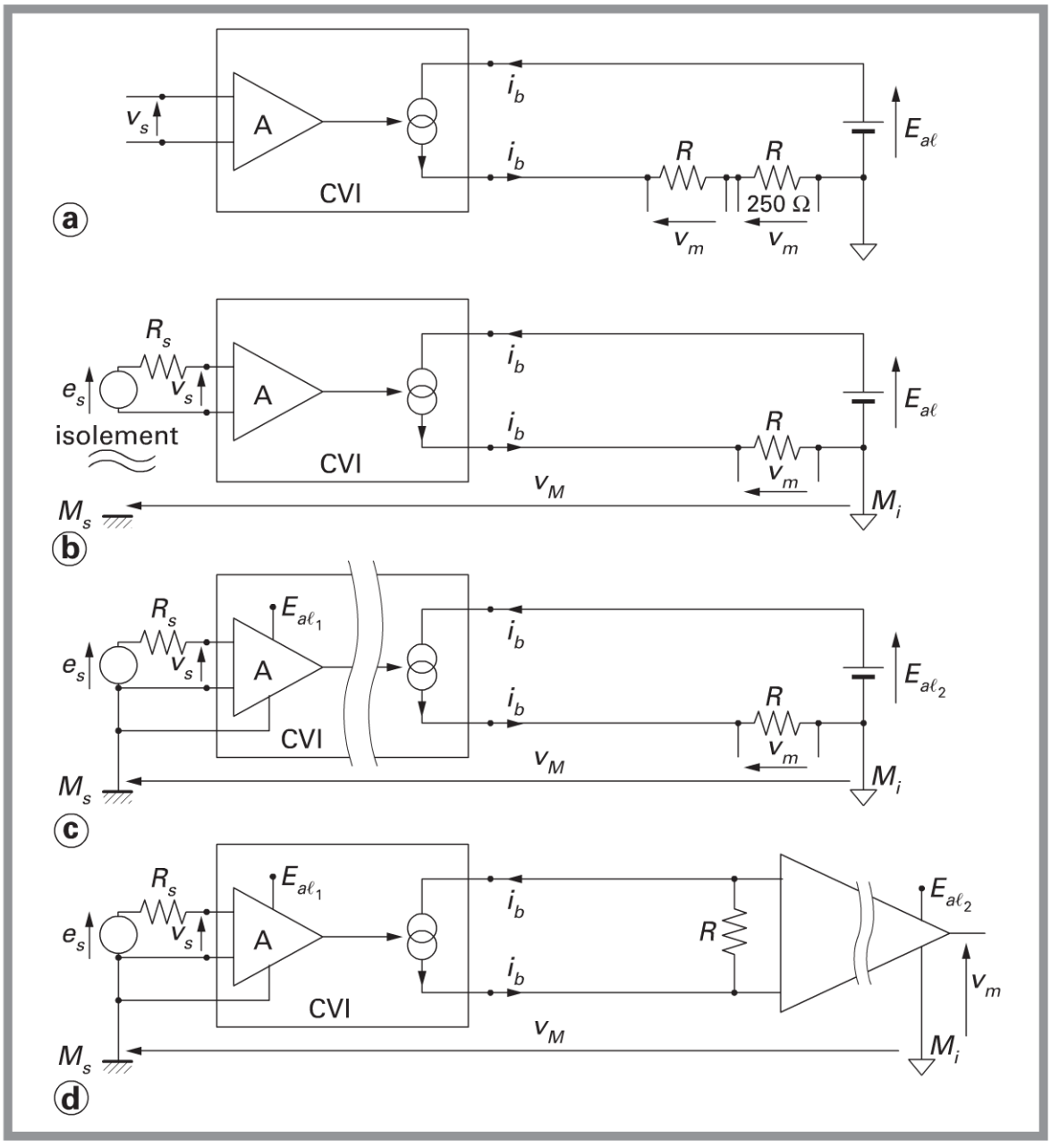


Figure 22.1 - Transmission par boucle de courant :
a) montage de principe; b) source du signal isolée de sa masse; source reliée à sa masse et barrière d'isolement : c) à l'entrée, d) en sortie.

Copyright © 2011 Dunod.

INTÉRÊT DE LA TRANSMISSION PAR COURANT

Le signal lié au courant n'est pas affecté par les chutes ohmiques de tension dans la ligne, ce qui autorise des transmissions sur des longueurs supérieures à 1 km.

Les tensions parasites (f.e.m. induites ou thermoélectriques) ne contribuent pratiquement pas au courant de boucle du fait de la grande impédance interne du générateur de courant qui est en série avec la ligne (§ 4.2.1).

22.1.2 Alimentation du convertisseur et problème des masses

Lorsque la boucle de courant est longue, la masse M_s à l'endroit de la source du signal où se fait la conversion V/I et la masse M_i (masse de l'instrumentation) à l'extrémité de la ligne où est reçu le signal sont distinctes; il y a lieu dès lors d'éviter que la différence de potentiel v_M entre les masses n'influe sur le courant de boucle i_b. Dans ce but, il faut faire en sorte que cette tension v_M ne puisse débiter dans la ligne ce qui s'obtient en intercalant dans le circuit une barrière d'isolement élevé bloquant la tension de masse v_M tout en permettant, le cas échéant, le transfert du signal.

Selon la disposition de la barrière d'isolement divers cas peuvent être considérés.

- **La source du signal est isolée de sa masse locale M_s**

Dans ce cas on utilise un convertisseur dont l'alimentation est assurée par les deux fils de transmission au moyen d'une source d'alimentation référencée à la masse M_i de l'instrumentation (transmission dite à 2 fils; *figure 22.1b*).

- **La source du signal est référencée à la masse locale M_s**

Le convertisseur V/I auquel est appliquée la tension v_s doit être alimenté par une source référencée à la masse M_s. L'isolement entre les circuits d'entrée (source du signal, amplificateur d'entrée, alimentation du convertisseur référencés à M_s) et l'instrumentation en bout de ligne référencée à M_i peut être obtenue :

– au niveau du convertisseur par une barrière d'isolement placée entre la sortie de l'amplificateur et le générateur de courant (*figure 22.1c*);

– au niveau de la réception par l'emploi soit d'une instrumentation flottante soit d'un amplificateur d'isolement (*figure 22.1d*).

22.1.3 Circuit convertisseur tension-courant

Des modules convertisseurs V/I sont disponibles sur le marché; ces convertisseurs peuvent être réalisés à l'aide d'amplificateurs opérationnels.

Copyright © 2011 Dunod.

Le circuit représenté sur la *figure 22.2* est référencé à la masse du signal d'entrée. Dans ce montage, le courant de boucle i_b est indépendant de la charge R si est satisfaite la condition :

$$1 + \frac{R_7}{R_4} = \frac{R_3 R_6}{R_4 R_5}$$

l'expression du courant de boucle i_b étant dans ce cas :

$$i_b = \frac{R_3 R_6}{R_5 R_7} \cdot \left(\frac{v_s}{R_1} + \frac{E}{R_2} \right).$$

Exemple : en choisissant $R_3 = R_5 = R_6 = 10$ kΩ, $E = 15$ V et compte tenu des valeurs limites :

$$i_b = 4 \text{ mA pour } v_{s)\min} = 0 \text{ V} \quad \text{et} \quad i_b = 20 \text{ mA pour } v_{s)\max} = 10 \text{ V}$$

on obtient : $R_1 = 25$ kΩ, $R_2 = 150$ kΩ, $R_4 = 9750$ Ω, $R_7 = 250$ Ω, et $R_8 = 5$ kΩ. L'amplificateur opérationnel A_2 doit pouvoir fournir le courant de 20 mA.

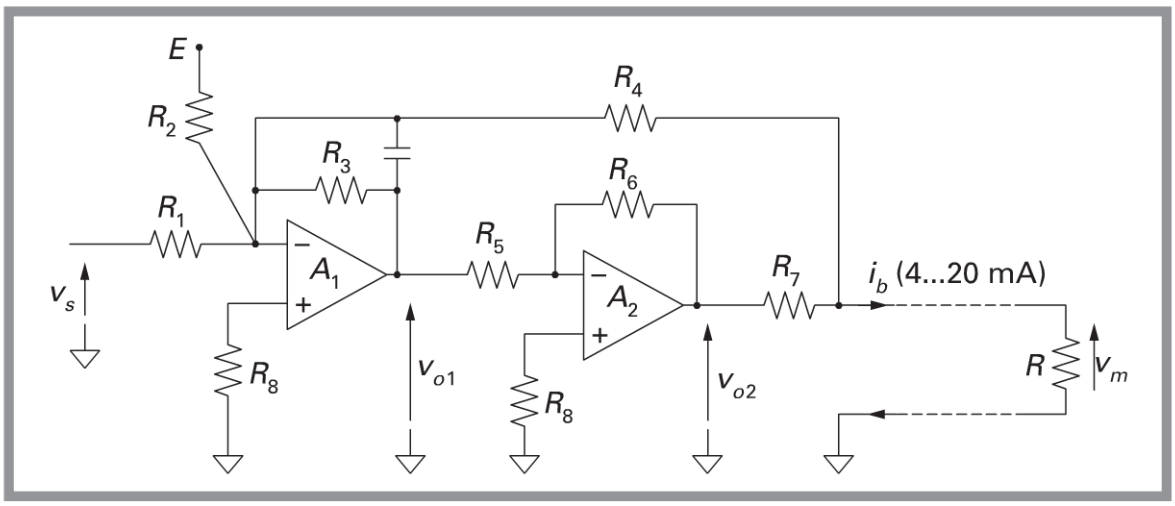


Figure 22.2 - Exemple de circuit convertisseur tension-courant.

22.1.4 Contrôle numérique du transmetteur

Il est possible de superposer au courant de boucle i_b, et sans aucunement l'affecter, des signaux numériques destinés au contrôle du transmetteur. À cette fin, ce dernier doit comporter un système à microprocesseur permettant une communication bidirectionnelle pour le réglage et la maintenance. Un tel transmetteur est dit **transmetteur intelligent** (*figure 22.3*).

Copyright © 2011 Dunod.

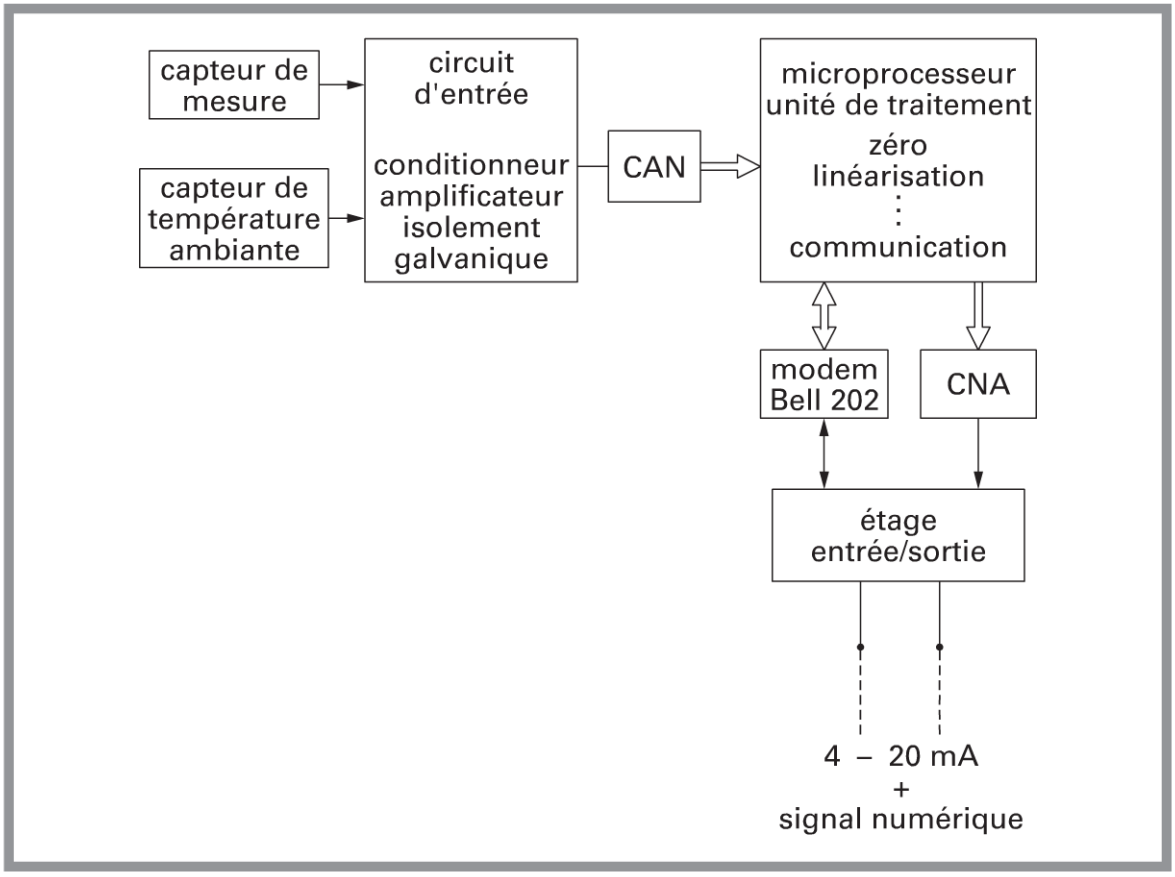


Figure 22.3 - Transmetteur intelligent : schéma fonctionnel.

Les moyens de cette communication – de type série (§ 22.4) – sont définis par le protocole **HART** (*Highway Adressable Remote Transducer*). La communication s'effectue, côté opérateur, soit par une console portative branchée en parallèle sur la boucle, soit par un micro-ordinateur équipé d'un modem au standard Bell 202 (*figure 22.4*). Ce standard définit une modulation numérique de type FSK (*Frequency Shift Keying*) ; les données numériques transmises en série le sont sous la forme de signaux sinusoïdaux dont la fréquence caractérise un état logique :

- 1 200 Hz pour l'état 1;
- 2 200 Hz pour l'état 0.

La valeur moyenne de ces signaux étant nulle, ils ne modifient pas le courant de boucle.

Les signaux reçus par le transmetteur assurent une double fonction :

– programmation par fixation de l'unité de mesure, de l'étendue de mesure, des niveaux d'alarme, etc.;

– interrogation suscitant en réponse l'émission d'informations d'état du transmetteur.

Copyright © 2011 Dunod.

La longueur de câble (paire torsadée) est de 1500 m. au maximum et la vitesse de transmission de 1200 bauds.

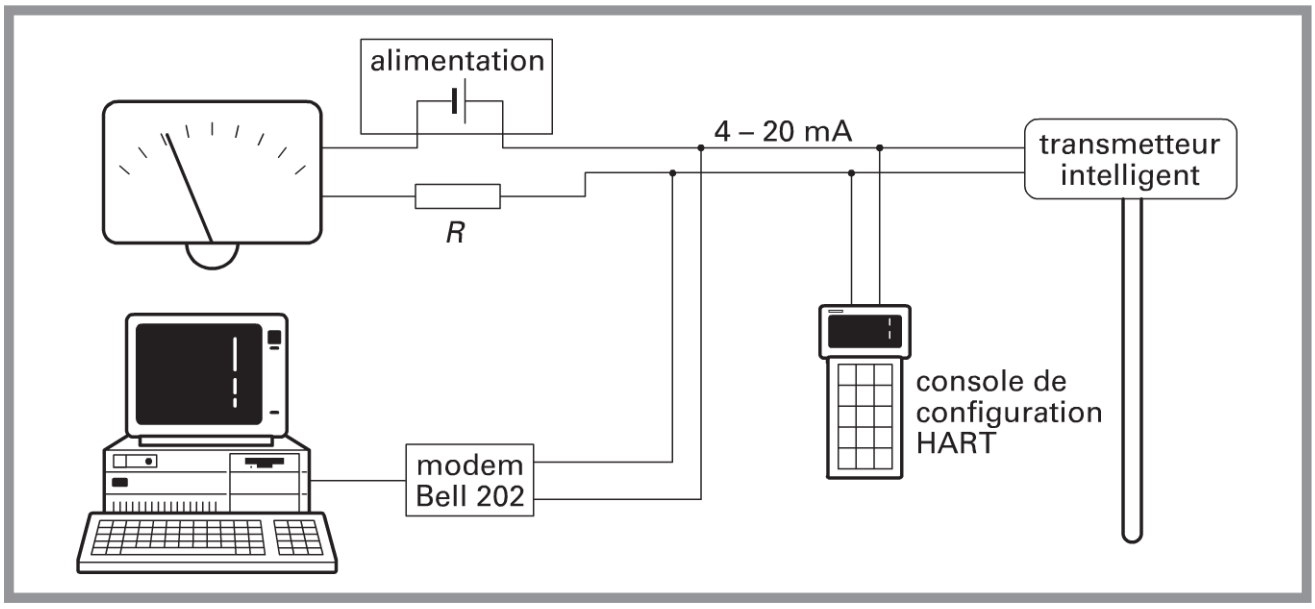


Figure 22.4 - Transmetteur intelligent : schéma de raccordement.

22.2 Transmissions numériques – Généralités

Le système à microprocesseur ayant reçu les données numériques issues du CAN, en provenance de la chaîne d'acquisition, et éventuellement effectué sur elles des opérations à caractère métrologique :

– correction de décalage, mise à l'échelle,

– compensation des grandeurs d'influence, linéarisation,

doit, en général transmettre ces données vers un calculateur (PC) chargé de leur exploitation et qui peut être, selon les cas : contigu (carte enfichable), à proximité (quelques mètres, dans un laboratoire) ou à distance importante (100 mètres ou plus dans une installation industrielle).

Le problème posé est dès lors d'assurer le transfert en satisfaisant aux conditions imposées de distance, de vitesse de transmission, de sécurité et de coût.

Il y a deux modes de transmissions numériques : la transmission dite parallèle et la transmission dite série.

Copyright © 2011 Dunod.

En **transmission parallèle**, les huit bits d'un octet sont transmis simultanément sur huit lignes; ce type de transmission permet des transferts rapides, mais il est limité à des distances faibles du fait du coût du nombre important de lignes nécessaires.

En **transmission série**, les bits constitutifs d'un octet sont transmis l'un après l'autre sur une ou deux lignes d'où une vitesse de transfert qui est réduite, mais des distances de transmission qui peuvent être beaucoup plus importantes, du seul fait de la diminution du coût des lignes.

En plus des lignes de transfert des données, il est en général nécessaire d'allouer un certain nombre de lignes au contrôle des transferts et notamment à la procédure dite de ***handshake*** qui est un dialogue entre l'émetteur et le récepteur destiné à vérifier la possibilité d'un échange et à confirmer son bon déroulement :

– l'émetteur signale que des données sont disponibles ;

– le récepteur indique qu'il est apte à les recevoir;

– le récepteur ayant reçu les données accuse réception.

Une liaison est dite **simplex** si elle ne peut être effectuée que dans un seul sens.

Par contre, si les transferts d'information entre deux dispositifs doivent pouvoir être effectués dans les deux sens, deux solutions sont possibles :

– une même voie est utilisée successivement dans un sens puis dans l'autre : liaison **semi-duplex** (*half duplex*);

– deux voies distinctes sont utilisées, une pour chaque sens, permettant des transferts simultanés : liaison **duplex intégral** (*full duplex*).

L'interconnexion des dispositifs échangeant leurs informations peut être réalisée selon deux configurations : en étoile ou en guirlande (*daisy chain*).

Dans la **configuration en étoile**, chaque dispositif (émetteur ou récepteur) a sa ligne propre, les différentes lignes étant interconnectées en deux points communs à l'ensemble (*figure 22.5a*). L'inconvénient de cette configuration est un risque de surcharge des émetteurs par les lignes en parallèle.

Dans la **configuration en guirlande**, il y a une ligne commune à l'ensemble des dispositifs, chacun ayant sa connexion propre à la ligne (*figure 22.5b*).

La liaison entre émetteur et récepteur est physiquement assurée par un support de transmission dit **médium**; on en distingue trois types principaux :

– **liaison conductrice** : piste, fil, ensemble de fils (bus), paire torsadée, câble coaxial;

– **liaison optique** par infrarouge rayonné ou par fibre optique dont l'intérêt est l'insensibilité aux parasites;

Copyright © 2011 Dunod.

– **liaison hertzienne** utilisée dans le cas de très grandes distances ou lorsque l'un des éléments de la liaison est en mouvement : mesures sur pièces tournantes par exemple.

On ne considérera dans la suite que les liaisons par conducteurs électriques.

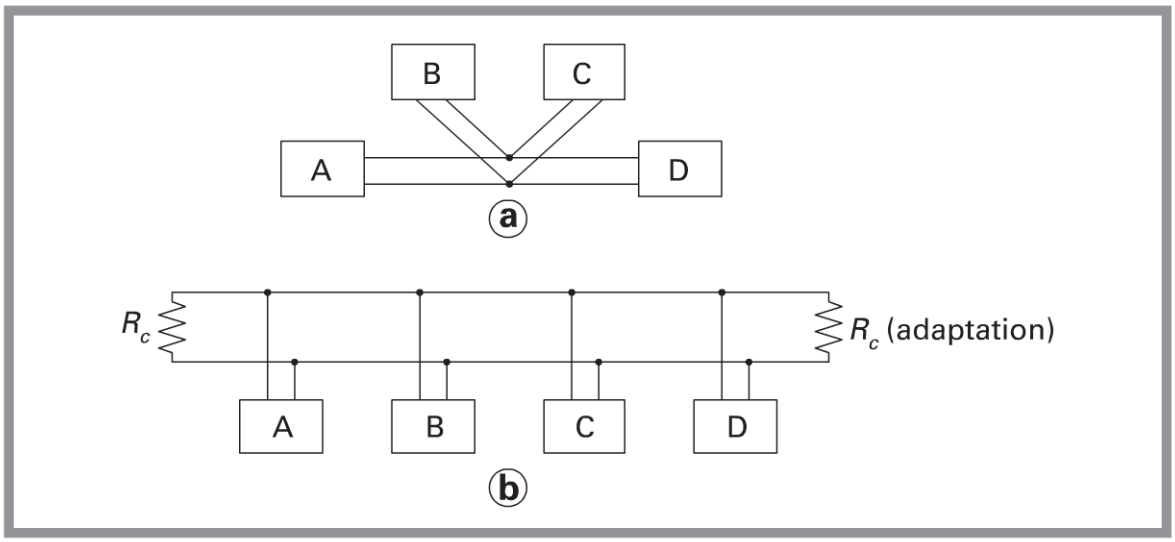


Figure 22.5 - Configuration des liaisons :
a) en étoile; b) en guirlande.

22.3 Transmission en parallèle

La transmission de données en parallèle est a priori techniquement moins complexe que la transmission en série, mais le nombre important de lignes nécessaires et donc leur coût limite les distances d'utilisation. Il y a cependant une situation compatible avec la contrainte de distance des transmissions en parallèle : il s'agit des mesures faites à l'intérieur d'un laboratoire où plusieurs appareils et un ordinateur situés à des distances de l'ordre de quelques mètres échangent des informations numériques. C'est dans ce but qu'a été mis au point un système de transmission de données désigné comme **GPIB** (*General Purpose Instrumentation Bus*) et dont les caractéristiques sont définies par la norme IEEE 488.

22.3.1 Spécifications de la liaison GPIB

■ Appareils

Quinze appareils au maximum, y compris l'ordinateur, tous équipés d'interfaces appropriées dites GPIB, peuvent être interconnectés au moyen d'un bus de 24 lignes (*figure 22.6*). Les fonctions des appareils par rapport au système sont de trois types :

– les **contrôleurs** commandent et supervisent les échanges : configuration des appareils, séquencement des opérations; il peut y avoir plusieurs contrôleurs mais un seul est actif à la fois; l'ordinateur est toujours un contrôleur;

Copyright © 2011 Dunod.

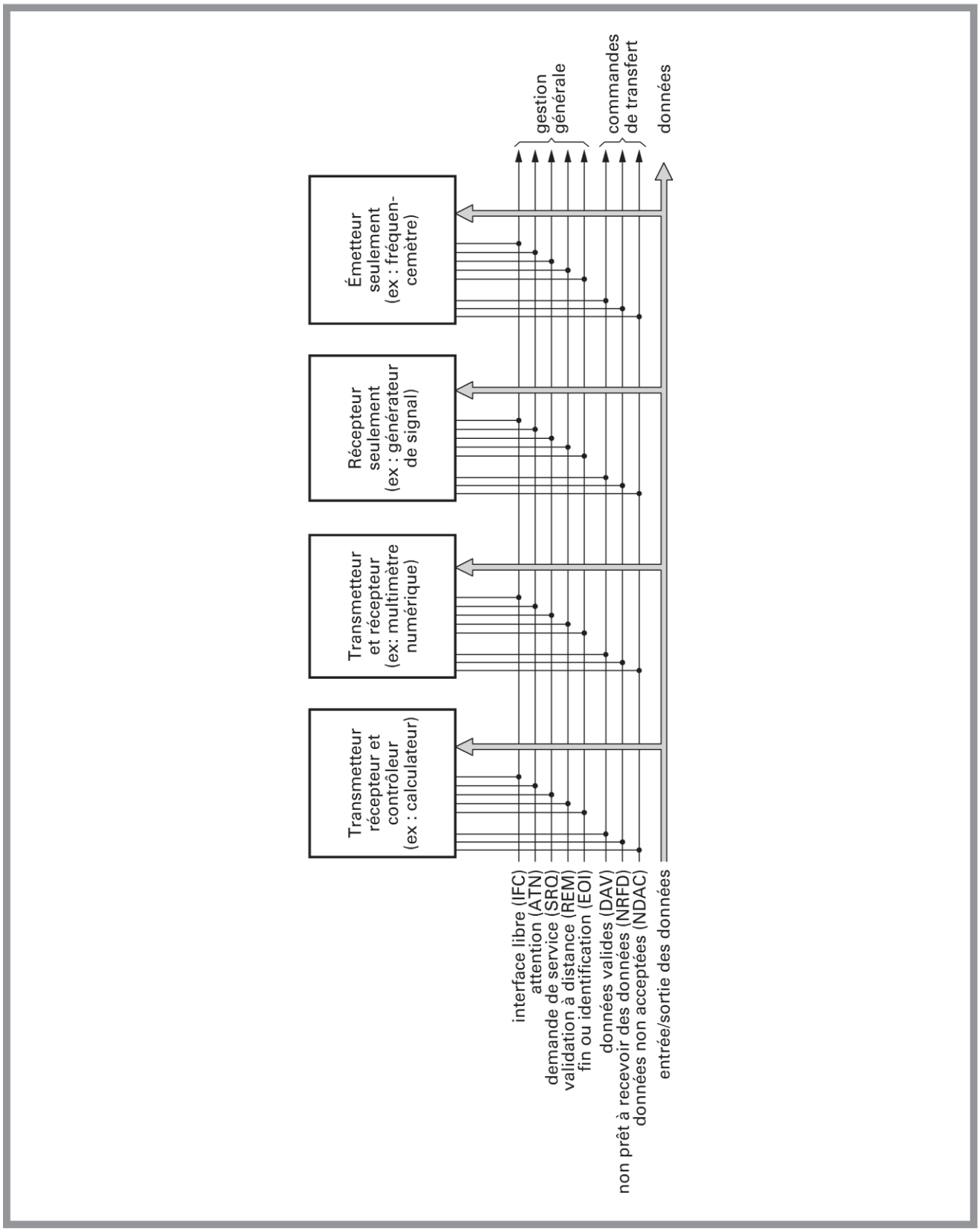


Figure 22.6 - Bus GPIB et connexion des appareils (les 8 lignes de masse ne sont pas représentées).

Copyright © 2011 Dunod.

– les **émetteurs** (*talkers*) envoient des messages à destination d'autres appareils : il s'agit par exemple d'appareils de mesure (voltmètre, fréquencemètre, etc.) délivrant comme données leurs résultats de mesure;

– les **récepteurs** (*listeners*) reçoivent les messages envoyés par d'autres appareils (imprimante par exemple).

Un même appareil peut être successivement désigné par le contrôleur comme émetteur ou comme récepteur mais il ne peut y avoir, à un instant donné, qu'un seul émetteur.

Chaque appareil possède une adresse propre.

■ Bus et signaux

Le bus relie entre eux l'ensemble des appareils et leur permet d'échanger des messages ; les éléments binaires constitutifs des messages ont des niveaux TTL mais en logique négative : $0\ V < 1$ logique $< 0{,}8\ V$ et $2\ V < 0$ logique $< 5\ V$.

Le bus est constitué de 16 lignes de signal et de 8 lignes reliées à la masse. Les 16 lignes de signal peuvent être groupées en trois ensembles : lignes de données, de synchronisation des échanges, de contrôle-commande.

Les lignes de données, au nombre de 8, sont utilisées pour des transferts bidirectionnels d'octets correspondant soit à des adresses, soit à des données codées en ASCII.

Les lignes de synchronisation d'échanges (*handshake*), au nombre de 3, correspondent respectivement aux signaux suivants :

– **DAV** (*Data Valid*) : ligne activée quand un émetteur a placé un octet sur les lignes de données;

– **NRFD** (*Not Ready For Data*) : ligne activée quand un récepteur destinataire des données n'est pas prêt à les recevoir;

– **NDAC** (*No Data Accepted*) : ligne activée pendant que les récepteurs reçoivent des données; quand elle est désactivée une nouvelle donnée peut être transmise.

Les lignes de contrôle-commande, au nombre de 5, sont assignées aux signaux suivants :

– **ATN** (*Attention*) : ATN = 1 lorsque le contrôleur utilise les lignes de données pour transmettre une adresse ou une commande; ATN = 0 lorsqu'un émetteur envoie des données;

– **IFC** (*Interface Clear*) : activée par le contrôleur, cette ligne initialise les interfaces;

Copyright © 2011 Dunod.

– **SRQ** (*Service Request*) : ligne pouvant être activée par tout appareil demandant l'intervention du contrôleur ;

– **EOI** (*End Or Identify*) : activée par un émetteur, cette ligne signale la fin d'un message ; activée par le contrôleur, c'est une demande d'identification faite à des appareils ;

– **REN** (*Remote Enable*) : ligne permettant de placer un appareil en mode de commande locale (0) ou à distance (1).

Les échanges sont effectués de façon asynchrone c'est-à-dire indépendamment de toute base de temps. Lorsque plusieurs appareils fonctionnent simultanément en récepteurs, le transfert s'effectue à la cadence du récepteur le plus lent. La vitesse maximale de transfert des données est de $1{,}5 \times 10^6$ octets $\cdot$ s^{-1}.

22.3.3 Configuration des liaisons

Les dispositifs peuvent être interconnectés en étoile ou en guirlande (*figure 22.5*) ; cependant, afin de pouvoir conserver aux échanges des vitesses de transfert élevées, un certain nombre de contraintes affectent le placement des appareils :

– distance maximale entre appareils : 4 m et distance moyenne : 2 m ;

– longueur maximale du bus : 20 m.

22.4 Transmission en série

Les informations à transmettre – données, adresses, commandes, etc. – sont transmises en série sur 1 (et la masse) ou 2 fils. La réalisation de la liaison comporte plusieurs étapes. À l'émission :

1. transformation parallèle-série de la donnée ;

2. adjonction de bits ou de caractères de contrôle pour constituer une **trame** qui est l'ensemble structuré en **champs** des informations transmises solidairement en un bloc. Les règles d'organisation et la signification de divers champs de la trame sont définies par un **protocole** ;

3. transcodage qui est un changement de représentation de l'information selon des règles définies afin de faciliter la transmission et de réduire le risque d'erreurs ;

4. translation des niveaux logiques afin de les adapter à la transmission sur des lignes de faible impédance et d'améliorer l'immunité aux bruits. Cette fonction est assurée par **l'interface de liaison** (*driver*).

Copyright © 2011 Dunod.

Les trois premières opérations sont effectuées par un dispositif désigné comme **contrôleur de communication**.

À la réception, les opérations inverses sont successivement effectuées, aboutissant à la récupération des données sous forme parallèle. Les informations sont émises au rythme de l'**horloge d'émission** : un bit par période d'horloge. La récupération des informations à la réception nécessite la présence d'une **horloge de réception** qui soit aussi synchrone que possible de l'horloge d'émission, afin que chaque bit de la trame reçue puisse être échantillonné. La vitesse de transmission s'exprime en bits par seconde (bps). Les transmissions série sont effectuées selon l'un ou l'autre de deux modes : asynchrone ou synchrone.

22.4.1 Transmission série asynchrone

La trame (*figure 22.7a*) est courte, 11 bits au maximum, la donnée n'étant constituée que d'un seul caractère de 8 bits au maximum, y compris le bit de parité. La signification du caractère est définie par un code alphanumérique, généralement le code ASCII. La donnée est encadrée :

– au départ, d'un bit d'envoi **start** au niveau 0;

– à la fin, d'un ou deux bits d'arrêt **stop** au niveau 1.

En l'absence d'émission, la sortie d'émission est au niveau 1.

À la réception, le flanc descendant du bit start remet l'horloge de réception en phase avec l'horloge d'émission et déclenche la procédure d'acquisition de la donnée (*figure 22.7b*). L'état 0 ou 1 de chacun des bits est testé à l'instant milieu du bit. Cependant l'horloge de réception n'étant pas asservie à celle d'émission, leurs fréquences étant légèrement différentes, il se produit un glissement progressif de l'instant de test qui impose une limite au nombre de bits d'une trame. Les valeurs obtenues pour les 8 bits du caractère sont placées dans un registre à décalage qui assure la conversion série-parallèle. Le bit stop signale la fin de la transmission d'un caractère. L'intervalle de temps séparant la transmission de deux caractères peut être quelconque. Le contrôleur de liaison asynchrone est désigné comme :

– UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*);

– ACIA (*Asynchronous Communication Interface Adapter*);

– ACE (*Asynchronous Communication Element*).

Il comporte :

– des registres à décalage assurant les transformations parallèle-série ou série-parallèle;

Copyright © 2011 Dunod.

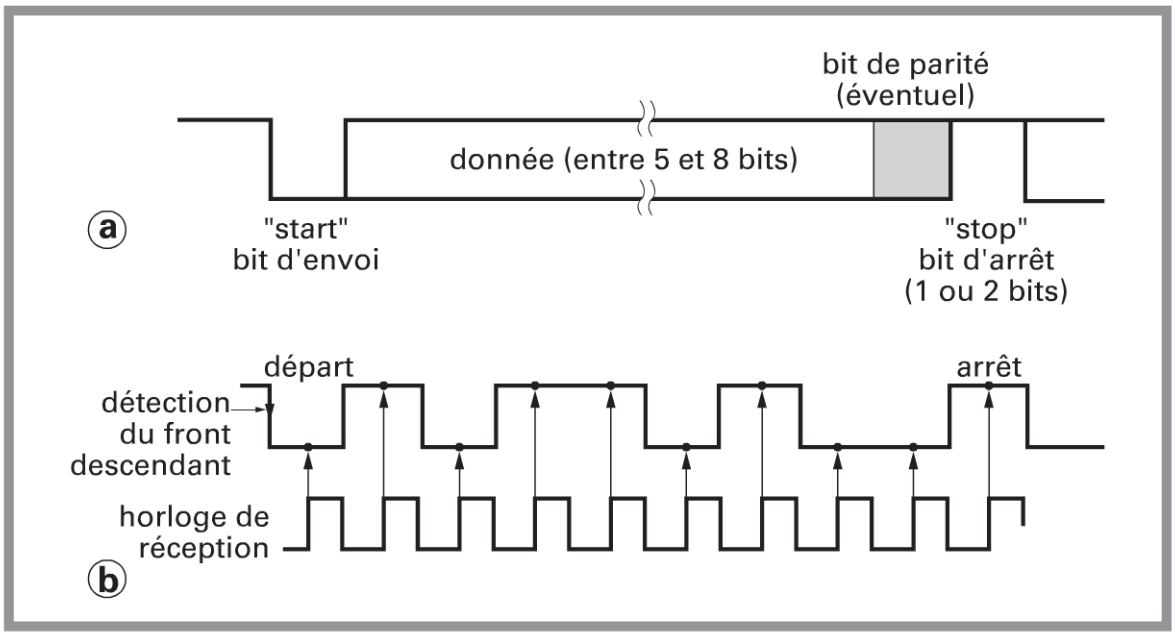


Figure 22.7 - Liaison série asynchrone :
a) trame, b) échantillonnage de la trame à la réception.

– un générateur qui fournit la fréquence d'émission ou de réception par division de fréquence d'une horloge de référence;

– des circuits d'addition (à l'émission) ou de suppression (à la réception) des bits start et stop;

– un contrôleur de parité du caractère.

L'intérêt de ce type de liaison est la simplicité de sa mise en œuvre, mais il est limité par sa faible vitesse de transfert : 19,2 kbps au maximum.

22.4.2 Transmission série synchrone

Des signaux de synchronisation sont systématiquement insérés, à l'émission, dans la trame et détectés à la réception, ils permettent à l'horloge de réception de se verrouiller sur la fréquence de l'horloge d'émission. Le parfait synchronisme des horloges permet dès lors de transmettre des trames longues pouvant comporter jusqu'à 10^3 caractères de données se suivant sans séparation; la vitesse de transfert est élevée : 500 kbps par exemple.

On distingue deux types de protocoles :

– **les protocoles BCP** (*Byte Control Protocol*) où chaque champ est constitué de caractères (octets) ayant une signification définie;

– **les protocoles BOP** (*Bit Oriented Protocol*) où chaque bit d'un champ est susceptible d'être porteur d'une information spécifique. C'est ce type de proto-

Copyright © 2011 Dunod.

cole qui est le plus courant et parmi eux le plus utilisé est **le protocole HDLC** (*High Level Data Link Control*).

La trame du protocole HDLC est représentée sur la *figure 22.8.*

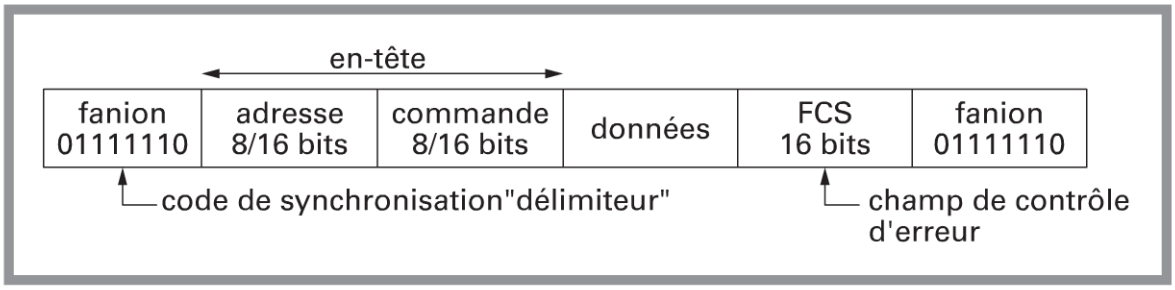


Figure 22.8 - Liaison série synchrone : trame HDLC.

Cette trame est constituée des champs suivants :

• **Fanion** (*Flag*). C'est une séquence unique de 8 bits qui d'une part signale le début du message, et d'autre part doit assurer la synchronisation du récepteur ; sa forme générale est : **01111110**. La succession de 6 bits au niveau 1 étant spécifique du fanion, afin d'éviter toute confusion, dès lors que 5 bits 1 se succèdent dans une donnée, l'émetteur les fait suivre systématiquement d'un 0 qui est retiré par le récepteur.

• **En tête** (*Header*). Ce champ comporte deux parties :

– l'adresse du destinataire (8 ou 16 bits) ;

– des informations de commande, le numéro du message (8 ou 16 bits).

• **Données**. Les caractères peuvent être exprimés dans un code quelconque avec un nombre de bits arbitraire.

• **Contrôle d'erreur** (*Frame Control Sequence*). Formé de 16 bits, le contrôle porte sur l'ensemble de la trame.

• **Fanion**. Il est identique au fanion de départ et signale soit la fin du message soit le début du message suivant.

22.4.3 Transcodage

Les trames ne sont généralement pas transmises sous la forme binaire normale, mais sont transcodées afin s'assurer une sécurité de transmission maximale. En particulier, dans les transmissions synchrones, la récupération du signal d'horloge tout au long de la trame doit permettre la synchronisation permanente des horloges d'émission et de réception. Ceci peut être obtenu en transmettant non pas la donnée seule, mais une fonction logique déterminée du signal d'horloge et

Copyright © 2011 Dunod.

de la donnée, ce qui permet à un circuit de réception approprié d'extraire l'horloge du message reçu et de restituer les données sous leur forme initiale.

Un code très utilisé à cette fin est le code biphase L dit **code Manchester** (*figure 22.9*). Chaque bit de la donnée dure une période d'horloge T_h; la donnée transcodée résulte du **ou exclusif** entre la donnée initiale et l'horloge. On constate sur la donnée transcodée, au milieu de chaque période d'horloge, la présence de fronts (↑ si 1 ou ↓ si 0) dont la période est précisément T_h et qui assureront la synchronisation de l'horloge de réception, les fronts supplémentaires éventuels à $T_h/2$ ne pouvant désynchroniser l'horloge dont la fréquence propre est très voisine de T_h.

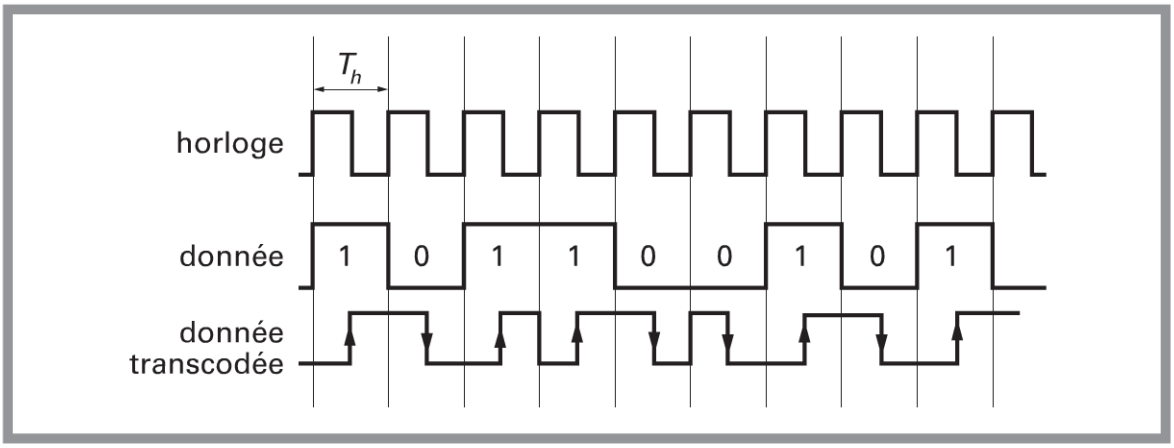


Figure 22.9 - Codage Manchester.

22.4.4 Interfaces de transmission

La liaison entre la broche de sortie de l'émetteur et la broche d'entrée correspondante d'un récepteur éloigné est assurée par un (et la masse) ou deux conducteurs désignés comme ligne de transmission. Les caractéristiques de cette ligne sont déterminantes de ses performances.

Les problèmes que pose ce type de liaison sont doubles ; à mesure qu'augmente la longueur d'une ligne :

– l'atténuation du signal devient plus importante et ce d'autant plus que les fréquences en jeu sont plus élevées ;

– les risques d'interférence et perturbation électromagnétiques sont accrus.

Ces deux phénomènes se conjuguent pour créer un risque d'interprétation erronée des signaux numériques : confusion de 1 et 0 et vice versa.

Il y a donc pour les liaisons numériques par conducteurs électriques un compromis à réaliser entre la longueur des lignes et le débit (fréquence) des signaux.

Les niveaux délivrés par des dispositifs logiques TTL n'assurent pas des marges de bruit suffisantes pour une transmission en milieu perturbé et ces dispositifs ne

Copyright © 2011 Dunod.

peuvent fournir la puissance nécessaire à des transmissions fiables (faible impédance des lignes). La nécessité de permettre la communication entre matériels de constructeurs différents a conduit à la fixation de **normes de transmission**.

Les dispositifs qui assurent à l'émission la translation des niveaux TTL aux niveaux exigés par les normes sont désignés comme **drivers de lignes** et comme **récepteurs de lignes** pour la translation inverse.

Afin d'éviter l'apparition d'une composante continue sur la ligne, composante sans intérêt mais consommatrice d'énergie, les signaux transmis sont bipolaires, les tensions correspondant à 0 et 1 étant égales mais de signes contraires. En outre, le codage s'effectue généralement en logique négative, la tension positive correspondant au 0, la tension négative au 1. Les diverses structures de transmission par ligne peuvent être regroupées en deux types selon que la tension correspondant au signal est appliquée :

– entre un fil et la masse, structure asymétrique;

– entre deux fils indépendants de la masse, structure symétrique ou différentielle.

Les différentes normes sont succinctement décrites ci-dessous et leurs caractéristiques principales indiquées dans le tableau 22.1.

■ Transmission asymétrique

□ Norme RS 232

Elle définit une liaison simplex dite de point à point entre un émetteur et un récepteur au moyen d'un seul conducteur, le retour s'effectuant par une masse commune (*figure 22.10a*). La transmission est généralement asynchrone. Cette structure très simple est cependant très sensible aux perturbations magnétiques, électriques et aux différences de potentiel de masse; sa portée et les débits qu'elle peut transmettre sont donc relativement faibles.

La norme n'impose pas à la liaison une longueur maximale mais une capacité maximale $C_{\ell max} = 2500$ pF. Ceci est dû au fait qu'aux débits relativement faibles autorisés par la norme la ligne se comporte pratiquement en circuit à constantes localisées (§ 22.5). La ligne de longueur ℓ apparaît alors à l'émetteur comme une capacité $C_\ell = C_1 \cdot \ell$ où C_1 est la capacité linéique ($F \cdot m^{-1}$); la capacité C_ℓ limite, en particulier, la vitesse de croissance ou de décroissance (*slew rate*) des impulsions en sortie de l'émetteur et donc le débit maximal de la ligne. Pour une ligne de capacité linéique C_1, la longueur maximale de la liaison est donc :

$$\ell_{max} = 2500 \times 10^{-12}/C_1 \quad \text{(en m)}.$$

Exemple : $C_1 = 10^{-10}$ F · m^{-1}, $\ell_{max} = 25$ m.

Bien que le transfert de données de l'émetteur au récepteur s'effectue sur une seule ligne, il est important de noter que plusieurs autres lignes doivent lui être associées

Copyright © 2011 Dunod.

afin d'assurer la coordination (*handshake*) et la sécurité des transferts. Ainsi, le connecteur EIA 232 DB 9 S possède 9 broches mais toutes ne sont pas forcément utilisées : par exemple, la liaison souris-ordinateur n'utilise que 4 lignes.

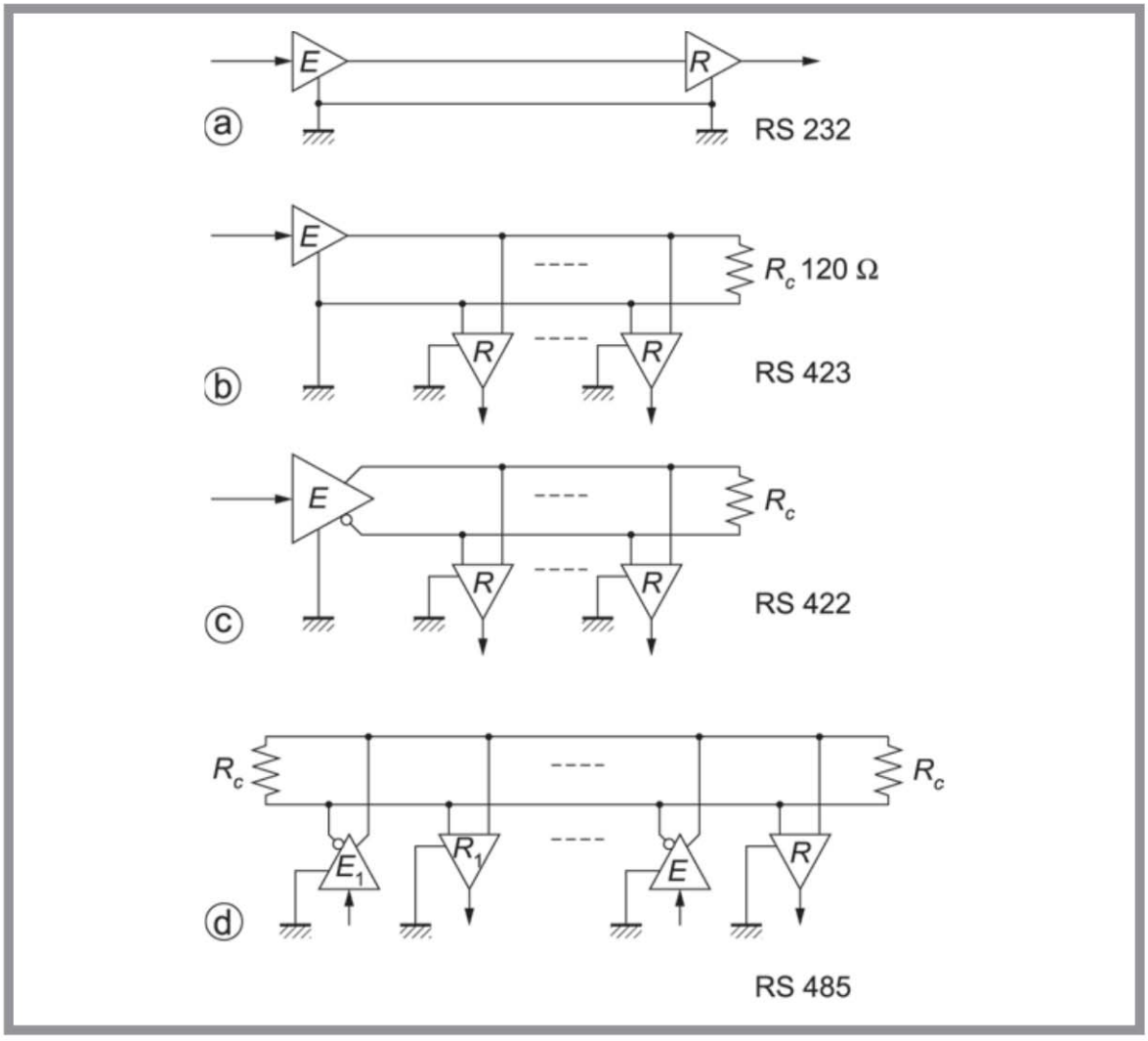


Figure 22.10 - Configuration des liaisons correspondant aux diverses normes :
a) RS 232; b) RS 423; c) RS 422; d) RS 485.

