

r525

Acquisition et traitement des signaux de mesure à l'aide de microprocesseurs - Architecture globale : capteurs et chaînes de mesure

Date de publication : 10/12/2010

Par :

Paul SENTE

Ingénieur principal, chef de service à l'Université catholique de Louvain (UCL, Belgique),
Responsable du laboratoire LACTION (actionneurs et capteurs intelligents), Membre du centre de
recherche en mécatronique (CEREM), Chargé de cours à l'ECAM (Haute École Léonard de Vinci,
Belgique)

Cet article fait partie de la base documentaire :

Techniques de mesure analogiques et numériques

Dans le pack : Mesures et tests électroniques

et dans l'univers : Mesures - Analyses



Cet article peut être traduit dans la langue de votre choix.
Accédez au service *Traduction à la demande* dans votre espace « Mon compte ». (Service sur devis)

Document délivré le : 20/02/2015

Pour le compte : 7200092269 - cerist // 193.194.76.5

Pour toute question :

Service Relation clientèle - Techniques de l'Ingénieur
249 rue de Crimée - 75019 - Paris

par mail infos.clients@teching.com ou au téléphone 00 33 (0) 1 53 35 20 20

Acquisition et traitement des signaux de mesure à l'aide de microprocesseurs

Architecture globale : capteurs et chaînes de mesure

par **Paul SENTE**

*Ingénieur principal, chef de service à l'Université catholique de Louvain (UCL, Belgique)
Responsable du laboratoire LACTION (actionneurs et capteurs intelligents)
Membre du centre de recherche en mécatronique (CEREM)
Chargé de cours à l'ECAM (Haute École Léonard de Vinci, Belgique)*

1. Vue d'ensemble	R 525v2 – 2
2. Moyen de mesure : le capteur	– 3
2.1 Capteurs « analogiques »	– 3
2.2 Capteurs « numériques »	– 4
3. Chaîne de mesure : conditionnement et traitement des signaux	– 7
3.1 Précautions	– 7
3.2 Amplification analogique	– 8
3.3 Correction de zéro et de gain	– 9
3.4 Excitation analogique	– 9
3.5 Filtrage analogique	– 10
3.6 Simplification de la chaîne de mesure	– 10
3.7 Numérisation	– 11
3.8 Chaîne de mesure digitale	– 16
3.9 Interface d'entrée numérique	– 19
3.10 Acquisition multicanaux	– 20
3.11 Traitement numérique	– 24
Pour en savoir plus	Doc. R 525v2

L'acquisition, au fil du temps, de données relatives à l'état d'un système physique en permet l'observation : elle a pour but d'informer sur l'évolution temporelle de différentes grandeurs physiques. Ces dernières sont judicieusement choisies en fonction du but recherché : permettre l'étude d'un phénomène scientifique, générer la commande optimale d'un processus, surveiller l'usure d'un outil de production ou, plus simplement, garantir le bon fonctionnement d'un système industriel. Tant au sein des laboratoires de recherche que dans les sites industriels de production, l'acquisition et le traitement de signaux de mesure sont donc incontournables.

Par ailleurs, avec le développement des systèmes à microprocesseur, l'ordinateur et ses possibilités de calcul se sont trouvés démocratisés au point de pouvoir être embarqués à l'intérieur des systèmes de mesure et de contrôle. À partir de là, l'évolution prévisible a été d'accroître la part du numérique pour réduire le nombre de circuits nécessaires, donc réduire les coûts de fabrication et augmenter la fiabilité. C'est ce qui explique la part importante prise par le microprocesseur dès le niveau de la conception des systèmes d'instrumentation électronique. L'utilisation d'une machine séquentielle standardisée – le microprocesseur – permet ainsi de substituer le développement d'un

logiciel de calcul à la conception et à la réalisation de toute une chaîne de traitement et de conditionnement de signaux analogiques et numériques. Les avantages en termes de coût et de souplesse en sont évidents. Et le « traitement numérique du signal » y trouva pour beaucoup ses lettres de noblesse.