□ Norme RS 423

La liaison qui est simplex utilise 2 fils, l'un transmettant le signal, l'autre la masse de l'unique émetteur (*figure 22.10b*) ; les récepteurs au nombre maximum de 10 étant à entrée différentielle, la différence de potentiel de masse entre émetteur et récepteurs n'apparaît que comme tension de mode commun pour les récepteurs ; il en est de même pour les parasites induits sur les deux fils. Il en résulte une amélioration notable de l'immunité aux perturbations et donc un accroissement important des distances de transmission.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Transmission symétrique

□ Normes RS 422 et RS 485

La liaison est réalisée par 2 fils (généralement une paire torsadée) qui transmettent l'information en mode différentiel (*figure 22.10 c* et *d*). Par rapport à la masse de l'émetteur, si l'un des fils est porté au potentiel V, l'autre fil est porté au potentiel $-V$ et la tension différentielle transmise à l'entrée du récepteur est $2V$, indépendamment de la différence de potentiel entre les masses qui apparaît comme tension de mode commun mais qui doit être limitée.

Ces normes permettent des **transmissions multipoints** :

– d'un émetteur vers 10 récepteurs (RS 422), transmission unidirectionnelles (simplex) ;

– de 32 émetteurs vers 32 récepteurs (RS 485), transmission bidirectionnelle (semi-duplex).

Tableau 22.1 - Normes de transmission.

Paramètre		RS 232	RS 423	RS 422	RS 485
Mode de fonctionnement		Asymétrique	Asymétrique	Symétrique	Symétrique
Nombre d'émetteurs et de récepteurs		1 émetteur 1 récepteur	1 émetteur 10 récepteurs	1 émetteur 10 récepteurs	32 émetteurs 32 récepteurs
Longueur maximum du câble (m)		$C_\ell < 2\,500$ pF	1 200	1 200	1 200
Débit maximal (bps)		20 k	100 k	10 M	10 M
Tension maximum en mode commun (V)		± 3	± 3	± 7	12 à – 7
Niveaux de sortie de l'émetteur (V)	min	± 5	± 3,6	± 2	± 1,5
	max	± 15	± 6	± 5	± 5
Seuils du récepteur		± 3 V	± 200 mV	± 200 mV	± 200 mV

22.5 Ligne de transmission

Lorsqu'une liaison est courte, de l'ordre de quelques centimètres, (liaisons entre circuits d'une carte ou entre cartes par le «fond de panier»), on peut, afin de calculer son influence éventuelle, l'assimiler à une impédance localisée (inductance série, capacité parallèle) qui est en série avec la charge. L'impédance de l'ensemble – liaison et charge – influence, par exemple, la vitesse de croissance ou

Copyright © 2011 Dunod.

de décroissance d'une impulsion qui serait appliquée. Par contre, lorsque la liaison a une longueur telle que le temps mis par la tension réfléchie par la charge pour revenir à l'entrée de la ligne soit suffisamment long pour ne pas affecter le flanc de montée ou de descente d'une impulsion appliquée à l'entrée, il y a lieu d'utiliser la théorie des lignes de transmission.

Le temps de propagation t_p d'un signal sur une ligne de longueur ℓ est $t_p = \ell / v$, v étant la vitesse de propagation des ondes sur la ligne égale à celle des ondes libres dans le milieu diélectrique de la ligne : $v = c/\sqrt{\varepsilon_r}$ où $c = 3 \times 10^8$ m · s^{-1} et ε_r est la permittivité relative du diélectrique.

Ordre de grandeur : $\varepsilon_r \cong 2{,}2$, $v \cong 2 \times 10^8$ m · s^{-1}.

Une liaison doit donc être traitée comme ligne de transmission dès lors que $2\ t_p > t_r$, t_r étant le temps de montée (ou de descente) des impulsions soit $\ell > t_r \times v/2$.

Ordre de grandeur : t_r =5 ns; $v = 2 \times 10^8$ m · s^{-1} on a : $\ell > 1$ m.

La théorie des lignes utilise un modèle à impédances réparties (*figure 22.11*) qui sont les caractéristiques primaires de la ligne :

- R_1 : résistance linéique ($\Omega \cdot m^{-1}$) ;
- C_1 : capacité linéique (F · m^{-1}) ;
- L_1 : inductance linéique (H · m^{-1}) ;
- G_1 : conductance linéique (S · m^{-1}).

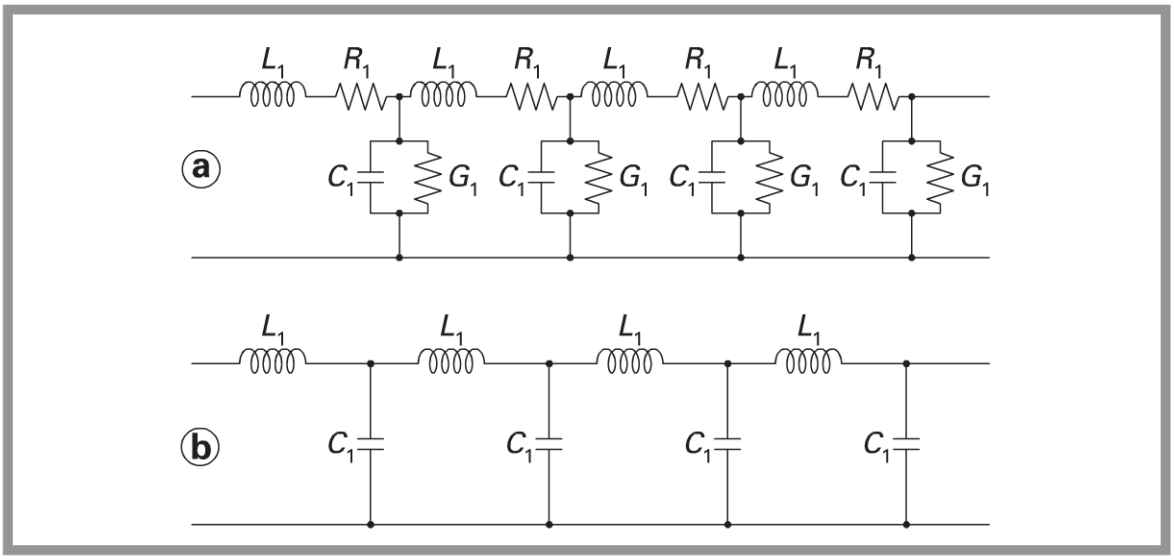


Figure 22.11 - Modélisation d'une ligne de transmission :
a) schéma général; b) schéma simplifié dans l'approximation de la ligne sans perte.

Copyright © 2011 Dunod.

22.5.1 Résultats

Lorsque la ligne est terminée par une impédance Z_c dite caractéristique (ligne dite adaptée), il n'y a pas de réflexion du signal émis à l'entrée : il n'y a donc propagation que de l'émetteur vers le récepteur. L'expression générale de Z_c est :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R_1 + \mathrm{j}L_1\omega}{G_1 + \mathrm{j}C_1\omega}}$$

ω étant la pulsation du signal.

Dans le cas d'une ligne idéale sans pertes :

$$R_1 = 0, \quad G_1 = 0 \quad \text{et} \quad Z_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = R_c.$$

Ordre de grandeur : l'impédance caractéristique dépend des paramètres géométriques et physiques (ε, μ) de la ligne : elle est généralement comprise entre 50 et 300 Ω.

Une ligne de transmission de données doit être adaptée de façon à éviter la présence de signaux réfléchis qui risquent d'y provoquer des lectures erronées.

Dans le cas d'une ligne adaptée, les amplitudes complexes de la tension $\mathcal{V}_i$ à l'entrée de la ligne ($\ell = 0$) et $\mathcal{V}(\ell)$ à la distance ℓ de l'entrée, sont liées par la relation :

$$\mathcal{V}(\ell) = V_i \cdot \mathrm{e}^{-\gamma\ell}$$

où γ est la constante de propagation de la ligne :

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + \mathrm{j}L_1\omega) \cdot (G_1 + \mathrm{j}C_1\omega)} = \alpha + \mathrm{j}\beta$$

α est l'atténuation linéique (neper $\cdot$ m^{-1}), β est le déphasage linéique (rad $\cdot$ m^{-1}).

On peut donc écrire : $\mathcal{V}(\ell) = \mathcal{V}_i \cdot \mathrm{e}^{-\alpha\ell} \cdot \mathrm{e}^{-j\beta\ell}$

À la distance ℓ de l'entrée de la ligne :

– l'amplitude de la tension est $V(\ell) = V_i \cdot \mathrm{e}^{-\alpha\ell}$;

– le déphasage de la tension est $\varphi(\ell) = \beta\ell$.

Dans le cas d'une ligne idéale sans pertes :

$$\alpha = 0 \quad \text{et} \quad V(\ell) = V_i; \quad \beta = \omega \cdot \sqrt{L_1 C_1} \quad \text{et} \quad \varphi(\ell) = \omega \cdot \sqrt{L_1 C_1}\,\ell.$$

Le temps de transmission est par définition :

$$\tau_t = \frac{d\varphi}{d\omega} \quad \text{soit :} \quad \tau_t = \sqrt{L_1 C_1} \cdot \ell \quad \text{et} \quad \text{la vitesse } v = \ell/\tau_t = 1/\sqrt{L_1 C_1}\,.$$

La vitesse et le temps de transmission étant indépendants de la fréquence, il n'y a pas de distorsion de phase.

Pour une ligne à faibles pertes – cas habituel :

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_1}{Z_c} + G_1 Z_c\right) \quad \text{et} \quad \beta \simeq \omega \cdot \sqrt{L_1 C_1}\,.$$

Copyright © 2011 Dunod.

L'atténuation α comporte deux termes :

– l'un $R_1/2\ Z_c$ est dû aux pertes ohmiques;

– l'autre $G_1 Z_c/2$ est dû aux pertes diélectriques.

Le premier terme est en général prépondérant aux fréquences $F \leqslant$ GHz et par suite de l'effet de peau, il augmente comme $\sqrt{F}$: les signaux sont donc d'autant plus atténués que leur fréquence est plus élevée. La ligne a donc un comportement de type passe-bas qui se traduit par une déformation des signaux rectangulaires, les composantes de fréquences élevées étant les plus atténuées.

22.5.2 Détermination de la longueur maximale d'une ligne

Étant données :

– la tension V_i délivrée par l'émetteur à l'entrée de la ligne,

– la tension minimale $V_{\min}$, à l'entrée du récepteur, pour que le niveau logique correspondant soit reconnu,

– l'atténuation $\alpha(F)$ à la fréquence de transmission,

la longueur maximale $\ell_{\max}$ d'une liaison satisfaisant aux spécifications imposées est telle que :

$$V_{\min} = V_i \cdot e^{-\alpha(F)\ell_{\max}} \quad \text{soit} \quad \ell_{\max} = \frac{1}{\alpha(F)} \cdot \ln\left[\frac{V_i}{V_{\min}}\right]$$

À fréquence F croissante, l'atténuation $\alpha(F)$ augmente et la longueur maximale de ligne utilisable diminue. La relation précédente est généralement utilisée sous la forme :

$$\ell_{\max} = \frac{1}{a(F)} \cdot \left[\frac{V_i}{V_{\min}}\right]_{\text{db}}$$

où $a(F) = 8{,}7 \cdot \alpha(F)$ est l'atténuation de la ligne en db $\cdot$ m^{-1}.

Exemple : on considère une liaison par une paire torsadée dont l'atténuation $a(F)$ est indiquée ci-dessous. L'amplitude des signaux à l'entrée de la ligne étant V_i = 1 V, la tension minimale détectable étant 0,2 V, les valeurs de $\ell_{\max}$ à différentes fréquences sont déduites de la formule précédente.

F (MHz)	0,1	1	4	10
a (db/m)	0,01	0,025	0,06	0,08
$\ell_{\max}$ (m)	1400	560	230	175

La relation débit-longueur de ligne pour les diverses normes de transmission numérique est représentée sur la *figure 22.12*.

Copyright © 2011 Dunod.

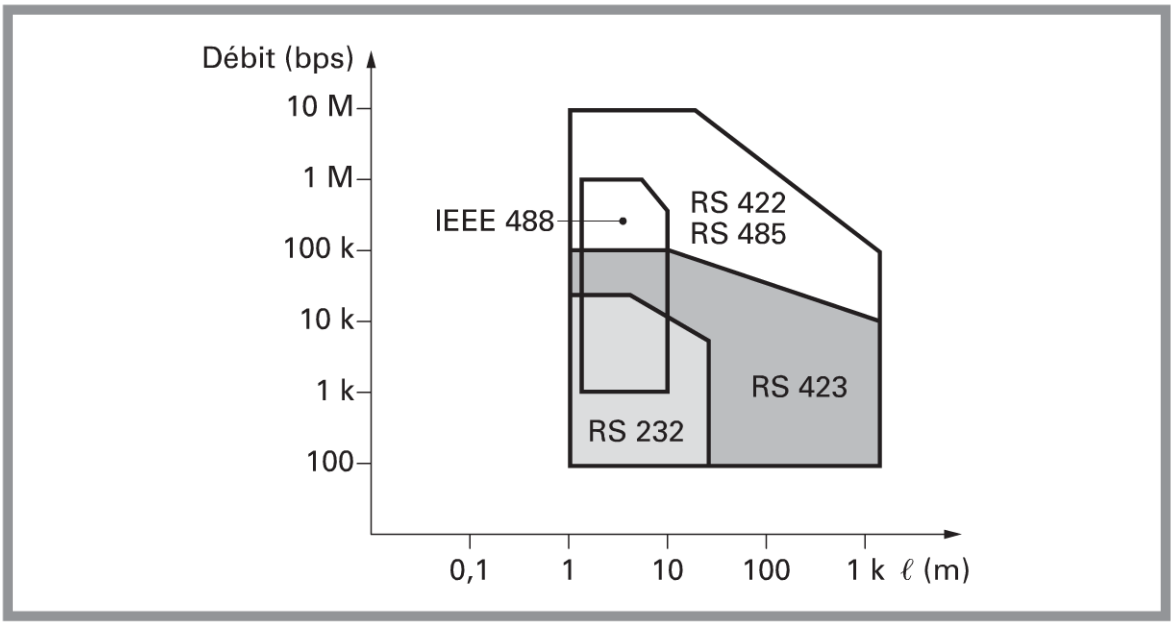


Figure 22.12 - Relation débit-longueur de ligne selon les normes de transmision.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 23

CAPTEURS INTELLIGENTS. RÉSEAUX

23.1 Le capteur intelligent

Le développement industriel nécessite une instrumentation de plus en plus poussée des procédés, pour maîtriser le plus complètement possible et à moindre coût la qualité des produits fournis. Dans cette démarche, les procédés s'équipent de capteurs supplémentaires, dont il faut traiter les informations et pour lesquels il faut assurer une surveillance à tout instant, de manière à détecter ou prévoir les pannes et à donner des diagnostics sûrs qui n'entravent pas la bonne marche mais qui préservent des accidents irréversibles plus catastrophiques.

Les capteurs sont en tête des chaînes d'instrumentation, ils sont les plus exposés, les plus difficiles à contrôler. Pour ces diverses raisons, des architectures matérielles ont été conçues pour que les systèmes qui en sont équipés possèdent toutes les garanties d'un fonctionnement maintenu de qualité.

23.1.1 Structure du capteur intelligent

Le capteur et l'électronique associée sont exposés aux aléas des fluctuations de l'environnement qui interviennent comme des perturbations. Pour pallier ce type d'influence, il est important de mesurer par des capteurs supplémentaires les paramètres de l'environnement ou grandeurs d'influence, pour en tenir compte à chaque instant. Cette organisation correspond à un premier degré d'intelligence qui présente tout son intérêt si elle reste localisée au niveau du capteur principal. Cette première cellule fait appel à une gestion d'entrées-sorties, assurée en général par un système à microprocesseur.

Cependant, insérer des éléments nouveaux n'apporte pas toujours la sûreté de fonctionnement requise. L'absolue nécessité de cette dernière rend indispensables des traitements de signaux supplémentaires pour assurer des fonctions de diagnostic.

Copyright © 2011 Dunod.

Un capteur intelligent se différencie d'un capteur classique par sa capacité de calcul interne et ses possibilités de communication bidirectionnelle. Ses constituants principaux sont (*figure 23.1*) :

– un ou plusieurs capteurs ;

– des conditionneurs associés ;

– une alimentation ;

– un organe de calcul interne ;

– une identification interne ;

– une interface de communication.

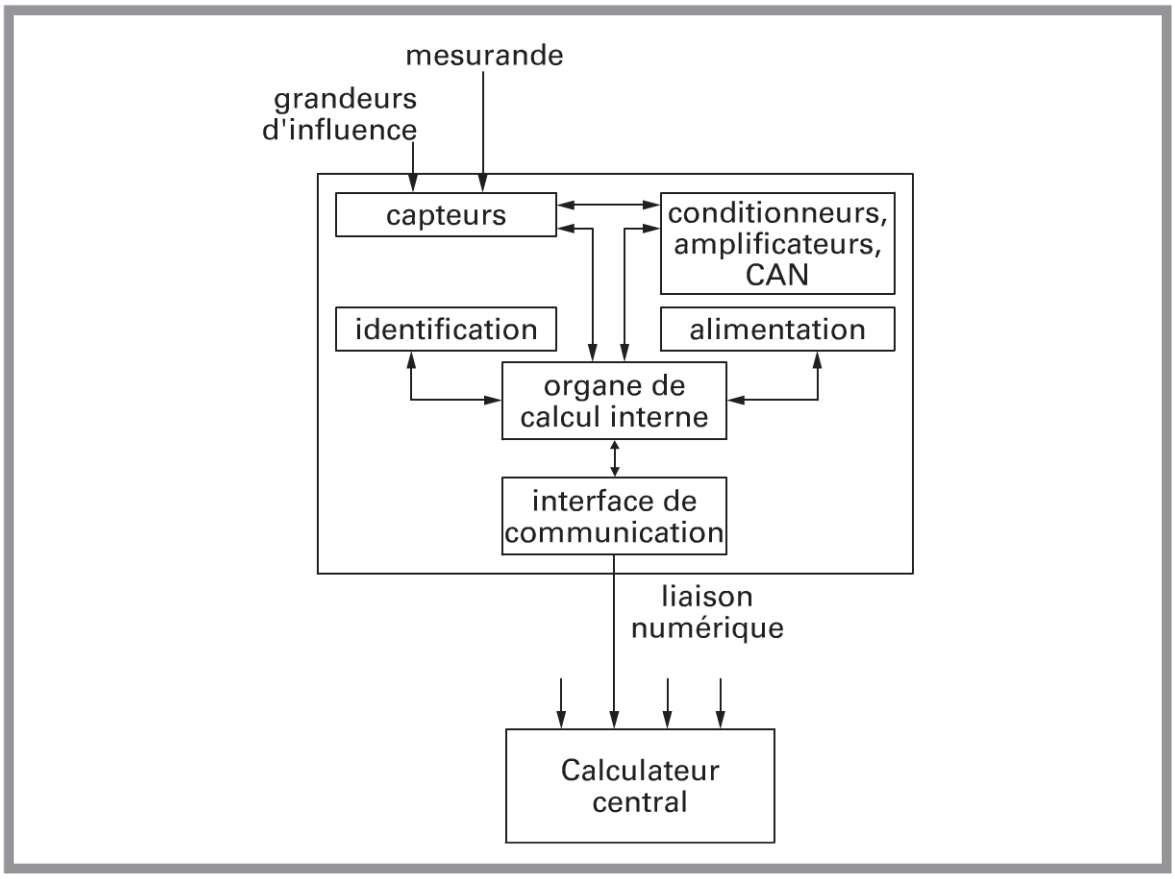


Figure 23.1 - Structure du capteur intelligent.

23.1.2 Fonctionnalités

Le capteur intelligent est un système d'acquisition qui, contrairement au système d'acquisition classique, n'apporte pas que des services de nature métrologique. Il offre en particulier tout un ensemble de fonctionnalités nécessaires à une instrumentation industrielle.

Copyright © 2011 Dunod.

Ces fonctionnalités propres au capteur intelligent sont regroupées sous trois rubriques :

– **métrologie** : auto-adaptabilité, validation des mesures, traitement du signal ;

– **maintenance** : autosurveillance, autodiagnostic, contrôle à distance ;

– **mise en service** : configuration à distance.

■ Auto-adaptabilité

Avec l'utilisation d'amplificateurs à gain programmable, de références réglables et d'oscillateurs programmables pour le choix des fréquences de fonctionnement, (fréquences d'échantillonnage, fréquences de coupure de filtres...), le processeur a la possibilité de choisir seul les gammes les mieux adaptées aux mesures.

■ Précision et validation des mesures

La précision des mesures est principalement obtenue par la prise en compte des grandeurs d'influence. Ces grandeurs (température, pression...) interviennent par les modifications qu'elles apportent aux caractéristiques métrologiques des capteurs.

Le système appréhende ces grandeurs physiques, par un ou plusieurs capteurs auxiliaires.

Les corrections qui sont éventuellement apportées en fonction de ces grandeurs d'influence, sont effectuées sur les paramètres numériques de la loi physique du capteur, à partir de tables stockées en mémoire sur le dispositif.

La validation des mesures accompagne les valeurs numériques par un bit indicateur par exemple, qui prend la valeur 1 lorsque la mesure est réalisée dans des conditions normales de fonctionnement, et qui prend la valeur 0, invalidant ainsi la mesure, lorsqu'un des paramètres d'influence est hors limite.

■ Traitement du signal

Le traitement du signal se trouve ramené au plus près de la source des données. Ce traitement peut être un simple prétraitement des données pour aller jusqu'à des calculs complexes. La théorie du signal offre une grande panoplie d'outils mathématiques pour transformer, analyser un signal : transformée de Fourier, corrélation, filtrage numérique...

Le prétraitement des données, qui peut être appliqué avant un traitement plus complexe, est destiné à filtrer les résultats obtenus pour ne garder que l'information utile (exemple : pour un spectre, ne conserver que la valeur des fréquences des n pics les plus élevés). Le calculateur maître ne manipule alors qu'un faible

Copyright © 2011 Dunod.

volume de valeurs, ce qui accélère notablement les analyses ultérieures, qui peuvent devenir très sophistiquées (exemple : comparaison entre plusieurs spectres d'amplitude fournis par des cartes d'acquisition provenant de différents capteurs, pour repérer l'origine d'une anomalie).

■ Mise en service et flexibilité instrumentale

L'avantage d'une intelligence intégrée à la carte d'acquisition permet de configurer le système de façon très poussée. Cette configuration peut être simplement un fichier de paramètres envoyés pour adapter un type de traitement préprogrammé sur le système, ou contenir carrément un programme pour un traitement particulier. Cette dernière possibilité, accessible si le système contient de la mémoire vive de programmation, rend le système très souple : avec une programmation appropriée, il peut exécuter les travaux très spécifiques de chaque application.

L'utilisation d'une communication numérique bidirectionnelle, rend le système capable de vérifier la cohérence de la configuration téléchargée et d'avertir le superviseur de l'installation en cas d'erreur, ceci afin d'éviter la perte de temps engendrée par l'annulation de la campagne de mesures.

■ Exploitation. Détection de défaut. Recherche de diagnostic

Le système, une fois configuré, est autonome et silencieux, seules les informations utiles peuvent être éventuellement transmises au superviseur : résultats des calculs et alarmes. S'il est utilisé pour la surveillance d'un processus, seule la détection d'une anomalie déclenchera une réaction. Cette réaction, souvent l'émission d'un simple code d'alarme accompagné d'un code d'identification, n'aura pour but que d'avertir. L'utilisateur aura ensuite la charge d'interroger le capteur, directement ou par l'intermédiaire d'un superviseur, pour obtenir des informations complémentaires : date, origine, importance de l'anomalie.

Dans un réseau étendu, l'autonomie du capteur intelligent se répercute évidemment sur les performances du superviseur. Celui-ci, délivré des tâches répétitives de traitement du signal, peut alors s'appliquer à analyser plus profondément les différents résultats dont il dispose, pour prévoir l'évolution du processus à long terme et prévenir les risques de pannes des machines.

Dans le cadre d'une procédure de détection de défaut et de recherche de diagnostic, le dispositif, à partir d'un modèle de connaissance ou de représentation, peut analyser les relations de cause à effet. Il peut, à l'aide de test d'hypothèses, effectuer un calcul d'estimées et comparer avec les données réelles. La connaissance statistique des bruits par apprentissage vient conforter son pouvoir de discrimination et le mettre à l'abri de fausse ou non détection.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Maintenance associée

La disponibilité de plusieurs références de tension internes, commutées électroniquement par l'organe de calcul sur des entrées de comparateurs, permet à ceux-ci de surveiller les dérives éventuelles des paramètres des composants importants. Le contrôle interne de l'évolution de ces dérives vers un seuil d'alerte, auto-diagnostic du système, peut conduire à l'émission d'une alarme spécifique, utile pour une réparation rapide et nécessaire pour connaître la validité des dernières mesures effectuées.

En outre, muni de suffisamment de mémoire, le système est capable de construire des historiques très complets de son comportement. Cette fonction est adaptée à la maintenance de gros processus, où le nombre de paramètres surveillés est important. Par exemple, lors de la détection d'une anomalie il est possible de connaître l'évolution des mesures avant et après l'anomalie, permettant ainsi de remonter à la cause de celle-ci.

23.1.3 Exemple de réalisation

Dans l'exemple de la *figure 23.2*, l'électronique du capteur intelligent est composée de 4 parties :

– l'alimentation ;

– une carte d'entrée ;

– une barrière d'isolation galvanique ;

– une carte de sortie.

L'alimentation fournit toutes les tensions utiles au système. La carte d'entrée pilotée par un microprocesseur, fonctionne comme un multimètre en transmettant continuellement la mesure physique compensée et linéarisée. Cette partie se charge aussi du filtrage des bruits parasites, de la mesure de la température ambiante et de la détection de rupture du capteur principal. Le signal est transmis par couplage optoélectronique de la carte d'entrée à la carte de sortie. La carte de sortie, qui est pilotée par un deuxième microprocesseur, gère la transmission des données en mode 4-20 mA (§ 22.1). Elle est aussi capable de communiquer avec un terminal de programmation grâce à un signal codé en Manchester (§ 22.4.3) superposé à la sortie courant. Cette partie du système prend en charge le stockage en EEPROM des données de configuration, de calibration et des valeurs minimales et maximales de mesure et d'ambiance. En cas de défaut détecté, elle génère automatiquement des diagnostics détaillés sur l'état de fonctionnement des différents sous-ensembles matériel et logiciel.

Copyright © 2011 Dunod.

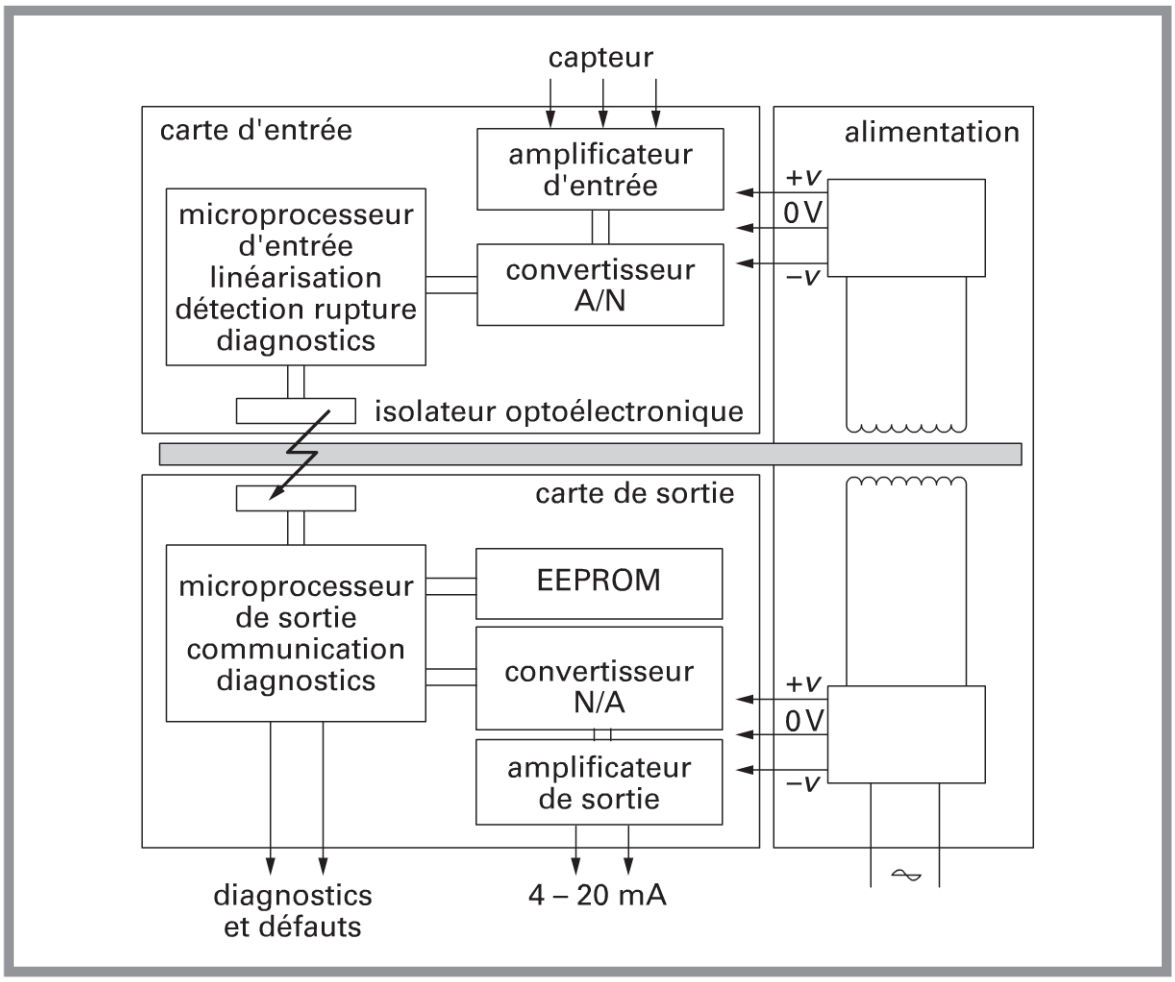


Figure 23.2 - Exemple de capteur-transmetteur intelligent (Doc. Eurotherm).

23.2 Réseaux

23.2.1 Capteur intelligent et communication

Les systèmes d'acquisition industriels doivent être équipés d'un moyen de communication qui les relie entre eux ou à des organes de supervision. Ce moyen de communication est en particulier nécessaire à la réalisation de certaines des fonctionnalités du capteur intelligent.

La première fonctionnalité associée à la communication numérique est la **matérialisation d'un canal de transmission** entre les systèmes et le niveau hiérarchique supérieur, permettant le transfert de mesures, de commandes, de résultats de calculs... Cette diffusion est une condition nécessaire à la mise en œuvre d'architectures complexes d'asservissement comportant de nombreux éléments, en particulier des capteurs ou actionneurs intelligents. Deux autres fonctionnalités

Copyright © 2011 Dunod.

s'ajoutent à celle, indispensable de transmission de données : la configuration à distance et le contrôle à distance.

La **configuration à distance** est complémentaire de l'auto-adaptabilité présentée au § 23.1.2. Disposant de ressources matérielles reconfigurables, (oscillateurs programmables, amplificateurs à gain programmable...), le capteur intelligent s'adapte à de nombreuses situations. Cette adaptation peut être dirigée de manière automatique par des algorithmes spécifiques, ou fixée à l'initialisation par l'utilisateur. Cette configuration, fixée par défaut au niveau local, (micro-interrupteur, clavier...), profite maintenant de la communication numérique et peut être téléchargée depuis le superviseur.

Le **contrôle à distance** est une fonctionnalité essentielle pour l'installation d'une instrumentation performante. Le capteur intelligent est installé à demeure et ne nécessite aucune manipulation particulière. L'ensemble du pilotage est réalisé depuis le niveau hiérarchique supérieur, sans intervention sur le site : mise en/hors service, scrutation d'état... Le contrôle à distance est indispensable pour effectuer une maintenance simple et efficace d'une chaîne d'instrumentation importante (*figure 23.3*).

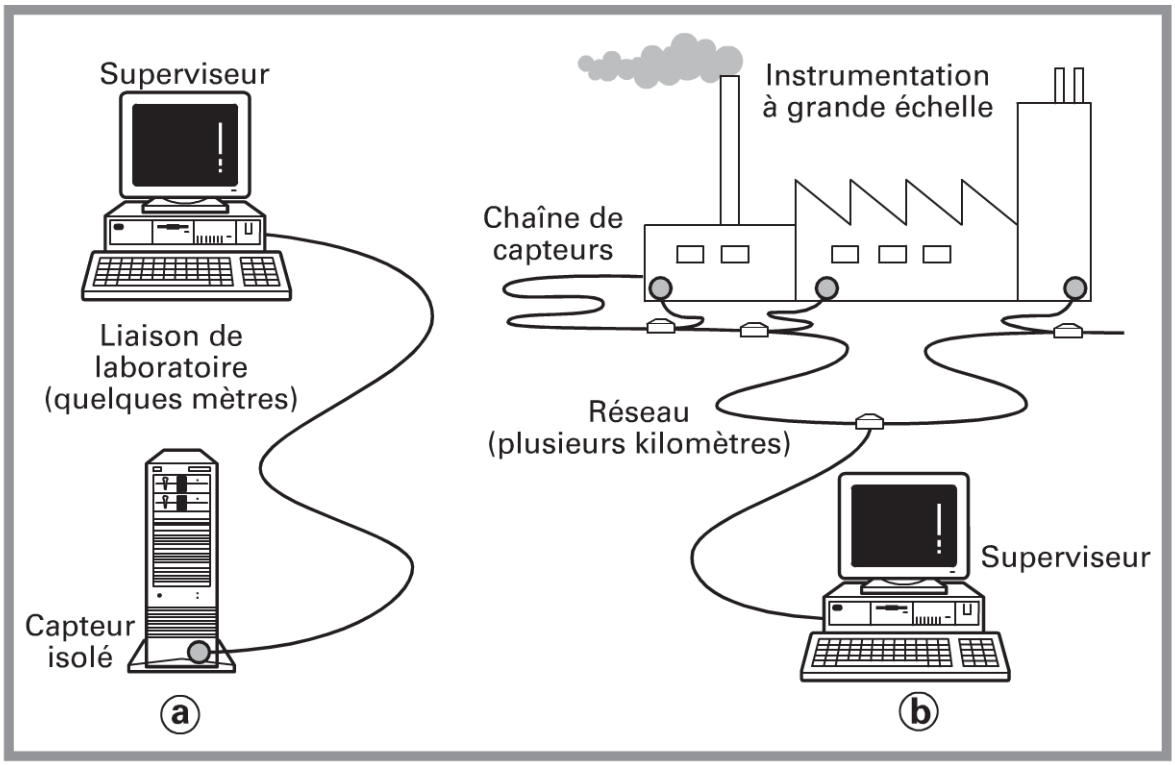


Fig. 23.3 - Communication du capteur intelligent

23.2.2 Notion de réseau

Un réseau informatique offre globalement deux groupes de fonctions : des services de transmission de données et des services applicatifs pour les utilisateurs

Copyright © 2011 Dunod.

comme l'accès à la messagerie électronique, le transfert de fichiers à distance, etc. Seule la transmission de données sera abordée dans cet ouvrage.

Un réseau est composé d'un ensemble de **nœuds** (*figure 23.4*) appelés aussi **stations**. Un nœud est composé d'un équipement de traitement de données et d'un équipement dédié à la communication (*figure 23.5*). Dans le cas des réseaux locaux en général et des réseaux de terrain en particulier, cet équipement est appelé **contrôleur de communication**. Un contrôleur de communication peut être intégré ou non à l'équipement qu'il relie au réseau. Chaque équipement est relié au support physique par l'intermédiaire d'une unité de raccordement au support appelée **MAU** (*Medium Access Unit*). Dans certains réseaux comme CAN cette unité de raccordement est appelée aussi **transceiver** (*transmitter-receiver*).

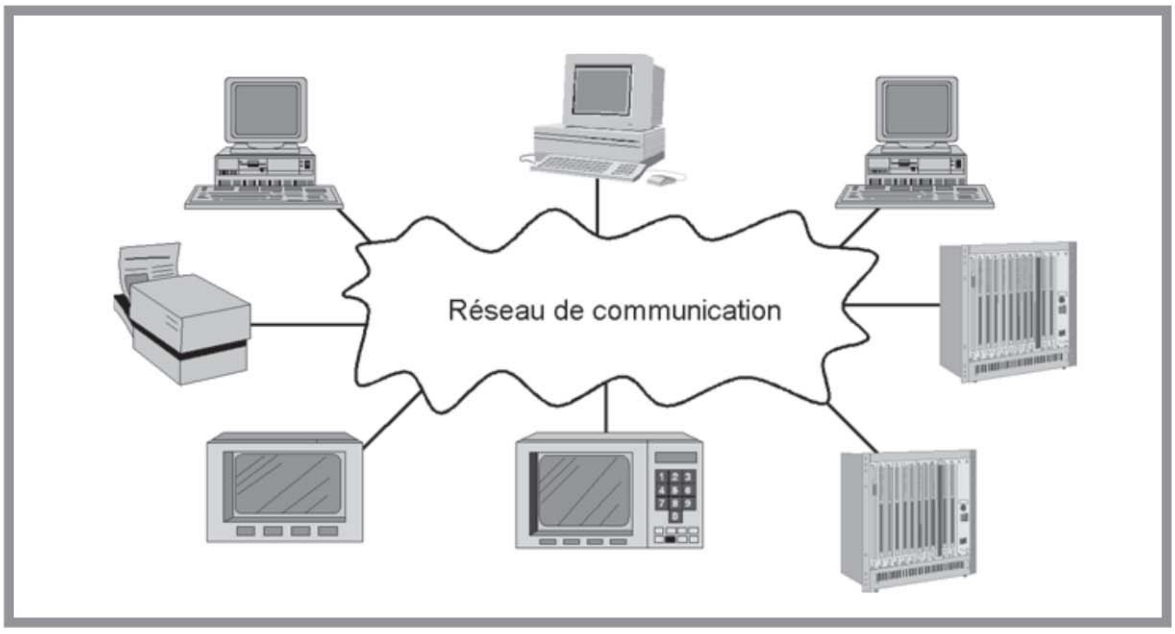


Fig. 23.4 - Exemple de réseau.

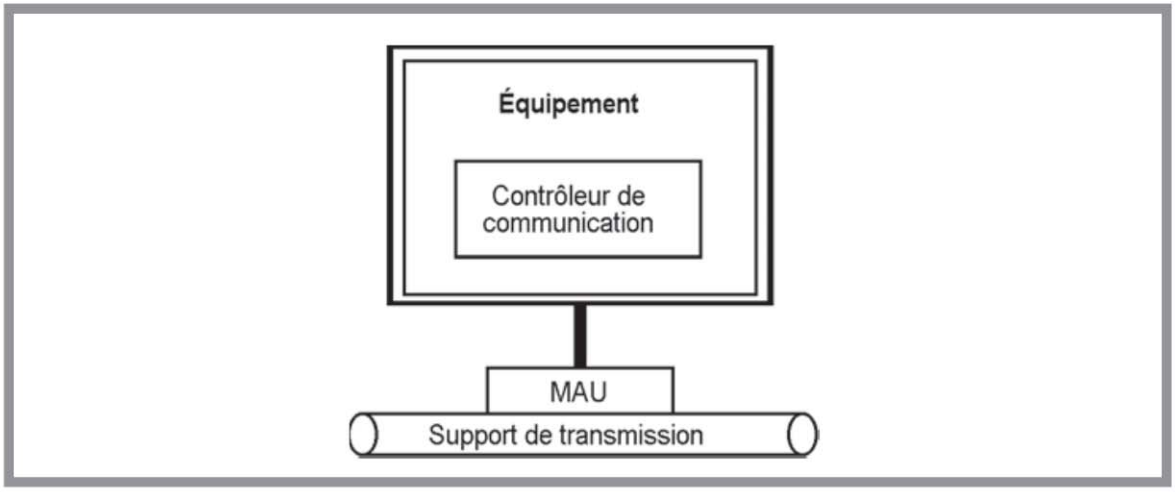


Fig. 23.5 - Éléments de base d'un réseau local.

Copyright © 2011 Dunod.

De nombreux types de réseaux existent, adaptés à des applications très diverses, par exemple :

- **réseaux bureautiques** destinés à la communication de données au sein d'une entreprise : échange d'informations, de documents... ;
- **réseaux industriels** utilisés pour l'échange de données entre les systèmes de commande d'une installation industrielle ;
- **réseaux de télécommunications** utilisés pour la transmission de données à grandes distances.

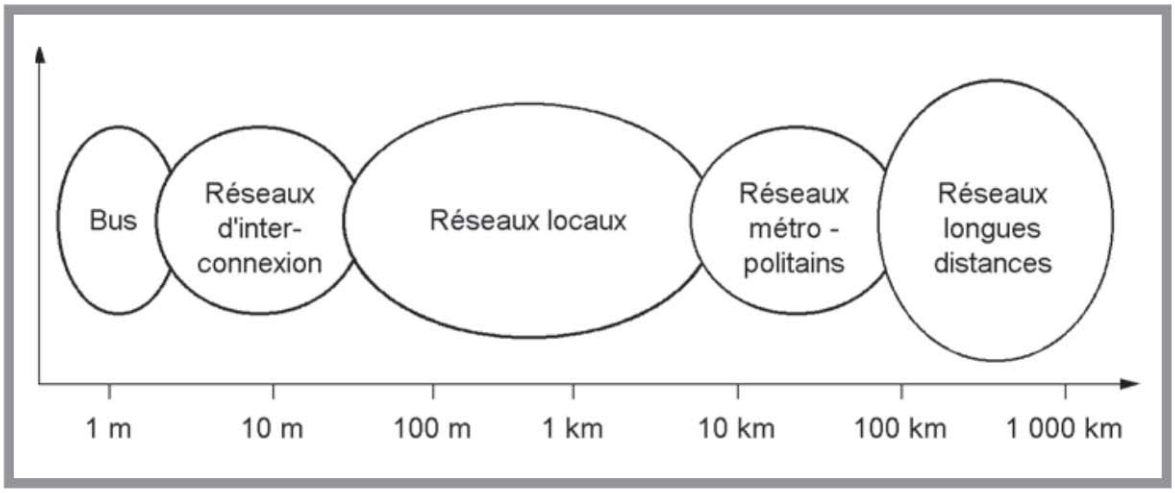


Figure 23.6 - Différentes catégories de réseaux de communication.

Tous ces réseaux sont généralement classés en fonction de leur envergure (*figure 23.6*) :

- **bus de calculateur** : la communication entre l'unité centrale d'un calculateur et ses différents organes (clavier, imprimante, etc.) se fait via un bus. Même si le bus d'un calculateur n'est pas un réseau au sens communément utilisé pour parler de réseaux, c'est un moyen de communication avec ses propres protocoles ;
- **réseaux d'interconnexion** : dans une architecture multiprocesseur, les différents processeurs (dont le nombre peut dépasser le millier) sont reliés les uns aux autres et aux blocs de mémoire par un réseau d'interconnexion. Même si leur longueur est relativement faible, les réseaux d'interconnexion s'apparentent (par leurs structures et leurs protocoles) aux autres réseaux ;
- **réseaux locaux** : appelés aussi **LAN** (*Local Area Networks*) ils permettent d'assurer l'interconnexion d'équipements au sein d'un site géographiquement limité à quelques kilomètres : campus universitaire, hôpital, usine ou laboratoire, par exemple ;
- **réseaux métropolitains** : ils assurent l'interconnexion de sites au sein d'une agglomération urbaine : campus universitaires ou entreprises par exemple ;

Copyright © 2011 Dunod.

– **réseaux longues distances** : ces réseaux permettent de transporter des données entre pays ou entre continents ; ils utilisent des infrastructures au niveau du sol ainsi que des satellites.

23.2.3 Modèle de référence

■ Normalisation

Avec la multiplication des ordinateurs et des réseaux informatiques, les fabricants de matériels et de logiciels ont éprouvé le besoin de définir des conventions communes pour concevoir leurs produits. Les normes et standards qui en résultent sont coordonnés par l'**ISO** (*International Organization for Standardisation*). En particulier, l'ISO a lancé en 1977 le projet de définition d'un modèle de référence de base pour l'interconnexion de **systèmes ouverts**. Un système de communication est dit ouvert lorsqu'il permet la communication entre équipements de types différents, pouvant provenir de constructeurs différents. Les règles de communication sont publiques, accessibles à tous.

■ Modélisation en couches

L'architecture adoptée pour modéliser un réseau de communication est une architecture en couches (*figure 23.7*) qui permet de tenir compte de la hiérarchie des tâches mise en œuvre. Les systèmes qui le composent sont considérés comme formés de plusieurs sous-systèmes liés deux à deux et réalisant des tâches spécifiques. Pour un réseau donné, l'ensemble des sous-systèmes s'occupant d'une même tâche N constitue la couche N du réseau.

Dans cette architecture, la couche la plus élevée est la plus proche de l'utilisateur et donne accès à tous les services des couches inférieures. Les sous-systèmes de la couche la plus basse communiquent directement via le support physique qui assure leur interconnexion.

Au niveau d'un système, chaque entité de la couche N (par abus de langage on parle simplement de la couche N) est en relation avec les couches $N-1$ et $N+1$. À la demande de la couche $N+1$, la couche N fournit un service N : $N+1$ est dit demandeur de service, N est dit fournisseur de service. Ce dialogue entre couches (*figure 23.8*) est possible par l'intermédiaire de 4 primitives élémentaires :

– la **requête** : la couche $N+1$ demande un service à la couche N;

– l'**indication** : la couche N avise la couche $N+1$ de la demande d'activation d'un service ;

– la **réponse** : réponse de la couche $N+1$ à une indication reçue ;

Copyright © 2011 Dunod.

– la **confirmation** : la couche *N* avise la couche *N* + 1 que le service demandé est activé.