Finalement, la densité d'intégration sans cesse croissante obtenue dans la fabrication des circuits électroniques permet le remplacement d'une part toujours plus importante de la partie séquentielle par une logique câblée, réalisée à l'aide de circuits logiques programmables, ce qui contribue à la réduction des temps de calcul et donc à l'accroissement des performances des systèmes d'acquisition et de traitement de données sans perte au niveau de la souplesse de conception et de maintenance : il n'est plus rare de trouver le microprocesseur associé à une FPGA, voire même une FPGA seule intégrant, entre autres, le microprocesseur !

Dans cet article, on se propose de rappeler l'architecture d'une chaîne d'acquisition et de traitement de données par microprocesseur en y distinguant les composantes fondamentales et en illustrant leurs rôles particuliers par des exemples choisis. Ce large tour d'horizon comprend deux fascicules : le premier [R 525v2] est consacré aux capteurs et aux chaînes de mesure qui y sont associées tandis que le second [R 526v2] se focalise sur le traitement matériel de l'information tout en soulignant quelques précautions particulières relatives à la mise en œuvre du logiciel. Un troisième fascicule [R 527] complète cette vision architecturale par l'évocation des technologies actuelles : un bref survol des différentes familles de microprocesseurs, avec pour but de mettre en évidence les avantages et les inconvénients qu'elles présentent dans le cadre de notre application (chapitre 1), est suivi d'une évocation de quelques familles de systèmes commerciaux permettant la résolution « clé en main » d'un certain nombre de problèmes classiques en matière d'acquisition et de traitement de données (chapitre 2).

Cet article est le second consacré à l'acquisition de données par microprocesseur. Le premier, disponible en archive, met l'accent sur la mise en œuvre des capteurs analogiques d'une part et sur le traitement numérique du signal d'autre part. Cette fois, ces deux aspects ont été volontairement moins détaillés pour laisser une plus grande place à l'architecture particulière – tant au plan matériel que logiciel – des systèmes basés sur des microprocesseurs et, plus particulièrement, des microcontrôleurs ainsi qu'à la panoplie de circuits périphériques exploitables dans ce contexte à l'heure actuelle. Concernant le traitement du signal, quelques réflexions et exemples touchent aussi aux systèmes bouclés, c'est-à-dire aux systèmes qui utilisent les données acquises pour réagir sur leur environnement (régulateurs, actionneurs).

Nota : un glossaire est présenté en fin d'article.

1. Vue d'ensemble

L'acquisition de données relatives à l'état d'un système physique a pour but d'informer sur l'évolution temporelle de différentes grandeurs physiques. Ces dernières sont judicieusement choisies en fonction de la finalité recherchée, par exemple le contrôle d'un processus industriel ou l'étude du vieillissement d'un dispositif de commande.

Les mesures proprement dites s'effectuent au moyen de capteurs, interfaces d'entrée entre le monde physique et le système électronique (figure 1). En aval des capteurs, les chaînes de mesure qui y sont associées assurent le bon conditionnement de leurs capteurs respectifs (alimentation, gain...) et réalisent les traitements nécessaires des signaux bruts de mesure (filtrage, linéarisation...). En complément, si le système électronique doit également agir ou réagir sur son environnement, il devra disposer d'une seconde interface, de sortie cette fois, constituée de ce que l'on appelle en

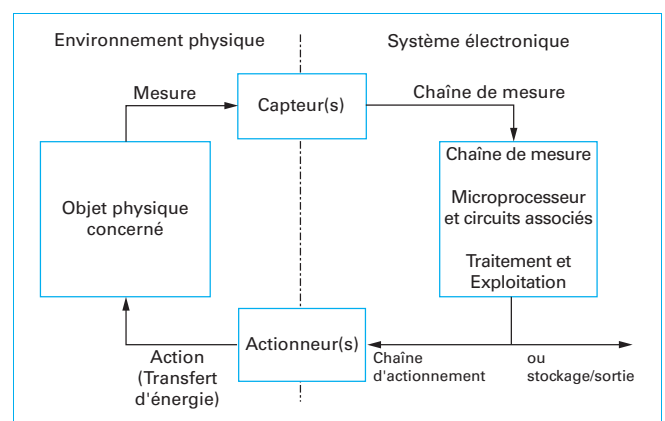


Figure 1 - Architecture globale

toute généralité un « actionneur » et dont le pilotage correct est assuré par une chaîne d'actionnement. Dans ce cas, la boucle est fermée et on a normalement affaire à un système de régulation ou de contrôle-commande. Dans les autres cas, les données récoltées seront éventuellement traitées et stockées avant d'être mises à disposition par une interface vers un opérateur ou vers d'autres machines. Toutes ces opérations qui prennent place après les phases d'acquisition et de conditionnement sont regroupées ci-après dans la rubrique relative au traitement et à l'exploitation de l'information.

Au centre du dispositif électronique on trouve bien évidemment le microprocesseur et les circuits qui lui sont nécessaires d'abord pour fonctionner (mémoire de programme...), pour s'interfacer avec la chaîne de mesure (entrées digitales, convertisseurs analogique-numérique...), pour exploiter l'information acquise (mémoire de stockage, afficheurs, circuits de communication), et enfin, si le système est bouclé, pour piloter la chaîne d'actionnement (convertisseurs numériques-analogiques...). Rappelons que les états binaires (un et zéro) du « monde » digital ou numérique correspondent simplement aux niveaux électriques (plage haute et plage basse) des circuits électroniques.

Le lecteur désireux de retrouver les bases de l'électronique analogique et digitale sous l'angle des applications en instrumentation est invité à consulter l'ouvrage [1].

2. Moyen de mesure : le capteur

Par définition, puisqu'il constitue l'interface entre le monde physique et l'instrument électronique, on trouve le capteur en tête de la chaîne de mesure. Il est choisi en fonction de la grandeur physique à mesurer, et, lorsqu'il en existe plusieurs types, en fonction des performances attendues dans le système d'acquisition (précision, temps de réponse...).

Perception analogique de l'environnement

Nombre de capteurs classiques (au sens où ils sont disponibles dans le commerce) sont par nature analogiques. La raison est à la fois d'ordre pratique – car notre perception de l'environnement est de nature continue –, et d'ordre historique – puisque l'électronique analogique a été développée en premier (à une époque où les calculateurs étaient encore mécaniques).

Dans ce qui suit, seuls certains types de capteurs sont évoqués. Le lecteur désireux d'en savoir plus en matière de capteurs industriels est invité à consulter [11] [12].

2.1 Capteurs « analogiques »

La plupart des capteurs commerciaux sont de nature analogique : ils délivrent une mesure sous la forme d'un signal physique (souvent électrique) variant de façon analogue à celle de la grandeur mesurée, sans discontinuité et, de préférence, linéairement.

Voici quelques capteurs analogiques classiques répertoriés par domaine d'application :

- capteurs de position :
 - résistance variable : potentiomètre linéaire ou rotatif, jauge extensométrique,
 - capacité variable : linéaire ou rotative,
 - inductance variable : à une seule bobine, à diviseur inductif, transformateur différentiel (LVDT),

- mesure du temps de propagation : ultrasons, ondes électromagnétiques ;
- capteurs de vitesse :
 - dynamo tachymétrique, alternateur tachymétrique (vitesse angulaire),
 - mesure de différence des temps de propagation aller-retour : ultrasons, ondes électromagnétiques,
 - mesure de variation de fréquence (effet Doppler) : radars (ondes électromagnétiques), Doppler vasculaire (vitesse du sang, ultrasons) ;
- capteurs d'accélération :
 - par effet sur une masse : voir capteur de force ;
- capteurs de force (voire de pression) ou de couple :
 - capteurs piézoélectriques (transducteur de force),
 - jauges de contrainte, éléments piézorésistifs *via* un corps d'épreuve ;
- capteurs de température :
 - thermocouple,
 - résistance variable : thermistance métallique (PT100), à oxyde semi-conducteur (CTN, CTP),
 - jonction semi-conductrice,
 - pyromètres (rayonnement) ;
- capteurs de débit : débitmètres...
 - à ultrasons (mesure de vitesse dans une canalisation de section connue),
 - électromagnétiques (liquides conducteurs : loi de Faraday),
 - à turbine (passage à la vitesse angulaire),
 - à variation de pression (diaphragme, tuyère, Venturi).

Exemple : mesure de température à l'intérieur d'un four alimentaire.