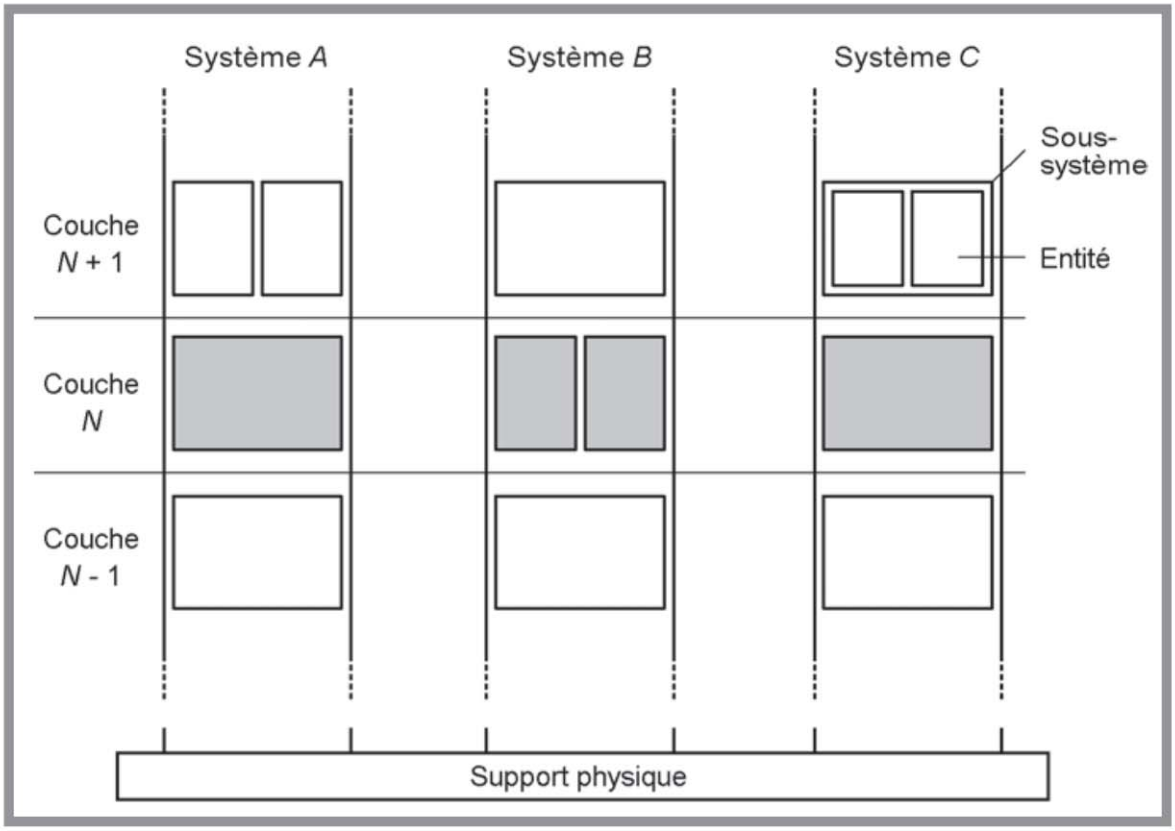


Figure 23.7 - Modélisation en couches.

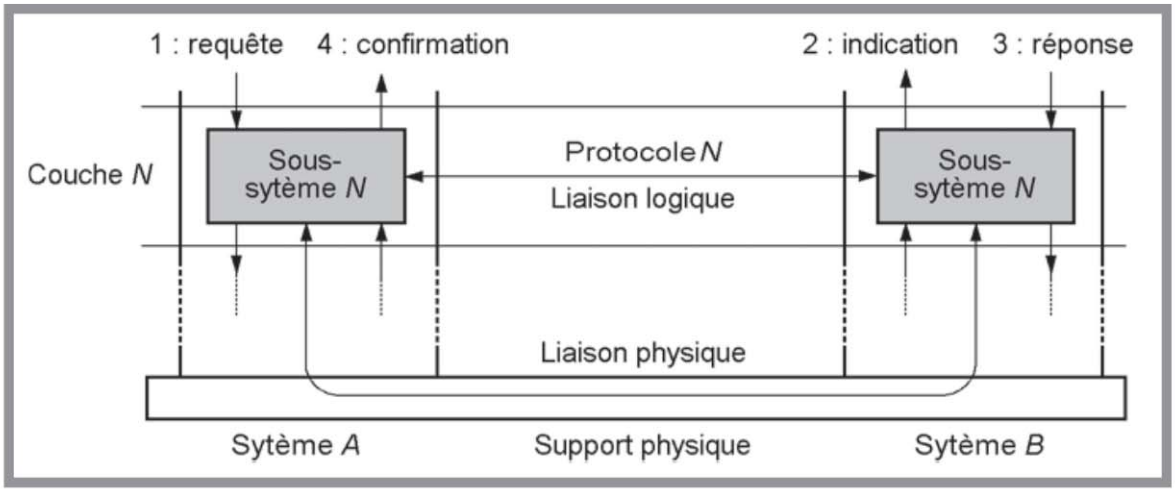


Figure 23.8 - Dialogue entre deux couches.

Dans ce modèle, tous les sous-systèmes d'une même couche *N* sont en relation par des règles de communication regroupées sous le terme de **protocole *N***. Pour les couches élevées, les messages liés aux protocoles sont transmis sur une liaison seulement logique et non pas physique. En effet, dans la réalité, une primitive

Copyright © 2011 Dunod.

requête lancée au niveau *N* sera transmise en cascade aux niveaux inférieurs jusqu'à la couche 1 par laquelle transitent physiquement les informations. Ces informations sont alors remontées jusqu'au niveau *N* du système récepteur par une succession de primitives d'indication. L'échange de retour se déroule de manière analogue par une succession de primitives réponse au sein du récepteur et de primitives confirmation au sein de l'émetteur.

Procédures d'échanges entre couches

□ Adressage

Pour offrir des communications cohérentes, chaque entité doit être identifiée (ou adressée) de manière unique pour l'ensemble d'un système réparti. Dans un environnement OSI, toute entité est identifiée par un nom ou **adresse**. Une adresse peut être physique (par exemple une adresse que l'on trouve sur les cartes réseau) ou une adresse logique. Une adresse peut avoir une signification locale ou globale. Par exemple, les adresses Internet ont une signification globale, puisqu'une adresse IP est affectée à un seul équipement au monde. Pour retrouver les adresses physiques à partir de noms logiques, on utilise des tables de correspondance dites répertoires (ou annuaires).

□ Liaison point à point, multipoint et diffusion

Une liaison (ou connexion) physique ou logique est dite **point à point** quand deux entités seulement peuvent communiquer via cette liaison. Elle est dite **multipoint** si plusieurs entités peuvent l'utiliser. Sur une liaison multipoint, un même message peut être reçu simultanément par plusieurs destinataires, la liaison est dite avec **diffusion**. La diffusion peut être totale (*broadcast* en anglais) si elle concerne tous les récepteurs potentiels et restreinte (*multicast* en anglais), si elle ne concerne qu'un sous-ensemble de ces récepteurs. Ces concepts de type de liaison, naturellement évidents au niveau de la couche physique, s'appliquent à toutes les couches du modèle OSI.

□ Connexion, modes orienté connexion et non orienté connexion

Il existe deux modes de communication entre deux sous-systèmes d'une même couche *N* : le mode connecté ou le mode non connecté.

Dans le **mode connecté**, la communication entre les sous-systèmes de la couche *N* se déroule en 3 phases : établissement d'une connexion logique, transfert des informations, libération de la connexion. En pratique, la connexion logique est obtenue après négociation successive entre les sous-systèmes des couches inférieures et établissement d'une liaison physique au niveau de la couche 1. Lorsque la connexion logique est établie, les informations sont transférées sous forme d'unités de données DU (pour *Data Unit*) structurées suivant le protocole de la couche *N*. Une fois les informations transférées, la connexion est libérée par une

Copyright © 2011 Dunod.

procédure inverse de celle de l'établissement de la connexion. Ce mode de communication est bien adapté aux longues interactions entre deux correspondants (par exemple, liaison d'un terminal à un ordinateur ou transfert de gros fichiers). Il assure une bonne fiabilité de transmission mais nécessite la mise en œuvre de procédures lourdes.

Dans le **mode non connecté**, les unités de données DU sont envoyées de manière indépendante, sans dialogue préalable entre les entités communicantes pour établir une liaison. Ces DU doivent donc contenir toutes les informations nécessaires à leur acheminement (adresse de l'expéditeur et du destinataire).

Au niveau du mode de communication, les couches sont indépendantes. C'est-à-dire que certaines couches peuvent fonctionner en mode connecté alors que d'autres fonctionnent en mode non connecté.

☐ Contrôle des erreurs de transmission

Au cours de sa transmission, un signal peut subir des agressions dues à différentes formes de bruit : les conséquences en sont multiples : perte, modification ou adjonction d'information. Pour permettre au récepteur de détecter et de corriger éventuellement les erreurs qui affectent une transmission, il est nécessaire d'utiliser des techniques de redondance qui consistent à rajouter à l'information initiale une information supplémentaire dite information de contrôle d'erreur.

Les informations de contrôle d'erreur sont obtenues par une suite d'opérations arithmétiques plus ou moins complexe appliquée aux données initiales. À chaque émission d'un message, l'émetteur envoie les données suivies des informations de contrôle d'erreur. À la réception, le destinataire du message effectue les mêmes opérations sur le message et compare son résultat avec les informations de contrôle d'erreur reçues. Toute différence signale une erreur de transmission.

Plusieurs algorithmes de calcul d'erreur existent. Les plus simples détectent une erreur isolée, mais peuvent ignorer les erreurs multiples. D'autres, nécessitant plus de calcul, sont capables de détecter des erreurs multiples. La technique la plus employée est celle des codes polynomiaux appelés aussi **CRC** (*Cyclic Redundancy Check*).

☐ Acquittements

Étant donné l'imperfection des voies de transmission, les unités de données de niveau *N* émises par une source n'arrivent pas nécessairement toutes à destination sans erreur. Il peut y avoir altération d'une ou de plusieurs unités de données que le récepteur rejette, en informant ou non l'émetteur selon que le protocole choisi utilise ou non des acquittements négatifs. Pour éviter de laisser l'entité source dans le doute quant à la réception effective de ses données par leur destinataire, un mécanisme de contrôle d'erreurs doit être mis en place. Ce mécanisme permet à une source de données de recevoir les acquittements (positifs ou négatifs) et de

Copyright © 2011 Dunod.

savoir quelles unités de données il faut retransmettre en cas d'erreur de transmission. Certains protocoles utilisent seulement des acquittements positifs : si une unité de données est erronée ou perdue, aucun acquittement n'est envoyé ; l'absence d'acquittement signifie alors que l'émetteur doit retransmettre.

□ Contrôle de flux

Le contrôle de flux est une fonction qui permet à un récepteur d'asservir la vitesse ou le débit de l'entité émettrice correspondante. Ce mécanisme permet d'informer la source sur la quantité d'informations que le destinataire l'autorise à émettre. En l'absence d'un contrôle du flux relatif aux données émises par une source, les tampons réservés par le destinataire peuvent se remplir (à moins d'avoir un émetteur lent par rapport au récepteur ou de disposer d'une mémoire de réception infinie !) et certains messages risquent alors d'être rejetés à la réception. Pour éviter à une source de continuer à émettre des données qui seront rejetées par le destinataire, un mécanisme de contrôle de flux doit être mis en place. La méthode la plus simple pour réguler le flux consiste pour le destinataire à envoyer au destinataire des requêtes de suspension et de reprise d'émission en fonction de l'état de son buffer de réception (cas du mécanisme **XON/XOFF**).

■ Modèle de référence OSI

Après de longues années de discussions, le comité de l'ISO chargé d'élaborer un modèle de référence a finalement approuvé en 1984 un modèle à sept couches, appelé **modèle OSI** (*Open System Interconnection*) (*figure 23.9*) :

Les couches **1** ou **couche physique**, **2** ou **couche liaison de données**, **3** ou **couche réseau** et **4** ou **couche transport** sont chargées du transfert des informations et masquent aux couches supérieures les problèmes liés à la communication d'informations entre deux équipements distants. Les couches **5** ou **couche session**, **6** ou **couche présentation** et **7** ou **couche application** fournissent des services d'accès à la communication pour différents types d'applications.

□ 1. Couche physique

La couche physique fournit les moyens électriques et mécaniques à la transmission réelle des informations sous forme de trains de bits. Son objectif est de s'assurer que quand un « 1 » est émis sur le support de communication, il est bien interprété comme un « 1 » à la réception. La couche physique réalise le passage du domaine informatique au domaine électronique (*figure 23.10*).

C'est à ce niveau que se trouvent les spécifications électriques (tension, courant, fréquence, durée d'un bit, impédance, vitesse de transmission...) et les spécifications mécaniques (dimension des connecteurs, brochage...) de l'interface avec le médium. Des références comme RS232, RS449, RS485 et X21 désignent des normes utilisées à ce niveau.

Copyright © 2011 Dunod.

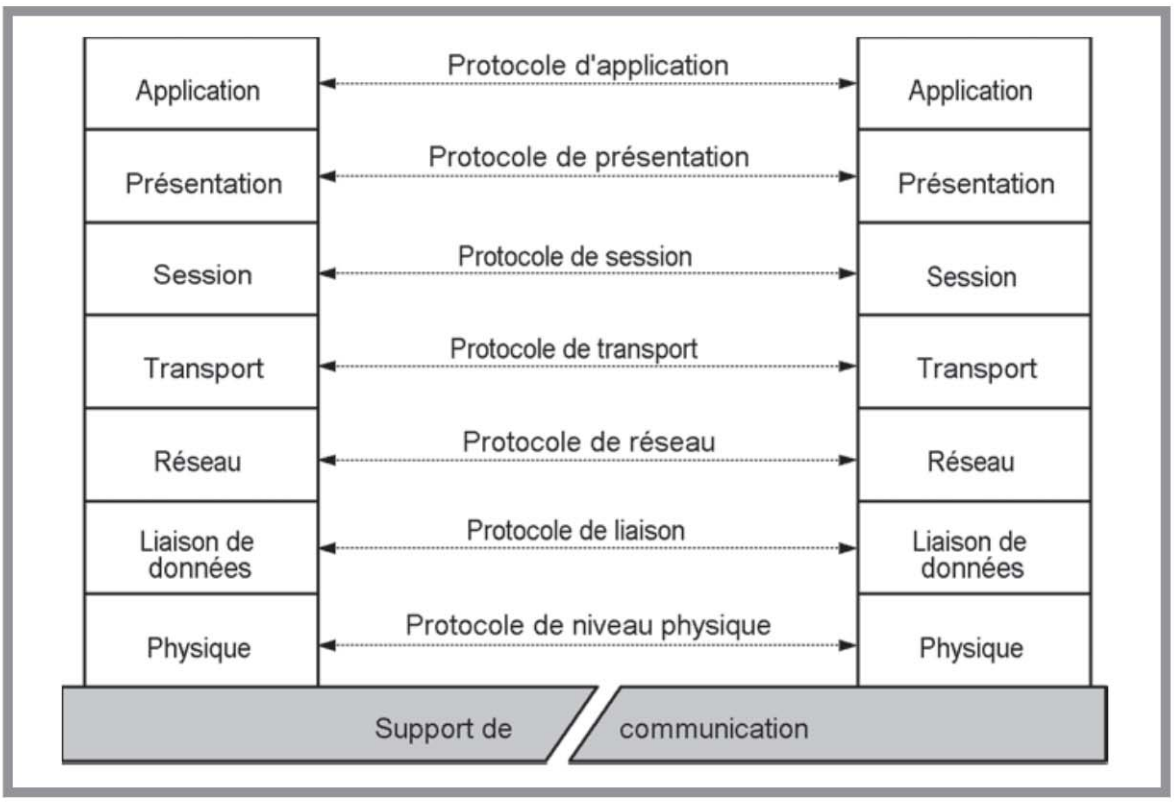


Figure 23.9 - Modèle de référence OSI.

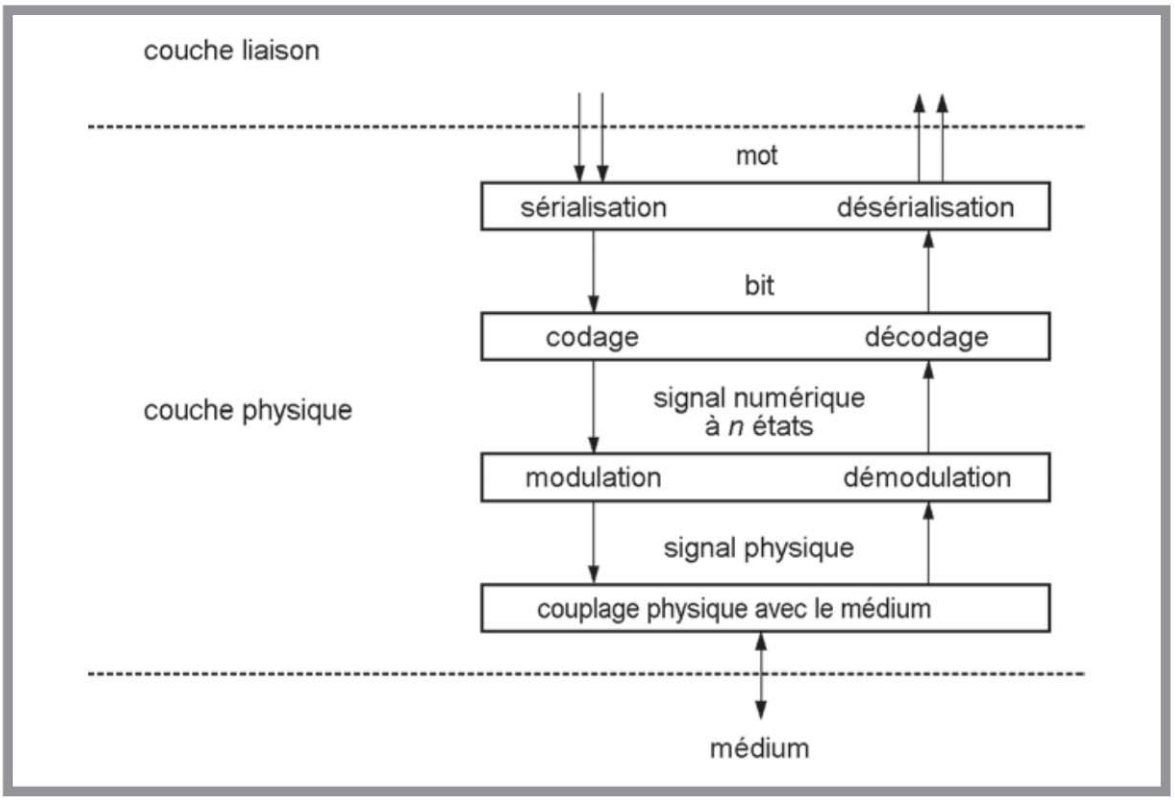


Figure 23.10 - Modules fonctionnels de la couche physique.

Copyright © 2011 Dunod.

Les fonctions remplies par la couche physique sont les suivantes :

- **la sérialisation/désérialisation** transforme les informations numériques traitées par les couches supérieures sous forme de train de bits série et *vice-versa*. Ce module introduit parfois un contrôle d'erreur élémentaire rajouté à la fin du train de bits par quelques bits supplémentaires ;
- **le codage/décodage** transforme les trains de bits selon une loi déterminée (*figure 23.11*) afin d'améliorer la fiabilité de transmission en assurant, par exemple, la synchronisation des horloges de l'émetteur et du récepteur. Lorsque les données sont transmises immédiatement après codage, la transmission est dite en **bande de base** ; les bits de la donnée numérique à transmettre sont émis un par un, sous forme d'un signal, tension électrique ou intensité lumineuse, prenant l'un parmi deux niveaux possibles. La transmission en bande de base conduit à des réalisations relativement simples et économiques mais ne peut être utilisée que sur des distances moyennes de l'ordre du kilomètre. La transmission en bande de base est le mode généralement utilisé dans les réseaux locaux industriels ;

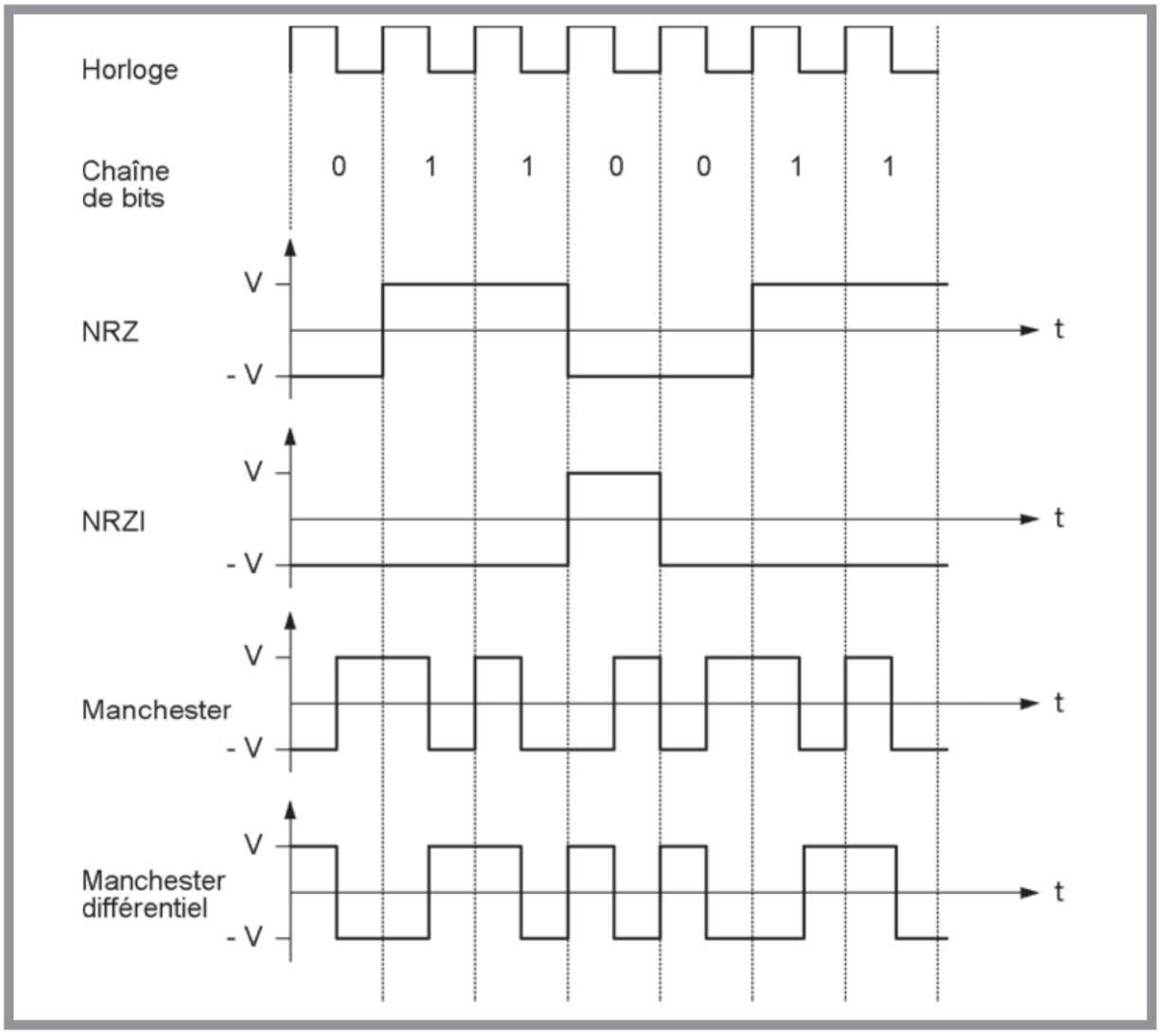


Figure 23.11 - Divers types de codages.

Copyright © 2011 Dunod.

– **la modulation/démodulation** : beaucoup de supports de transmission, les lignes téléphoniques en particulier, ont une bande passante limitée dans les basses fréquences et sont incompatibles avec les transmissions en bande de base. La transmission d'informations numériques nécessite alors d'adapter le spectre du signal correspondant à la bande passante du support. Cette opération est réalisée par une transposition de fréquence, qui consiste à moduler une onde sinusoïdale, appelée porteuse, par le signal à transmettre. Ce mode de transmission est appelé transmission par modulation. Il permet de centrer l'énergie du signal autour de la fréquence de la porteuse.

La modulation d'un signal offre souvent une bonne protection contre le bruit. De plus, si le support est à large bande, c'est-à-dire que sa bande passante est nettement supérieure à la largeur de bande du signal, il est possible de transmettre simultanément plusieurs messages indépendants sur des bandes de fréquences disjointes pour optimiser l'utilisation du médium. Trois paramètres peuvent être modulés dans un signal sinusoïdal : l'amplitude, la fréquence ou la phase : à chacune des valeurs 0 ou 1 se trouve associée, selon le cas, une amplitude ou une fréquence ou une phase bien déterminée ;

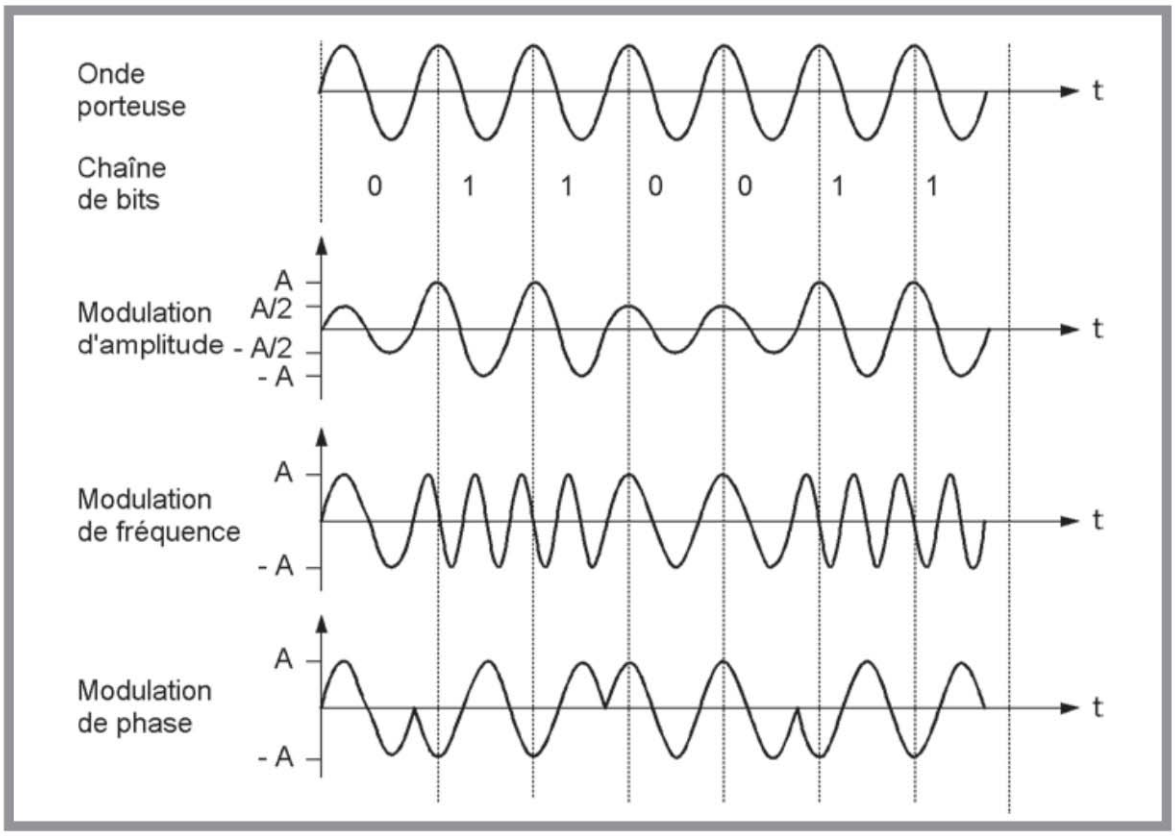


Figure 23.12 - Exemples de modulations.

– **le couplage physique** assure un raccordement avec le médium compatible avec le fonctionnement global du réseau. Les divers supports de transmission sont :

Copyright © 2011 Dunod.

- la paire métallique, support le plus utilisé, offrant des débits jusqu'à 100 Mb/s ; la protection contre les perturbations électromagnétiques est assurée par blindage de la ligne,
- le câble coaxial permettant des débits jusqu'à 1 Gb/s,
- la fibre optique, insensible aux perturbations électromagnétiques, est particulièrement adaptée aux milieux industriels et les débits possibles, théoriquement supérieurs à 10^3 Gb/s sont actuellement de l'ordre du Gb/s,
- les ondes radioélectriques sont utilisées pour les liaisons à grandes distances.

■ Topologies de réseau

La topologie d'un réseau est influencée par la configuration du site sur lequel les équipements sont interconnectés mais d'autres aspects peuvent aussi intervenir dans son choix, notamment les coûts d'installation, la tolérance aux fautes et la technique d'accès au médium.

Les principales topologies utilisées (*figure 23.13*) sont décrites ci-après.

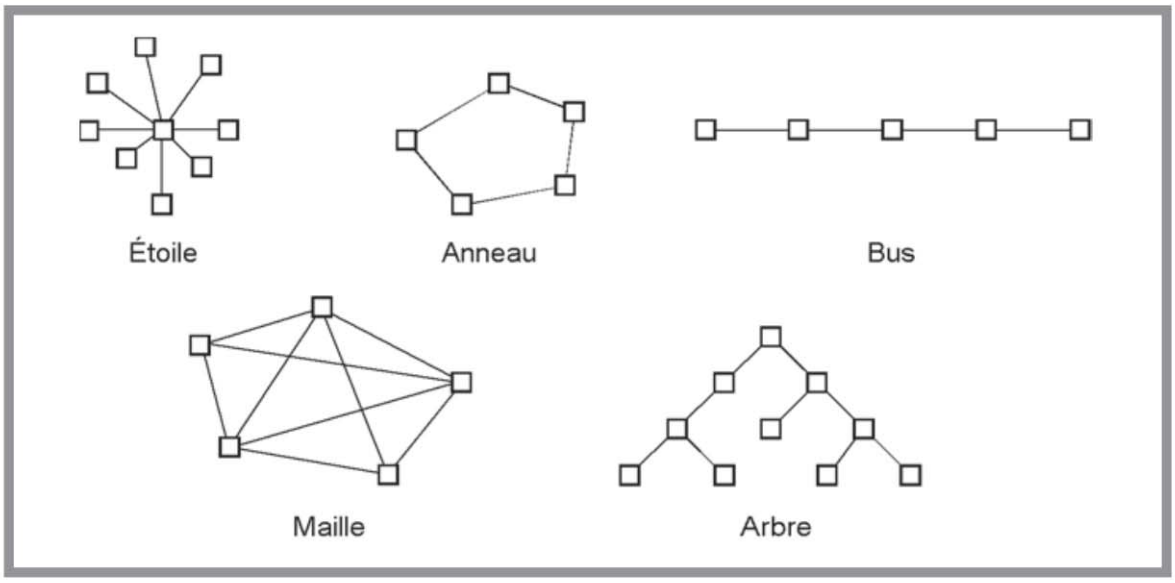


Figure 23.13 - Principales topologies de réseau.

– **Topologie en étoile** : tous les équipements sont reliés à un équipement central (appelé parfois serveur, concentrateur ou « hub »). Le nombre d'équipements pouvant être interconnectés dépend de la capacité de l'équipement central. La défaillance d'un équipement autre que le nœud central ne remet pas en cause le fonctionnement du reste du réseau. En revanche, toute défaillance du nœud central immobilise tout le réseau.

– **Topologie en anneau** : chaque équipement est directement relié à deux voisins de telle sorte que l'ensemble forme une boucle fermée. Le signal émis sur la boucle passe d'équipement en équipement jusqu'à sa destination. Les

Copyright © 2011 Dunod.

équipements de raccordement MAU sont actifs et régénèrent le signal à chaque nœud, ce qui permet de couvrir des distances importantes sans répéteurs. Pour installer un nouvel équipement, il faut arrêter tout le réseau.

– **Topologie en bus** : un câble commun (appelé bus) relie tous les équipements. Pour éviter toute réflexion du signal en bout de ligne, une adaptation d'impédance est nécessaire à chaque extrémité du câble. La topologie en bus est bien adaptée au câble coaxial, mais peu adaptée à la fibre optique. La rupture du bus immobilise tous les équipements. Les distances couvertes avec cette topologie sont limitées à quelques centaines de mètres.

Les topologies de base présentées précédemment sont le plus souvent utilisées pour des réseaux de petite taille et/ou avec un nombre d'équipements peu important. Pour raccorder un nombre d'équipements élevé, on est souvent amené à utiliser plusieurs réseaux interconnectés entre eux (par des répéteurs, des ponts, des routeurs ou des passerelles), de sorte que l'ensemble des équipements forme un réseau complexe (composite) aux yeux des utilisateurs. Le réseau le plus complexe existant aujourd'hui est le réseau Internet (composé de centaines de milliers de réseaux interconnectés).

Les architectures composites se présentent principalement sous forme hiérarchisée ou non hiérarchisée. Comme formes hiérarchisées, on peut citer les architectures arborescentes et les architectures à plusieurs segments de bus interconnectés. On notera que les architectures à plusieurs segments de bus sont très utilisées dans le cas des réseaux de terrain. Comme forme non hiérarchisée, on peut citer les architectures maillées.

Le support de transmission est un des maillons vulnérables de la chaîne de transmission (notamment pour les topologies en bus). Or certaines applications, notamment celles qui fonctionnent au-dessus des réseaux de terrain (c'est-à-dire, les applications industrielles), sont très sensibles aux perturbations et arrêts du système de communication. À ce niveau, la sécurité peut être renforcée avec une **redondance** du support de transmission : entre chaque station, le support de transmission est doublé, voire triplé. Il faut noter que la redondance s'applique aussi à d'autres éléments de la chaîne de transmission (par exemple dupliquer les cartes d'accès au réseau ou encore dupliquer certains nœuds jugés vulnérables).

□ 2. Couche liaison de données

La couche liaison a pour rôle principal de fournir un moyen de transmission exempt d'erreur. Elle propose des outils de contrôle de l'intégrité des trains de bits de la couche physique et des mécanismes de répétition. Elle gère aussi l'accès au médium et régule le flot de données. C'est à partir de cette couche que sont distingués les deux types de protocole, avec ou sans connexion. La couche liaison de données peut assurer le contrôle de flux entre deux équipements en commu-

Copyright © 2011 Dunod.

nication, pour éviter la saturation du récepteur. Les normes les plus connues à ce niveau sont BSC, SDLC, HDLC, LAP B.

□ 3. Couche réseau

La couche réseau se charge de trouver un chemin pour transférer les blocs de données (appelés paquets) à travers les différents nœuds du réseau. Un paquet peut transiter par plusieurs nœuds intermédiaires (ou commutateurs) avant d'arriver à destination. Les paquets en provenance d'un émetteur donné et à destination d'un récepteur donné peuvent emprunter ou non le même chemin. La couche réseau a pour objectif de trouver le meilleur chemin pour véhiculer les paquets jusqu'à leur destination. La norme la plus connue à ce niveau est IP (du réseau Internet).

□ 4. Couche transport

La couche transport sert d'intermédiaire entre les couches orientées traitement et les couches orientées communication. Le rôle de cette couche est de fournir un mécanisme fiable de communication pour les échanges de données entre deux entités distantes. La couche transport garantit une livraison ordonnée des messages, sans erreur et sans duplication. Les messages trop longs peuvent être fractionnés pour être adaptés aux possibilités des réseaux intermédiaires traversés. Des références comme TCP et UDP sont des normes utilisées à ce niveau.

□ 5. Couche session

La couche session offre les moyens d'organiser et de synchroniser le dialogue entre utilisateurs. Elle offre les moyens d'assurer la délimitation, le regroupement et la synchronisation de données échangées entre entités de présentation. Grâce aux services de la couche session, les entités de présentation peuvent commencer, maintenir ou finir une session (une session est une période d'activité pour réaliser un travail donné). Elles peuvent aussi, marquer certains points importants de leurs échanges (par des points de reprise), suspendre leurs échanges ou les reprendre à partir de points de reprise préalablement fixés. Cette couche est la plus contestée des couches du modèle OSI. Elle est rarement implantée, dans sa totalité, dans les réseaux opérationnels.

□ 6. Couche présentation

Dans un environnement OSI, les équipements qui dialoguent peuvent utiliser des codes de caractères (ASCII ou autres), des syntaxes et des représentations de nombres (entiers, réels, etc.) à l'aide de bits qui peuvent être spécifiques à chacun des équipements (ou à des groupes d'équipements). La couche présentation a pour objectif essentiel de masquer, aux entités d'application, les particularités liées aux codes, aux syntaxes et aux représentations des informations. Elle permet de «traduire» les données que les entités d'application désirent émettre dans un

Copyright © 2011 Dunod.

format (ou une syntaxe) standard et inversement, elle permet de délivrer aux entités d'application destinataires les données dans le format qui est le leur. ASN.1 et XDR sont les principales normes de couche présentation.

□ 7. Couche application

La couche application offre à l'usager les moyens lui permettant d'accéder à l'environnement OSI. Cette couche n'a pas de limite supérieure, elle offre des services d'intérêt général à des processus d'application de tout type. La couche application contient de nombreux protocoles et services couramment utilisés, tels que le transfert de fichiers, l'accès à distance à une base de données, la messagerie électronique, la messagerie industrielle, la téléconférence, etc.

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 24

RÉSEAUX DE TERRAIN

24.1 Réseaux locaux industriels (RLI)

Les RLI sont devenus, en tant que support des flux d'informations entre les constituants (capteurs, actionneurs, automates, calculateurs, robots, machines à commande numérique, etc.) des systèmes automatisés (tels que les systèmes manufacturiers et les installations chimiques ou pétrolières), une composante incontournable de leur architecture. Véritable système nerveux d'une architecture de système industriel, les RLI permettent de relier des équipements très diversifiés, mais nécessaires au bon fonctionnement de l'architecture. L'atout majeur d'un RLI est de pouvoir réunir des équipements hétérogènes en un ensemble cohérent.

La pyramide CIM (*Computer Integrated Manufacturing*) introduite au début des années 1980 permet de décrire les différents niveaux de communication dans les systèmes automatisés de production : niveau usine, niveau atelier, niveau cellule de fabrication, niveau machine et niveau capteurs et actionneurs. Une usine possède un ensemble d'ateliers ; un atelier est composé d'un ensemble de cellules de production ; une cellule est constituée d'un ensemble de machines ; une machine est constituée de plusieurs équipements (capteurs, actionneurs...).

Même si le concept CIM a été introduit pour les besoins de l'industrie manufacturière, les concepts de hiérarchisation des fonctions qu'il met en relief peuvent, avec quelques adaptations, s'appliquer à des domaines autres que le manufacturier, c'est-à-dire l'automobile, le bâtiment, l'avionique, etc. L'esprit du concept CIM est de structurer les fonctions en niveaux et de faire communiquer les différentes fonctions d'un même niveau entre elles et avec celles des niveaux adjacents, un peu comme ce qui est fait dans le modèle OSI vu dans le chapitre précédent.

Le découpage selon la pyramide CIM met en relief les niveaux fonctionnels suivants :

– niveau usine : gestion, administration, organisation, planification, CAO...

– niveau atelier : gestion de production et des ressources, maintenance...

Copyright © 2011 Dunod.

– niveau cellule : coordination, gestion et suivi de processus locaux, supervision ;

– niveau machine : commande, régulation de machines de production ;

– niveau capteurs-actionneurs : acquisition de mesures et réaction sur le processus.

La réalisation des fonctions de chaque niveau nécessite l'acquisition d'informations afin d'agir sur le processus piloté. Il est donc nécessaire que les composants de chaque niveau communiquent avec le niveau supérieur et le niveau inférieur (échange d'ordres, de consignes, de paramètres de fabrication, etc.). Ces communications induisent la mise en place de réseaux, les RLI.

Il est clair que les spécificités des communications diffèrent selon les niveaux. Le niveau des capteurs-actionneurs est en prise directe sur le procédé et impose d'une part des temps de réponse bornés et prédictibles, et d'autre part des équipements de communication pouvant fonctionner dans un environnement parfois hostile (température élevée, humidité, vibrations...). Les informations échangées à ce niveau sont souvent de petite taille (quelques octets pour une mesure de pression, par exemple). Au niveau usine, les équipements informatiques utilisés fonctionnent le plus souvent dans des salles climatisées sans contact direct avec le procédé physique. Les messages échangés à ce niveau sont souvent de grande taille (des fichiers de description de pièces, des fichiers d'analyse statistique de la qualité des produits, des fichiers de suivi de production, etc.) et ne nécessitent pas, généralement, des temps de réponse bornés. On pourrait de manière similaire analyser les autres niveaux.

Face à ces besoins de structuration et de performances requises par les différents niveaux, les concepteurs ont élaboré plusieurs gammes de réseaux :

– réseaux de machines pour interconnecter les automates programmables, des machines à commande numérique et des robots ;

– réseaux de cellule pour coordonner des activités au sein des cellules ;

– réseaux d'atelier, réseaux de type bureautique et fédérateurs de systèmes de CAO, CFAO, etc. Le réseau Ethernet est souvent retenu à ce niveau ;

– réseaux de terrain pour véhiculer les informations en prise directe sur le procédé.

Les caractéristiques des échanges (telles que le type de communication périodique ou sporadique, les volumes de données échangées, les conditions environnementales, etc.) sont variables d'un domaine d'applications à un autre. Par conséquent, il ne peut exister de RLI universel. Cela a conduit à l'émergence de plusieurs types de réseaux.

Face à la complexité des systèmes à commander ou superviser, ce n'est pas un réseau mais parmi toute une pléiade de réseaux qu'il faut choisir et coordonner

Copyright © 2011 Dunod.

pour réaliser un ensemble de fonctions. Cela conduit à de véritables architectures réparties avec plusieurs réseaux interconnectés. La *figure 24.1* montre un exemple d'architecture de communication faisant appel à plusieurs réseaux.

Il faut noter que, même si un réseau particulier est surtout adapté à un niveau d'automatisation donné, il peut aussi répondre aux besoins de communication de deux ou plusieurs niveaux. C'est le cas par exemple des réseaux WorldFIP et PROFIBUS qui peuvent être utilisés au niveau cellule et au niveau capteurs et actionneurs. Il n'y a pas réellement une application bijective entre type de réseau et niveau d'automatisation. De plus, à l'exception des réseaux de terrain pour lesquels il existe à peu près une unanimité quant à ce qu'ils doivent faire, les avis divergent sur les services et protocoles que doivent avoir les RLI.

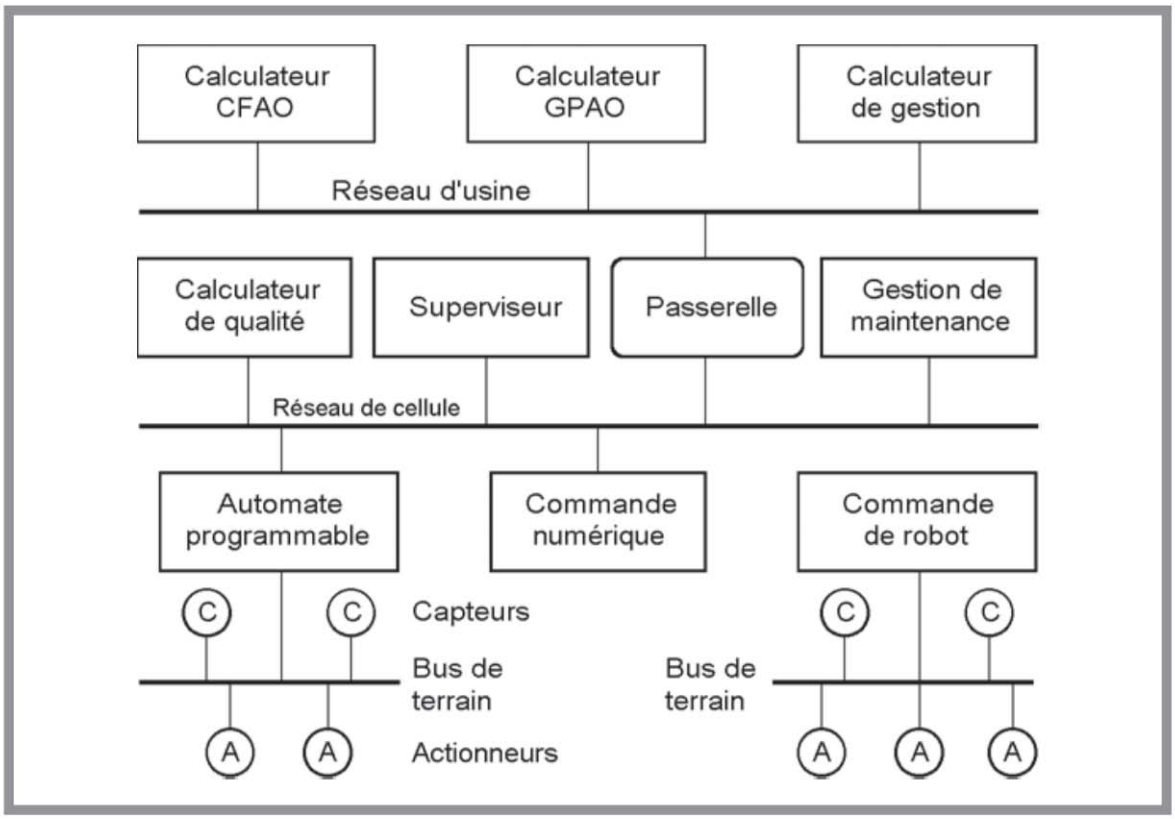


Figure 24.1 - Exemple d'architecture de système industriel utilisant plusieurs réseaux.

24.2 Les réseaux de terrain

24.2.1 Définitions et objectifs des réseaux de terrain

Le défi des réseaux de terrain a commencé au début des années 1980, pour remplacer les liaisons 4-20 mA en point-à-point qui ont été largement répandues pour

Copyright © 2011 Dunod.

relier des sondes et des déclencheurs à leurs contrôleurs (*figure 24.2*). Vingt ans après les premiers réseaux de terrain, il n'y a pas encore de norme internationale qui couvre les différentes fonctions que doit offrir un réseau de terrain. L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu général des réseaux de terrain et de présenter trois des réseaux les plus utilisés en Europe : CAN, WorldFIP et PROFIBUS.

Les réseaux de terrain sont des réseaux utilisés au niveau le plus bas des architectures de systèmes automatisés pour interconnecter des équipements tels que capteurs, actionneurs, automates programmables et calculateurs industriels.

On les appelle aussi **bus de terrain** (*fieldbus* en anglais), même si certains d'entre eux n'ont pas une topologie en bus.

Dans les systèmes classiques, c'est-à-dire sans réseaux de terrain, la connexion en point à point de capteurs et actionneurs vers un automate centralisé manque de souplesse. Une des solutions à ce manque de souplesse est celle de l'interconnexion des équipements de terrain en réseau (*figure 24.3*). Il s'agit de développer des architectures de systèmes permettant l'interopérabilité entre des appareils de constructeurs différents.

Les fonctions d'un réseau de terrain sont globalement :

- la gestion traditionnelle des entrées/sorties ;
- la gestion des capteurs et actionneurs intelligents ou non ;
- la gestion des données produites par les fonctions implantées sur les nœuds géographiquement répartis ;
- la gestion des nœuds et de leurs ressources.

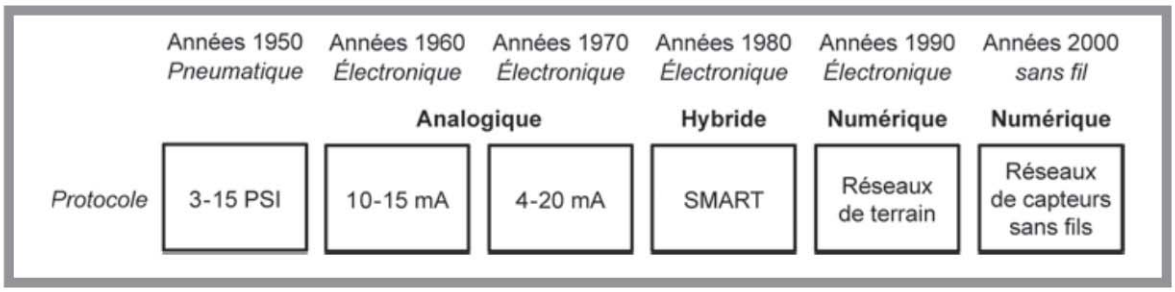


Figure 24.2 - Évolution technologique de la communication liée aux capteurs et actionneurs.

Les besoins d'interconnexion sont divers dans les systèmes automatisés. L'intégration de capteurs et actionneurs dans un réseau exige en particulier trois qualités importantes :

- Le réseau doit permettre une scrutation à des intervalles de temps constants, pour capter les mesures ou envoyer des ordres aux actionneurs de manière cyclique.
- La quantité de données captées est généralement réduite. Par conséquent, c'est le côté déterministe du protocole du réseau qui devient primordial.

Copyright © 2011 Dunod.

– Les conditions environnementales sont parfois très sévères. Par conséquent, les équipements du réseau (en particulier les câbles et les connecteurs de raccordement) doivent être conçus en tenant compte des environnements ciblés.

En général, les réseaux de terrain offrent des communications ayant une ou plusieurs des propriétés suivantes :

– communications en temps réel ;
– cohérence temporelle de transmission (la valeur d'un objet est cohérente ou valide du point de vue temporel) ;
– cohérence spatiale des données (une même valeur d'un objet est accessible simultanément à l'ensemble des consommateurs de cet objet).

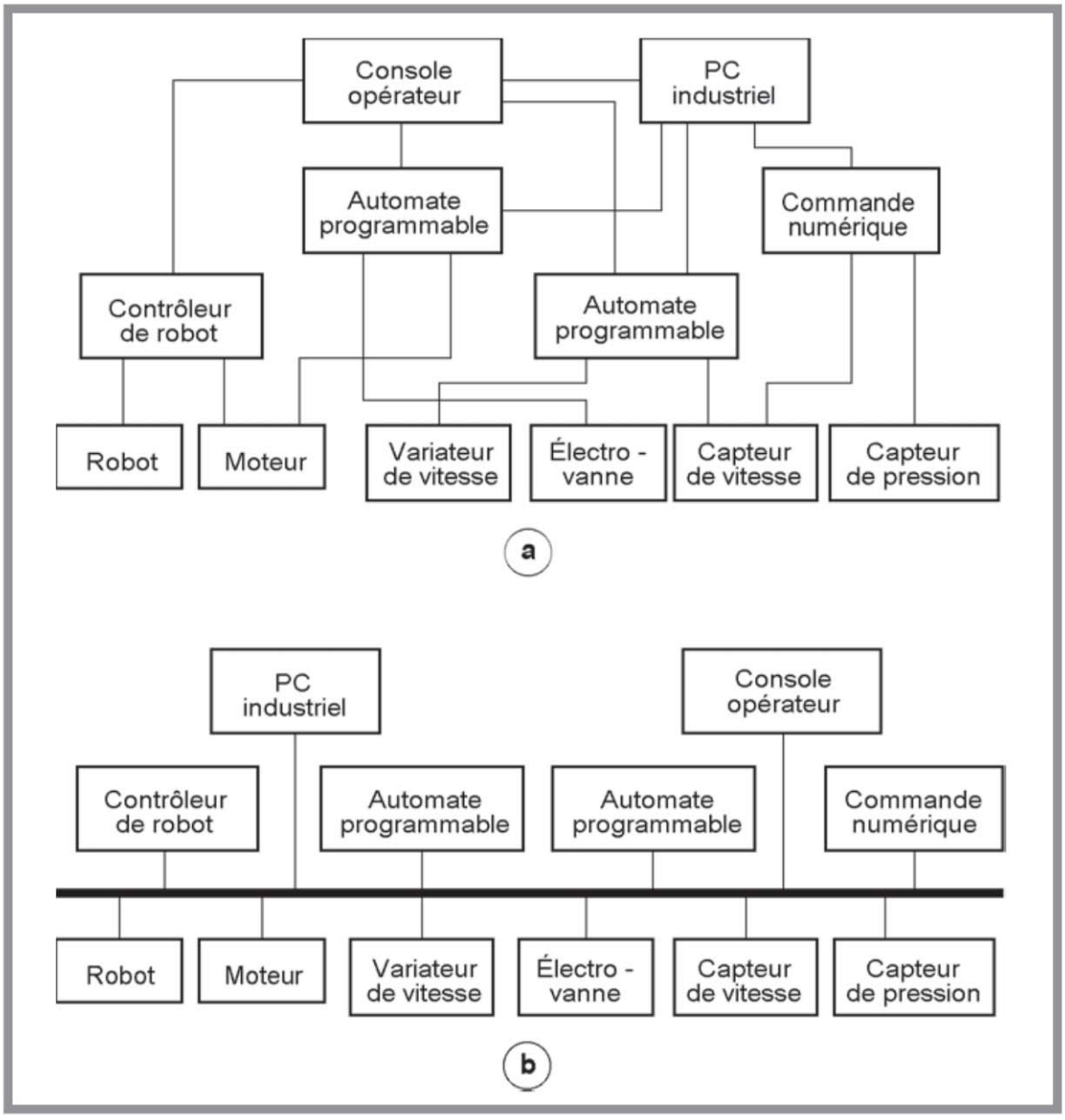


Figure 24.3 - Communication de niveau terrain :
a) avec câblage en point à point; b) avec un réseau de terrain.

Copyright © 2011 Dunod.

■ Définitions

Une **communication temps réel** est caractérisée par des contraintes de temps explicites, c'est-à-dire, qu'elle doit commencer ou se terminer dans un intervalle de temps déterminé (par exemple, acquisition périodique de mesures). En général, les contraintes temporelles associées à un message temps réel sont de deux types : un **délai de transfert** borné et une **gigue** bornée (la gigue c'est la variation du délai de transfert). Il est important de souligner que le temps réel ne signifie pas répondre rapidement, mais suffisamment rapidement pour tenir compte de l'évolution du phénomène physique commandé ou supervisé. Donc, un réseau à haut débit n'est pas nécessairement un réseau temps réel. C'est plus particulièrement par sa stratégie d'allocation du médium (sa méthode MAC - *Medium Access Control*), et non spécialement par son débit, qu'un réseau peut être capable de garantir le respect des contraintes temporelles des messages. Un réseau doit cependant posséder des performances minimales, pour envisager son utilisation dans un système temps réel.

Une **période de production** est un intervalle de temps associé à une information donnée. Le producteur doit renouveler cette dernière au cours de cet intervalle.

Une **période de transmission** est un intervalle de temps associé à une information donnée. Le réseau doit mettre cette dernière à disposition du (ou des) utilisateur(s) potentiel(s) au cours de cet intervalle.

Certains réseaux de terrain mettent à la disposition de l'utilisateur des statuts (c'est-à-dire des champs dans les messages qui lui sont délivrés) pour savoir s'il peut ou non utiliser les informations qu'il reçoit. Un **statut de rafraîchissement** renseigne le processus utilisateur d'une information sur le respect ou du non de la période de production, par le producteur de l'information. Un **statut de promptitude** renseigne le processus utilisateur sur le respect ou du non de la période de transmission.

24.2.2 Modèle, services et protocoles pour les réseaux de terrain

■ Modèle à trois couches

Les systèmes de communication font souvent référence au modèle OSI à sept couches vu au chapitre précédent. La mise en correspondance entre le modèle OSI et un système de communication quelconque permet d'expliciter plus facilement les fonctions (services) mises en œuvre par ce système.

Dans le domaine des RLI en général et des réseaux de terrain en particulier, depuis l'introduction du réseau MAP (*Manufacturing Automation Protocol*) dans les années 1980, on a commencé à déroger à la règle qui stipule qu'une architecture de communication est compatible avec le modèle OSI si elle est structurée en sept couches. Avec MAP, une architecture à trois couches, dite **architecture**

Copyright © 2011 Dunod.

OSI réduite, a été introduite pour servir de modèle à la plupart des RLI dits compatibles au modèle OSI. En effet, certains problèmes réglés au niveau de certaines couches ne se posent pas parfois. Par conséquent, il est possible d'adopter des modèles plus simples que le modèle à sept couches. Dans un contexte d'applications temps réel, un nombre réduit de couches est souvent synonyme d'une part d'un gain de temps de traversée des couches depuis le producteur d'une information jusqu'à son consommateur, mais aussi de la possibilité de démontrer par des approches analytiques que les temps de communication sont bornés, d'autre part. Il faut noter que la démonstration du fonctionnement correct du système de communication (et du reste de l'application) est souvent exigée pour les applications critiques telles que les installations nucléaires.

Ces raisons ont conduit la majorité des réseaux de terrain à adopter un modèle à trois couches (*figure 24.4*). En réalité, certains problèmes réglés par des couches retirées subsistent, mais simplifiés et réglés par les couches retenues. Il est clair que le strict minimum est de garder la couche physique (sans laquelle il n'y aurait pas de possibilité de transmettre quoi que ce soit), la couche liaison de données (au moins sa composante MAC qui règle les accès au médium commun) et évidemment la couche application (sans laquelle le réseau n'est d'aucune utilité).

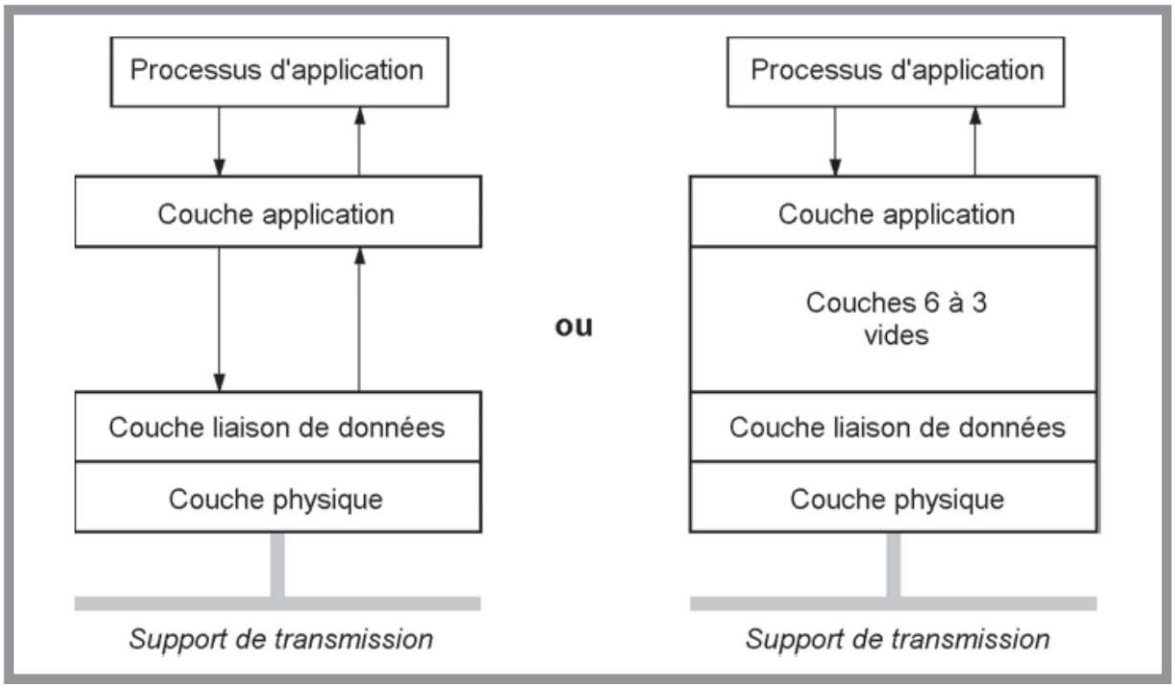


Figure 24.4 - Modèle à trois couches pour les réseaux de terrain (les deux représentations sont équivalentes).

En général, les couches réseau, transport, session et présentation sont absentes (ou vides), dans le contexte des réseaux de terrain, pour les raisons suivantes :

– La couche réseau est chargée de résoudre les problèmes de routage de paquets dans un réseau maillé ou composé de sous-réseaux (éventuellement hétérogènes). Si le chemin entre deux nœuds est toujours le même (c'est le cas de la

Copyright © 2011 Dunod.

quasi-totalité des réseaux de terrain), la couche réseau n'a pas besoin d'exister. Notons que ne pas considérer de sous-réseaux, n'empêche pas d'accepter que le réseau de terrain puisse être formé de plusieurs segments reliés par des ponts ou des répéteurs.

– La couche transport gère les communications de bout en bout et fragmente les messages longs pour les adapter aux spécificités des réseaux traversés. Si les messages générés par le niveau supérieur sont de taille toujours inférieure ou égale à celle autorisée par le réseau sous-jacent, et si les problèmes de fiabilité de la communication sont gérés de manière efficace à la fois par la couche liaison de données (par les mécanismes de contrôle d'erreurs) et par la couche application, alors le service rendu par la couche transport n'est plus utile.

– La couche session gère les sessions de travail (pour le transfert de fichiers volumineux, la manipulation de bases de données, etc.), la synchronisation des échanges et la reprise en cas d'erreur ou de panne. Ces problèmes peuvent être réglés directement, si besoin est, par la couche application ce qui conduit à ne pas retenir la couche session.

– La couche présentation gère les problèmes liés à la diversité des codes et des représentations des informations. Dans le cas où tous les équipements raccordés à un réseau de terrain coderaient les informations de la même manière, la couche présentation n'a pas lieu d'être.

■ Principales caractéristiques des services et protocoles

□ Adressage d'objet ou de nœud

Traditionnellement dans les réseaux de communication, un nœud envoie un message à un autre nœud (ou un groupe de nœuds) en spécifiant son adresse et l'adresse du destinataire (ou des destinataires). On parle dans ce cas d'adressage de nœud (ou de station). Ce mode d'adressage utilisé par certains réseaux de terrain, comme PROFIBUS, est jugé peu adapté au contexte des réseaux de terrain et on lui préfère l'adressage objet.

Dans un réseau de terrain, les messages échangés sur le support correspondent à des objets bien identifiés; il s'agit le plus souvent des mesures issues de capteurs ou des ordres envoyés aux actionneurs. Les producteurs des valeurs d'objets et les consommateurs de ces valeurs sont connus. Par exemple, le nœud qui produit la mesure de température d'un four est connu avant le démarrage de l'application. Ainsi, plutôt qu'un nœud spécifie l'adresse du destinataire de son message, il diffuse une trame dans laquelle il indique l'identificateur de l'objet dont il veut transmettre ou recevoir la valeur. Ensuite, en consultant l'identificateur contenu dans une trame, les nœuds concernés prennent en compte la trame diffusée. Un des avantages de ce mode d'adressage est que l'on peut modifier le producteur d'un objet (par exemple remplacer un capteur par un autre) sans toucher aux

Copyright © 2011 Dunod.

consommateurs de cet objet. Ce mode d'adressage est utilisé par les réseaux CAN et WorldFIP.

☐ Transmission point à point, multipoint et diffusion

Pour répondre aux besoins de communication de niveau terrain (par exemple, un automate qui envoie une commande à un seul actionneur, un capteur de température qui diffuse ses mesures à trois automates ou un capteur d'alarme qui diffuse les situations d'alarme à tous les nœuds du réseau), les réseaux de terrain permettent (au moins au niveau physique et MAC) des liaisons point à point et multipoint avec diffusion totale ou restreinte.

☐ Mode avec ou sans connexion

Dans le cas général, le mode avec connexion permet à deux correspondants de se mettre d'accord sur les modalités de communication avant de commencer les échanges de données. Dans le cas des réseaux de terrain, on peut considérer que l'on est dans un milieu où n'importe qui ne va pas décider brutalement de communiquer avec un tel ou un tel. On a connaissance a priori des processus d'application et donc des nœuds qui sont concernés soit par l'émission de certaines grandeurs, soit par leur réception. Un automate connaît les valeurs qu'il produit et celles qu'il consomme, un capteur est conçu pour émettre des valeurs associées à une grandeur physique bien précise, etc. Par conséquent, on réserve à la configuration d'application les ressources nécessaires aux échanges sans obliger les processus d'application concernés à ouvrir une connexion, négocier les paramètres, etc., chaque fois qu'ils veulent communiquer. Ces ressources correspondent le plus souvent à des zones de mémoire pour stocker les messages en émission ou en réception. Ainsi, la notion de connexion est quasiment inutilisée, en particulier au niveau liaison de données, dans les réseaux de terrain.

☐ Acquittement

La plupart des protocoles usuels utilisent l'acquittement positif, négatif, les deux, avec ou sans anticipation à différents niveaux du modèle OSI. Les acquittements sont importants quand les échanges sont de type événementiel, c'est-à-dire quand on transmet occasionnellement (par exemple, un transfert d'image ou de fichier ou une consultation de base de données). Dans un tel cas, il faut utiliser un mécanisme qui permette à l'émetteur de s'assurer que ses messages arrivent bien à destination (ce mécanisme peut être soit un acquittement, soit une réponse de son correspondant). À noter que la mise en place d'acquittement crée plus de trafic sur le réseau et peut, en conséquence, conduire certains messages à arriver en retard.

Dans les réseaux de terrain, les producteurs de données transmettent généralement de façon périodique, que la valeur de l'information ait changé ou non. Ceci est vrai aussi bien pour les capteurs que pour les régulateurs ou les automates.

Copyright © 2011 Dunod.

Donc, dans les réseaux de terrain, au moins en ce qui concerne le trafic périodique, on peut penser que les acquittements ne sont pas nécessaires. Les retransmissions sont parfois incompatibles avec la période de transmission des données : souvent, on n'a pas suffisamment de temps pour envoyer un acquittement négatif et renvoyer (éventuellement plusieurs fois) la donnée et la recevoir alors qu'elle est encore valide. En d'autres termes, la durée de validité des données rend parfois inutile la retransmission en cas d'erreur ; si la valeur captée durant une période est mal reçue, le consommateur attendra la valeur de la période suivante. Bien sûr, si plusieurs fois de suite, l'information est erronée, on devra certainement agir, mais cette action ne peut en aucun cas être confiée au système de transmission qui n'en a pas les moyens, c'est le processus utilisateur qui seul pourra le faire.

Pour tenir compte des raisons évoquées précédemment, beaucoup de réseaux de terrain ne disposent pas de mécanisme d'acquittement au niveau liaison de données. Cependant, certains réseaux de terrain, comme CAN, utilisent une technique particulière qui consiste à acquitter, au niveau physique, un message pendant sa transmission ; mais il n'y a pas de trame explicite pour les acquittements.

□ Contrôle de flux

Dans les réseaux usuels, le contrôle de flux a été rendu nécessaire par le caractère aléatoire des échanges à la fois en termes de quantité d'informations transmises et de fréquence de transmission. Éviter la congestion des nœuds récepteurs a été une des préoccupations majeures des concepteurs de réseaux. La nature de la communication dans les réseaux de terrain est différente : les trafics sont connus et certaines informations perdent de leur sens au bout d'un temps connu. C'est pourquoi dans les réseaux de terrain, on peut dimensionner a priori le réseau (réserver des tampons de mémoire), compte tenu des contraintes de l'application, de façon à éviter certains types de congestion. Ainsi, le contrôle de flux se fait implicitement dans les réseaux de terrain, sans faire appel à des techniques de gestion de crédit comme le font certains réseaux généraux.

Chacun des concepts communs aux réseaux de terrain qui viennent d'être présentés s'applique à un ou plusieurs réseaux. La liste des réseaux de terrain existants est trop longue (plus d'une cinquantaine) pour étudier l'application de ces concepts pour chaque réseau. Dans les paragraphes suivants, trois réseaux seront présentés : CAN, WorldFIP et PROFIBUS. Le choix est motivé par plusieurs raisons : 1) ces trois réseaux sont les plus utilisés en Europe ; 2) avec le réseau P-NET, les réseaux WorldFIP et PROFIBUS constituent la norme européenne de réseaux de terrain (EN 50170) ; 3) les méthodes d'accès utilisées par CAN (méthode par compétition), WordlFIP (méthode maître-esclave) et PROFIBUS (méthode à jeton) représentent les principales méthodes d'accès utilisées par les réseaux de terrain.

Copyright © 2011 Dunod.

24.3 Réseau CAN

24.3.1 Origine et utilisations du réseau CAN

Pour satisfaire les exigences du client en matière de sécurité et de confort, et pour se conformer aux lois de réduction de la pollution et de la consommation, l'industrie automobile a développé de nombreux systèmes électroniques : systèmes anti-patinage, contrôle électronique du moteur et de l'air climatisé, fermeture centralisée des portes, etc. La complexité de ces systèmes et la nécessité d'échanger des données entre eux signifient de plus en plus de câbles. À côté du coût très important de ce câblage, la place qui lui était nécessaire et les problèmes de fiabilité qu'il posait pouvaient le rendre impossible à installer.

La société Robert Bosch GmbH (Allemagne), un important équipementier automobile, a fourni une solution dans les années 1980 avec le bus CAN. CAN est utilisé surtout pour la mise en réseau des organes de commande du moteur, de la boîte à vitesse, de la suspension et des freins (*figure 24.5*).

Les contrôleurs CAN sont physiquement petits, peu coûteux et entièrement intégrés. Ils sont utilisables à des débits jusqu'à 1 Mb/s, en temps réel et dans des environnements difficiles. C'est pourquoi les contrôleurs CAN ont été utilisés dans d'autres secteurs que l'automobile, et des applications utilisant CAN sont aujourd'hui disponibles dans l'industrie, le bâtiment, l'agriculture, la marine, le matériel médical, les machines textiles, etc.

Dans la norme CAN, seule la couche liaison de données est spécifiée totalement ; la couche physique est spécifiée partiellement et la couche application n'est pas spécifiée. Il existe différentes propositions non encore normalisées pour la couche application : DeviceNet (de Allen Bradley), SDS (de Honeywell), CAL (de Philips), etc.

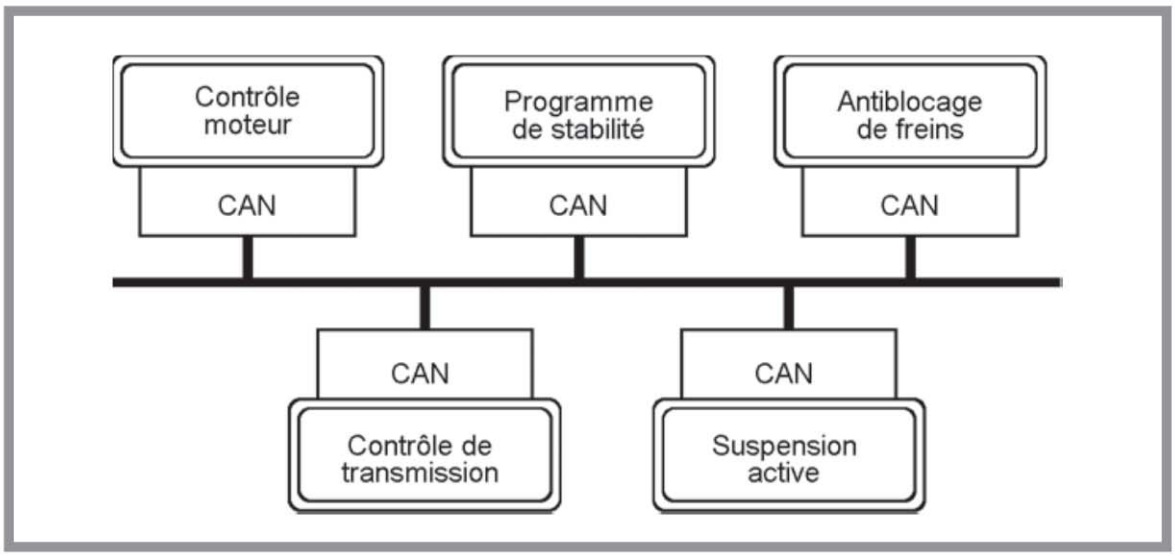


Figure 24.5 - CAN dans l'automobile.

Copyright © 2011 Dunod.

24.3.2 Couche physique

■ Support, topologie et codage

Généralement, CAN utilise comme support de transmission une paire torsadée blindée ou non blindée. La norme CAN ne spécifie pas de couche physique unique. Différentes implémentations sont donc possibles : fibre optique, câble coaxial, infrarouge, etc.

Les nœuds sont reliés entre eux par l'intermédiaire d'un bus série équipé de terminateurs de lignes (résistances de terminaison).

Pour le codage de bit, CAN a retenu le code NRZ (Non Retour à Zéro) pour sa simplicité.

■ Longueur et débit

À cause du délai de propagation sur le médium qui est non nul, deux nœuds peuvent détecter simultanément que le bus est libre et peuvent donc transmettre en même temps. En particulier, un nœud se trouvant à une extrémité du bus peut commencer sa transmission quelques «micro» instants avant l'arrivée du bit venant du nœud se trouvant à l'autre extrémité. Pour que chaque nœud puisse détecter s'il est en conflit d'accès avec d'autres, le temps que doit durer un bit sur le médium doit être supérieur à deux fois le temps de propagation d'un bit sur toute la longueur du bus. Les nombreuses années d'utilisation et d'expérimentation de CAN ont permis de mieux cerner, par la pratique, les bonnes valeurs du couple <débit, longueur>. Ainsi, le CiA (CAN in Automation, association de promotion de CAN) et beaucoup d'utilisateurs industriels de CAN recommandent les configurations suivantes : 1 Mb/s sur 25 à 40 m, 800 kb/s sur 50 m, 500 kb/s sur 100 m, 250 kb/s sur 250 m, 125 kb/s sur 500 m, 50 kb/s sur 1 000 m, 20 kb/s sur 2 500 m, 10 kb/s sur 5 000 m.

■ Notion de bit dominant et bit récessif

Toute implantation de CAN doit respecter le principe des bits dominants et récessifs. Chaque nœud doit pouvoir présenter sur le bus un bit appelé «dominant» (0 logique) et un bit appelé «récessif» (1 logique). Les implantations de CAN doivent respecter la règle suivante : si deux nœuds présentent des niveaux logiques différents, le bit dominant s'impose. On dit que le bus CAN se comporte comme un ET logique.

24.3.3 Couche liaison de données

■ Identificateurs

Les trames de données transmises par un nœud sur le bus ne contiennent ni adresse d'un nœud destinataire, ni adresse du nœud source. Elles contiennent des

Copyright © 2011 Dunod.

identificateurs d'objets. Il n'y a qu'un seul mode d'adressage dans CAN : l'adressage objet. Un identificateur est unique et spécifie, sans ambiguïté, l'information (ou l'objet) qu'une trame transporte. Par exemple, l'identificateur 100 désigne un angle de volant d'automobile et l'identificateur 101 désigne la température du moteur. Les identificateurs sont attribués, par le concepteur d'application, aux objets selon l'urgence et l'importance de ces objets. Plus la valeur de l'identificateur contenu dans une trame est faible, plus cette trame est prioritaire.

Chaque nœud relié au réseau est producteur des valeurs d'un ou de plusieurs objets identifiés ou consommateur des valeurs d'un ou de plusieurs objets identifiés. Un nœud peut être à la fois producteur et consommateur de valeurs d'objets identifiés. Grâce à l'identificateur contenu dans une trame, les nœuds connectés au réseau, et qui sont en permanence à l'écoute du bus, reconnaissent les objets qui les intéressent (ceux qu'ils consomment ou qu'ils produisent) et traitent les trames ; tout nœud fait une copie de la trame courante s'il est consommateur de l'objet diffusé, ou envoie sa valeur s'il est producteur de l'objet diffusé.

Les identificateurs sont codés sur 11 bits en version standard (CAN 2.0.A) et sur 29 bits en version étendue (CAN 2.0.B).

■ Arbitrage bit à bit

CAN intègre une méthode simple et efficace pour arbitrer l'accès au bus. Cette méthode est appelée CSMA/CR (*Carrier Sense, Multiple Access with Collision Resolution*) et a la capacité de l'arbitrage non destructif (dit *Non-Destructive Bitwise Arbitration*).

Les caractéristiques électriques définies par la norme CAN font qu'en cas de conflit d'accès (c'est-à-dire quand deux ou plusieurs nœuds commencent à transmettre en même temps), la valeur 0 écrase la valeur 1. Lors de l'arbitrage, dès qu'un nœud émetteur détecte un bit à 0 sur le bus, alors qu'il émet un bit à 1, il abandonne sa tentative d'accès au bus. L'un après l'autre, les nœuds en compétition abandonnent leur transmission au profit du nœud le plus prioritaire, c'est-à-dire celui qui transmet la trame ayant l'identificateur le plus petit. Tout se passe donc comme si la trame de plus haute priorité était la seule à être transmise. Lorsqu'un nœud perd l'arbitrage, il devient automatiquement un récepteur de la trame en cours de transmission. Les nœuds qui abandonnent tentent leur transmission plus tard une fois que le nœud le plus prioritaire en cours termine sa transmission et après un silence sur le bus qui dure au moins 3 fois le temps de transmission d'un bit.

Dans l'exemple illustré par la *figure 24.6*, trois nœuds tentent de transmettre en même temps. C'est le nœud 3, dont l'identificateur est le plus petit, qui finit par s'imposer.

Copyright © 2011 Dunod.

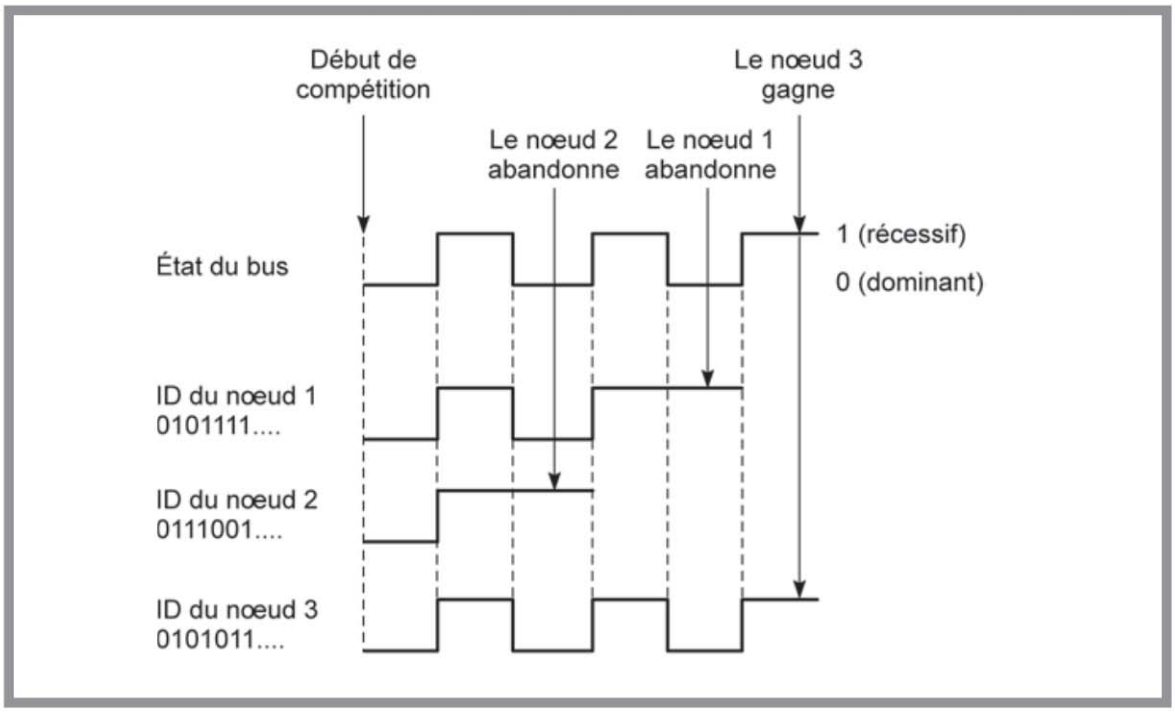


Figure 24.6 - Principe d'arbitrage du réseau CAN.

■ Types de trames

Le protocole CAN 2.0 comporte deux spécifications qui diffèrent uniquement au niveau de la longueur d'identificateur. La version 2.0A (format standard) définit des identificateurs de 11 bits et la version 2.0B (format étendu) des identificateurs de 29 bits. Il existe quatre types de trames pouvant être transmises sur un bus CAN :

– Trames de données : elles sont utilisées pour transporter des données de l'application (ou valeurs d'objets) sur le bus. C'est le producteur d'un identificateur qui émet des trames de données associées à cet identificateur.

– Trames de requête distante : elles sont utilisées par un nœud (un consommateur) pour demander la transmission de trames de données par d'autres nœuds (les producteurs). Le bit RTD (Requête de Transmission Distante) permet de distinguer les trames de données des trames de requête. Le bit RTD est égal à 0 pour une trame de données et à 1 pour une trame de requête. On notera que les trames de données sont prioritaires par rapport aux trames de requête : quand un producteur et un consommateur d'un même objet entrent en conflit, c'est la trame émise par le producteur qui s'impose, ce qui est normal puisque la trame du producteur répond à la requête faite par le consommateur.

– Trames d'erreur : elles sont transmises par un nœud ayant détecté une erreur sur une trame en cours de transmission.

Copyright © 2011 Dunod.

– Trames de surcharge : elles sont utilisées par un nœud pour demander un délai entre deux trames successives ; c'est une forme de contrôle de flux simplifié.

Les trames de données ou de requête sont séparées des trames qui les précèdent, de quelque type qu'elles soient, par un temps dit intertrame ; ce temps doit correspondre à au moins le temps de transmission de 3 bits. Les trames d'erreur ou de surcharge ne sont pas séparées des autres trames par un intertrame.

■ Format de trames de données et de requête

Comme le montre la *figure 24.7*, les trames CAN sont composées des éléments suivants (attention ! Certains bits sont valables pour la version 2.0B seulement.) :

– Bit DDT (Début De Trame) : un bit dominant qui marque le début d'une trame.

– Champ d'arbitrage : il contient l'identificateur et le bit RTD. Le bit SRD (Substitution de Requête Distante) est récessif pour le format étendu et inexistant pour le format standard.

– Champ de contrôle : ce champ est composé de 6 bits. Le premier bit dépend du format de trame : ce bit est dominant dans le format standard et s'appelle EID (Extension d'IDentificateur). Il est noté r1 (réservé) dans le format étendu. Le deuxième bit (noté r0) est réservé pour des extensions futures. Les quatre bits qui restent indiquent la longueur des données (LDD) qui ne peut dépasser 8 octets.

– Champ de données : ce champ véhicule les données de la couche application.

– Champ de CRC : ce champ est composé de la séquence de CRC sur 15 bits suivis du délimiteur de CRC (1 bit récessif). Le délimiteur du CRC est noté DDC.

– Champ ACQ (acquittement) : ce champ est composé de deux bits : un bit ACQ et un bit délimiteur d'acquittement (DDA). À l'émission d'une trame, le bit ACQ est mis à 1 (bit récessif). Ensuite ce bit est écrasé (remplacé par un bit dominant) par tout récepteur qui a reçu correctement la trame. Ce mécanisme évite d'utiliser des trames séparées pour faire les acquittements.

– Champ de fin de trame : il est composé de 7 bits récessifs.

Les trames sont transmises en commençant par le champ le plus à gauche (DDT) et en terminant par le délimiteur de fin.

■ Bit-stuffing

Pour renforcer la détection d'erreurs de transmission, CAN intègre un mécanisme dit de « bit stuffing » (ou bourrage de bits) : quand l'émetteur détecte cinq bits identiques qui se suivent, il insère automatiquement un bit de valeur complémentaire

Copyright © 2011 Dunod.

qui sera supprimé à la réception. Les bits insérés sont pris en compte aussi pour détecter les suites de cinq bits consécutifs et identiques. L'opération de «bit stuffing» s'applique seulement aux champs Début de trame, Arbitrage, Contrôle, Données et CRC ; les champs restants ont une forme fixe et ne sont pas codés par l'opération de «bit stuffing».

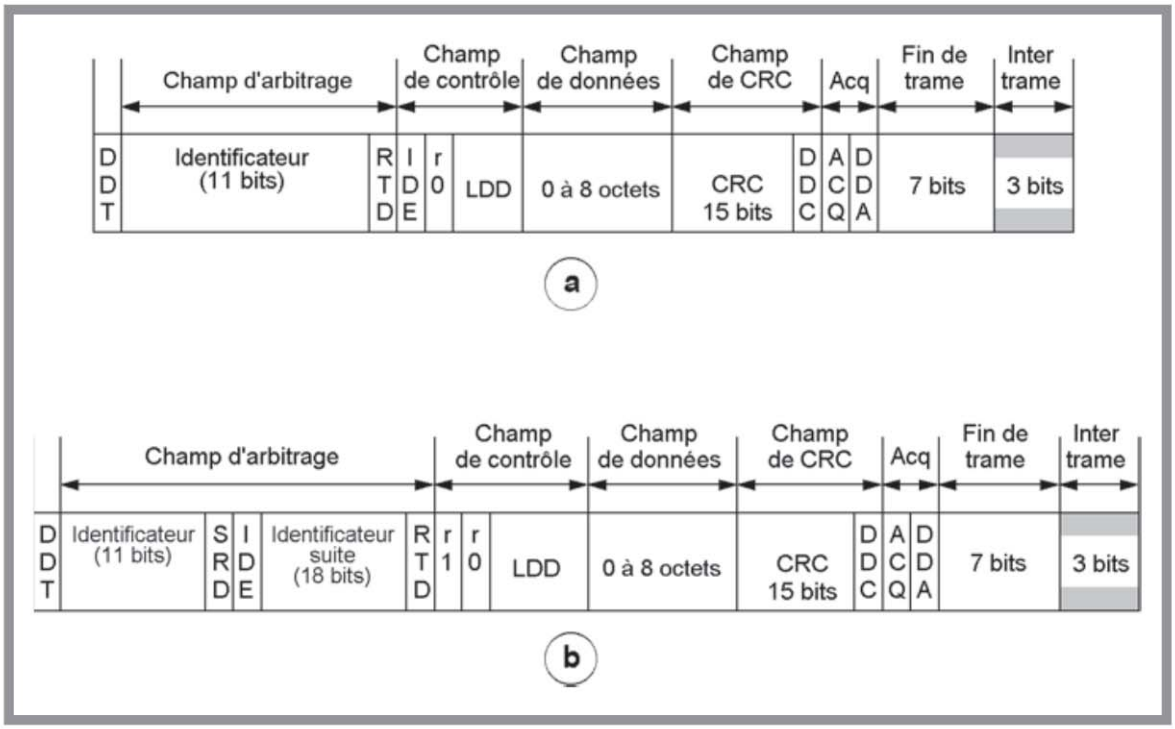


Figure 24.7 - Formats de trames de données et requête :
a) Format de trame standard (CAN 2.0A); b) Format de trame étendu (CAN 2.0B).

■ Détection et gestion des erreurs

Le réseau CAN a été conçu pour opérer dans des environnements agressifs et c'est pourquoi il comprend de nombreux mécanismes de détection d'erreurs de transmission causées par les différents bruits inhérents à ces environnements. CAN implante cinq mécanismes de détection des erreurs : deux au niveau bit (contrôle de bit et contrôle du «bit stuffing») et trois au niveau trame (vérification du CRC, de la forme de trame et du bit d'acquittement).

CAN utilise une technique de confinement des erreurs qui est un mécanisme permettant de faire la différence entre des erreurs temporaires et les erreurs permanentes. Les erreurs temporaires peuvent être causées par des bruits transitoires, tandis que des erreurs permanentes sont en général dues à de mauvaises connexions ou à des composants défaillants. Cette distinction d'erreurs permet de retirer un nœud défaillant du bus qui, sinon, aurait pu perturber les autres nœuds.

Copyright © 2011 Dunod.

24.4 Réseau WorldFIP

24.4.1 Origine et utilisations du réseau WorldFIP

WorldFIP, appelé à l'origine FIP (pour Flux d'Information Processus ou *Factory Instrumentation Protocol*), est un réseau de terrain introduit au début des années 1980 en France. Actuellement FIP est une norme française (NF C46 601 à NF C46 607) et une norme européenne (EN 50170-3).

La cible privilégiée de WorldFIP est l'interconnexion de capteurs, actionneurs et automates dans les systèmes automatisés. Comme la quasi-totalité des réseaux de terrain WorldFIP a une structure en trois couches (*figure 24.8*).

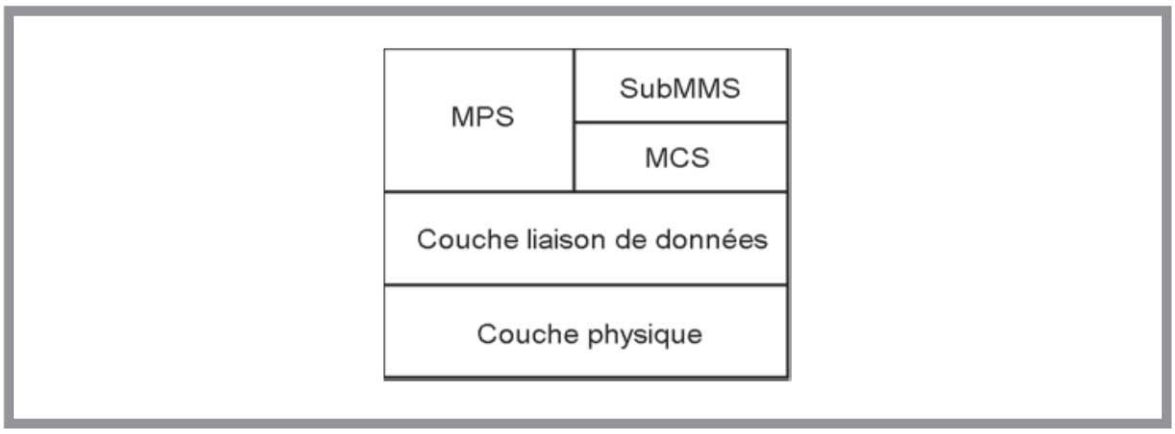


Figure 24.8 - Architecture de communication de WorldFIP.

24.4.2 Couche physique

Généralement, les réseaux WorldFIP sont organisés en bus. L'utilisation de répéteurs et de boîtiers de diffusion permet d'obtenir des topologies en étoile ou en arbre. Le support utilisé est la paire torsadée ou la fibre optique. La redondance du support peut être fournie en option.

Actuellement quatre débits sont disponibles : 31,25 kb/s (bus basse vitesse), 1 Mb/s (c'est le débit le plus couramment utilisé) et 2,5 Mb/s (bus haute vitesse) sur paire torsadée et 5 Mb/s sur fibre optique. Un débit de 20 Mb/s est à l'étude pour permettre à des nœuds raccordés à WorldFIP l'accès à Internet (le sigle FIP deviendrait alors *Fieldbus Internet Protocol*).

La longueur du bus et le nombre de nœuds dépendent du débit, du type de support et du nombre de répéteurs. Avec un débit de 1 Mb/s, la longueur maximale d'un segment est de 750 m et le nombre maximum de nœuds est de 256.

Copyright © 2011 Dunod.

Les bits qui transitent sur le support de transmission sont codés en Manchester. Ce code présente l'avantage de véhiculer en même temps l'horloge et les informations.

Enfin, la couche physique de WorldFIP est compatible à la norme IEC 1158-2.

24.4.3 Couche liaison de données

■ Adressage dans WorldFIP

Les deux modes d'adressage (objet et nœud) peuvent être utilisés dans WorlFIP. WorldFIP permet de véhiculer des valeurs d'**objets identifiés** ou des **messages**.

WorldFIP est fondé sur le modèle producteur/distributeur/consommateurs dans lequel les objets (ou variables) échangés sur le réseau sont produits par des nœuds dits **producteurs** et consommés par d'autres dits **consommateurs**. Chaque objet a un identificateur unique. Les identificateurs sont codés sur 16 bits. Les valeurs des objets ont une taille maximale de 128 octets.

Le producteur d'un objet et ses consommateurs sont fixés lors de la configuration d'une application. Les objets peuvent être échangés, entre producteurs et consommateurs, de manière périodique ou apériodique.

Attention, généralement dans un réseau on parle de message pour désigner tout ce qui est échangé sur le réseau. Dans FIP, il y a une distinction entre objets identifiés (échangés en mode diffusion en utilisant des identificateurs) et les messages (échangés en mode point à point en utilisant des adresses de nœuds). Comme l'adressage objet est le plus approprié à la communication pour les capteurs et actionneurs, cette présentation est limitée à l'échange d'objets identifiés.

■ Méthode d'accès du réseau WorldFIP

Le réseau WorldFIP est fondé sur une structure centralisée dans laquelle un nœud, dit **arbitre de bus**, donne le droit d'émettre aux autres nœuds. En fonction des contraintes (essentiellement les périodes) de consommation des objets, on construit une table dite **table d'arbitre de bus** qui permet d'indiquer l'ordre dans lequel les objets doivent être échangés sur le bus.

Pour les objets périodiques, la table d'arbitre de bus est construite hors ligne, c'est-à-dire de manière statique. La taille de cette table correspond au PPCM (Plus Petit Commun Multiple) des périodes de transmission. Ce PPCM est dit aussi **macrocycle**. La plus petite période de transmission est appelée **microcycle** de l'arbitre de bus. Les objets apériodiques, c'est-à-dire les objets échangés de manière aléatoire, sont intégrés dynamiquement dans la table d'arbitre de bus pour être échangés quand il reste du temps libre dans un microcycle après échange des objets périodiques (*figure 24.9*). Le macrocycle est répété indéfini-

Copyright © 2011 Dunod.

ment jusqu'à l'arrêt de l'application. La *figure 24.10* montre un exemple de table d'arbitre de bus pour cinq objets périodiques.

Dans un réseau WorldFIP, à chaque objet identifié on associe un tampon, au niveau du nœud producteur, pour déposer la dernière valeur de l'objet, et un tampon, au niveau du nœud consommateur, pour stocker la dernière valeur véhiculée par le réseau. Le premier tampon est appelé **tampon de production**, et le second, **tampon de consommation**. Comme le montre la *figure 24.11*, le déroulement d'un échange de données s'effectue selon les étapes suivantes :

1. En utilisant sa table, l'arbitre de bus diffuse une trame (appelée ID-Dat) contenant l'identificateur d'un objet (il s'agit de l'objet que la table d'arbitre de bus indique comme étant l'objet à échanger à l'instant courant).

2. En lisant l'identificateur diffusé, le producteur et le(s) consommateur(s) de l'objet diffusé se reconnaissent.

3. Après un temps dit temps de retournement (fixé à quelques dizaines de µs pour un débit de 1 Mb/s), le producteur diffuse une trame (dite RP-Dat) contenant la valeur du tampon de production associé à l'objet dont l'identificateur a été diffusé par la dernière trame ID-Dat.

4. Le(s) consommateur(s) de l'objet met(tent) à jour la valeur de son (leur) tampon de réception à partir de la valeur contenue dans la trame RP-Dat.

5. Après un intervalle de temps égal au temps de retournement, l'arbitre de bus passe à l'identificateur suivant dans sa table (quand le dernier identificateur de la table a été diffusé, l'arbitre de bus repart à partir du premier identificateur de la table).

Les formats des trames ID-Dat et RP-Dat sont indiqués par la *figure 24.12*.

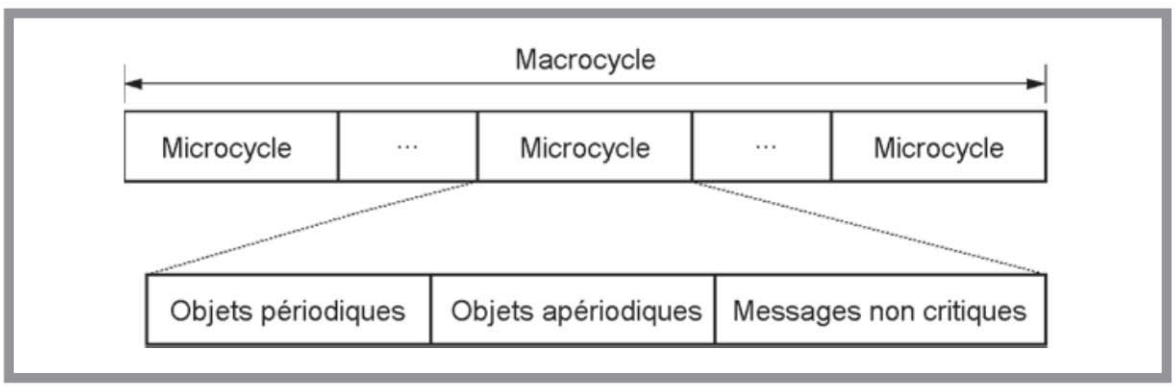


Figure 24.9 - Décomposition du temps de fonctionnement de l'arbitre de bus.

Copyright © 2011 Dunod.

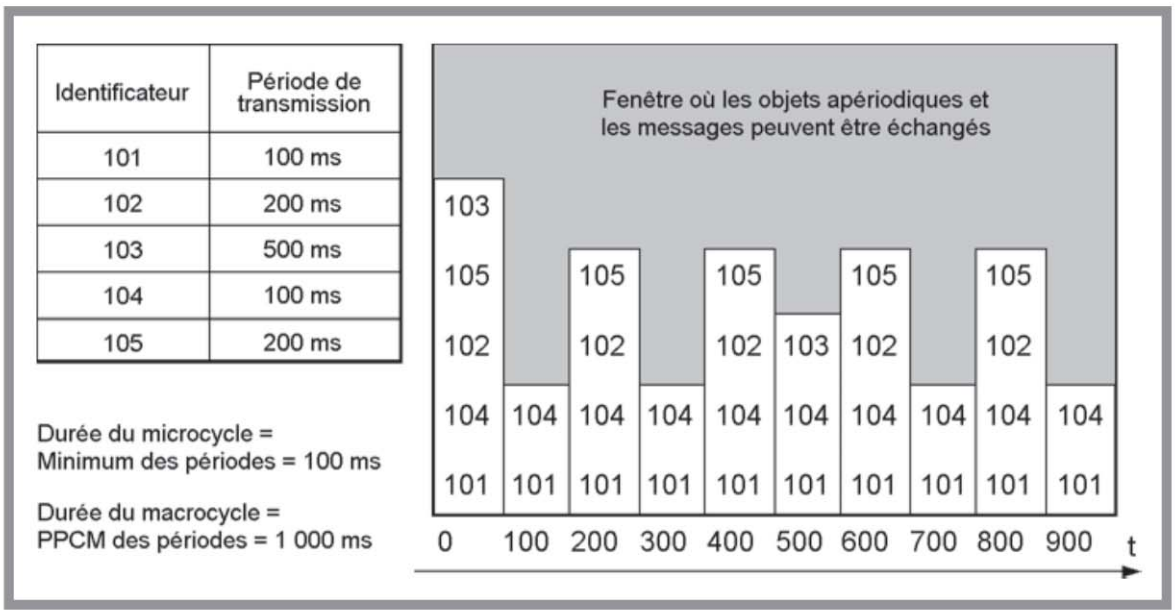


Figure 24.10 - Exemple de table d'arbitre de bus WorldFIP.

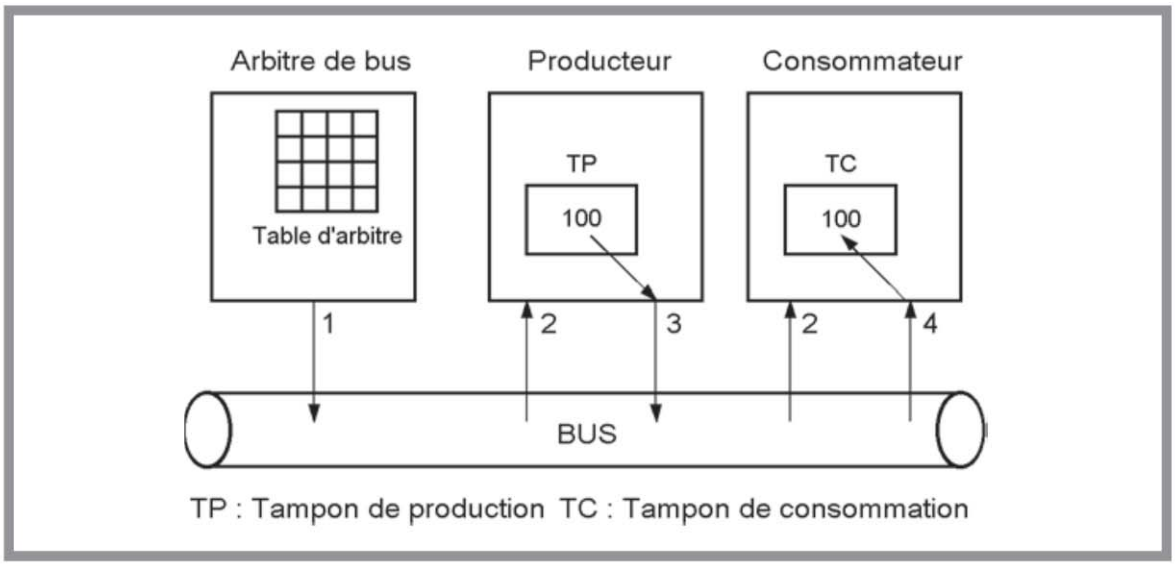


Figure 24.11 - Principe d'échange d'objet périodique sur FIP.

REMARQUE

Comme on considère que les objets identifiés sont utilisés de manière périodique et leurs valeurs ne sont valides que pendant une période bien définie, les mécanismes de contrôle de flux, de retransmission et d'acquittement ne sont pas retenus, au niveau liaison de données, pour les objets identifiés. Les messages peuvent être acquittés, mais il n'y a pas de contrôle de flux.

Copyright © 2011 Dunod.

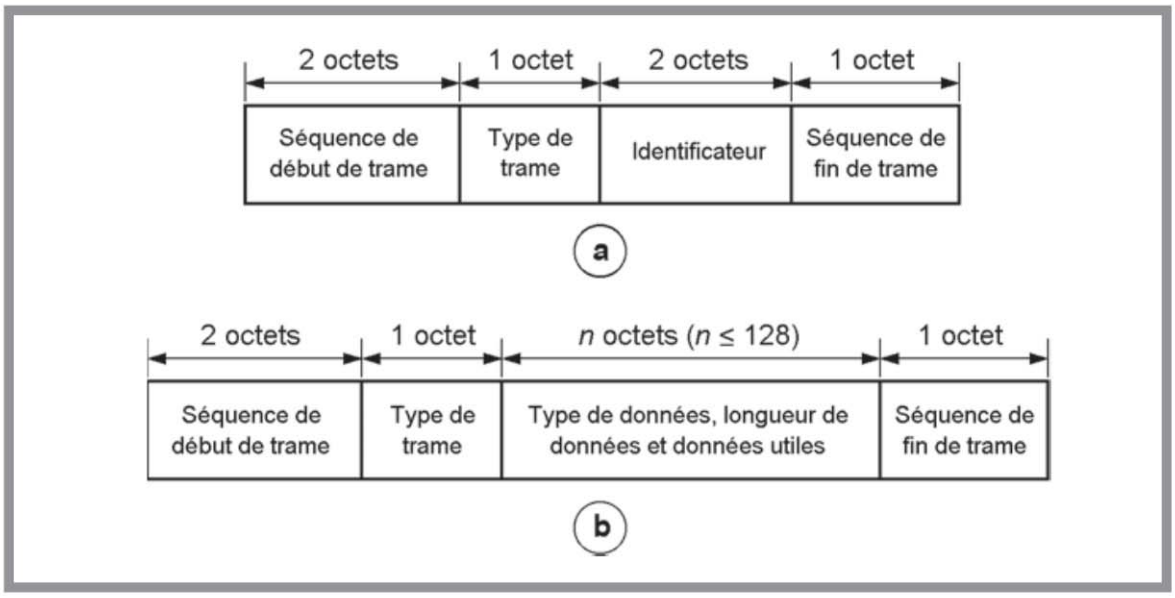


Figure 24.12 - Formats de trames du réseau WorldFIP :
a) Format de trame ID-Dat; b) Format de trame RP-Dat.

24.4.4 Couche application

La couche application de WorldFIP offre deux catégories de services :

– MPS (*Manufacturing Periodic/aperiodic Services*) : services pour les échanges d'objets identifiés.

– Sub-MMS (*Manufacturing Message Specification*) : des services pour la communication dans les applications temps réel et réparties, notamment des services pour : la gestion de connexion, la création et contrôle de tâches à distance, l'accès à des variables distantes, la signalisation d'événements, le contrôle de partage de ressources (à l'aide de sémaphores), la création et consultation de journaux et la manipulation de fichiers. MMS a été introduit fin des années 1980 comme moyen de communication dans les RLI et la plupart des réseaux de terrain choisissent d'implanter un sous-ensemble de MMS (sub-MMS) ; MMS étant trop complexe et tous ses services ne sont pas utiles pour toutes les applications.

Pour la partie MPS, les objets identifiés peuvent avoir différents types : entier, réel, chaîne de caractères, tableau, etc. L'utilisateur dispose de :

– Service de lecture locale qui permet de lire le tampon de consommation d'un objet sans échange sur le réseau. La valeur consommée est celle issue de la dernière mise à jour par le réseau.

– Service d'écriture locale qui permet d'écrire le tampon de production d'un objet sans échange sur le réseau. La valeur produite est mise à disposition du

Copyright © 2011 Dunod.

système de communication qui se chargera de la diffuser à l'ensemble de ses consommateurs.

– Service de lecture distante qui permet de déclencher un échange sur le bus afin de demander au producteur de diffuser la valeur la plus récente d'un objet.

– Service d'écriture distante qui permet à un producteur de diffuser spontanément sur le bus sa dernière valeur.

– Services d'indication qui permettent d'informer un producteur (respectivement un consommateur) de l'émission (respectivement de la réception) d'une valeur d'objet. Ces services permettent de vérifier le bon fonctionnement de l'entité de communication, et également de se synchroniser à partir de l'émission ou la réception de variables de synchronisation.

– Informations sur la validité des données élaborées par la couche application : il s'agit des statuts de rafraîchissement, de promptitude et de cohérence spatiale. Les deux premiers accompagnent une valeur d'objet et le troisième s'applique à une liste d'objets (par exemple quand on veut que deux mesures de température, une mesure de tension et une mesure de courant soient cohérentes entre elles). Le statut de rafraîchissement indique, lorsqu'il est égal à vrai, que le producteur a respecté la période de production. Le statut de promptitude indique, lorsqu'il est égal à vrai, que le réseau a délivré la valeur en respectant la période de transmission de l'objet. Le statut de cohérence spatiale d'une liste d'objets indique, lorsqu'il est égal à vrai, que toutes les instances d'une même liste d'objets consommés par plusieurs consommateurs sont identiques.

Copyright © 2011 Dunod.

24.5 Réseau PROFIBUS

24.5.1 Origine et domaines d'utilisation de PROFIBUS

PROFIBUS (PROcess FIeldBUS) est un réseau de terrain proposé en 1987 en Allemagne par les sociétés Bosch, Klockner-Moeller et Siemens. PROFIBUS a été normalisé en Allemagne en 1989 (norme DIN 19245) et il est l'un des trois réseaux qui constituent la norme européenne EN 50170.

PROFIBUS est le réseau de terrain le plus utilisé en Europe et l'un des plus utilisés dans le monde.

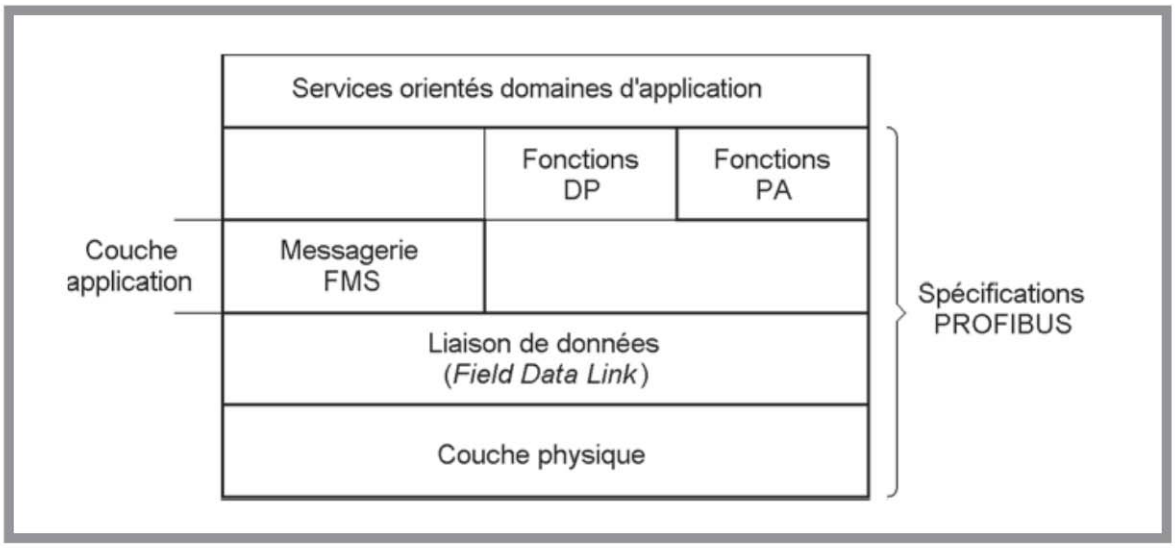


Figure 24.13 - Architecture de communication de PROFIBUS.

Comme les autres réseaux de terrain, PROFIBUS a une architecture en trois couches. PROFIBUS se décline en trois profils destinés à différents domaines d'utilisation (*figure 24.13*) :

– PROFIBUS-FMS (*PROFIBUS-Fieldbus Message Specification*) : Ce profil est réservé à la communication évoluée au niveau cellule, notamment entre automates programmables et PC industriels. Il privilégie la richesse fonctionnelle des services et non leur temps de réponse. Par conséquent, c'est un profil peu adapté aux applications temps réel critiques. Les services offerts à ce niveau constituent un sous-ensemble de MMS et permettent notamment : la gestion de connexions, l'accès aux variables à distance, le contrôle d'exécution de tâches à distance, la signalisation par d'événements et la gestion d'un annuaire de noms.

– PROFIBUS-DP (*PROFIBUS-Decentralized Periphery*) : ce profil est destiné aux échanges rapides, principalement cycliques, entre contrôleurs de cellule ou systèmes de conduite/supervision et périphérie décentralisée (entrées et sorties, variateurs de vitesse, vannes, etc.). Il permet aux nœuds maîtres d'envoyer ou de recevoir des données. Le profil DP intègre des outils de diagnostic et de mise en service des nœuds. Il convient parfaitement au remplacement des liaisons point-à-point 24 V et 4-20 mA. Un réseau PROFIBUS-DP peut fonctionner en mode monomaître ou multimaître. C'est le protocole le plus répandu et le plus prisé pour sa rapidité.

– PROFIBUS-PA (*PROFIBUS-Process Automation*) : répond aux besoins spécifiques de l'industrie des procédés, en particulier les domaines de la chimie et pétrochimie, et des applications en zone antidéflagrante. Il assure le raccordement de capteurs et actionneurs dans des zones à sécurité intrinsèque. PROFIBUS-PA est fondé sur PROFIBUS-DP. Il englobe des fiches techniques

Copyright © 2011 Dunod.

d'équipement renfermant des informations de configuration destinées à chaque type d'appareil (capteur de pression, capteur de niveau, capteur de température, capteur de débit, entrée et sortie tout ou rien, vanne, positionneur, etc.).

24.5.2 Couche physique

Il y a deux spécifications de couche physique :

- PROFIBUS-FMS et PROFIBUS-DP utilisent la même technologie de transmission. Leur couche physique présente les caractéristiques indiquées ci-dessous :
  - Compatibilité avec la norme RS 485.
  - Le support de transmission le plus utilisé est la paire torsadée blindée. La fibre optique peut aussi être utilisée.
  - Le débit offert varie de 9,6 kb/s à 12 Mb/s.
  - La topologie est en bus. Un bus est constitué d'un ou de plusieurs segments reliés par des répéteurs. La longueur maximale d'un segment varie en sens inverse du débit. Par exemple : 9,6 kb/s sur 1 200 m, 500 kb/s sur 400 m et 12 Mb/s sur 100 m.
  - Chaque segment peut interconnecter jusqu'à 32 nœuds (126 nœuds au maximum pour tout le réseau).
  - Les bits sont codés en NRZ (Non Retour à Zéro).
- PROFIBUS-PA utilise une couche physique ayant les caractéristiques indiquées ci-dessous :
  - Compatibilité avec la norme IEC 1158-2.
  - Le support de transmission utilisé est la paire torsadée blindée.
  - Chaque segment possède une seule source d'énergie.
  - Aucune énergie ne transite sur le bus lorsque la station émet.
  - Chaque appareil consomme un courant de base constant, en continu. Les appareils de terrain se comportent comme des collecteurs de courant passifs.
  - La terminaison de ligne passive est réalisée à chaque extrémité du câble.
  - La redondance des segments est envisageable pour fiabiliser la transmission.
  - Le débit offert est de 31,25 kb/s.
  - La topologie peut-être en bus, arbre ou étoile.
  - Chaque segment peut interconnecter jusqu'à 32 nœuds (126 nœuds au maximum pour tout le réseau).
  - Les bits sont codés en Manchester.

Copyright © 2011 Dunod.

24.5.3 Couche liaison de données

Les trois profils de PROFIBUS utilisent la même couche liaison de données. PROFIBUS est un réseau multimaître/multiesclave. Il autorise l'utilisation de plusieurs systèmes d'automatisation qui peuvent jouer chacun soit un rôle de maître, soit celui d'un esclave. Les nœuds maîtres pilotent la transmission de données sur le bus. Un maître ne peut émettre que s'il possède le jeton ; PROFIBUS est donc un réseau à jeton. L'action des nœuds esclaves se limite à l'acquittement des messages reçus ou à la transmission de messages sur demande du maître.

La méthode d'accès au médium retenue par PROFIBUS permet :

– d'assurer que tout automatisme complexe (un maître) dispose d'assez de temps pour effectuer ses tâches de communication dans le délai imparti ;
– d'assurer une transmission cyclique, simple et rapide entre automatismes complexes et les équipements périphériques qui leur sont rattachés (les esclaves).

La méthode d'accès de PROFIBUS est donc hybride : la communication entre maîtres s'effectue avec la technique du jeton, tandis que les échanges entre un maître et esclaves s'effectuent selon le mode maître-esclave.

■ Technique du jeton

Dans la méthode d'accès du bus à jeton de PROFIBUS, l'ensemble des nœuds maîtres est organisé sous la forme d'un **anneau logique** ou **anneau virtuel**. La mise en place d'un anneau logique consiste à déterminer, pour chaque nœud maître, l'adresse du nœud qui lui succède sur l'anneau logique. La *figure 24.14* donne un exemple d'anneau logique avec cinq nœuds maîtres. Une fois l'anneau logique configuré (à l'initialisation de l'application), le droit d'accès au bus, pour émettre des données, est réservé, à un moment donné, à un seul nœud : on dit que ce nœud a le **droit d'émettre**. Ce droit est symbolisé par la possession d'une trame spéciale dite **jeton**. Le jeton est transmis de nœud maître en nœud maître, selon les adresses de successeur, tant qu'il y a au moins deux nœuds maîtres dans l'anneau logique. Le dernier nœud de l'anneau a comme successeur le premier nœud (pour avoir une structure logique en anneau).

À la configuration du réseau, un temps d'utilisation du bus est affecté à chaque nœud maître. Ce temps lui permet, quand il reçoit le jeton, de transmettre ses données et de scruter les nœuds esclaves qui lui sont rattachés. Un nœud maître ne doit pas détenir le jeton au-delà du temps qui lui est réservé, sinon les autres nœuds risquent de ne plus effectuer leurs échanges en respectant les contraintes de temps initialement imposées à l'application.

Pour faire face aux diverses anomalies et pannes, comme la duplication ou la perte du jeton, la panne d'une station qui fait partie de l'anneau logique, etc., le

Copyright © 2011 Dunod.

protocole de PROFIBUS intègre un ensemble de procédures permettant de détecter ces anomalies et pannes et de ramener l'anneau logique dans un état de fonctionnement normal.

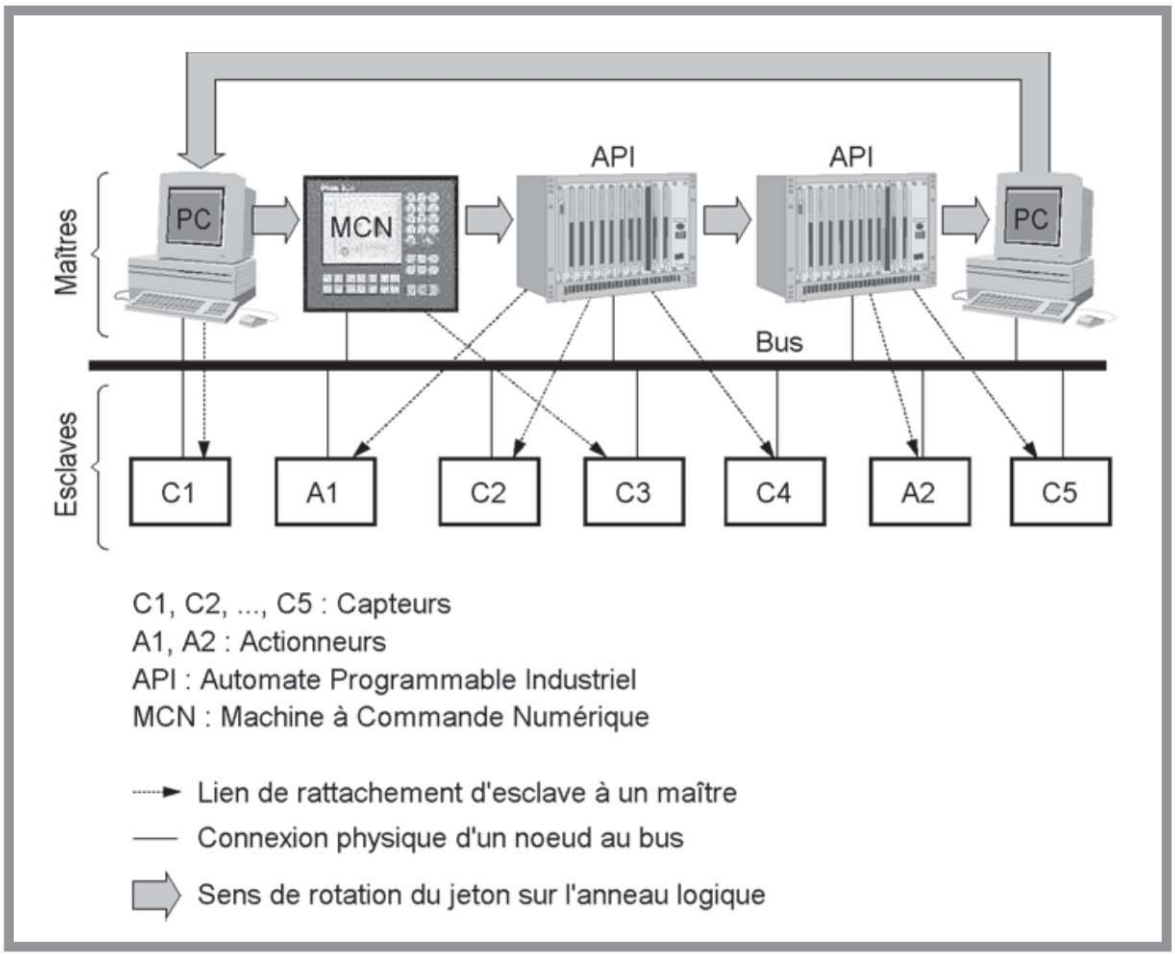


Figure 24.14 - Exemple d'anneau logique sur un réseau PROFIBUS.

■ Technique maître/esclave

Lorsqu'un nœud maître reçoit le jeton, il peut envoyer des données aux esclaves qui lui sont rattachés et/ou leur demander de lui envoyer des données. Un esclave ne peut entreprendre aucun échange sans autorisation du maître.

■ Services offerts par la couche liaison de données

La couche liaison de données de PROFIBUS fonctionne en mode sans connexion. Il n'y a pas non plus de contrôle de flux. Les transmissions se font avec l'adressage de nœud et en mode diffusion générale (*broadcast*) ou partielle (*multicast*).

Les services mis à la disposition de la couche application sont au nombre de quatre :

– Service SDA (*Send Data with Acknowledge*) : c'est un service utilisable uniquement dans PROFIBUS-FMS et il permet à un maître d'envoyer des données à un esclave en lui demandant de les acquitter.

Copyright © 2011 Dunod.

– Service SRD (*Send and Request Data with reply*) : c'est un service utilisable pour les trois profils et il permet à un maître d'envoyer des données à un esclave et de lui demander d'en transmettre (répondre) à son tour.
– Service SND (*Send Data with No Acknowledge*) : c'est un service utilisable pour les trois profils et il permet à un maître d'envoyer des données à un ou plusieurs nœuds sans leur demander ni acquittement, ni réponse.
– Service CSRD (*Cyclic Send and Request Data*) : c'est un service utilisable uniquement dans PROFIBUS-FMS et il permet à un maître d'envoyer de manière cyclique des données vers un esclave et à l'esclave de répondre.

■ Formats de trames

Les trames échangées entre maîtres et esclaves sont soit des requêtes issues du maître ou des réponses envoyées par les esclaves. Les requêtes et les réponses peuvent contenir ou non des données (de longueur fixe ou variable), selon que le maître souhaite lire, écrire ou lire et écrire des variables d'un esclave. Tout dépend du service utilisé (SDA, SRD, SDN ou CSRD). Les maîtres se passent le jeton.

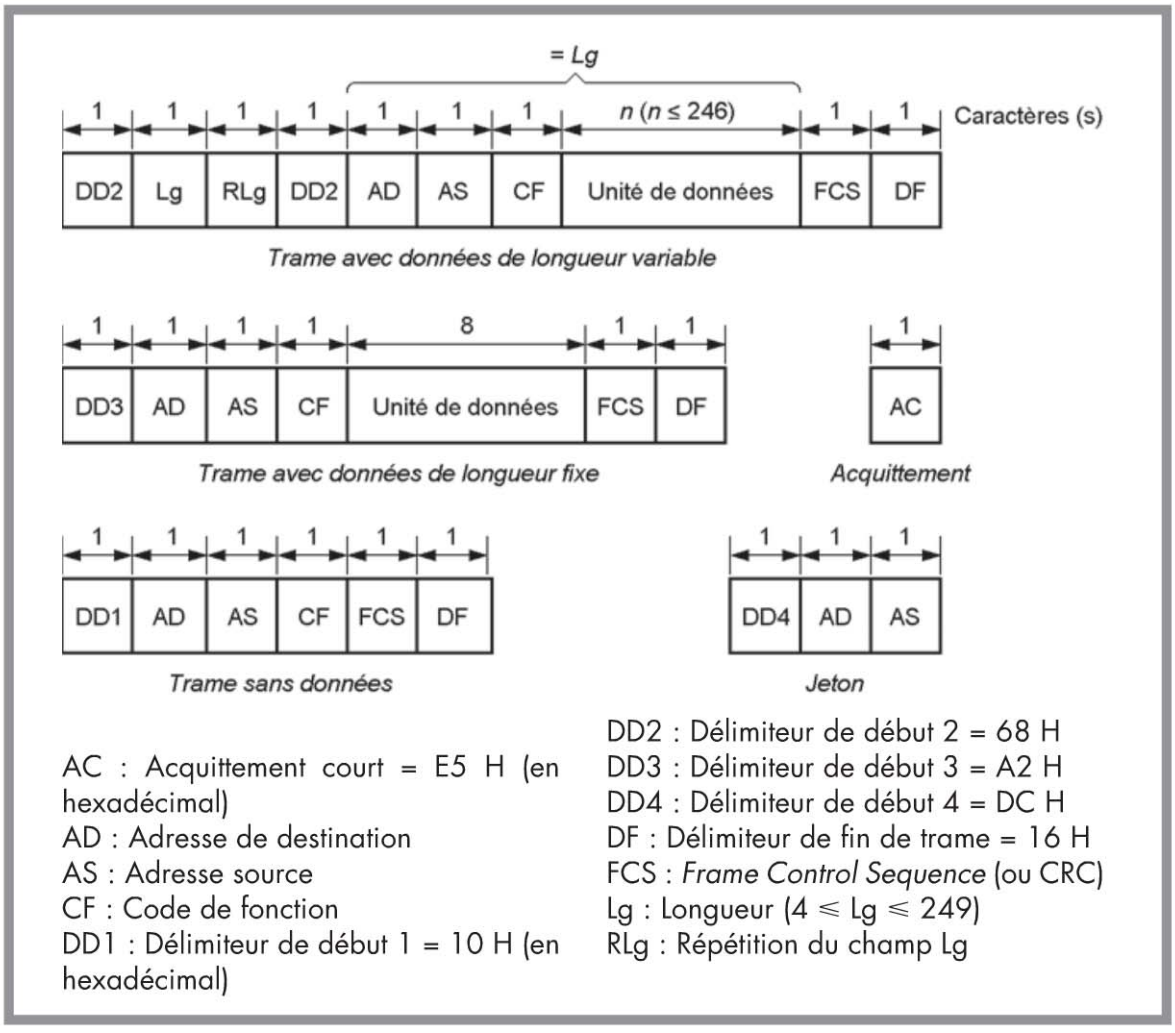


Figure 24.15 - Formats de trames de PROFIBUS.

Copyright © 2011 Dunod.

Un maître peut aussi diffuser des données aux autres maîtres, mais sans acquittement de leur part. La *figure 24.15* montre les différents formats de trames du réseau PROFIBUS. Les trames PROFIBUS sont constituées de caractères. Chaque caractère est composé d'un bit Start, de huit bits d'informations, d'un bit de parité et d'un bit Stop.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 25

L'ORDINATEUR – ARCHITECTURE MATÉRIELLE ET LOGICIELLE

L'ordinateur est un système matériel et logiciel à vocation générale de traitement de l'information. Son architecture matérielle est conçue autour d'une unité centrale, qui comprend un (micro-) processeur associé à une mémoire centrale à travers un bus de communication. Autour de ce constituant fondamental, et grâce à son bus de communication, l'architecture de l'ordinateur est ouverte sur son environnement par la connexion d'instruments dits périphériques. Des interfaces sont nécessaires pour concilier la diversité des technologies et des signaux qui caractérise les périphériques, avec l'unicité de la représentation de l'information (codée) et de son traitement (logiciel) par l'unité centrale (*figure 25.1*).

L'unité centrale est le siège du traitement d'information, au sens strict d'élaboration par calcul numérique ou logique, sous la conduite du logiciel enregistré en mémoire centrale. Le processeur centralise les fonctions matérielles du calcul élémentaire et met en œuvre l'ordonnancement décrit par le logiciel. Les fonctions de stockage de masse (écriture-conservation-lecture), de transport à distance (émission-transmission-réception), de dialogue humain et d'interaction avec des processus industriels, sont assurées par des instruments périphériques exploitant des supports adaptés.

La vocation générale de l'ordinateur résulte de l'universalité de la représentation codée de l'information et des opérateurs de la logique en tant que calculs élémentaires sur les codes. Elle tient également au caractère amovible du logiciel en mémoire centrale, et à l'ouverture de l'architecture matérielle, qui ne dédient pas cet instrument à un usage spécifique. Elle se traduit enfin par l'indépendance des instruments et logiciels de stockage de masse et de transport à distance par rapport à la signification des données.

Copyright © 2011 Dunod.

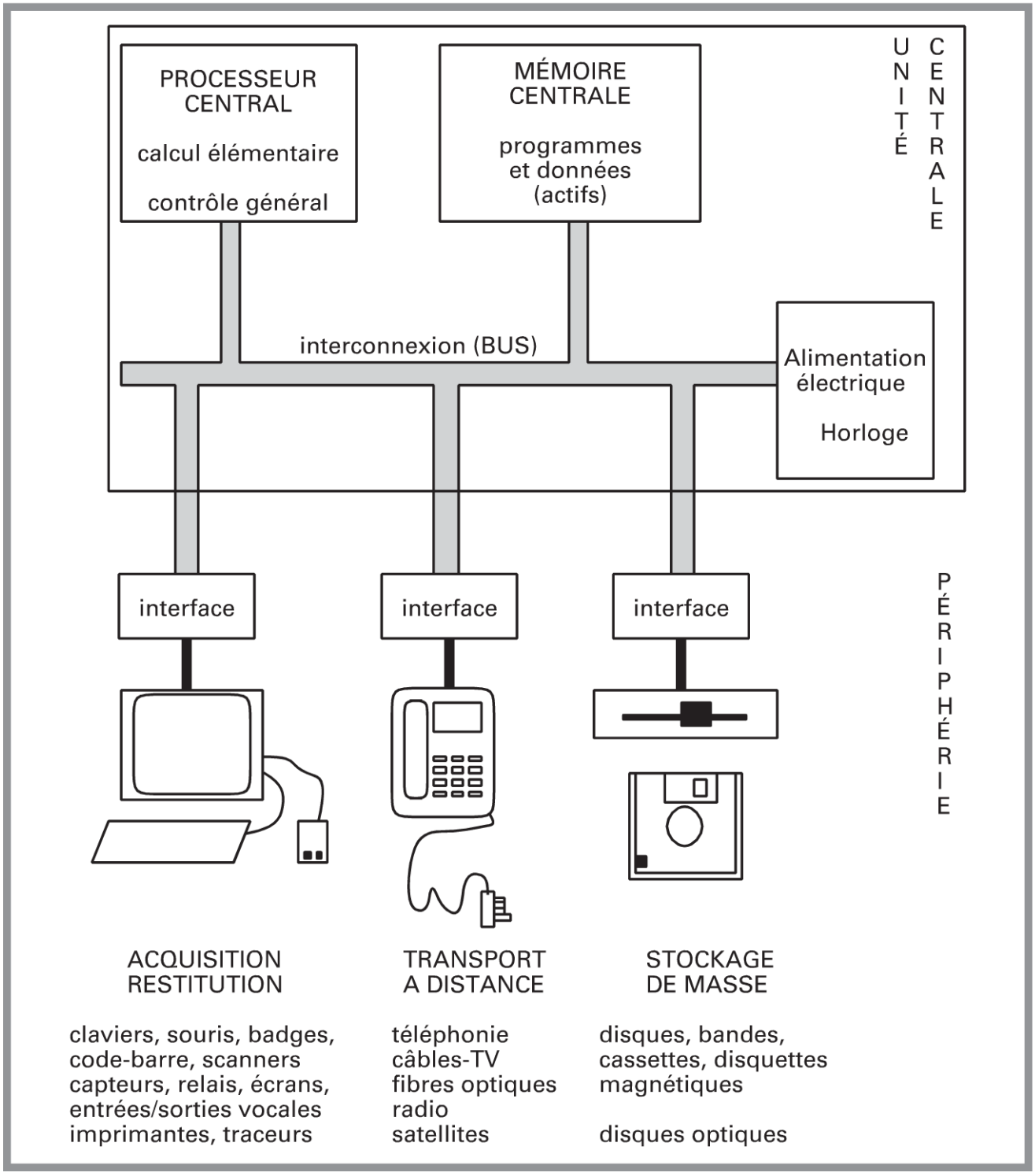


Figure 25.1 - Architecture matérielle type d'un ordinateur.

Copyright © 2011 Dunod.

25.1 Logiciel

25.1.1 Langage-machine

Le codage du logiciel est lié à la construction du processeur, et constitue son langage-machine. Au contraire des langages dits évolués, dont la grammaire est proche de celle du langage courant, mais qui nécessitent une traduction des programmes en vue de leur exécution par le processeur, le langage-machine répond à une structure élémentaire appelée **format**. **Une instruction (phrase) est constituée d'un code de fonction (verbe) et d'un ou plusieurs compléments (au sens grammatical)**. Les verbes d'action correspondent soit à des calculs élémentaires, arithmétiques ou logiques, soit à des actes d'ordonnancement (alternative, saut, appel ou retour de sous-programme). Le complément d'une fonction de calcul localise une donnée dans l'architecture – registres internes du processeur, mémoire centrale, interface périphérique. Le complément d'une fonction d'ordonnancement localise une instruction en mémoire centrale. En raison de son rôle de localisation, le complément est appelé **adresse**.

Format : Code-fonction, Code-Adresse(s)

La structure algorithmique fondamentale de séquence d'instructions est représentée implicitement par le rangement des instructions en adresses consécutives en mémoire centrale. Un registre interne du processeur, appelé **compteur ordinal**, permet par incrémentation de réaliser l'ordonnancement implicite de l'exécution. C'est pourquoi les fonctions d'ordonnancement du langage-machine sont appelées **ruptures de séquence ou sauts (*jump*)**.

25.1.2 Enregistrement des programmes en mémoire centrale

La mise en œuvre d'un traitement d'information particulier **(application)** au moyen de l'ordinateur nécessite l'enregistrement préalable dans sa mémoire centrale de l'entité logicielle qui en décrit l'ordonnancement **(programme)**. Concevoir l'enregistrement comme un processus matériel à la charge du processeur – alternant avec l'exécution – est difficilement envisageable en raison de la diversité des sources périphériques et de la complexité de leur pilotage. C'est pourquoi tout ordinateur comporte dans sa mémoire centrale un programme permanent, appelé **chargeur**, dont la tâche consiste à enregistrer d'autres programmes selon les indications fournies par l'usager. Plus précisément, le chargeur met en place, dès la mise sous tension, un logiciel appelé **système d'exploitation**, qui comporte, outre le programme fondamental de chargement-dialogue (interprétation des commandes), un assortiment de procédures logicielles qui prennent en charge les problèmes matériels d'accès aux supports périphériques. Ces procédures offrent aussi des méthodes normalisées d'organisation du stoc-

Copyright © 2011 Dunod.

kage (gestion de fichiers), du transport (réseaux) et du dialogue (fenêtrage, iconographie) (*figure 25.2*).

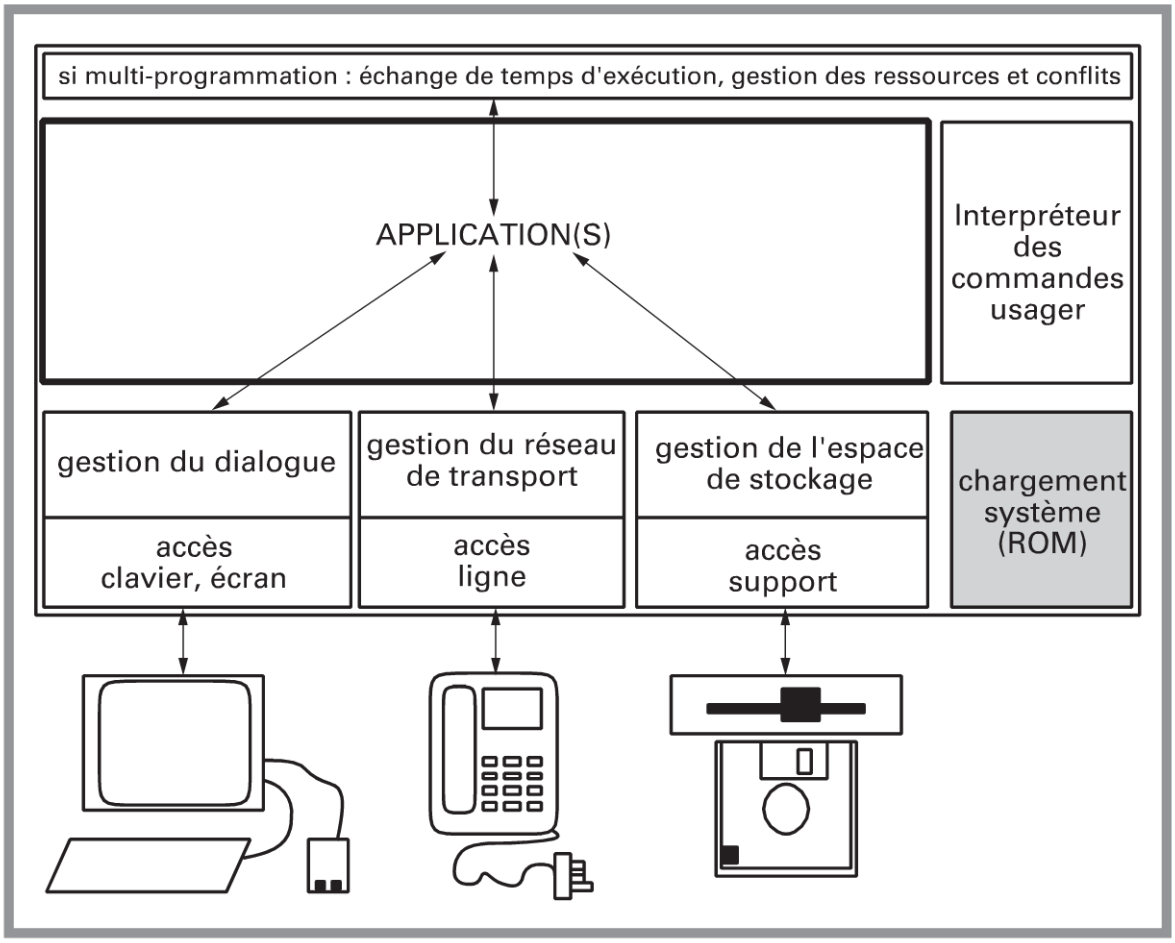


Figure 25.2 - Architecture logicielle type d'un ordinateur en mémoire centrale.

Le système d'exploitation résidant à demeure en mémoire centrale comporte, d'une part un programme appelé **interpréteur de commandes**, qui assure la fonction fondamentale de chargeur des autres programmes, et d'autre part des procédures d'accès aux supports périphériques de manière fiable et rationnelle (gestion). L'existence de ces procédures, en même temps qu'elle rend la programmation des applications indépendantes de certaines contingences (protocoles de réseaux, formats de disquettes, types d'imprimantes et d'écrans, etc.), introduit un problème de **compatibilité**. Un logiciel du commerce est conçu pour un environnement logiciel déterminé (sous le système d'exploitation X). En version «exécutable» il est de plus conçu pour un processeur déterminé (langage-machine Y). Ces problèmes de compatibilité ont beaucoup contribué à la normalisation des produits matériels et logiciels. Le détail des fonctionnalités des systèmes d'exploitation est traité en fin de chapitre, notamment ce qui concerne la multiprogrammation (§ 25.3.5).

Copyright © 2011 Dunod.

25.1.3 Initialisation de l'ordinateur

L'initialisation d'un ordinateur (*boot strap*, ou *cold start*, en anglais) est le processus automatique par lequel la mise sous tension du matériel provoque l'enregistrement en mémoire centrale et l'entrée en exécution d'un système d'exploitation.

■ Phase matérielle spécifique de la mise sous tension

Le déclenchement matériel est assuré par le circuit d'alimentation qui maintient à l'état actif, pendant les quelques microsecondes qui suivent la mise sous tension, un signal appelé **reset**.

Le processeur central, selon l'état du signal reset réalise, soit son cycle normal de lecture-exécution d'instructions en faisant évoluer à chaque pas son compteur ordinal (reset inactif), soit suspend toute activité après avoir forçé son compteur ordinal à une valeur fixée (reset actif).

Cette valeur d'adresse est le point de départ d'un programme d'amorçage dont le support en mémoire centrale est en technologie ROM, ou du moins non volatile, alors que le reste de l'espace de mémoire centrale est en technologie vive (RAM). Ainsi, lorsque le signal reset redevient inactif, s'opère un démarrage contrôlé du matériel, conduit dès lors exclusivement par du logiciel. Dans certains systèmes, il est en plus possible de provoquer l'activation du signal reset par une touche accessible à l'usager, voire par une instruction spéciale du langage-machine. Ce procédé permet de reprendre le contrôle perdu à la suite d'un dysfonctionnement logiciel.

■ Phase logicielle d'initialisation

Le programme d'amorçage a pour rôle d'enregistrer en mémoire centrale et de lancer un système d'exploitation complet, situé le plus souvent sur disque, mais parfois aussi à partir d'autres supports, tels que disquettes ou CD-ROM, voire à travers une liaison de transmission (téléchargement). Pour solliciter l'acquisition d'information auprès du périphérique choisi, le programme d'amorçage fait appel à des procédures logicielles spécifiques liées à l'interface correspondante, et qui sont également implantées en technologie ROM (ROM-BIOS). Préalablement au chargement, le programme d'amorçage effectue un test de la mémoire centrale pour en vérifier la bonne marche et pour s'enquérir de sa taille (modules d'extension optionnels). Dès son lancement, et avant d'entamer le dialogue avec l'usager, le système d'exploitation procède à diverses initialisations : identification et test des périphériques standard présents dans la configuration, lancements d'activités routinières telles que surveillance du réseau, travaux d'impression en instance, etc.

Copyright © 2011 Dunod.

25.2 Unité centrale

25.2.1 Architecture minimale

Le principe fondateur de l'architecture matérielle consiste à placer un composant de calcul (UAL) au centre d'un réseau d'acheminement de données qui doit permettre de connecter sélectivement et temporairement tout composant d'acquisition ou de stockage comme fournisseur d'opérandes et tout composant de restitution ou de stockage comme destinataire du résultat. Ces connexions sont déterminées pour chaque étape élémentaire (cycle d'horloge) par une micro-instruction, délivrée par la commande (séquenceur), et qui code le choix d'une fonction de calcul, d'adresses d'opérande et/ou de résultat. Une suite de micro-instructions, appelée microprogramme, correspond à une instruction du langage-machine. Les instructions du langage-machine sont lues en mémoire centrale par la commande, qui utilise à cet effet une adresse contenue dans un registre interne permanent, le compteur ordinal. L'incrémentation de ce compteur permet d'enchaîner l'exécution des instructions dans l'ordre de leur enregistrement. La *figure 25.3* représente une structure fonctionnelle minimale de processeur central capable de réaliser un traitement programmé enregistré dans la mémoire centrale. Cette dernière est accessible, de même que la périphérie, à travers le bus central.

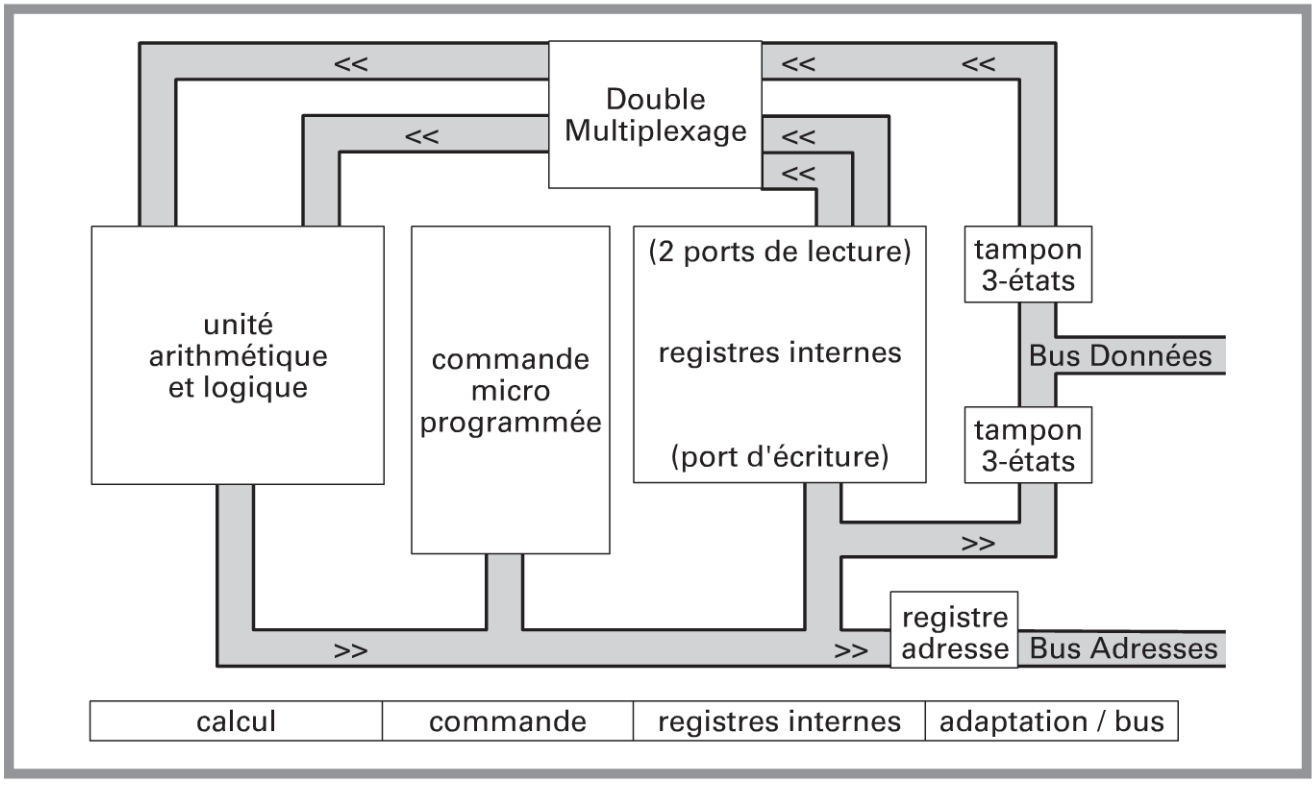


Figure 25.3 - Architecture minimale d'un processeur central.

Copyright © 2011 Dunod.

25.2.2 Accroissement des performances

La puissance de traitement tient évidemment en premier lieu à la vitesse opératoire. Elle tient aussi à l'ampleur de la mémoire centrale, qui supporte le logiciel actif : si elle est insuffisante, des échanges supplémentaires sont nécessaires entre mémoires de masse et centrale, ce qui allonge le temps de traitement. Enfin, la richesse d'expression du langage-machine va de pair avec la concision des programmes, mais se heurte au problème de son apprentissage : plus un langage comporte de verbes, moins il fait recourir à des périphrases, mais plus il faut de temps pour en comprendre les nuances et s'exprimer efficacement; c'est ce qui explique l'adoption progressive de processeurs à jeu d'instructions réduit (**RISC,** *Reduced Instruction Set Computer*).

Le principe fondateur du contrôle par le logiciel remplace un plan de connexion par l'énoncé d'une phrase (instruction). Depuis les langages symboliques de très haut niveau jusqu'à la microprogrammation, la construction du logiciel repose essentiellement sur la décomposition d'opérations élaborées en **séquences** d'opérations plus élémentaires. Cette démarche, qui permet de maîtriser la complexité des logiciels (théorie algorithmique, preuve formelle), s'oppose cependant à la recherche de performances en ce sens que les composants matériels sont sollicités successivement et non simultanément. Ainsi, les dispositifs décrits ci-après et qui équipent la plupart des architectures actuelles, sont-ils essentiellement basés sur le principe suivant : les composants matériels sont organisés pour «travailler» simultanément (en parallèle), mais l'expression logicielle reste séquentielle. Les effets de parallélisme introduits sont **transparents** pour le logiciel, et préservent la cohérence exprimée par sa séquentialité.

25.2.3 Pipe-line de micro-instructions

Dans le schéma minimal (*figure 25.3*), la durée du cycle d'horloge doit permettre la propagation d'un signal stabilisé le long du chemin des données, depuis la source d'opérande jusqu'aù destinataire du résultat, auprès duquel l'écriture doit être synchronisée par le signal d'horloge. L'idée du pipeline de micro-instructions consiste à scinder le chemin de données en plusieurs tronçons, chacun réalisant une phase du travail complet; les registres (*latch*) qui délimitent les tronçons permettent un stockage intermédiaire, divisant ainsi la période d'horloge initiale en plusieurs phases. Si l'exécution d'une micro-instruction nécessite toujours la réalisation de ses parties successives, les tronçons peuvent opérer simultanément, mais sur des micro-instructions consécutives. Ce chevauchement des phases d'exécution constitue un pipe-line de micro-instructions. La *figure 25.4* illustre un découpage en trois tronçons, correspondant aux trois phases d'une micro-instruction : sélection d'opérandes, calcul, stockage du résultat.

Copyright © 2011 Dunod.

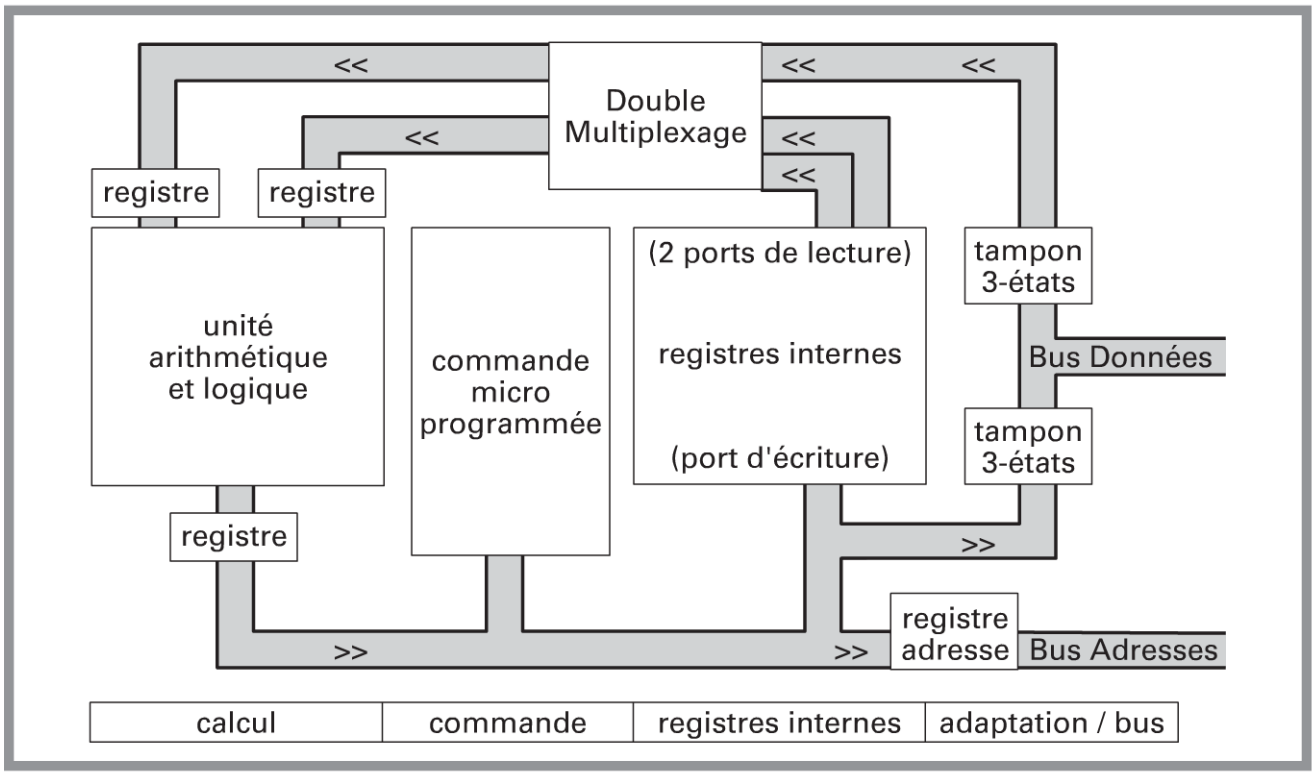


Figure 25.4 - Processeur central à pipe-line de micro-instructions.

Grâce à un découpage équilibré du travail entre les tronçons, la durée d'exécution d'une suite de micro-instructions peut ainsi être réduite d'un facteur égal au nombre de tronçons (degré du pipe-line). Dans les processeurs qualifiés de vectoriels, notamment, l'UAL elle-même est organisée en pipe-line, en raison du caractère très répétitif des opérations de l'algèbre linéaire telles que sommes de vecteurs, produits scalaires, etc.

25.2.4 Pipeline d'instructions

Au niveau du langage-machine, le schéma d'exécution d'une instruction (*figure 25.5*) comporte typiquement les phases suivantes – l'une ou l'autre pouvant être inutile : lecture du code de l'instruction en mémoire centrale, calcul d'adresse (adressages indexés, indirects, relatifs, virtuels, etc.), lecture d'opérande, calcul proprement dit, stockage du résultat. L'application généralisée du principe de pipe-line conduit à l'exécution en chevauchement de ces phases successives pour des instructions consécutives du langage-machine. Un dispositif superviseur doit vérifier en permanence le respect de la cohérence séquentielle : le fait d'entamer l'exécution d'une instruction alors même que la précédente n'est pas achevée peut conduire à une aberration lorsque ces instructions agissent sur une même donnée (dépendance de données). La détection d'une telle occurrence conduit alors à bloquer la progression au niveau nécessaire, pour laisser le pipe-line se vider en aval.

Copyright © 2011 Dunod.

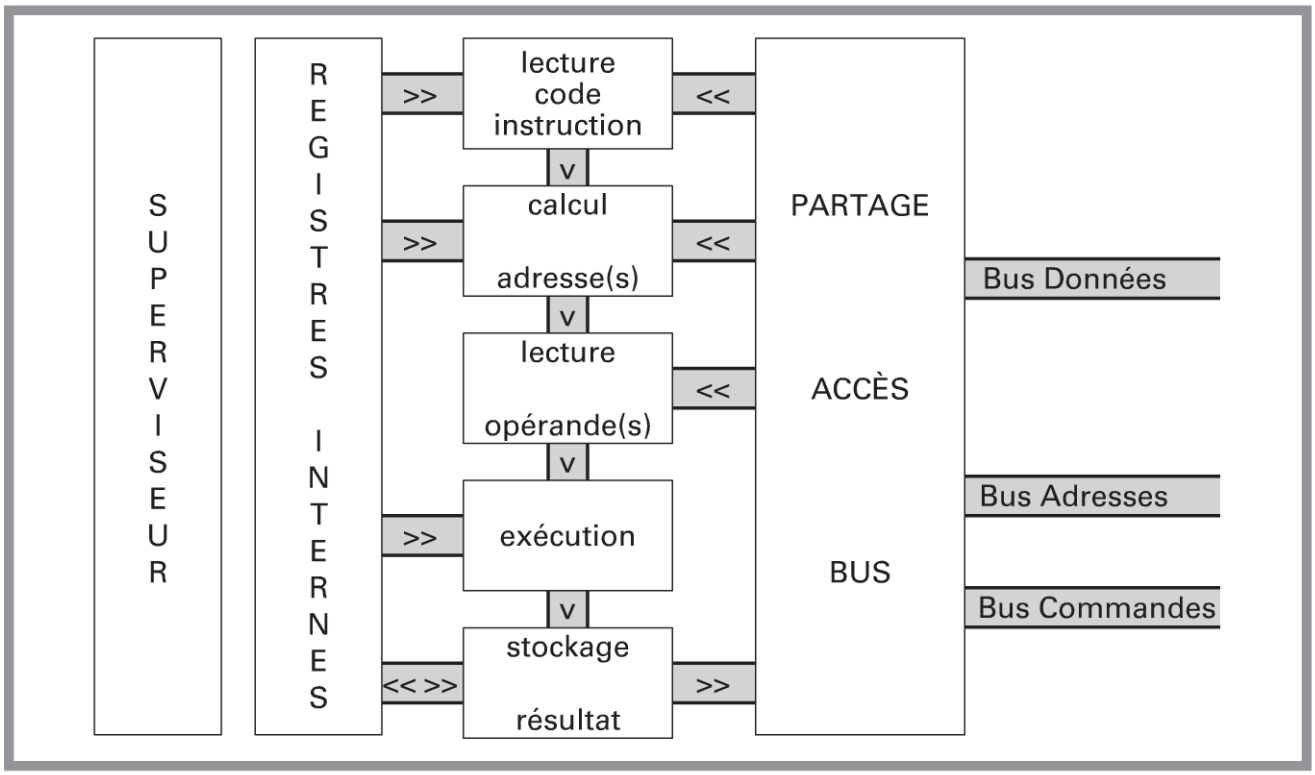


Figure 25.5 - Processeur central avec pipe-line d'instructions.

25.2.5 Architectures (massivement) parallèles

Une conception parallèle peut être mise en œuvre au niveau de la programmation elle-même : elle nécessite alors la prise en charge explicite des problèmes de dépendance de données et de points de synchronisation entre entités logicielles (coprogrammes), par une programmation et des fondements algorithmiques spécifiques du parallélisme. Les architectures matérielles qui peuvent supporter ce niveau de parallélisme sont très diverses. Elles reposent essentiellement sur la multiplicité des processeurs, voire des unités centrales, organisés en réseaux complexes d'interconnexion. La transparence peut cependant être partiellement préservée par le recours à des composants logiciels spécialisés (Basic Linear Algebra Services) que le développeur peut simplement intégrer dans ses applications.

25.2.6 Accélération de la mémoire centrale

La mémoire centrale est le support des instructions et des données actives d'un traitement. L'exécution d'un logiciel génère une succession d'accès à des unités d'information très petites (mots), dont la localisation est aléatoire : non pas que le logiciel agisse au hasard, mais qu'il puisse requérir les informations selon la chronologie de ses besoins, et non selon un ordre de rangement imposé par le

Copyright © 2011 Dunod.

support. En ce sens, le terme – ambigu – de *Random Access Memory* s'oppose à l'accès séquentiel qui caractérise d'autres technologies (bande magnétique, piste de disque magnétique ou optique). Ce caractère aléatoire a pour conséquence que le décodage d'adresse doit être entièrement renouvelable à chaque nouvel accès requis par le processeur. Ce décodage est d'autant plus long que l'espace de mémoire est plus ample (conséquence de l'entrance des circuits digitaux), ce qui met les deux aspects de la performance, vitesse et ampleur, en opposition. Dans ce contexte, les deux principaux dispositifs d'accélération de la mémoire centrale reposent sur des tentatives d'anticipation des requêtes, basées sur l'observation de la chronologie des adresses sollicitées.

■ Mémoire à entrelacement d'adresses

L'implantation des séquences d'instructions (compteur ordinal) et des tableaux de données (adressage indexé) en adresses consécutives constitue un moyen de représentation de ces structures algorithmiques de listes (ensembles ordonnés). Cet artifice, qui considère le code d'adresse comme un nombre entier, permet de bénéficier implicitement d'une relation d'ordre. Dès lors, l'apparition de requêtes d'accès à des **adresses consécutives** est fréquent, et fournit un premier argument d'anticipation. Par exemple (*figure 25.6*), un module (intervalle) de mémoire de 4 096 mots est formé de 4 circuits de RAM de 1 024 mots ; un registre rapide d'un mot vient prendre place entre chacune des 4 RAM et le bus, ce qui permet de disposer d'un accès très rapide

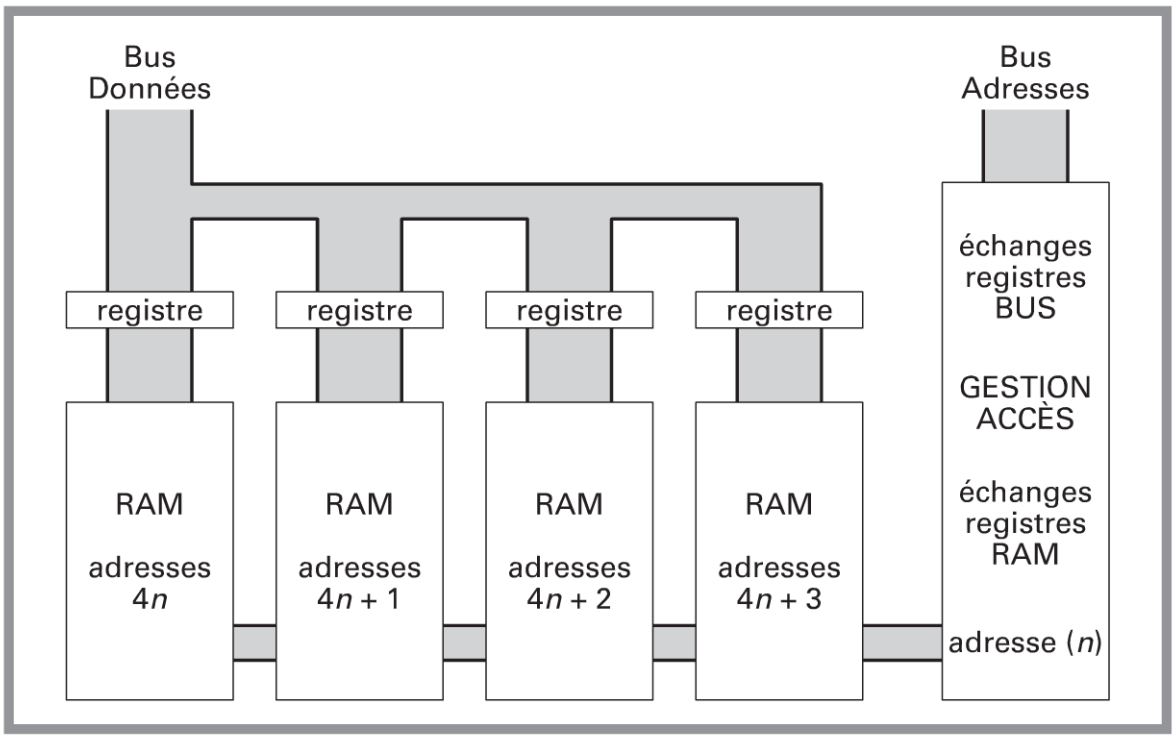


Figure 25.6 - Module de mémoire centrale à entrelacement d'adresses.

Copyright © 2011 Dunod.

à 4 des informations parmi 4 096. L'espace de 4 096 mots est réparti entre les 4 RAM de manière entrelacée, c'est-à-dire qu'elles prennent en charge respectivement les adresses $4n$, $4n + 1$, $4n + 2$ et $4n + 3$, n allant de 0 à 1 023. Ainsi, 4 mots consécutifs sont-ils accessibles rapidement en registres, et il n'est nécessaire de les renouveler que si une requête ne concerne aucun des 4. Ce renouvellement se fait à une vitesse normale, mais simultanément pour les 4 mots. Lors d'une série d'accès consécutifs, la durée sera normale une fois sur 4, et très brève 3 fois sur 4.

L'inconvénient de ce dispositif tient à son manque de transparence. En effet, l'exécution du logiciel conduit en réalité, non pas à l'apparition de séquences régulières, mais à des enchevêtrements de plusieurs séquences par l'alternance des accès à des instructions et à des données. Il est donc nécessaire d'organiser l'ensemble de l'espace de mémoire en modules qui disposent chacun d'un entrelacement indépendant, et de veiller à ne pas implanter les instructions et les données d'un programme dans un même module. Cette contrainte alourdit considérablement la tâche du système d'exploitation, surtout si le principe de mémoire virtuelle est également mis en œuvre dans l'architecture.

■ Mémoire cache

Le dispositif appelé mémoire cache (*figure 25.7*) repose également sur la duplication en registres rapides de certaines informations, mais l'argument de leur choix ne repose plus sur un critère de voisinage d'adresse. Le gestionnaire du cache réalise, en travail de fond, une **observation statistique** de l'activité des

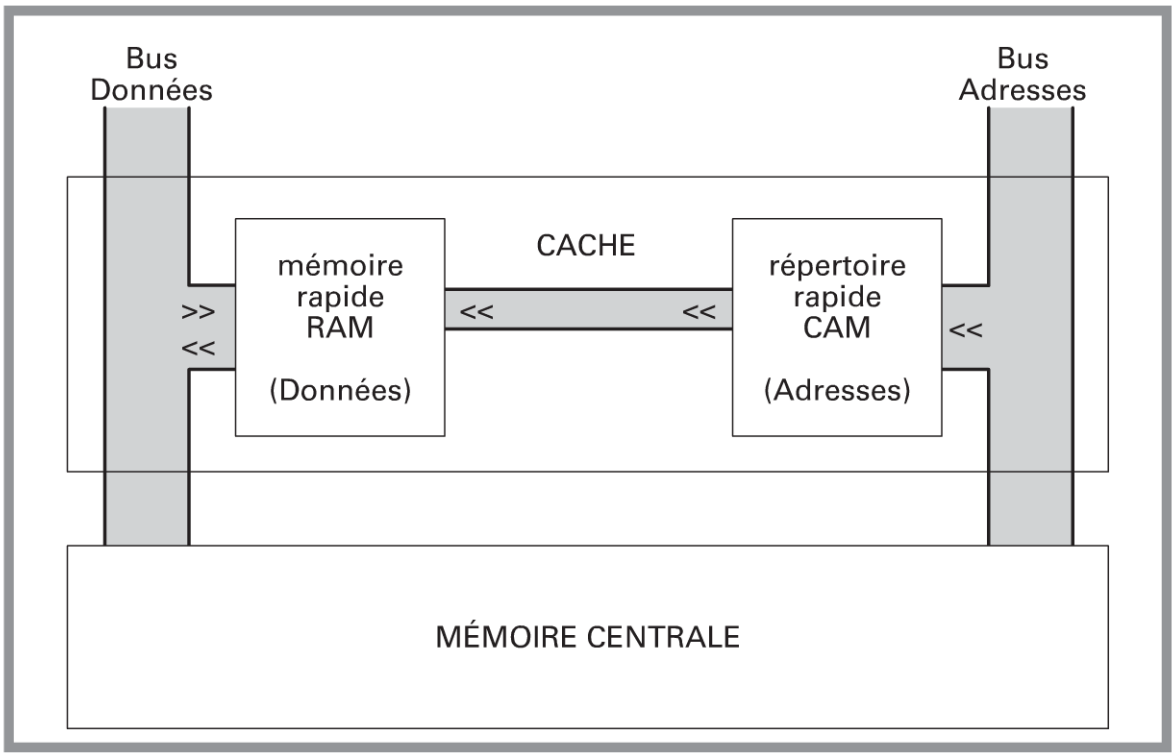


Figure 25.7 - Mémoire cache.

Copyright © 2011 Dunod.

informations, de manière à dégager des pronostics : une information qui «se réveille» peut prendre place dans le cache, alors qu'une information qui «s'endort» peut céder la place. Ce travail permanent du cache est totalement transparent au processeur. Au contraire de l'entrelacement, son efficacité ne nécessite aucune précaution de la part du système d'exploitation. Cependant, la plupart des processeurs disposent d'instructions permettant de forcer une mise en cache, ce qui permet d'en accroître l'efficacité lorsqu'une activité, de probable devient certaine. On notera que la détermination rapide de la présence d'une information en cache repose sur l'emploi d'une mémoire associative, ou **CAM** (*Content Adressable Memory*), qui supporte une liste d'adresses.

■ Mémoire cache et mémoire à entrelacement d'adresses

Le taux d'activité des informations est généralement plus significatif lorsqu'il est mesuré non pas par mot, mais par groupe de mots consécutifs appelé ligne de cache et qui constitue l'unité de gestion. Cette observation plus grossière, outre le fait qu'elle nécessite moins de matériel pour consigner les mesures et moins de temps pour les traiter, intègre le fait que l'activité est le plus souvent un phénomène collectif, instructions en boucles d'itération, données en tableaux, récursivité, etc.

La présence d'un cache, opérant par lignes, donne un intérêt considérable à l'entrelacement. En effet, les accès à la mémoire centrale, du fait du travail de fond réalisé par le cache (échanges de lignes), sont fortement séquentiels. Un entrelacement de la mémoire centrale, modulaire ou non, permet alors d'accélérer cette tâche, et par conséquent de bénéficier plus rapidement de la présence des données en cache.

Le cache est parfois situé directement sur le même circuit intégré que le processeur (cache interne). Cette option nécessite toutefois quelques précautions de cohérence lorsque des interfaces de périphériques sont dotées de l'accès direct en mémoire (DMA). En tout état de cause, la présence d'un entrelacement ou d'un cache (externe) nécessite un protocole asynchrone (*handshake*) pour le bus central, faute de quoi la variabilité du temps de réponse de la mémoire centrale serait inexploitable.

25.3 Interfaces de connexion des périphériques

De même que le processeur central, un instrument périphérique ne réalise d'actions que celles prévues – et dans l'ordre prévu – par le logiciel. Le processeur traduit le logiciel en signaux de commande destinés aux divers constituants, internes ou externes au processeur. Cependant, si la communication entre processeur et mémoire centrale relève d'une technologie digitale homogène, il en va

Copyright © 2011 Dunod.

tout autrement des signaux nécessaires à la marche des instruments périphériques. Ces derniers sont généralement très hétérogènes et relèvent souvent de la conduite de processus continus (pilotage de mouvements mécaniques, modulation de signaux analogiques). Pour le disque magnétique, par exemple (*figure 25.8*), il s'agit de générer (respectivement capter) un signal continu d'écriture (respectivement lecture), tout en assurant la commande des dispositifs mécaniques (moteur de rotation, positionnement de la tête). Il convient en plus de gérer la fiabilité, en détectant et réparant les anomalies.

L'intégration d'un instrument périphérique pose donc un double problème :

– sa connexion électrique à l'unité centrale (par le bus central) ;

– son pilotage, direct ou indirect, par le logiciel.

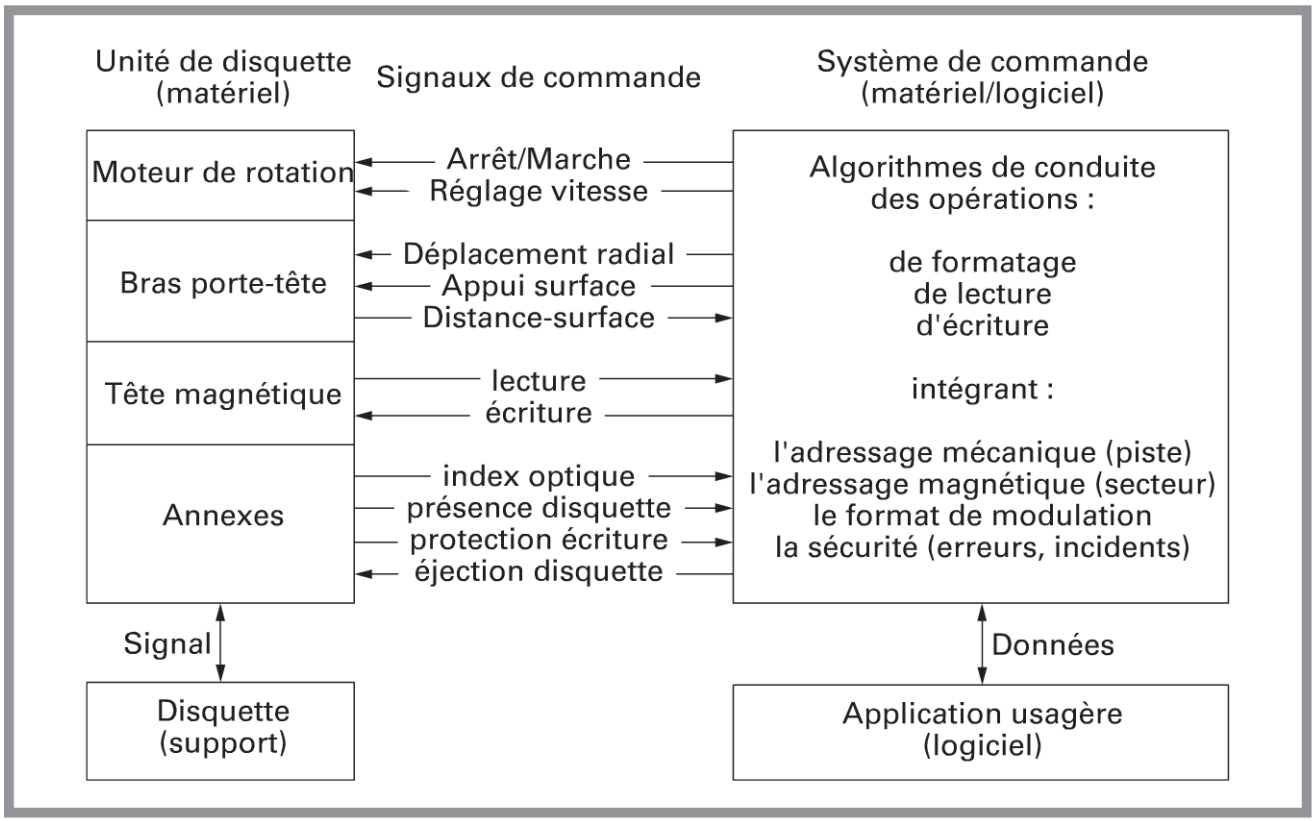


Figure 25.8 - Exemple d'échanges avec un périphérique : disquette magnétique.

25.3.1 Interface minimale, contrôle logiciel intégral

Le moyen le plus immédiat de commande d'un instrument périphérique consiste à rendre directement accessible au logiciel la totalité de ses signaux. Le logiciel devra donc conduire un processus en temps réel. L'interface matérielle réalise alors simplement l'adaptation physique des signaux (puissance électrique, nature

Copyright © 2011 Dunod.

analogique/digitale) et l'intégration au protocole de bus (adresse physique identifiant l'interface). L'interface de simple connexion permettra ainsi au logiciel de consulter ou de mettre à jour des valeurs de signaux par lecture ou écriture de bits ou codes, à travers le bus de données (*figure 25.9*).

Une conséquence importante de la contrainte du temps réel dans le cadre des accès périphériques est la séparation formelle entre les fonctions de traitement (calcul) et d'entrées/sorties dans les langages de programmation. Une fois qu'un processus d'écriture est entamé, les bits de données doivent être disponibles à temps pour générer un signal de façon continue, ce qui conduit par sécurité à les établir tous avant le démarrage du processus. En lecture, le traitement ne débutera qu'après l'acquisition de tous les bits, ne serait-ce qu'en raison des erreurs possibles avec les tentatives de relecture.

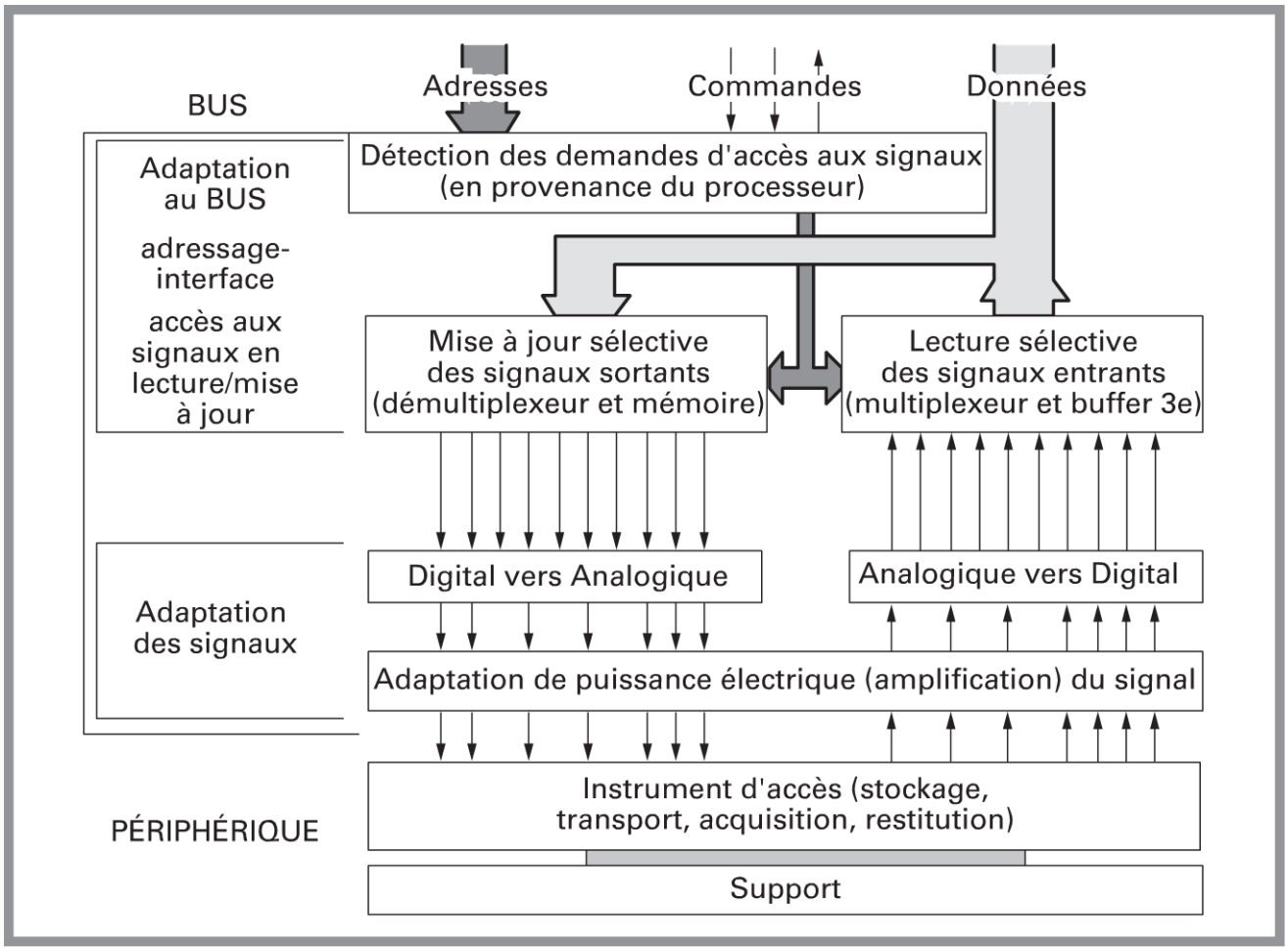


Figure 25.9 - Interface de simple connexion (conduite logicielle intégrale).

Le conditionnement commercial d'un périphérique standard comporte :

– le périphérique et sa liaison à l'interface;

– l'interface à connecter au bus central;

Copyright © 2011 Dunod.

– des procédures logicielles standards (lecture, écriture, opérations annexes) à intégrer au système (en ROM-BIOS et/ou sur disquette, CD-ROM) ;

– la documentation technique.

La partie adaptation-bus peut également être disponible isolément (interface universelle), ce qui permet à un usager compétent de réaliser la connexion d'instruments non standard. Le développement des circuits d'adaptation des signaux et du logiciel de commande est alors à sa charge.

25.3.2 Contrôleurs

Le principal inconvénient de la conduite logicielle intégrale, outre l'encombrement de la mémoire centrale, réside dans la contrainte de temps réel. L'unité centrale, monopolisée par la commande du périphérique, passe l'essentiel du temps à attendre des échéances qu'il ne faut manquer en aucun cas. Une telle contrainte ne permet pas – sans risques – de concevoir une activité parallèle, même la commande simultanée d'un autre périphérique. Aussi le contrôle peut-il être réalisé (*figure 25.10*) par un circuit électronique intégré à l'interface, appelée alors **contrôleur**.

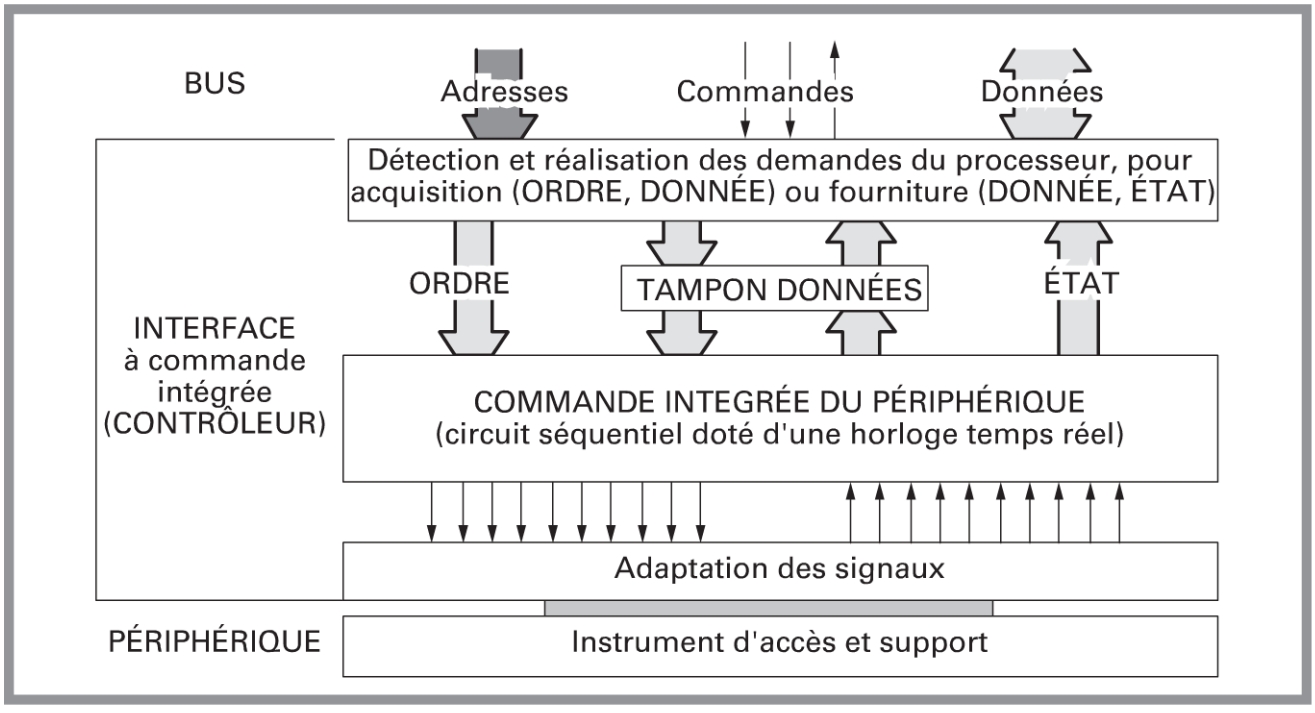


Figure 25.10 - Interface à commande intégrée (contrôleur).

Si le contrôleur dispose d'une totale autonomie de commande du périphérique, l'initiative du lancement revient toujours au logiciel, par le biais d'un code

Copyright © 2011 Dunod.

d'**ordre**, accompagné éventuellement de paramètres (adresse disque, réseau, etc.). Le contrôleur est doté d'un tampon qui permet des échanges par «paquets de bits» avec l'unité centrale. Un code d'**état** permet au processeur de s'informer en permanence de l'avancement du processus (processus en cours/achevé/abandonné, incidents), et de procéder en temps voulu à l'évacuation (tampon plein) ou la livraison (tampon vide) de données.

25.3.3 Accès direct mémoire (DMA) – Interruptions

En présence d'un contrôleur, le logiciel n'a presque plus rien à faire, si ce n'est des échanges unitaires de données entre mémoire centrale et tampon, échanges rares mais à échéances impératives (synchrones). Le manquement d'un échange compromettrait définitivement le déroulement du processus. Il est vrai que, moyennant une rapidité d'exécution suffisante, l'unité centrale peut desservir plusieurs interfaces simultanément actives. L'interrogation d'état se fait alors en scrutation (*polling*). Il y a cependant une différence essentielle entre les échéances :

– si un échange de donnée est requis, le logiciel **doit** y procéder à temps (asservissement à la cadence imposée par l'interface) ;

– si le processus complet est achevé, le logiciel **peut** entamer le traitement (synchronisation au plus tôt sur fin d'entrée/sortie).

La responsabilité du logiciel concernant les échanges élémentaires est liée manifestement au monopole du processeur (seul maître du bus central), en matière d'accès à la mémoire centrale. Par conséquent, un partage de cette autorité avec l'interface pourrait affranchir totalement le logiciel des contraintes impératives (temps réel) en cours de processus.

Un contrôleur conçu pour prendre lui-même l'initiative des accès en mémoire centrale (interface DMA, *Direct Memory Access*) se voit communiquer, avec l'ordre initial de lancement, l'adresse de la zone d'échange en mémoire centrale choisie par le logiciel. On dit aussi que l'interface procède par **vol de cycle** (mémoire) (*figure 25.11*).

Le mécanisme d'**interruption** constitue une autre forme de synchronisation entre logiciel et contrôleur : le circuit de commande du processeur réalise alors, simultanément à l'exécution normale de logiciel, une scrutation permanente des demandes d'interruption. Sur activation du signal d'interruption par une interface, le processeur suspend l'exécution du logiciel en cours, pour exécuter un programme particulier appelé routine d'interruption, puis reprend le logiciel suspendu. La routine d'interruption, après analyse de l'origine de la demande, procède à l'échange requis. Le mode DMA est cependant indispensable lorsque la cadence des échanges dépasse les possibilités du processeur, sans pouvoir dépasser toutefois la bande passante de la mémoire centrale.

Copyright © 2011 Dunod.

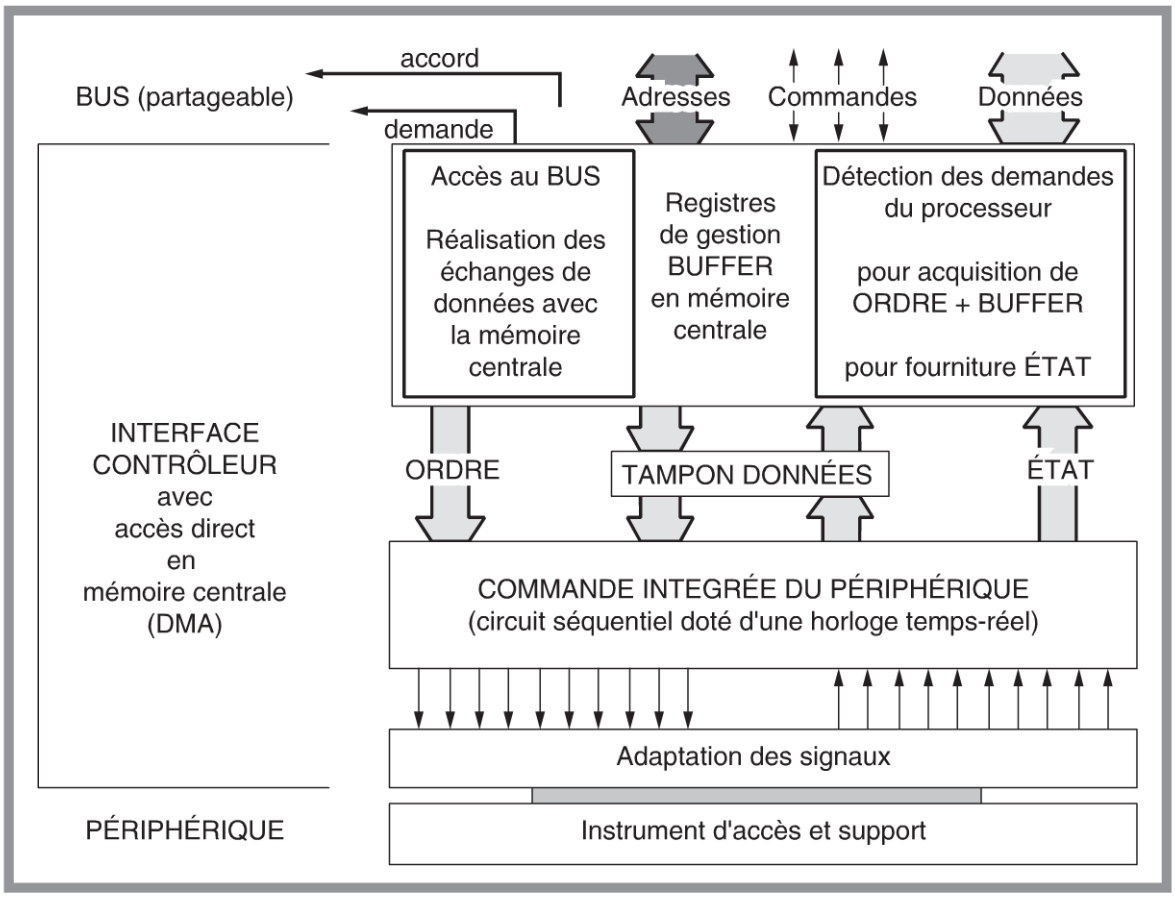


Figure 25.11 - Interface contrôleur avec accès direct mémoire (DMA).

25.3.4 Canaux et processeurs d'entrées/sorties

La possibilité, pour un contrôleur DMA, d'accéder à volonté à la mémoire centrale libère le logiciel d'une contrainte majeure : une fois qu'un processus d'échange est lancé, la circulation des données entre la mémoire centrale et l'interface est transparente. Le logiciel retrouve alors immédiatement toute liberté d'action; il lui reviendra toutefois d'assumer sa cohérence algorithmique en évitant d'interagir avec le buffer pendant le processus d'échange et de se synchroniser sur la fin de ce dernier.

Cette liberté d'action rend possible le parallélisme traitement/échange et peut notamment conduire le logiciel à solliciter de nouveaux échanges, destinés ou non à la même interface. Il en résulte deux problèmes nouveaux :

– le lancement d'une interface n'est évidemment possible qu'en l'absence de processus déjà en cours, d'où un blocage possible pour le logiciel;

– l'activité simultanée de plusieurs interfaces est possible en raison de leur totale autonomie, mais à la condition que le débit de la mémoire centrale et la vitesse de partage du bus supportent la cadence ainsi cumulée.

Copyright © 2011 Dunod.

Pour prévenir le blocage logiciel, le contrôleur peut être conçu pour «exécuter» successivement une **liste** d'ordres, construite préalablement en mémoire centrale. L'interface est alors appelée **canal**. Le logiciel construit cette liste et en transmet l'adresse au canal. Peuvent donc coexister en mémoire, une liste en cours d'exécution par le canal (**programme-canal**), et une liste en cours de construction par le logiciel (**file d'attente**). Le canal «marque» les éléments du programme-canal à mesure de leur achèvement, pour permettre au logiciel la synchronisation individuelle.

La limitation du débit cumulé des échanges périphériques à la bande passante de la mémoire centrale nécessite une instance de **régulation** centralisée, dont le rôle est de décider si un nouveau lancement est possible, compte tenu des échanges déjà en cours. Cette instance peut être le système d'exploitation, qui centralise de toute manière et pour des raisons de sécurité les requêtes des applications. Mais lorsque l'équipement périphérique s'accroît, la complexité de la régulation augmente sensiblement. Dans ce cas, il est souhaitable que la fonction de régulation soit assurée par un dispositif matériel associé aux interfaces, qui coordonne l'activité de plusieurs canaux, et que l'on appelle **processeur d'entrées/sorties** ou canal multiple (*figure 25.12*).

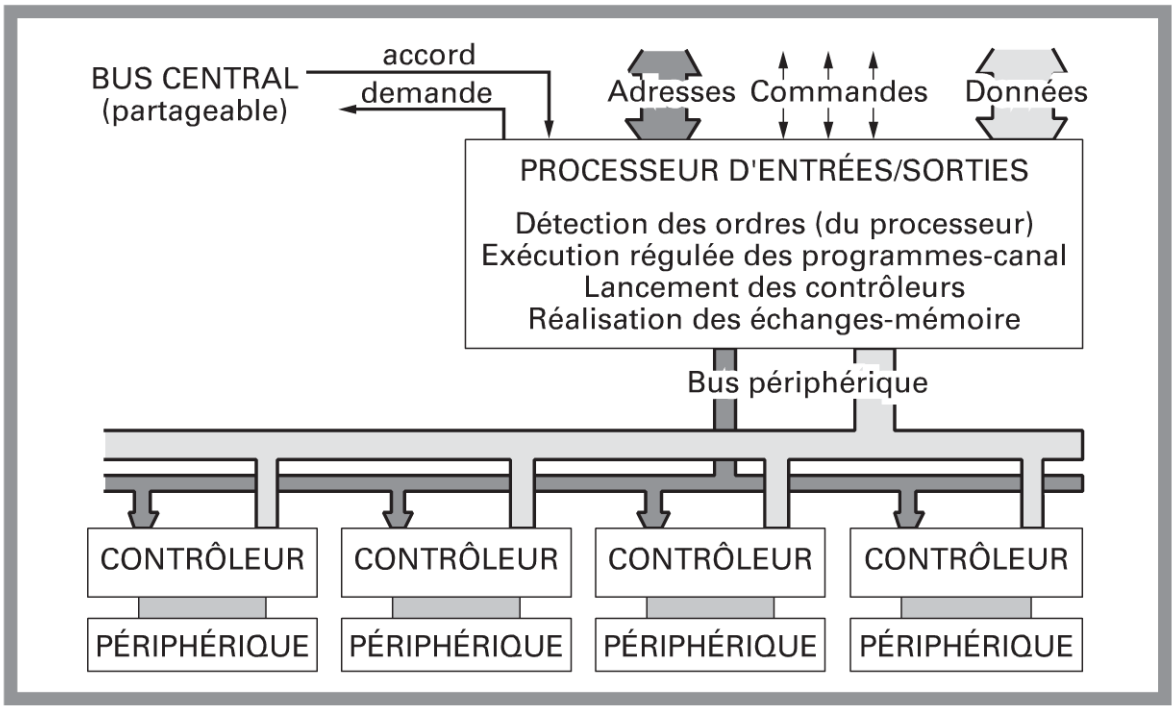


Figure 25.12 - Interface à contrôleurs multiples et régulation de flux (processeur d'entrée/sortie).

25.3.5 Genèse de la multiprogrammation – Interruptions

Du point de vue du logiciel, qui reste la référence unique de l'ordonnancement global d'un traitement, l'introduction du parallélisme se heurte à la complexité

Copyright © 2011 Dunod.

«dissuasive» de sa maîtrise. En revanche, si l'on considère que plusieurs programmes indépendants peuvent trouver place dans la même mémoire centrale, rien ne s'opposerait a priori à leur exécution simultanée, à condition que la structure séquentielle interne à chacun soit assurée. C'est ce qui a constitué, historiquement, la genèse de la multiprogrammation. Un programme d'application, qui parvient au cours de son exécution à un point d'attente, peut «céder» provisoirement le processeur à un autre programme d'application qui n'est pas (ou plus) tributaire lui-même d'une attente, ... et à charge de revanche. De cette manière, l'exécution de plusieurs programmes peut être **entrelacée**, au gré des cessions mutuelles du processeur. En raison de l'unicité du processeur, il ne s'agit pas d'une exécution réellement simultanée de plusieurs applications en ce qui concerne le calcul, mais d'une illusion à l'échelle humaine. L'exécution d'une application n'est pas plus rapide, mais il est possible d'exécuter plus d'applications à la fois, ce qui est un facteur de rentabilisation de l'architecture matérielle.

Le mécanisme de cession mutuelle (commutation de process) est, a priori, strictement logiciel et à l'initiative du programme en cours d'exécution. Il se traduit par l'appel d'une procédure-relai du système d'exploitation appelée **dispatcher**, qui détient une table de localisation des programmes présents, et de leurs points d'arrêt (valeur de compteur ordinal).

Il est apparu cependant que le mécanisme de cession volontaire n'était pas suffisant, ni pour la sécurité opératoire (programmes erronés monopolisant indéfiniment le processeur), ni pour l'exploitation optimale de la périphérie (interfaces inactives malgré les files d'attente), ni pour une gestion fine de la multiprogrammation (priorités ou partage équitable du temps). Pour ces différentes raison, un **système d'interruptions** permet de contraindre le processeur à une action urgente et indépendante de l'exécution en cours. Ainsi par exemple, les interruptions régulièrement sollicitées par une minuterie de temps réel, permettent-elles de réaliser un partage temporel équitable du temps-processeur entre applications (temps partagé). Celles sollicitées par une interface en fin de travail permettent de relancer le programme qui attend, de même que l'interface elle-même, pour un travail en souffrance (liste d'attente). Celles générées par un clavier permettent à l'usager de «tuer» un programme erroné (avortement).

25.4 Logiciel d'exploitation

La fonction première de l'ordinateur est la réalisation de traitements d'information très divers, par le recours à une architecture matérielle unique, mise en action par du logiciel amovible en mémoire centrale. Autant le processeur central d'exécution ne connaît-il qu'un flot continuel d'instructions élémentaires, autant l'usager est amené à considérer le logiciel comme formé d'entités bien délimitées (programmes), et nommées en rapport avec leur objet – gestion de stocks, contrôle de processus, etc.

Copyright © 2011 Dunod.

L'**exploitation** de l'ordinateur peut se définir comme l'ensemble des actes qui conduisent à l'objectif central qu'est l'exécution d'un logiciel : conception et réalisation, stockage du logiciel et des données permanentes sur des supports adaptés, enfin enregistrement pour exécution. Si la signification (sémantique) d'un traitement d'information, et donc son expression particulière en termes de logiciel, reste du ressort exclusif de son concepteur humain, les manipulations liées à son exploitation peuvent en revanche être considérées comme des servitudes banalisables. C'est là précisément l'objet du logiciel d'exploitation.

La fonction fondamentale du **système d'exploitation** est de permettre aux logiciels d'application de venir prendre place en mémoire centrale (chargement) pour leur exécution. Cette fonction est assurée par un programme que l'on appelle **interpréteur de commandes** ou moniteur qui, par un dialogue avec l'usager à travers un ensemble clavier-souris-écran, met le système matériel à sa disposition. Accessoirement, un moniteur offre aussi certains services d'utilité générale, tels que copies d'information pour sauvegarde, initialisation et réorganisation des supports de stockage, etc.

La deuxième fonction du système d'exploitation est de prendre en charge, pour le compte des applications, les problèmes d'accès aux supports périphériques standard (gestion de la périphérie), de manière à affranchir les applications de toutes les contingences liées à la conduite du matériel; ce rôle d'**interface** est assuré par un ensemble de fonctions logicielles organisées en couches fonctionnelles de niveau croissant d'intégration de services.

Enfin, lorsque l'ordinateur est exploité en multiprogrammation, le rôle du système d'exploitation est de partager l'accès à l'exécution, de prévenir les conflits et d'optimiser les ressources (mémoire, périphérie).

La majeure partie des fonctionnalités décrites ci-dessus est résidante, c'est-à-dire à demeure en mémoire centrale, par nécessité (chargeur, relais multiprogrammation) ou par efficacité (gestion de la périphérie).

25.4.1 Gestion de la périphérie

L'organisation du logiciel d'interface avec la périphérie standard est fondée sur la recherche de la transparence pour les applications, donc de leur adaptabilité : à l'égard des particularités technologiques d'abord, de la localisation des données ensuite.

■ Accès aux supports

Au niveau le plus élémentaire, l'accès à un support nécessite la connaissance de l'adressage physique de l'interface matérielle sur le bus central, de son langage particulier (codage des ordres et états), des incidents habituels et de leurs réparations possibles. Les fonctions de base telles que acquisition/restitution (support

Copyright © 2011 Dunod.

de dialogue), lecture/écriture (support de stockage) ou réception/émission (support de transmission), sont prises en charge par des **logiciels pilotes (driver ou BIOS)**. Le recours à ces logiciels permet de masquer, pour les applications, la diversité technologique des supports et de l'architecture matérielle de l'ordinateur. Ainsi, par exemple, un logiciel de facturation est-il rendu indépendant du type d'imprimante ou de disque utilisé, et des incidents pouvant survenir à l'exécution. Il s'agit d'un facteur de portabilité important.

■ Méthodes de gestion des supports standard

La couche logicielle suivante répond à un objectif d'ordre méthodologique. Il s'agit de **partager** rationnellement l'usage des supports entre les applications. Ainsi, l'espace physique de stockage d'un disque peut-il être réparti en sous-espaces appelés **fichiers**, identifiés par des noms symboliques, et répertoriés dans une table permanente située sur le même disque (*directory*). De même, la connexion de l'ordinateur à un réseau de communication lui permet-elle d'accéder, à travers un lien physique unique, à divers autres ordinateurs, grâce à des annuaires d'**abonnés** identifiés par leurs noms, associés à leur localisation physique. Enfin, l'espace de visualisation d'un écran est partageable en **fenêtres**, ce qui offre un moyen de dialogue avec plusieurs applications simultanément actives.

Par les conventions qu'il introduit nécessairement, notamment en matière de réseaux (trames et protocoles), dans une moindre mesure pour les disquettes (formats), ce service logiciel est fortement normatif, mais facilite considérablement la communication entre matériels différents. La transparence apportée à ce niveau permet aux applications de s'adresser à des fichiers, des abonnés, des fenêtres de dialogue, qui sont des désignations symboliques et non à des disques, des lignes et des écrans physiques.

■ Assignation, redirection

À un niveau d'abstraction plus élevé, les communications d'une application avec les instances de stockage, transport et dialogue peuvent être intégrées en une vision unique. Dans son expression logicielle, une application identifiera les données relatives à son travail, non par leur **localisation**, qui pourra varier d'une exécution à l'autre, mais par leur **fonction**, qui relève de leur sémantique invariable. Par exemple, un logiciel de gestion commerciale doit accéder à des données relatives aux clients et aux stocks. Ces deux catégories d'information ressortissent à des sémantiques différentes, et seront nécessairement organisées en fichiers distincts. En revanche, les fichiers de stocks et de clients de plusieurs entreprises indépendantes doivent pouvoir cohabiter, sous des noms différents sur un même disque, et être traités en plusieurs exécutions indépendantes, par le même logiciel. L'association temporaire d'un identifiant formel invariant (fonction) et d'un identifiant réel variable (localisation), appelée **assignation** est un paramétrage qui

Copyright © 2011 Dunod.

permet d'adapter une version unique de logiciel d'application à différents choix de données à l'exécution.

Le concept d'assignation prend une importance considérable avec la mise en réseau. Ainsi, une exécution de l'application commerciale peut-elle être réalisée sur l'unité centrale d'un premier ordinateur (serveur d'application), accéder aux fichiers stocks et clients situés sur le disque d'un deuxième ordinateur (serveur de bases de données), sous le contrôle d'un usager utilisant le clavier-écran d'un troisième ordinateur. Dans cet exemple, le mécanisme d'assignation est mis en œuvre de façon récurrente, et conduit en quelque sorte à la connexion en chaîne des fonctions de dialogue, de transport et de stockage, au sein d'un même ordinateur, et entre ordinateurs reliés en réseau.

25.4.2 Gestion de la multi-programmation

■ Gestion de la périphérie et multi-programmation

L'exécution entrelacée de plusieurs tâches, qui définit la multi-programmation, trouve son origine dans la simultanéité de fonctionnement des interfaces avec un processeur central unique (§ 25.2). Pour que la mise en œuvre reste transparente aux tâches d'application, les **commutations** (passages du processeur à une autre tâche) ont lieu par le biais des procédures standards de gestion de la périphérie. Lors de l'interrogation sur l'achèvement d'une entrée/sortie (état de l'interface), en cas de réponse négative, la procédure standard «passe le relais» à une tâche susceptible de bénéficier du processeur, au lieu de se cantonner à ré-interroger l'interface en boucle d'attente, comme ce serait le cas en monoprogrammation. Le contexte de la multi-programmation introduit aussi la nécessité de précautions spécifiques quant à l'usage des supports. On n'imagine pas qu'au hasard de l'exécution entrelacée, deux tâches puissent produire sur une imprimante unique un document enchevêtrant des caractères ou lignes issues des deux. Il convient donc de réglementer de façon centralisée l'accès aux ressources périphériques de l'ordinateur. Une **ressource** physique, comme l'accès à une imprimante, devra être attribuée de façon exclusive à une seule tâche, alors qu'un disque ou une ligne de transmission seront partageables : c'est l'accès à un fichier ou une voie de communication qui sera considéré comme une ressource. L'attribution et la restitution d'une ressource sont intégrées aux fonctions d'**ouverture** et de **fermeture** de fichiers ou de sessions, vues par l'application comme des services (localisation du fichier-disque ou de l'abonné-réseau). On notera que l'attente de libération d'une ressource allouée constitue un nouveau prétexte à commutation, généré par l'existence même de la multiprogrammation.

■ Gestion des tâches, temps partagé, tâches de fond

Une tâche en cours d'exécution peut céder «volontairement» le processeur dès qu'elle est en attente d'entrée/sortie ou de ressource. Un système d'interruption

Copyright © 2011 Dunod.

peut aussi provoquer de telles commutations de manière asynchrone. Une commutation se traduit par l'abandon provisoire de l'exécution de la tâche en cours, et le choix d'une tâche bénéficiaire éligible, c'est-à-dire qui ne soit pas elle-même en attente de ressource : ce choix peut se faire au hasard (*time slicing*), mais il est plus pertinent d'associer aux tâches un niveau de **priorité**, ce qui permet de gérer des degrés d'urgence différents dans l'exploitation. L'approche la plus courante consiste à distinguer trois classes de priorités. La plus prioritaire rassemble les tâches de type **temps réel**, la moins prioritaire les tâches dites de fond ou d'**arrière-plan**. Les tâches de ces deux classes n'ont qu'exceptionnellement recours au dialogue humain. La classe intermédiaire correspond aux tâches dites conversationnelles qui sont au contraire en dialogue continuel. Le **temps partagé** (*time sharing*) est un système de priorités tournantes qui permet, grâce aux interruptions générées régulièrement par une horloge, de partager équitablement le temps d'exécution entre ces tâches.

■ Systèmes multitâches

Un système multitâches permet de concevoir la programmation d'une application comme un ensemble de tâches exécutables simultanément, mais qui «dialoguent» ou se synchronisent entre elles au lieu d'être réputées indépendantes. Ces fonctionnalités d'ordonnancement intertâches permettent à une application d'exploiter explicitement la multiprogrammation (ou une architecture à processeurs multiples), par un parallélisme entre tâches qui coopèrent, plutôt que par des parallélismes internes que ne permettent pas d'exprimer les langages ordinaires de programmation.

25.4.3 Systèmes multi-usagers

Lorsque plusieurs usagers se servent d'un même système matériel-logiciel, que ce soit alternativement (monoprogrammé), ou bien simultanément (multiprogrammé, avec plusieurs consoles), se pose un problème de protection de leurs données permanentes contre un accès maladroit ou malveillant. Un système est dit multi-usagers lorsque les **fichiers** sont assortis des paramètres identifiant leur **propriétaire** (nom, mot de passe), et précisant les droits d'accès concédés à d'autres usagers (par exemple lecture seulement). Un fichier spécifique consigne alors la liste des usagers, et le programme de dialogue d'exploitation n'accepte de commandes que provenant d'un usager qui s'est d'abord identifié sur une console de dialogue (*login*) et jusqu'à ce que celui-ci avertisse de son départ (*logout*). Un usager privilégié, appelé administrateur du système, dispose seul du droit d'accès à la liste des usagers (ajout, retrait).

25.4.4 Développement de logiciel

Un programme d'application n'est directement exécutable que s'il est codé dans le langage-machine du processeur cible. D'où les termes d'«exécutable» ou de

Copyright © 2011 Dunod.

«code» que l'usage a consacrés pour qualifier les fichiers et les programmes correspondants. De même que l'interpréteur des commandes d'exploitation permet de masquer les particularités et la complexité matérielles par un dialogue simple et convivial en langage familier (écrit ou gestuel), d'autres logiciels peuvent être imaginés pour traduire et décomposer en langage-machine des traitements exprimables dans un langage plus «lisible» par l'usager. La lisibilité tient essentiellement au fait que données et opérations peuvent y être «codées» par des noms, des verbes et des formes grammaticales tirés du langage courant, donc chargés de la signification qui s'y attache implicitement. Une traduction «littérale» en langage-machine par un processus automatique est concevable, dans la mesure où elle ne concerne que la seule transcription d'une syntaxe (codage) vers une autre.

■ Interpréteurs et compilateurs

Les compétences d'un traducteur peuvent être sollicitées en direct (conférence) ou en différé (texte écrit). À ces deux conditions de travail correspondent respectivement, et pour un même langage, le logiciel interpréteur (direct) ou compilateur (différé). L'interprétation est un mode conversationnel, qui traduit une phrase et en lance l'exécution immédiate. Elle convient particulièrement à la phase de mise au point d'un programme ou encore à des opérations circonstancielles que l'on ne pense pas renouveler systématiquement; en effet, après traduction-exécution, il ne restera pas trace de la version traduite. Au contraire, la compilation se limite à une pure traduction : elle produit une version en langage-machine d'un logiciel complet. Pour une application dont la mise au point est achevée, la disponibilité de la version traduite est plus efficace pour l'exploitation.

■ Système de production de logiciel

De même que la construction d'architectures matérielles, celle de logiciels peut recourir à des développements particuliers et/ou intégrer par interconnexion des «composants» existants. Les outils logiciels les plus courants, qui «industrialisent» l'activité de développement, sont :

– **l'éditeur**, qui permet la création et la mise à jour de fichiers de programmes en langage évolué (ou en assembleur);

– **le compilateur**, **l'interpréteur**;

– **l'éditeur de liens**, qui permet la construction de programmes par assemblage (interconnexion logicielle) de composants nouvellement développés et/ou pré-existants. Les composants pré-existants sont souvent organisés en **bibliothèques** spécialisées, par exemple pour le calcul scientifique, la synthèse d'image ou l'accès à des bases de données. Lorsqu'elles sont associées à des langages et des compilateurs particuliers, de telles bibliothèques sont appelées ***run-time.***

Copyright © 2011 Dunod.

■ Progiciels et applications standards

Le terme de progiciel (néologisme qui vient de **produit logiciel**) désigne un logiciel d'application conçu selon une norme reconnue (à moins qu'il ne crée par lui-même une norme de fait) et dont les fonctionnalités s'adaptent, moyennant la possibilité de paramétrages, à l'ensemble des usagers. Après avoir envahi les domaines les plus facilement normalisables, tels que la bureautique (traitements de textes, tableurs, éditeurs de fichiers et de bases de données), la comptabilité, la gestion commerciale ou du personnel, les progiciels s'étendent de plus en plus vers les activités plus spécifiques des entreprises (production), et y introduisent des effets normatifs.

Copyright © 2011 Dunod.

Copyright © 2011 Dunod.

CHAPITRE 26

L'ACQUISITION DE DONNÉES SUR PC

Depuis sa percée dans le monde scientifique et industriel, au milieu des années 1980, le micro-ordinateur s'est peu à peu révélé être la plate-forme de choix pour la chaîne d'acquisition de données. On montrera dans ce chapitre de quelles options matérielles et logicielles dispose l'utilisateur, et ce qu'il peut attendre de ce que l'on nomme l'instrumentation virtuelle.

26.1 Vue d'ensemble

En général, le terme d'acquisition de données sur ordinateur désigne **un système composé d'un ordinateur, d'un logiciel et d'une carte dite d'acquisition de données ou d'entrées/sorties (E/S) contrôlée par l'ordinateur**. Cette carte est généralement enfichée dans l'ordinateur, dans un emplacement d'extension, mais elle peut aussi se présenter sous la forme d'un boîtier externe ou d'un module enfichable dans un châssis spécialisé. Dans ce cas, le contrôle des E/S par l'ordinateur s'effectue au travers d'une interface série ou parallèle (*figure 26.1*).

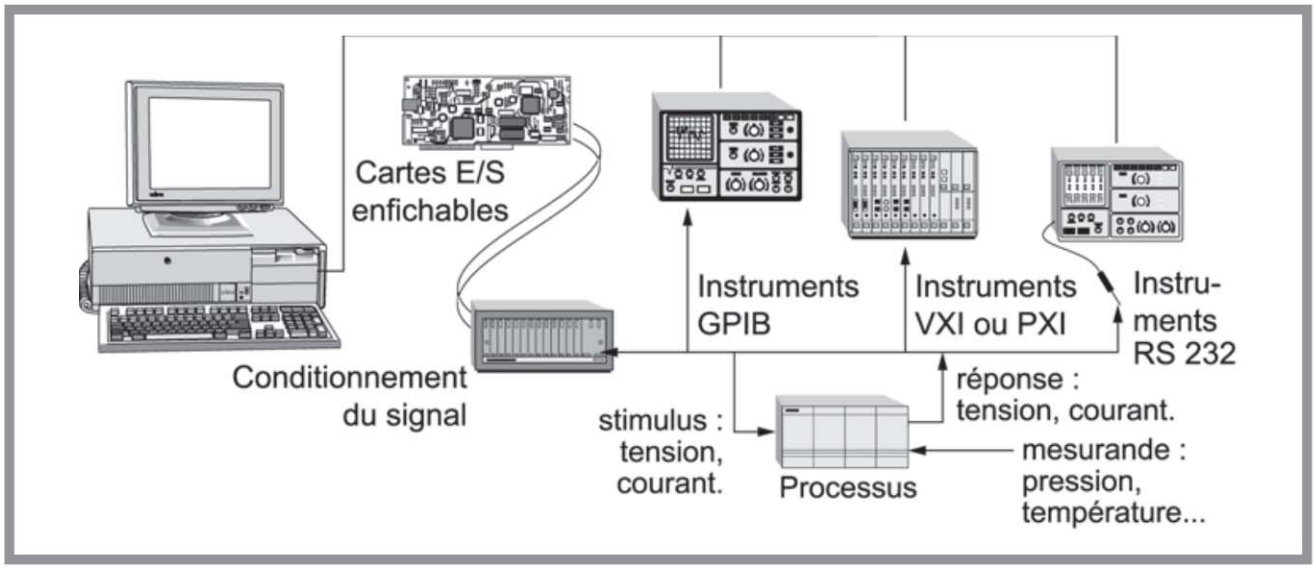


Figure 26.1 - Divers systèmes d'acquisition de données sur PC.

Copyright © 2011 Dunod.

Les cartes d'acquisition enfichées dans un emplacement d'extension de l'ordinateur (*figure 26.2a*) offrent l'intérêt de la simplicité de montage, d'un coût modéré et surtout de vitesses élevées de transfert des données vers la mémoire, permettant un traitement en temps réel. Éventuellement, ces cartes doivent être reliées, par liaison analogique, à des modules de conditionnement des signaux issus des capteurs. En général, le nombre d'emplacements d'extension de l'ordinateur est limité (de 1 à 6 selon les modèles) ce qui peut être rédhibitoire dans le cas où les sources de signaux sont très nombreuses. En outre les cartes enfichées risquent d'être sensibles aux parasites générés par les dispositifs numériques de l'ordinateur.

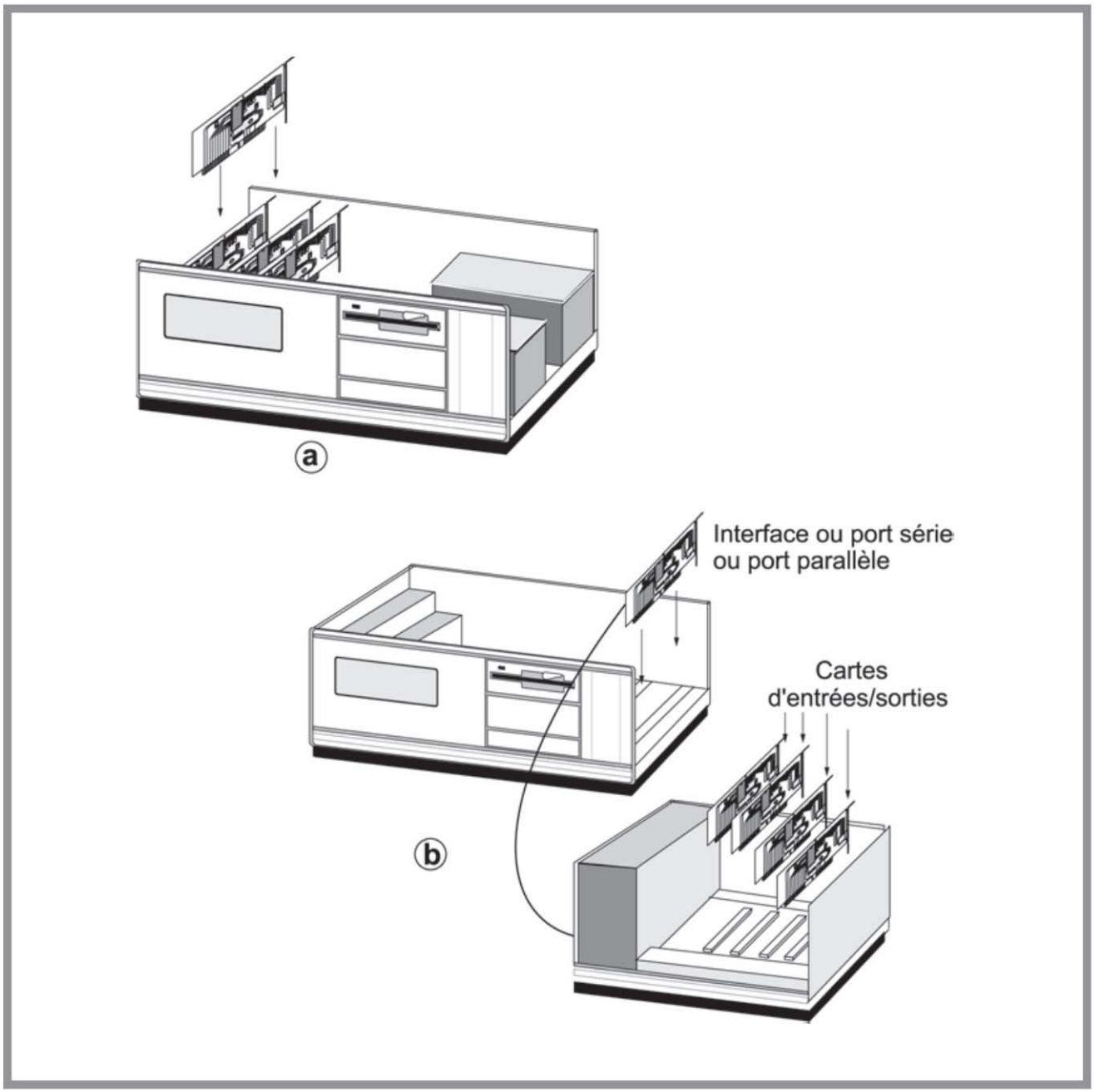


Figure 26.2 - Implantation des cartes d'acquisition :
enfichées dans l'ordinateur a) ou déportées dans un châssis externe b).

Copyright © 2011 Dunod.

Les cartes d'acquisition déportées dans des châssis extérieurs à l'ordinateur (*figure 26.2b*) sont utilisées lorsque les processus étudiés sont géographiquement répartis et que la protection des signaux analogiques vis-à-vis des perturbations ne permet pas leur transmission sur de longues distances, mais exige leur conversion sous forme numérique au plus près des capteurs.

La transmission numérique vers l'ordinateur s'effectue alors par une liaison série ou parallèle (chapitre 22).

Les liaisons en série type RS 232 et RS 422 ou RS 485 imposent une limitation drastique de la vitesse de transfert des données en mémoire. L'ordinateur possède un ou deux ports série de type RS 232, dont l'un est nécessaire pour la communication avec l'imprimante; l'utilisation de liaisons RS 422 ou RS 485 nécessite une interface de conversion en RS 232. En outre une liaison RS 232 ne permet la communication qu'avec un seul instrument; lorsque plusieurs instruments doivent être utilisés, il faut adjoindre une carte à ports multiples ou multiplexeur. Le port USB est également utilisé pour connecter un dispositif d'acquisition de données externe. Les vitesses de transferts sont alors plus importantes (§ 26.4).

Les liaisons en parallèle peuvent utiliser le port parallèle du PC ou faire appel à une carte d'interface GPIB (IEEE 488). De nombreux appareils de mesure (voltmètres, multimètres, fréquencemètres) possèdent une interface GPIB permettant leur connexion au bus qui assure la liaison vers l'ordinateur auquel il est connecté par l'intermédiaire d'une carte d'interface enfichée dans un emplacement d'extension de celui-ci (*figure 26.3*). Les caractéristiques du bus GPIB (§ 22.3.1), en particulier la distance limitée des instruments à l'ordinateur sont appropriées à l'utilisation en laboratoire. Hormis les appareils de mesure, il existe des centrales d'acquisition de données dotées d'une interface GPIB.

Les instruments VXI (VME *eXtension for Instrumentation*) sont formés à l'aide de modules – de conditionnement et d'acquisition de signaux par exemple – enfichés dans un châssis et communiquant entre eux par le bus de fond de panier (VXI bus). La liaison à l'ordinateur peut être réalisée par un bus GPIB, étant entendu qu'aux deux extrémités de la liaison sont placées les interfaces de conversion nécessaires.

Avec une approche comparable à celle du VXI, l'instrumentation PXI fait appel à un châssis CompactPCI accueillant des modules (d'acquisition de données, entre autres), reliés entre eux par le bus de fond de panier (bus PXI), qui n'est autre que le bus PCI (§ 26.3.2) augmenté de lignes de synchronisation. Un châssis PXI peut intégrer l'ordinateur sous la forme d'un module, ou être connecté à un ordinateur classique *via* une liaison série haute vitesse (MXI-3) qui peut d'ailleurs servir à cascader plusieurs châssis PXI.

Les cartes, les instruments comme les interfaces de bus sont livrés avec des logiciels spécifiques, les **pilotes ou drivers** (§ 26.5.1), qui assurent le contrôle matériel de l'électronique.

Copyright © 2011 Dunod.

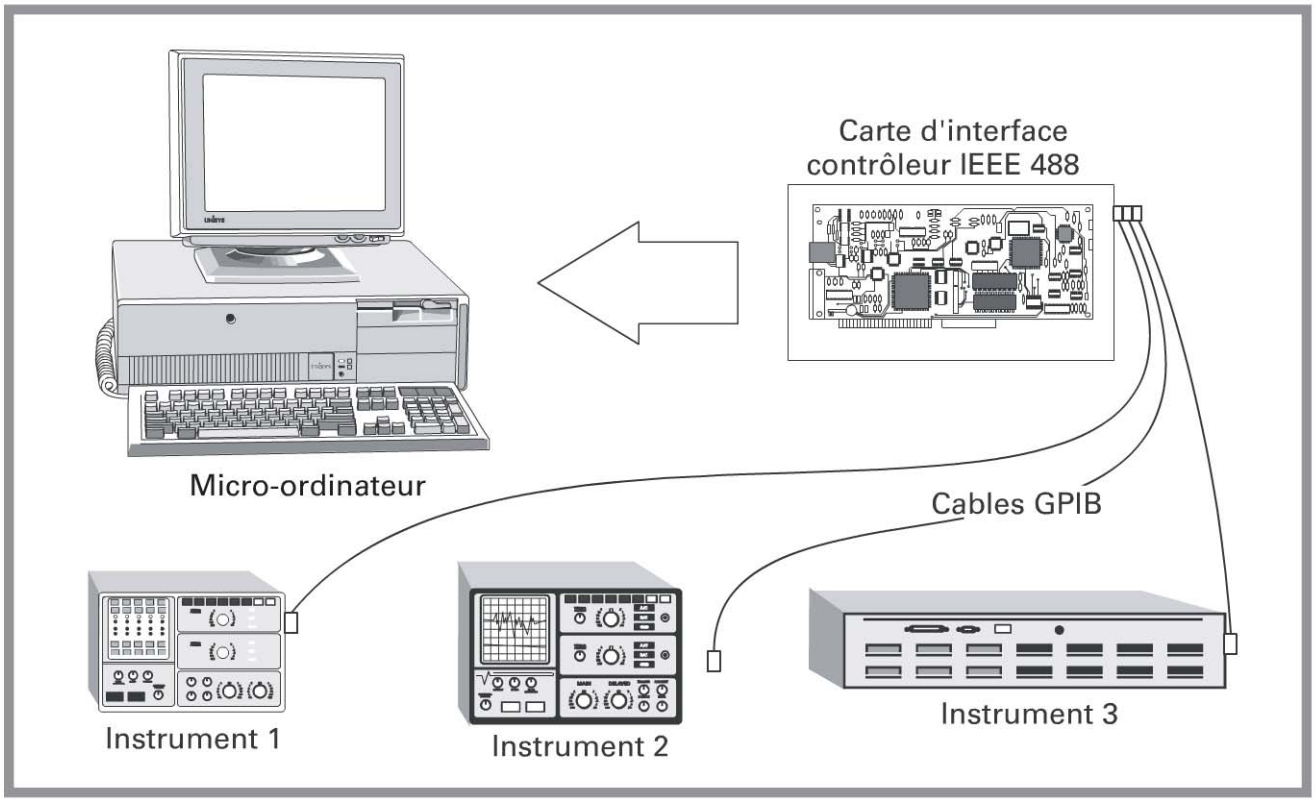


Figure 26.3 - Liaison d'appareils à l'ordinateur par bus GPIB (Doc. National Instruments).

26.2 Cartes d'acquisition

En fonction des applications auxquelles elles sont destinées, ces cartes comportent divers accès désignés comme entrées/sorties (E/S) selon qu'ils reçoivent (E) ou délivrent (S) des signaux électriques. Suivant la nature et la fonction de ces signaux on distingue :

– les E/S analogiques, les E/S numériques;

– les E/S de comptage et base de temps (timers).

Quand une carte possède des entrées/sorties analogiques, numériques et des compteurs/timers, on parle de cartes d'acquisition de données **multifonctions**.

26.2.1 Entrées analogiques

Ces entrées reçoivent les signaux issus des capteurs ou de leurs conditionneurs associés et les délivrent aux dispositifs de la chaîne d'acquisition organisés pour fournir la donnée numérique correspondante avec la résolution et la précision spécifiée.

Copyright © 2011 Dunod.

Généralement, les entrées analogiques (8 à 64) sont directement reliées aux voies d'entrée d'un multiplexeur utilisé en mode unipolaire ou différentiel, selon que les signaux sont référencés à une masse commune ou superposés à une tension de mode commun (§ 14.2).

La sortie du multiplexeur délivre le signal sélectionné à un amplificateur programmable dont le gain peut être ajusté à l'amplitude de chacun des signaux d'entrée.

Le signal amplifié est, après échantillonnage-blocage, converti par un CAN (8 ou 12 ou 16 bits), la donnée numérique pouvant être stockée, avant transfert au PC, dans un registre (FIFO) ou une mémoire RAM.

Il existe également un grand nombre de modules PXI destinés à l'acquisition d'images et à la commande d'axes. Certaines applications requièrent de combiner des opérations d'acquisition de données, de vision et de pilotage de moteurs. La plate-forme PXI est tout particulièrement intéressante dans ce cadre-là, avec ses capacités de synchronisation entre modules.

Le PC créant un environnement bruité, l'acquisition de données analogiques par carte enfichable demande des précautions ; il est nécessaire de concevoir des cartes multicouches, munies de blindages non seulement à la surface, autour des parties analogiques sensibles, mais aussi au sein même des couches internes à l'aide de plans de masse.

Les signaux d'entrée de la carte d'acquisition nécessitent le plus souvent un conditionnement préalable :

- compensation de soudure froide des thermocouples ;
- préamplification des signaux à bas niveau afin d'améliorer leur protection vis-à-vis des parasites ;
- filtrage antirepliement (§ 13.3) ;
- isolement galvanique afin de supprimer les risques inhérents aux différences de potentiel de masse (§ 11.4.2).

En outre, certains capteurs – résistances thermométriques, jauges d'extensométrie par exemple – doivent être alimentés par des sources de tension ou de courant.

Il existe des modules qui, placés entre les capteurs et la carte d'acquisition permettent d'une part l'alimentation des capteurs, et d'autre part le conditionnement des signaux qu'ils délivrent. Destiné à cette fin, le système **SCXI** (*Signal Conditionning eXtension for Instrumentation*) propose une architecture modulaire et ouverte : à l'intérieur d'un châssis disposant de 4 ou 12 emplacements (*slots*) sont placés les modules multicanaux (32 canaux) qui alimentent, éventuellement, les capteurs et conditionnent leurs signaux (*figure 26.4*). Ces modules se connectent directement au bus «fond de panier» du châssis (*blackplane bus*) d'où est effectuée la liaison à la carte d'acquisition enfichée dans le PC. Plusieurs châssis peuvent être associés, permettant la scrutation de plus de trois mille voies de mesure.

Copyright © 2011 Dunod.

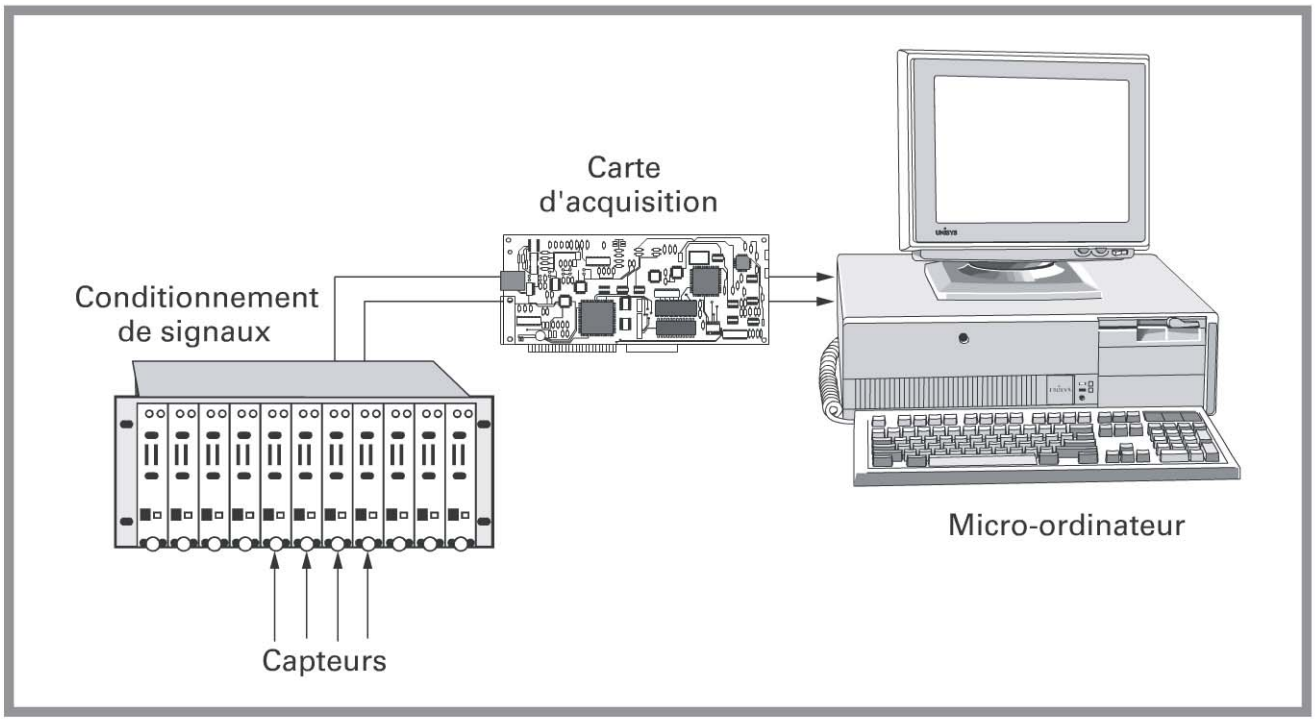


Figure 26.4 - Système SCXI de conditionnement de signaux placé entre les capteurs et la carte d'acquisition de données (Doc. National Instruments).

26.2.2 Sorties analogiques

Associées aux entrées analogiques, les cartes d'acquisition disposent souvent de sorties analogiques qui délivrent des signaux utiles ou complémentaires à la fonction d'acquisition et qui permettent :

– soit de **générer une forme d'onde** (stimulus) appliquée à un dispositif à tester afin d'étudier ses réactions sur les entrées analogiques de la carte;

– soit de **commander un actionneur** en fonction des entrées analogiques. Il peut s'agir, par exemple, d'augmenter la température d'un four lorsque la température, mesurée sur une entrée analogique, passe sous un seuil défini.

Typiquement, une carte offre deux sorties analogiques, généralement associées à deux convertisseurs numérique/analogique (CNA) dont les caractéristiques métrologiques :

– résolution, gammes de tension ou de courant de sortie,

– *slew rate*, temps d'établissement,

fixent les spécifications des sorties analogiques.

Copyright © 2011 Dunod.

26.2.3 Entrées-sorties numériques

Des E/S numériques peuvent compléter les E/S analogiques. Il existe même des cartes dont les E/S sont essentiellement numériques : en effet nombre d'applications nécessitent de tester et de contrôler des lignes utilisées en logique TTL. C'est notamment souvent le cas en contrôle/commande de processus. Les paramètres à prendre en compte sont le nombre de lignes numériques disponibles, la vitesse d'acquisition et de génération des données numériques, et la quantité de courant disponible sur chaque ligne. Si les lignes numériques servent à commander des événements comme la commutation de fours, de moteurs ou de lampes, la vitesse n'est pas un critère important car ce type d'équipement est incapable de répondre rapidement aux signaux de commande. Par contre, il faut s'assurer que le courant nécessaire à la commutation des équipements peut être fourni par la carte. Si ce n'est pas le cas, il faut faire appel à des accessoires de conditionnement de signaux, qui vont permettre, par exemple, à une carte d'acquisition de données, d'ouvrir et de fermer une vanne (100 V à 2 A) à partir de ses lignes TTL (0-5 V à quelques milliampères seulement).

Les lignes d'E/S numériques d'une carte d'acquisition de données peuvent également servir à transférer des données entre l'ordinateur et des équipements comme des enregistreurs de données, des machines de traitement ou encore des imprimantes. Comme ces équipements transfèrent généralement les données sur des incréments d'octets (8 bits), les lignes E/S numériques des cartes sont alors organisées en groupes de huit. Certaines cartes intègrent, en plus, des circuits de communication en poignée de main (*handshaking*) pour des besoins de synchronisation de transmission.

26.2.4 Entrées-sorties de comptage et base de temps (timers)

Ces E/S servent, par exemple, à compter des occurrences d'événements binaires, à synchroniser des impulsions ou encore à générer des signaux carrés et des trains d'impulsions. Selon la fonction des signaux on distingue trois types d'accès : la porte, la source et la sortie. La porte est une entrée numérique utilisée pour déclencher ou inhiber le fonctionnement du compteur; la source est une entrée numérique qui fournit la base de temps du compteur; quant à la sortie, elle délivre des signaux carrés et des impulsions.

Les deux principales spécifications pour ces opérations sont la résolution et la fréquence d'horloge. La résolution est le nombre de bits que le compteur utilise. Une haute résolution signifie simplement que le compteur est capable de compter un grand nombre d'événements. La fréquence d'horloge détermine la vitesse de réaction vis-à-vis de l'entrée numérique source. Plus la fréquence est élevée, plus le compteur peut incrémenter rapidement et ainsi détecter des signaux de plus haute fréquence sur l'entrée, et générer des signaux de plus haute fréquence en sortie. Dans les cartes les plus sophistiquées, le compteur est aussi capable de décompter

Copyright © 2011 Dunod.

suivant la valeur d'un signal numérique externe. Cette capacité est utile dans des applications comme le positionnement à partir de codeurs linéaires.

26.2.5 Transferts sur le bus

L'intérêt de placer une carte d'acquisition de données dans un emplacement d'extension du PC est évident : les données acquises peuvent être rapidement transmises dans la mémoire RAM, et donc traitées en «temps réel». Plus exactement, cela permet d'effectuer des traitements sur les signaux dans la continuité de leur acquisition, et éventuellement de réagir en fonction des résultats des traitements.

Il existe trois mécanismes de transfert des données : les E/S programmées, les interruptions et le DMA (*Direct Access Memory*).

Le mécanisme des **E/S programmées**, également appelé *polling*, est le plus laborieux. Le microprocesseur du PC est dédié à l'acquisition de données, généralement par le biais d'une boucle d'attente de ces données. En pratique, le programme principal appelle un sous-programme d'acquisition de données qui attend dans une boucle que le processeur ait fini de collecter les données demandées. Cette méthode se traduit par une grande lenteur des applications car le processeur est complètement monopolisé durant les opérations d'acquisition.

Avec le mécanisme des **interruptions**, le microprocesseur est interrompu, mais de façon périodique, par le programme principal pour acquérir et enregistrer les données dans une mémoire tampon, ces données étant traitées ultérieurement. Contrairement au mécanisme précédent, l'acquisition peut être considérée comme une tâche de fond.

Le mode de transfert le plus efficace est le **DMA** (*Direct Memory Acces*). Il fait appel à un circuit de contrôle spécifique, qui lit les données d'entrée et les enregistre dans une mémoire tampon pour traitement ultérieur par le processeur. Le transfert en DMA est transparent pour le processeur qui peut être tout entier occupé aux opérations d'analyse et d'affichage. C'est bien sûr le mécanisme le plus efficace pour les applications combinant l'acquisition et le traitement d'un grand nombre de données.

26.3 Cartes enfichables et formats de bus

L'unité centrale, la mémoire, les ports d'entrées/sorties du micro-ordinateur, implantés sur la **carte mère**, sont reliés entre eux par le **bus interne**.

Afin de pouvoir ajouter les fonctions supplémentaires requises par les tâches particulières à remplir (instrumentation de mesure par exemple), un **bus dit**

Copyright © 2011 Dunod.

d'extension permet la connexion au micro-ordinateur des cartes appropriées à la réalisation de ces fonctions : cartes d'acquisition, interfaces graphiques (*figure 26.2*).

L'évolution des microprocesseurs des unités centrales a entraîné une évolution concomitante des bus et par conséquent des formats de cartes enfichables.
La structure des bus est un facteur déterminant des performances d'un système.

26.3.1 Cartes aux formats de bus anciens

S'ils appartiennent au passé, certains bus se retrouvent encore «sur le terrain», en particulier en ce qui concerne le **bus ISA** (*Industry Standard Architecture*), qui a équipé les PC (AT) pendant de longues années. Le bus ISA a coïncidé avec le développement de l'acquisition de données sur cartes. Étant donné la bande passante (1 MHz) de ce bus, les vitesses des convertisseurs des cartes AT n'ont jamais dépassé 1 Méch · s^{-1}. À noter que l'on parle ici d'acquisition en continu. Il existe depuis longtemps des cartes ISA capables d'échantillonner des signaux à des fréquences de plusieurs Méch · s^{-1}, mais ces cartes doivent intégrer de la mémoire et ne peuvent en aucun cas autoriser un traitement en temps réel de signaux rapides.

Il convient de signaler le cas particulier du **bus EISA** (*Extended ISA*), un bus ISA amélioré, qui permettait d'obtenir des vitesses de transfert plus élevées, mais ce bus a vu sa fin sonner avec l'arrivée du bus PCI.

Le **bus MCA** (*Micro Channel Architecture*) équipait, quant à lui, les ordinateurs PS/2 qui n'ont pas réussi à s'imposer. Enfin, le bus **NuBus** a longtemps équipé les ordinateurs Apple Macintosh, pour laisser place lui aussi au bus PCI.

26.3.2 Cartes au format du bus PCI

Avec la généralisation du bus local **PCI** (*Peripheral Component Interconnect*) en 1995, l'acquisition de données par carte a pris une nouvelle dimension : performances élevées, facilité d'intégration logicielle, indépendance du type de processeur, configuration automatique des cartes périphériques, arbitrage fiable, etc. Le bus PCI n'a eu aucune difficulté à supplanter le bus ISA, notamment en ce qui concerne la bande passante. *Via* le bus PCI, un périphérique peut désormais, théoriquement, envoyer et recevoir des données en mémoire à 132 Mo · s^{-1}, sur 32 bits. Cette explosion des vitesses de transfert est particulièrement profitable aux cartes d'acquisition de données. Non seulement les fabricants de cartes peuvent augmenter les vitesses des convertisseurs de leurs cartes, mais ils peuvent aussi exploiter d'autres avantages du bus PCI, comme **la possibilité d'effectuer des transferts de données sans utiliser le processeur du PC.**

Copyright © 2011 Dunod.

Au bout du compte, l'utilisateur se retrouve avec des applications très rapides, puisque le processeur n'est utilisé que pour les opérations de traitement et d'affichage. Il faut toutefois préciser que, pour tirer avantage des performances du bus PCI, il est obligatoire de disposer de cartes capables non seulement de supporter le mode DMA, mais aussi de prendre le contrôle du bus, d'être « *bus master* ».

En matière de transfert de données par DMA, l'architecture PCI diffère de l'architecture ISA en ce sens qu'elle ne place pas les circuits DMA sur la carte mère de l'ordinateur. En fait, elle laisse aux cartes d'extension la possibilité d'intégrer ces circuits afin d'être elles-mêmes maîtres du bus PCI. Ceci signifie qu'une carte d'acquisition de données a le pouvoir, si tant est qu'elle ait été conçue dans ce but, de prendre le contrôle du bus PCI, de transférer les données à haute vitesse, puis de céder éventuellement le contrôle du bus à d'autres périphériques (*figure 26.5a*). Le processeur n'intervient que lorsque les données ont été transmises en mémoire. Il peut alors les lire et effectuer les tâches de traitement. Il est important de noter que les cartes d'acquisition de données sur PCI ne sont pas toutes capables d'être maîtres du bus (*figure 26.5b*). Elles sont alors « esclaves » et il faut recourir au principe des interruptions pour initier le transfert des données, ce qui oblige à mettre le processeur à contribution, au détriment des performances globales du système. On en arrive même à un paradoxe : un système basé sur une carte ISA utilisant le mode DMA se révèle plus performant qu'un même système basé sur une carte PCI de type esclave.

Les cartes d'acquisition de données maîtres du bus PCI intègrent souvent des circuits DMA standard, c'est-à-dire conçus pour la majorité des besoins de l'informatique, mais pas adaptés aux besoins particuliers de l'acquisition de données. Cela exige de rajouter plusieurs circuits si l'on veut optimiser les transferts de données acquises. Sinon, par exemple, on peut transférer rapidement en RAM des paquets de données, mais pas de manière continue.

Heureusement, l'acquisition de données a pu hériter d'une technologie développée dans le cadre de l'instrumentation VXI, sous la forme d'un circuit ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*) appelé le MITE. Conçu pour optimiser les transferts de données sur le bus VXI, le MITE installé sur une carte d'acquisition de données en fait un périphérique maître du bus, mais avec un plus important. Il utilise en effet trois lignes DMA séparées pour assurer, de façon transparente, la distribution ultrarapide de données (plus de 100 Moctets $\cdot$ s^{-1}) vers des zones de mémoire non contiguës. La non-contiguïté des zones mémoire est typique des systèmes d'exploitation basés sur le principe de mémoire virtuelle, comme Windows. La technique employée s'appelle le « *scatter-gather* » à la volée. Un nombre croissant de cartes d'acquisition de données intègre le MITE, qui permet d'optimiser les transferts de données sur PCI avec un minimum de composants d'interface.

Copyright © 2011 Dunod.

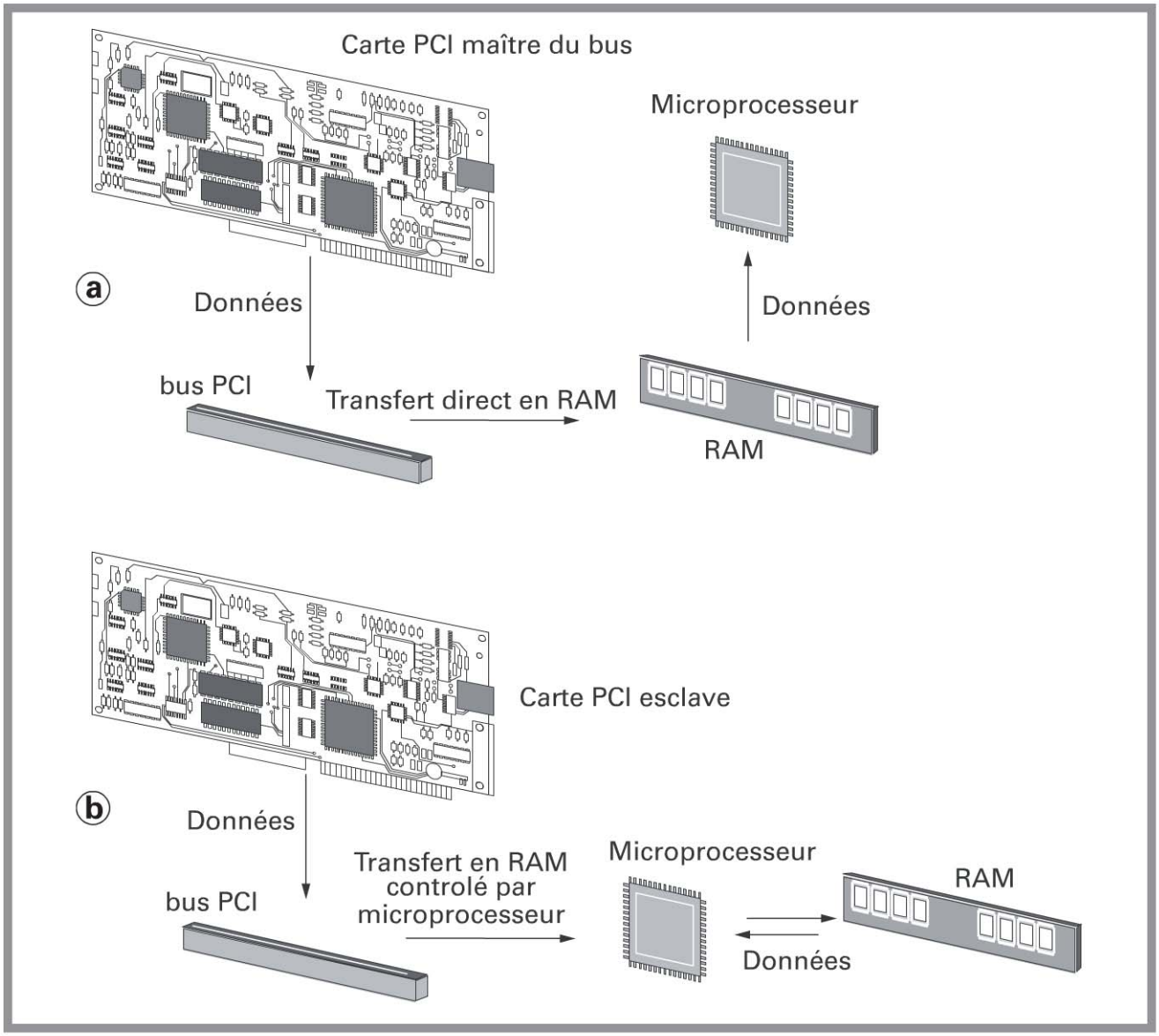


Figure 26.5 - Cartes PCI et transferts en mémoire :
a) carte maître du bus ; b) carte esclave.

26.3.3 Cartes au format PC Card (ex-PCMCIA)

L'utilisation des PC portables pour faire de l'acquisition de données a explosé à partir du début des années 1990. Il a fallu que se généralise le **PCMCIA** (PC *Memory Card International Association*), standard de cartes d'E/S au format carte de crédit, pour que disparaisse le principal inconvénient des PC portables : le manque d'emplacements d'extension. Depuis 1997, quasiment tous les PC portables sont fournis avec au moins un emplacement PCMCIA.

Comme toujours, la démocratisation d'un format de carte a entraîné le développement de nombreux produits compatibles. Ceci dit, le format réduit de la carte nécessite une grande maîtrise de la conception électronique et interdit parfois de disposer d'une carte qui existerait au format ISA ou PCI. En acquisition de

Copyright © 2011 Dunod.

données, construire une carte PCMCIA équivalente à une carte ISA ou PCI est un véritable défi pour les concepteurs. Il est notamment difficile d'obtenir une carte multifonction. C'est pourquoi seuls quelques fabricants y arrivent, notamment grâce aux ASIC, qui limitent le nombre de composants à implanter.

La connectique est également un problème. La technologie évolue là aussi rapidement avec un connecteur qui a fait son apparition en 1997 et qui permet de réunir 68 signaux d'E/S sur l'extrémité d'une carte PCMCIA, à l'aide d'un câblage blindé très léger.

Le bus PCMCIA est très intéressant pour l'acquisition de données, mais il présente un inconvénient : il ne permet pas le transfert DMA en mode maître. La dernière évolution du PCMCIA, appelée PC Card ou Cardbus, devrait permettre d'obtenir des cartes, toujours au format carte de crédit, mais calquées sur l'architecture PCI, avec tous ses avantages : opérations sur 32 bits, bande passante de 132 Mo · s^{-1}, et possibilité de mode maître.

L'un des principaux avantages des standards PCI et PCMCIA réside dans le fait que tous deux fournissent de véritables **solutions multiplates-formes.** Alors que jadis les PC et les Macintosh s'accompagnaient de leurs propres fonds de panier, les voilà qui partagent les mêmes bus. Ainsi, une même carte PCMCIA peut être insérée dans n'importe quel type d'ordinateur, à condition naturellement d'utiliser le driver logiciel approprié pour chaque système d'exploitation. Quant au PCI, il est réellement devenu le bus fond de panier standard, qui équipe tous les nouveaux PC Pentium, Apple Power Macintosh et certaines stations de travail.

Il faut noter que certaines cartes d'acquisition de données intègrent un circuit DSP (processeur de signaux numériques), qui soulage le microprocesseur du PC des opérations de traitement. Ces cartes se sont surtout développées dans les domaines de la mesure de vibrations et de signaux audio. Elles voient leur intérêt diminuer au fur et à mesure que la puissance des microprocesseurs des PC augmente et que se généralise le principe de transfert DMA en mode maître, qui permet justement de mobiliser la puissance des microprocesseurs pour les seules opérations de traitement et d'affichage (tableau 26.1).

Tableau 26.1 – Vitesses et modes de transfert sur les bus PCI, ISA et PC Card

	Bus PCI	Bus ISA	Bus PC Card (PCMCIA)
Vitesse de transfert maximale (théorique)	132 Mo · s^{-1}	8 Mo · s^{-1}	20 Mo · s^{-1}
DMA	DMA sur la carte d'acquisition de données, maître du bus	DMA sur la carte mère du PC ; la carte d'acquisition de données est esclave du bus	DMA sur la carte d'acquisition de données, maître du bus

Copyright © 2011 Dunod.

26.4 Boîtiers externes

Lorsqu'il n'y a pas de place dans le PC et qu'il n'est pas besoin de vitesses de transfert élevées, il existe des matériels qui se présentent sous la forme de boîtiers, reliés au PC *via* une interface série (RS 232C ou RS 422) ou parallèle (SCSI, Centronics, EPP ou ECP). Ces boîtiers intègrent l'électronique des cartes d'acquisition de données enfichables. Il n'est, bien sûr, pas question de transferts de données en DMA. Les performances sont donc moindres, mais suffisent pour nombre d'applications.
À noter que la tendance est à la standardisation de l'**USB** (*Universal Serial Bus*), qui s'est généralisé dans le monde informatique pour remplacer les ports parallèle et série afin de faciliter la connexion de périphériques au PC. Les boîtiers d'acquisition de données interfacés en USB ont notamment l'avantage d'autoriser l'**insertion à chaud** (connexion/déconnexion sans arrêt de l'ordinateur) et ce que l'on appelle le ***Plug and Play***, qui permet une reconnaissance et une configuration automatiques des boîtiers au moment de leur connexion. Enfin, l'USB permet d'atteindre des vitesses de transfert de 12 Mbits · s^{-1}.

26.4.1 Cartes aux formats VME et VXI

Il existe beaucoup de systèmes basés sur le principe commun d'un PC contrôlant un châssis externe, pouvant accueillir un certain nombre de modules sur un bus fond de panier passif. Ces systèmes sont soit propriétaires, soit standardisés et ouverts au domaine public. Dans tous les cas, le but est d'obtenir un système modulaire compact. Dans certains cas, le PC, ou le contrôleur de manière plus générale, est lui-même intégré au système sous forme de module : on dit alors que le contrôleur est embarqué.

Les plus connus de ces systèmes sont les bus VME, Multibus, G-96 et STD. Certains ont donné lieu à des modules d'acquisition de données, mais assez rarement car les architectures mises en œuvre, bien qu'industrielles, n'offrent pas certaines caractéristiques comme des bus de déclenchement et des bus locaux, indispensables pour les opérations de synchronisation.

Le VME a justement donné lieu à une variante : le bus **VXI** (VME e*Xtension for Instrumentation*), bien mieux adapté aux contraintes des applications d'instrumentation. Proposée en 1987 par un consortium de fabricants mais aussi d'utilisateurs, l'architecture VXI ajoute au VME diverses spécifications, notamment en ce qui concerne les possibilités de déclenchement, qui en font une plate-forme d'instrumentation a priori idéale mais relativement coûteuse. Il existe des modules VXI d'acquisition de données, qui sont en général des produits de haut de gamme, destinés à être utilisés en conjonction avec des instruments dans le cadre de systèmes de test automatique.

Copyright © 2011 Dunod.

26.4.2 Cartes aux formats CompactPCI et PXI

Le CompactPCI se présente également comme un système de châssis doté d'un bus de fond de panier passif, en l'occurrence le bus PCI. Né du comité PICMG en 1995, le CompactPCI avait pour objectif de conjuguer tous les avantages de la technologie PC avec les contraintes des applications industrielles. Le CompactPCI utilise un format identique au bus VME (simple Europe 3U – 100 × 160 mm ou double Europe 6U – 233,5 × 160 mm) pour mieux s'adapter aux environnements les plus difficiles. Le connecteur CompactPCI (fond de panier) est un connecteur normalisé IEC 1076-4 au pas de 2 mm, très largement utilisé dans les applications de télécommunications.

Un châssis CompactPCI peut accueillir jusqu'à 8 modules (contre 4 emplacements pour le bus PCI dans un PC de bureau) sans pont PCI-PCI.

À la différence du bus VME, CompactPCI est un bus système. Toutes les couches de communication sont définies. Le format mécanique, l'interface électrique et le protocole des échanges sont spécifiés, mais le CompactPCI définit aussi toutes les couches systèmes du niveau supérieur.

Pour répondre aux besoins dits d'instrumentation, il a fallu reproduire le processus du VXI par rapport au VME, en modifiant le CompactPCI de manière à répondre à certaines contraintes. C'est ainsi qu'est né le **PXI** (PCI *eXtension for Instrumentation*), en 1997. Les produits PXI répondent de manière plus sévère aux contraintes environnementales de l'industrie (vibrations, chocs, températures et humidité extrêmes). Le PXI ajoute notamment des tests environnementaux et un refroidissement actif aux spécifications mécaniques du CompactPCI (*figure 26.6a*).

Pour répondre aux besoins de l'acquisition de données et de l'instrumentation, le PXI intègre en particulier un bus de déclenchement et une horloge de référence pour la synchronisation multicarte, un bus de déclenchement en étoile pour les opérations de timing de précision, ainsi que des bus locaux pour la communication entre périphériques adjacents. D'autres spécifications ont été ajoutées dans le but de faciliter l'intégration système et de garantir l'interopérabilité multifournisseur. Le PXI définit notamment les contraintes logicielles au niveau système, pour la standardisation de cadres logiciels, comme Microsoft Windows. En pratique pour l'utilisateur, un périphérique PXI doit obligatoirement être fourni avec un driver approprié sous Windows, lequel élimine les efforts de développement de l'utilisateur, généralement coûteux.

PXI définit la disposition de l'emplacement système le plus à gauche possible du segment de bus, comme l'illustre la *figure 26. 6b*. Par ailleurs, la spécification PXI stipule que la carte contrôleur du système pourra s'étendre sur la gauche, dans les emplacements qui sont définis en tant qu'extensions du contrôleur. Ces emplacements sont dépourvus de connecteurs CompactPCI sur le fond de panier. Il s'agit

Copyright © 2011 Dunod.

essentiellement d'une réserve d'espace, pour permettre l'utilisation de contrôleurs à double ou triple largeur sans entamer les emplacements utiles de droite.

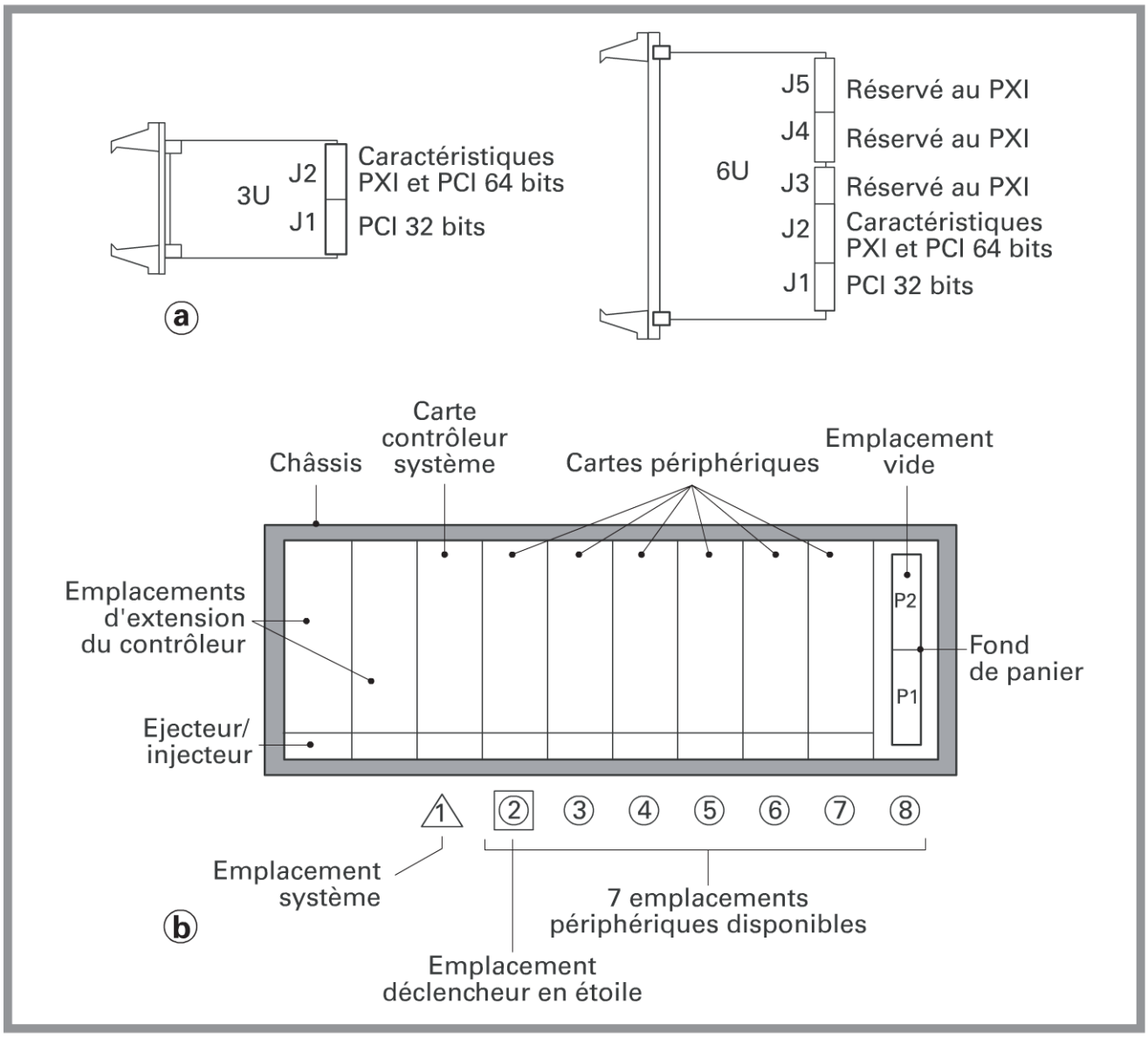


Fig. 26.6. Formats CompactPCI et PXI :
a) aspects mécaniques selon les spécifications Eurocard (ANSI 310-C, IEC 297 et IEEE 1101.1), avec deux formats : 3U et 6U; b) organisation d'un système PXI au format 3U.

Particulièrement adapté aux contraintes de l'instrumentation, le PXI présente les avantages propres au bus PCI :

- performances du PCI (132 Mo · s^{-1});
- très faible coût des composants PCI (disponibles sur un marché de volume);
- fiabilité éprouvée des composants PCI;
- configuration *Plug and Play* (reconnaissance et configuration automatiques à la connexion);

Copyright © 2011 Dunod.

– possibilité d'extensions par ponts PCI-PCI ;
– large éventail de matériels et logiciels compatibles PCI ;

... ainsi que les avantages propres au CompactPCI :

– compacité, facteur de forme Eurocard (ANSI 310-C, IEC 297, et IEEE 1101.1), rackable ;
– connectique IEC-1076 haute performance (haute densité, impédance adaptée) ;

... et ses propres avantages :

– ventilation forcée et filtrée ;
– tests d'environnement rigoureux (température, vibration, choc, humidité) ;
– horloge de référence intégrée ;
– bus local entre emplacements pour la communication des cartes PXI entre elles ;
– bus de déclenchement de base ;
– bus de déclenchement évolué (en étoile) ;
– définition de cadres logiciels pour faciliter l'intégration multifournisseur.

Il est important de noter qu'une carte PXI fonctionne dans un châssis CompactPCI et réciproquement. Étant donné qu'il est très facile pour un constructeur de transformer une carte PCI existante en carte CompactPCI ou PXI, il existe un grand nombre de modules PXI d'acquisition de données disponibles sur le marché.

26.5 Options logicielles

Le développement de l'acquisition de données sur PC a longtemps souffert d'un manque cruel d'outils logiciels faciles à utiliser. Au tout début des cartes d'acquisition de données pour PC, les utilisateurs n'avaient d'autres choix que de manipuler directement les registres de la carte. Aujourd'hui, il existe un large éventail de moyens pour piloter une carte d'acquisition de données, et pour l'intégrer dans une application plus large.

On peut considérer qu'un développeur se trouve face à un double choix : soit il fait appel à un langage de programmation généraliste, c'est-à-dire purement informatique, soit il utilise un progiciel, c'est-à-dire un logiciel ou un environnement spécialement conçu pour l'acquisition de données.

Copyright © 2011 Dunod.

26.5.1 Logiciel pilote ou «driver»

Une carte d'acquisition de données est maintenant toujours fournie avec son « driver », qui est une couche logicielle permettant de programmer directement les registres de la carte, de gérer son fonctionnement et son intégration au sein des ressources du PC (interruptions du processeur, DMA, mémoire, etc.). Le développeur n'a donc plus à manipuler les registres : le logiciel driver s'occupant des détails compliqués de la programmation de bas niveau. Un logiciel driver complet, pour une carte d'acquisition de données multifonction, doit être capable de remplir toutes les fonctions suivantes :

– acquérir les données aux fréquences d'échantillonnage spécifiées;

– acquérir les données en tâche de fond, laissant les opérations de traitement en tâche principale (c'est le principe de l'acquisition de données en continu);

– supporter les modes de transfert par E/S programmées, par interruption et par DMA;

– gérer les flux de données de et vers le disque dur du PC;

– permettre la réalisation simultanée de plusieurs fonctions;

– gérer plusieurs cartes d'acquisition de données dans un même système;

– intégrer la programmation de la partie conditionnement de signaux.

L'acquisition de données en continu fait appel au principe de la mémoire tampon utilisée de manière circulaire. Les opérations d'interruption ou de DMA placent les données issues de l'acquisition dans la mémoire tampon, laquelle est lue par le programme d'application pour effectuer des opérations de traitement, comme la sauvegarde sur disque ou le rafraîchissement de l'affichage graphique. Quand la mémoire tampon est pleine, les opérations d'interruption ou de DMA réinitialisent la mémoire. De cette façon, l'acquisition et le traitement des données peuvent être soutenus indéfiniment, à condition que l'application puisse capturer et traiter les données plus rapidement que la mémoire se remplit.

L'acquisition de données peut ainsi se dérouler sans arrêt alors que des opérations de traitement, et même de génération sur les sorties de la carte, s'effectuent simultanément.

Le développeur peut se contenter de manipuler le logiciel driver pour piloter sa carte. Mais pour la plupart des applications, il est nécessaire de travailler à un niveau supérieur, avec une autre «couche logicielle», qui va appeler les fonctions du logiciel driver pour organiser les opérations d'acquisition de données, mais surtout y ajouter les opérations de traitement et de présentation.

Copyright © 2011 Dunod.

26.5.2 Langages généralistes

Bien qu'il existe de plus en plus de logiciels d'application spécialisés, et que ces logiciels soient de plus en plus complets, la plupart des développeurs ont toujours préféré écrire leurs propres programmes à l'aide de langages généralistes traditionnels.

Le C et le C++ sont les langages les plus utilisés, devant le Visual Basic, le Basic interprété, l'assembleur, le Basic compilé, le Pascal, le Fortran, le Forth et le Delphi. Les langages Visual Basic et Delphi ont le vent en poupe car ils facilitent les développements. Il faut bien avouer, en effet, que les langages informatiques de manière générale ne brillent pas par leur facilité d'utilisation. Le développeur doit combiner la connaissance de la mesure et de l'informatique, ce qui n'est pas souvent le cas.

Ceci dit, les langages traditionnels offrent une souplesse et une standardisation sans égales. Un développeur qui se lance dans un programme d'acquisition de données peut être sûr qu'il arrivera à ses fins. Reste à savoir dans quels délais, car si les langages traditionnels permettent tout, rien n'a été fait pour répondre rapidement aux besoins de l'acquisition de données, du contrôle d'instruments, du traitement du signal ou encore de la création de faces-avant graphiques. En d'autres termes, le développeur va devoir passer beaucoup de temps à l'écriture de son programme, dans tous les compartiments : acquisition, analyse et présentation.

26.5.3 Bibliothèques de fonctions en langages généralistes

Pour les inconditionnels des langages traditionnels, il existe des moyens de réduire les temps de développement de manière très importante. En effet, dans le domaine de l'acquisition de données, il existe un certain nombre d'opérations courantes, qui se retrouvent d'une application à une autre. Plutôt que de réinventer la roue, il est possible de dénicher des morceaux de programmes qui vont pouvoir être réutilisés dans un autre contexte. Mieux, il existe des produits logiciels qui offrent en fait des bibliothèques de fonctions typiques, qu'il suffit de paramétrer pour obtenir le code final.

Le premier de ces produits est apparu en 1987 sous le nom de **LabWindows**. Malgré son nom, LabWindows tournait sous DOS. Il s'agissait d'un générateur de code Basic et C, couplé avec compilateur, un éditeur de faces-avant graphiques et des bibliothèques de fonctions pré-écrites (pour l'acquisition, l'analyse et la présentation de données). Avec l'apparition de Windows 3, LabWindows pour DOS a laissé la place à **LabWindows/CVI** en 1993. Beaucoup plus puissant, LabWindows/CVI s'adresse exclusivement aux programmeurs en C. Il offre un véritable environnement de programmation, qui n'a

Copyright © 2011 Dunod.

rien à envier aux compilateurs généralistes de Borland et de Microsoft par exemple. Et comme il intègre un très grand nombre de bibliothèques spécialisées, les développeurs n'ont plus qu'à paramétrer les fonctions pour voir le code C généré de façon automatique, tout en ayant la garantie de pouvoir écrire eux-mêmes des fonctions qui n'existeraient pas en standard. Pour couronner le tout, les biblio-thèques de LabWindows/CVI peuvent être exploitées dans la plupart des environnements généralistes.

Le principe est à peu près le même en ce qui concerne **ComponentWorks**, un produit introduit en 1995 à la demande des programmeurs en Visual Basic, de plus en plus nombreux. Là aussi, le développeur dispose de bibliothèques de fonctions, sous forme de contrôles **ActiveX OLE** (*Object Linking and Embedding* : mécanisme d'insertion d'un programme à l'intérieur d'un autre) directement intégrables dans un programme Visual Basic. Comme pour LabWindows/CVI, ces contrôles permettent d'assurer les opérations d'acquisition de données, de traitement de données et d'affichage. Le développeur dispose en outre des drivers d'instruments qui permettent d'intégrer l'acquisition de données au sein d'applications de test et de mesure plus larges, faisant appel au contrôle d'instruments de mesure (tableau 26.2).

Pour répondre aux besoins des développeurs en Visual C++, est apparu ComponentWorks++ en 1999, comparable à ComponentWorks mais offrant cette fois des bibliothèques de classes et d'objets COM propres au C++.

Il convient de noter que ComponentWorks et ComponentWorks++ se sont retrouvés intégrés en 2000 dans un seul et même logiciel, ou plutôt une suite logicielle, appelée Measurement Studio. Du même coup, les noms ComponentWorks et ComponentWorks++ ont disparu, même si les bibliothèques de contrôles ActiveX et de classes C++ sont bel et bien présentes dans Measurement Studio.

Tableau 26.2 – Logiciels en langages généralistes

	LabWindows pour DOS	LabWindows/CVI	Measurement Studio
Langage	Basic et C	C/C++	Visual Basic et Visual C++
Acquisition	Bibliothèques de fonctions	Bibliothèques de fonctions	Bibliothèques de contrôles ActiveX de classes C++ et d'objets COM
Analyse	Bibliothèques de fonctions	Bibliothèques de fonctions	Bibliothèques de contrôles ActiveX et de classes C++
Présentation	Éditeur de faces-avant	Éditeur de faces-avant	Contrôles de faces-avant

Copyright © 2011 Dunod.

26.5.4 Langages de programmation graphique

Il faudrait presque dire «le» langage de programmation graphique, car si de nombreux progiciels se réclament de la programmation graphique, un seul peut légitimement revendiquer le terme de langage. Il s'agit du langage «G», plus connu sous le nom de **LabVIEW**, mis au point par National Instruments. Les autres produits sont plutôt des logiciels qui recourent à des icônes graphiques derrière lesquelles se cachent en fait des lignes de code textuel. Et puis, il y a **HP-Vee**, introduit par Hewlett-Packard au début des années 1990, principalement pour faciliter le développement de programmes de test, en particulier avec des instruments programmables du même fabricant. Basé sur l'assemblage d'icônes fonctionnelles, HP-Vee peut être considéré comme un langage graphique, à la restriction près qu'il est interprété et non compilé.

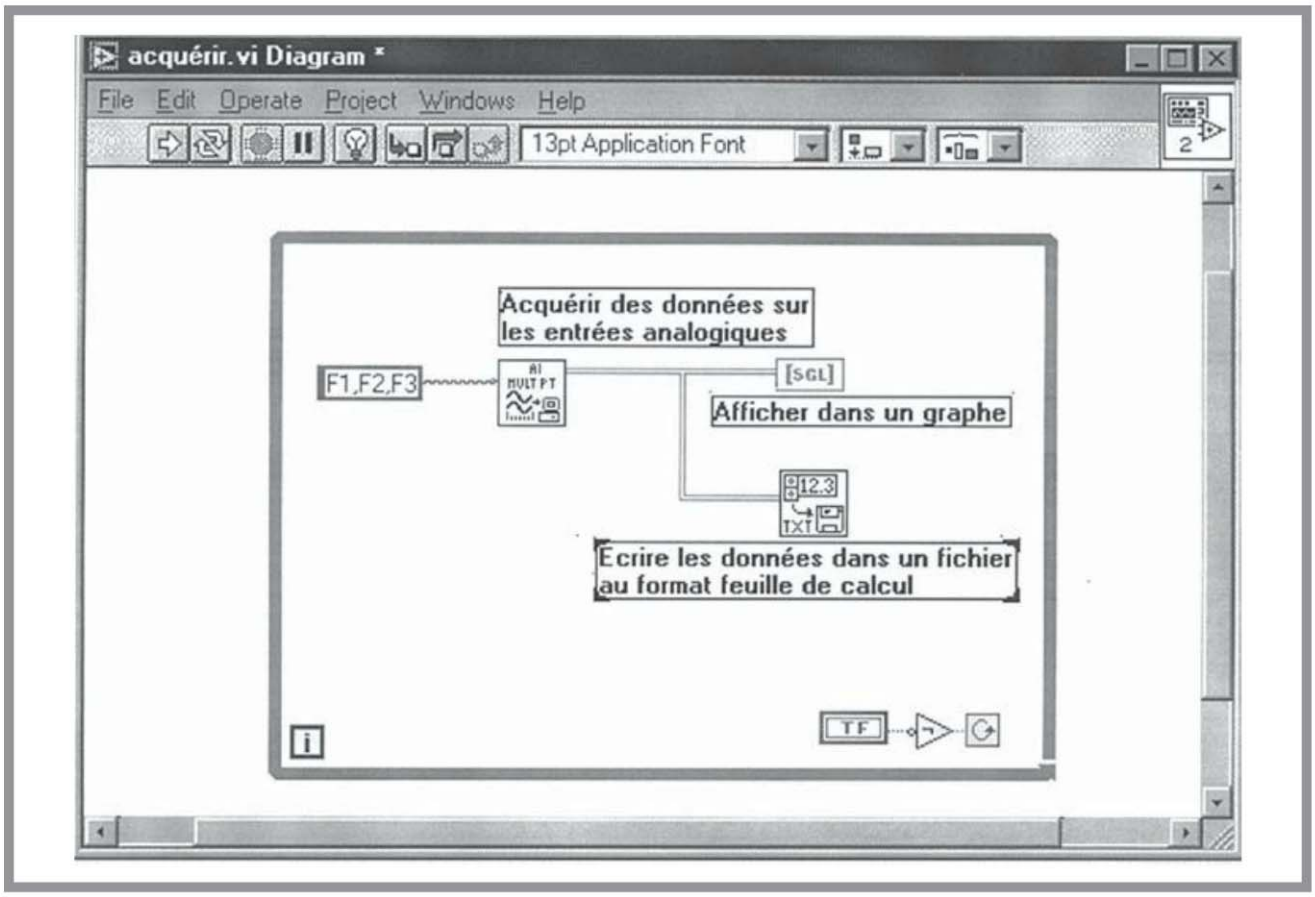


Fig. 26.7. Exemple simple de programme écrit en langage graphique sous LabVIEW.
Il acquiert des données et les affiche sur un graphe tout en les stockant dans un fichier de manière continue.

En ce qui concerne le «G», il s'agit bel et bien d'un langage compilé. Ce langage a suivi un itinéraire assez singulier et traverse les années sans prendre une ride. Il fait son apparition avec LabVIEW en 1986 sur Macintosh, qui était alors le seul ordinateur capable d'exploiter l'aspect graphique des programmes. **Ces**

Copyright © 2011 Dunod.

programmes sont en fait des diagrammes dans lesquels l'utilisateur place des icônes fonctionnelles qu'il relie entre elles au moyen du pointeur de la souris transformé pour l'occasion en bobine de fil (*figure 26.7*). Bref, la programmation ressemble à un câblage électrique et non plus à une suite de lignes de code ésotérique. Le résultat est pourtant un programme compilable et exécutable à des vitesses comparables à celles du C compilé. Cette approche révolutionnaire a mis beaucoup de temps à convaincre la communauté industrielle. Et puis, cantonné sur Macintosh jusqu'en 1992, la démocratisation de LabVIEW a souffert de la marginalité de cette plate-forme. Mais depuis son apparition sur PC, sous Windows 3, le logiciel s'est imposé comme un standard de fait. Le langage «G» est même apparu pour la première fois en 1996 comme le deuxième langage utilisé en acquisition de données, juste derrière le C, devant le C++ et Visual Basic (Personal Engineering, janvier 1997). Il faut dire que LabVIEW n'a cessé de s'enrichir et de se rapprocher des environnements généralistes, en particulier en terme d'ouverture. En effet, si le logiciel est resté fermé pendant plusieurs années, il a fini par s'ouvrir, de façon que les utilisateurs puissent intégrer du code C par exemple, dans leurs diagrammes LabVIEW.
En 1999, une version spéciale deLabVIEW (LabVIEW Real-Time) est apparue, ouvrant la voie à la réalisation d'applications d'acquisition de données en temps réel sur PC, sous Windows.

RAPPELS CONCERNANT LE TEMPS RÉEL

Répondre en temps réel est la capacité de répondre de façon fiable à un événement dans un laps de temps garanti. Ce laps de temps varie d'une application à une autre. C'est pourquoi il n'y a pas de contrainte temporelle universelle qui permette de qualifier un système de temps réel.

Par exemple, lorsque l'on exécute une boucle de contrôle, on doit garantir que la sortie du contrôleur répond à une mesure en entrée à l'intérieur d'un intervalle de temps spécifié, que l'on appelle temps de cycle de la boucle. Si ce temps de cycle peut être garanti, le système est qualifié de déterministe. Si une boucle de contrôle n'est pas déterministe, alors la stabilité du système de contrôle n'est pas garantie.

Temps réel ne signifie pas toujours rapidité. De nombreuses applications d'acquisition de données présentent des temps de cycle importants, notamment celles qui concernent la mesure de température (de l'ordre de la seconde). C'est le degré d'incertitude (« jitter ») de chaque temps de cycle qui définit la nécessité de temps réel d'un système. Par exemple, pour une application de régulation PID, qui s'exécute sous LabVIEW Real-Time avec une mesure sur une seule entrée analogique, le calcul PID suivant, puis la génération d'un signal sur une sortie analogique, le jitter correspondant est d'environ 10 µs.

Copyright © 2011 Dunod.

LabVIEW Real-Time est constitué du système de développement LabVIEW classique, tournant sur le PC hôte, et d'un moteur temps réel embarqué sur la carte d'acquisition de données, sur laquelle les programmes développés peuvent s'exécuter directement, indépendamment du PC hôte. Cela permet d'obtenir des applications qui tournent à plein régime même si la souris est déplacée, si d'autres applications tournent sous Windows, ou même si Windows tombe en panne. La carte d'acquisition doit évidemment intégrer un processeur, un jeu de circuits PC, un BIOS et de la mémoire RAM.

Grâce à cette approche, l'utilisateur peut donc développer de véritables applications temps réel sans connaître les techniques spécifiques du temps réel, ni les plates-formes informatiques spécialisées. Il peut aussi profiter du caractère intrinsèquement multithread de LabVIEW (parallélisme du langage graphique) au niveau du moteur temps réel, pour fixer des priorités dans l'exécution des threads de son programme.

L'acquisition de données temps réel trouve principalement ses applications dans le contrôle/commande de processus industriel et le test automatique, avec en particulier la simulation et le contrôle de moteurs avec dynamomètres, le contrôle de systèmes hydrauliques, le test de vibrations, etc.

L'utilisation de LabVIEW temps réel était limitée au départ à la seule configuration « cartes d'acquisition enfichées dans l'ordinateur ». Depuis, sont apparues d'autres configurations. Il existe notamment une famille de contrôleurs PXI spécialisés, qui permet de faire tourner des applications LabVIEW temps réel au sein d'un châssis PXI complet, ce qui autorise l'utilisation de plusieurs cartes (modules) d'acquisition classiques avec un seul processeur pour gérer l'ensemble. De même, il existe deux systèmes d'entrées/sorties distribuées (FieldPoint et CompactFieldPoint) dont les modules de communication intègrent un processeur capable d'embarquer des applications LabVIEW temps réel.

26.5.5 Logiciels « paramétrables »

Ces logiciels sont qualifiés de « basés menus », « propriétaires » ou encore « applicatifs » ; généralement peu coûteux, ces logiciels sont malheureusement souvent limités. Ils sont d'abord « fermés » : si une fonction n'est pas prévue au départ, l'utilisateur devra s'en passer. Il vaut mieux donc savoir ce que l'on veut et ne pas envisager d'évolutions de son application. Ensuite, ces logiciels ne sont pas des environnements de programmation. Les fonctions peuvent généralement être enchaînées, avec parfois la possibilité d'effectuer des opérations conditionnelles, mais dans tous les cas l'utilisateur est loin de la souplesse d'un véritable générateur de programmes d'acquisition de données. Ceci dit, ces logiciels paramétrables sont bien suffisants dans de nombreuses applications d'acquisition de données.

Copyright © 2011 Dunod.

26.5.6 Logiciels pour tableurs

Il est très courant, dans le domaine de l'acquisition de données, de faire appel à un tableur, pour enregistrer les données, pour effectuer quelques traitements simples et pour profiter des capacités de visualisation graphique. C'est pourquoi, il existe des produits que l'utilisateur peut associer à un tableur pour obtenir un logiciel d'application. C'est le cas de **Measure**, qui est un module «add-in» de Microsoft Excel. Une fois installé, il fait apparaître de nouvelles fonctions dans les menus d'Excel, pour permettre l'acquisition de données directement dans les cellules d'une feuille de calcul. Les données peuvent provenir de cartes d'E/S mais aussi d'instruments programmables. Cette approche ne manque pas d'intérêt, ne serait-ce que pour son coût réduit. Elle permet aussi de profiter du langage de Macro d'Excel pour automatiser des mesures. Il existe plusieurs produits de ce type sur le marché.

26.6 Instruments virtuels

Les performances du couple PC-cartes d'acquisition de données rejoignent celles des instruments de mesure traditionnels. À tel point qu'un nouveau type de logiciel est apparu en 1996 pour utiliser une carte d'acquisition de données exactement comme un instrument de mesure prêt à l'emploi. Il s'agit en fait de programmes exécutables qui offrent à l'utilisateur une interface graphique, sur l'écran du PC, représentant exactement la face-avant d'un oscilloscope par exemple, avec des boutons rotatifs, des interrupteurs, des curseurs et une fenêtre d'affichage des courbes. Ce type de programme associé à une carte d'acquisition de données est ce que l'on appelle un **instrument virtuel**. Il existe des oscilloscopes, des multimètres, des générateurs de fonctions, des analyseurs de signaux dynamiques, et même des contrôleurs de température virtuels. Naturellement, en ce qui concerne les oscilloscopes notamment, il n'est pas encore question d'envisager des performances élevées en terme de bande passante, puisque les CAN des cartes d'acquisition de données sont limités à des fréquences de quelques centaines de MHz.

C'est d'ailleurs pourquoi on a vu apparaître des cartes spécialisées, non plus vraiment d'acquisition de données, mais d'instrumentation. Associées aux exécutables prêts à l'emploi, ces cartes offrent une alternative plus convaincante à l'instrumentation traditionnelle. En tout cas, qu'il s'agisse d'une carte d'acquisition de données ou d'une carte *instrument*, le gros avantage réside dans la disponibilité immédiate des données de mesure dans l'ordinateur.

Pour bien comprendre ce qu'est l'instrumentation virtuelle, il faut d'abord constater qu'un instrument de mesure classique est généralement composé de trois parties :

Copyright © 2011 Dunod.

l'interface d'entrées/sorties (par exemple, les convertisseurs analogique/numérique dans le cas d'instruments évolués comme l'oscilloscope numérique), le traitement des données (une circuiterie électronique associée ou non avec un processeur numérique et un logiciel embarqué), et l'interface utilisateur.

Ces trois parties ne vieillissent pas à la même vitesse face à l'évolution des besoins. En outre, on imagine facilement que plusieurs instruments pourraient utiliser le même affichage, et dans une moindre mesure, une même interface d'E/S. C'est pourquoi certains constructeurs ont proposé par exemple des oscilloscopes modulaires, basés sur un châssis et un affichage communs. Mais faute de standardisation, ce type de système s'est révélé trop coûteux. La standardisation n'est arrivée qu'à la fin des années 1980, avec l'instrumentation VXI, qui reste encore onéreuse, et donc limitée à des bancs de test complexes.

La solution a été apportée, de manière naturelle, par l'acquisition de données sur PC. Incapable, jusqu'à présent, de rivaliser avec l'instrumentation rapide, un système d'acquisition de données n'en est pas moins un instrument de mesure, conforme au schéma triptyque interface-traitement-affichage. Mais dans ce schéma, c'est au processeur et à l'écran du PC, associé au logiciel, qu'incombent les fonctions de traitement et d'affichage. L'interface d'E/S est assurée quant à elle par une «simple» carte connectée au bus du PC.

Face à l'évolution de ses besoins, l'utilisateur n'est pas obligé de tout remplacer. Il lui suffit de changer sa carte d'E/S et éventuellement de modifier son logiciel. En outre, c'est l'utilisateur qui définit lui-même la fonctionnalité du système par l'intermédiaire du logiciel, si tant est que celui-ci soit suffisamment souple et ouvert.

C'est là le principe de base de l'instrumentation virtuelle : profiter de la standardisation de la micro-informatique pour permettre aux utilisateurs de créer leurs propres systèmes d'instrumentation, économiques et évolutifs.

Si un système d'acquisition de données sur PC peut être considéré comme un instrument virtuel, il faut rappeler qu'une carte d'acquisition de données ne peut couvrir tous les besoins en matière d'instrumentation, notamment en haute fréquence. Heureusement, il est possible de combiner, dans un même système basé PC, une carte d'acquisition de données et d'autres matériels d'E/S, de manière à obtenir a priori n'importe quel «super instrument», capable de répondre à n'importe quel besoin, et d'évoluer avec ce besoin. La plupart des solutions logicielles présentées dans les paragraphes précédents permettent effectivement de contrôler non seulement des cartes d'acquisition de données, mais aussi des instruments classiques programmables, des châssis d'instrumentation VXI ou PXI, des automates programmés, des cartes d'acquisition d'images, des cartes de commande d'axes moteur, etc. à partir d'un même PC, servant d'interface utilisateur unique.

Copyright © 2011 Dunod.

BIBLIOGRAPHIE

De nombreuses et utiles Notes d'Application sont disponibles sur les sites Internet des principaux constructeurs :

Analog Devices : www.analog.com

Burr-Brown : www.burr-brown.com

Hewlett Packard France : www.france.hp.com

Hewlett Packard US : www.hp.com

Keithley : www.keithley.com

Maxim : www.maxim-ic.com

National Instruments : www.natinst.com

National-Semiconductor : www.national.com

Texas Instruments : www.ti.com

ASCH G. et Coll. *Les capteurs en instrumentation industrielle.* 7e édition Dunod. Paris 2010.

BASSIERE M., GAIGNEBET E. *Métrologie générale.* Dunod. Paris 1966.

BLOT J. *Électronique linéaire.* Dunod. Paris 1993.

CARR J.J. *Designer's handbook of instrumentation and control circuits.* Academic Press. New York 1992.

CHAROY A. *Parasites et perturbations des électroniques.* 2e édition Dunod. Paris 2006.

CIAM. *Réseaux de terrain.* Hermès. Paris 1999.

CLEMENTS A. *Analog interface and DSP source book.* Mc Graw-Hill. New York 1993.

COMBS C.F. *Electronic Instruments Handbook.* McGraw-Hill. New York 1995.

Copyright © 2011 Dunod.

DAUGHERTY K. *Analog to digital conversion. A practical approach.* McGraw-Hill 1994.

FICCHI R.F. *Les parasites en électricité et électronique.* Dunod. Paris 1966.

FISH P.J. *Electronic noise and low noise design.* McGraw-Hill. New York 1993.

FONDANECHE P., GILBERTAS P. *Filtres numériques.* Masson. Paris 1981.

GOEDBLOED J. *Electromagnetic compatibility.* Prentice-Hall. New York 1992.

GOUET M. *Mesure et contrôle sur P.C.* Masson. Paris 1993.

GUNTHER J. *Structure et technologie des ordinateurs.* Hermes. Paris 1993.

JOHNSON J.H. *Build your own low cost data acquisition and display devices.* TAB Books. New York 1994.

LILEN H. *Microprocesseurs.* Dunod. Paris 1995.

MELLICHAMP D.A. *Real time computing with applications to data acquisition and control.* Van Nostrand Reinhold. New York 1983.

MORRISON R. *Grounding and shielding techniques in instrumentation.* John Wiley & Sons. New York 1977.

MORRISON R., LEWIS W.H. *Grounding and shielding in facilities.* John Wiley& Sons. New York 1990.

MORRISON T.P. *The art of computerized measurement.* Oxford University Press. Oxford 1997.

MOTCHENBACHER C.D., CONNELLY J.A. *Low noise electronic system design.* John Wiley & Sons. New York 1993.

PIPPENGER D.E., TOBABEN E.J. *Linear and interface circuits applications.* McGraw-Hill. New York 1988.

PUJOLLE G. *Les réseaux.* 6e édition Eyrolles. Paris 2008.

RIGBY W.H., DALBY T. *Computer interfacing.* Prentice- Hall. New York 1995.

SHEINGOLD D. *Transducer interfacing handbook.* Analog Devices. 1980.

SHEINGOLD D. *Analog- digital conversion handbook.* Prentice-Hall. 1986.

TANENBAUM A. *Réseaux – Cours et exercices.* 3e édition Dunod. Paris 1999.

TRAN TIEN LANG. *Électronique des systèmes de mesure.* Masson. Paris 1992.

TRAN TIEN LANG. *Systèmes de mesure informatisés.* Masson. Paris 1991.

VIOLETTE N., WHITE D., VIOLETTE M. *Electromagnetic compatibility handbook.* Van Nostrand Reinhold. New York 1987.

WADEY W.G. *Magnetic shielding with multiple cylindrical shells.* Rev. Scient. Instr. 27. n° 11 p. 910. 1956.

WOODCOCK J. *Dictionnaire de l'informatique.* Dunod. Paris 1992.

WRATIL P., SCHMIDT R. *Contrôle, mesure, régulation sur P.C.* Éditions Radio. Paris 1991.

Copyright © 2011 Dunod.

INDEX

A

accéléromètre, 108
ACIA, 333, 408
amplificateur
  asymétrique, 138
  différentiel, 141
  instrumentation, 150
  isolement, 153, 197
  programmable, 139, 300
autoétalonnage, 391
autozéro, 391

B

bande passante
  à e près, 97
  grands signaux, 172
  petits signaux, 168
blindage
  câbles, 71
  conducteur, 56
  efficacité, 82, 87
  électromagnétique, 80
  électrostatique, 66
  ferromagnétique, 57
  flottant, 68
  ouvertures, 88
bruit de fond
  densité spectrale, 202
  divers types, 203
  réduction, 220
  schémas équivalents, 210
bruit de quantification, 263
budget,
  des incertitudes, 311
  des temps, 303
bus, 318
  formats, 502, 503
  Compact PCI, 508
  PCI, 503
  PCMCIA, 505
  PXI, 508
  VXI, 507

C

câble coaxial, 49, 55, 71
CAN, 351
capteur
  générateur de charge, 107
  générateur de courant, 106
  générateur de f.e.m., 104
  capacitif, 113
  inductif, 112
  résistif, 109
  choix, 117
  en milieu perturbé, 115
capteur intelligent, 419
caractéristiques métrologiques
  dynamiques, 97
  statiques, 94
carte d'acquisition, 495
  déportée, 497
  enfichable, 496
condensateur volant, 199

Copyright © 2011 Dunod.

conditionneur de capteur
générateur de charge, 121
générateur de courant, 119
réactif, 129
résistif, 123
convertisseur analogique numérique
approximations successives, 268
bipolaire, 275
double rampe, 270
flash ou parallèle, 281
rampe numérique, 264
sigma delta, 275
caractéristiques métrologiques, 283
commande, 349
lecture de données, 352
convertisseur numérique analogique
réalisation, 289
caractéristiques métrologiques, 291
convertisseur tension-fréquence, 196, 273
couplage optoélectronique, 196

D

décharge électrostatique, 15
dérive thermique
du gain, 96
du décalage de zéro, 97
détection synchrone, 132, 222
différence de potentiel de masse, 38
protection vis-à-vis, 182
DMA, 335, 484
driver, voir pilote
DSP, 338
dynamomètre, 108

E

échantillonnage, 7
échantillonnage-blocage
alterné, 305
simultané, 295
échantillonneur-bloqueur
bilan des incertitudes, 259
commande, 347
structures, 252
temps caractéristiques, 254
transfert de charge, 257
ENOB, 303
erreur
de gain, 94
de linéarité, 95
de mobilité, 7
de précision, 6
de quantification, 263
étalonnage, 389
étendue de mesure, 5

F

filtres
actifs, 228
à capacités commutées, 228
antiparasites, 28
bande atténuée, 232
bande passante, 231
Bessel, 226
Butterworth, 226
Chebychev, 226
foudre, 16
fréquence d'échantillonnage, 234

G

gain
différentiel, 142
de mode commun, 142
de la chaîne, 297
garde, 153, 192
grandeurs d'influence, 10
compensation, 390

H/I

HART protocole, 401
IMD, 287
incertitude de mesure
d'un dispositif, 93, 100
de la chaîne, 311
instrument virtuel, 517
interruption, 336, 367, 450
isolement galvanique, 197

Copyright © 2011 Dunod.

J/L

jauge d'extensométrie, 111
langage machine, 471
  généraliste, 512
  de programmation graphique, 514
liaison, voir transmission
ligne de transmission, 414
limiteur d'amplitude, 35
linéarisation, 393
linéarité, erreur de, 95
logiciel, 471
  d'exploitation, 487
  paramétrable, 516
  pilote, 490
  pour tableur, 517

M

masse
  différence de potentiel, 38
  liaison à, 39
  mécanique, 41
mémoire
  cache, 479
  centrale, 327
  gestion, 371
microcontrôleur, 337
microprocesseur, 315
  gestion, 367
mode commun
  perturbations en, 24
mode série
  perturbations en, 24
modulation-démodulation
  synchrone, 132, 222
multiplexage anticipé, 304
  commande, 346
  échelonné, 309
  réparti, 310
multiplexeur
  atténuation de transmission, 243
  bilan des incertitudes, 249
  caractéristiques métrologiques, 240
  choix, 238
  diaphonie, 245
  différentiel, 237
  unipolaire, 237

N

Nyquist, condition de, 7
  fréquence de, 7, 234

O

onde électromagnétique
  atténuation par absorption, 86
  par réflexion, 84
oscillateur
  conditionneur, 133
  programmable, 342
OSI (modèle), 432

P

paire torsadée, 49
parasites, voir perturbations
parasurtenseurs, 35
perturbations
  par couplage électrique , 18, 61
  par couplage électromagnétique, 18, 77
  par couplage galvanique, 17, 27
  par couplage magnétique, 18, 47
photodiode, 106
PIA, 333
pilote, 25, 14
pipeline
  d'instructions, 476
  de microinstructions, 475
plug and play, 507
port d'entrées/sorties, 233
précision, 5
processeur
  d'entrées-sorties, 485
  de signal, 338
PROFIBUS, 462
programme d'acquisition, 375

Copyright © 2011 Dunod.