Nous décidons d'utiliser une thermistance et plus particulièrement une résistance à coefficient de température négatif appelée CTN (ou NTC en anglais), car elle a l'avantage d'offrir une large variation de résistance sur une gamme de température correspondant bien à des usages domestiques courants (– 50 °C à + 300 °C). Malheureusement la relation entre valeur de résistance et température est non linéaire et suit une loi qui peut être suffisamment approchée par :

$$R_T(T) = R_T(T_0) \exp\left(\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right) \quad (1)$$

- où
- T température de la thermistance,
 - T_0 température de référence (souvent 298,15 K soit 25 °C),
 - $R_T(T)$ résistance offerte par la thermistance à la température T ,
 - β coefficient caractérisant la thermistance (K).

Une façon d'utiliser notre capteur est d'en déterminer la résistance en l'alimentant simplement par une source de courant et en mesurant la tension de sortie, puis de déduire la valeur de température de celle de la résistance à partir de la relation donnée ci-avant. C'est le rôle de la chaîne de mesure qui sera décrite plus loin.

La tentation est grande de choisir son capteur ou de conditionner son fonctionnement pour obtenir finalement une tension dont la mesure s'effectue aisément au moyen de circuits classiques et faciles à mettre en œuvre (voir § 3.7.1). Nous verrons cependant qu'il est parfois mieux de procéder autrement pour accéder plus directement à la mesure et gagner ainsi tant en précision qu'en fiabilité.

On notera que l'on est ainsi assuré que, quel que soit l'instant où le code est lu, la valeur capturée est correcte (à la largeur d'un secteur angulaire près). De ce point de vue on notera qu'en ce qui concerne les codages pour lesquels plusieurs bits changent « en même temps » lors du passage d'une position à l'autre, une lecture asynchrone du code qui se produirait par hasard à l'instant du changement pourrait provoquer la capture d'un code erroné. En effet, dans la pratique, les changements individuels des différents bits ne sont jamais parfaitement simultanés puisqu'ils sont liés à la géométrie du marquage du disque et à l'amplification du signal optique (exemple du code binaire en figure 5).

Si l'usage du code binaire présente une nécessité, il faudra donc prévoir une circuiterie auxiliaire (au niveau de la chaîne de mesure) ou un traitement logiciel (lors de l'acquisition du signal) permettant de garantir que le code lu n'est pas une valeur intermédiaire incorrecte. Un exemple de ce traitement logiciel est fourni au § 3.9.

Les encodeurs optiques **incrémentaux** sont plus simples de construction et donc moins onéreux mais ils n'offrent qu'une information de **changement** de position. Ils fournissent en sortie au minimum un canal délivrant un signal carré où chaque état correspond au passage du détecteur optique dans une zone éclairée ou obscure étant entendu que le disque solide de l'arbre du codeur est porteur d'une gravure constituée d'une alternance de zones

translucides et opaques de même longueur (figure 6). Le tour complet est ainsi divisé en sections élémentaires et c'est le comptage du nombre de changements de section qui permet de déterminer le secteur angulaire courant. On adjoint généralement à ce premier canal un second fournissant un signal semblable mais correspondant à une lecture décalée de 90° (soit un quart de période, ce qui équivaut à une demi-zone opaque ou claire) par positionnement d'un second détecteur optique sur la même piste mais en décalage de position (ou sur une deuxième piste gravée à l'identique mais décalée). Une troisième piste est parfois prévue pour y fournir un et un seul repère par tour, donc un repère absolu : l'« index ».

Le sens de rotation est donné par le signe du déphasage. Plus simplement, il suffit d'observer quel est le niveau d'un signal lors d'un flanc de l'autre donné (soit montant, soit descendant) pour connaître ce sens.

Notons que, tant pour les codeurs incrémentaux qu'absolus, l'incertitude de position est au moins égale à l'ouverture d'un secteur circulaire ($360^\circ/N$ où N est le nombre de secteurs). Les seules positions bien définies correspondent aux frontières entre lumière et obscurité, c'est-à-dire aux frontières de la gravure qui donnent lieu à un changement de code en sortie. Une tolérance sur le positionnement de ces frontières est définie qui correspond à l'erreur de symétrie du dessin. Et si les flancs correspondants du signal

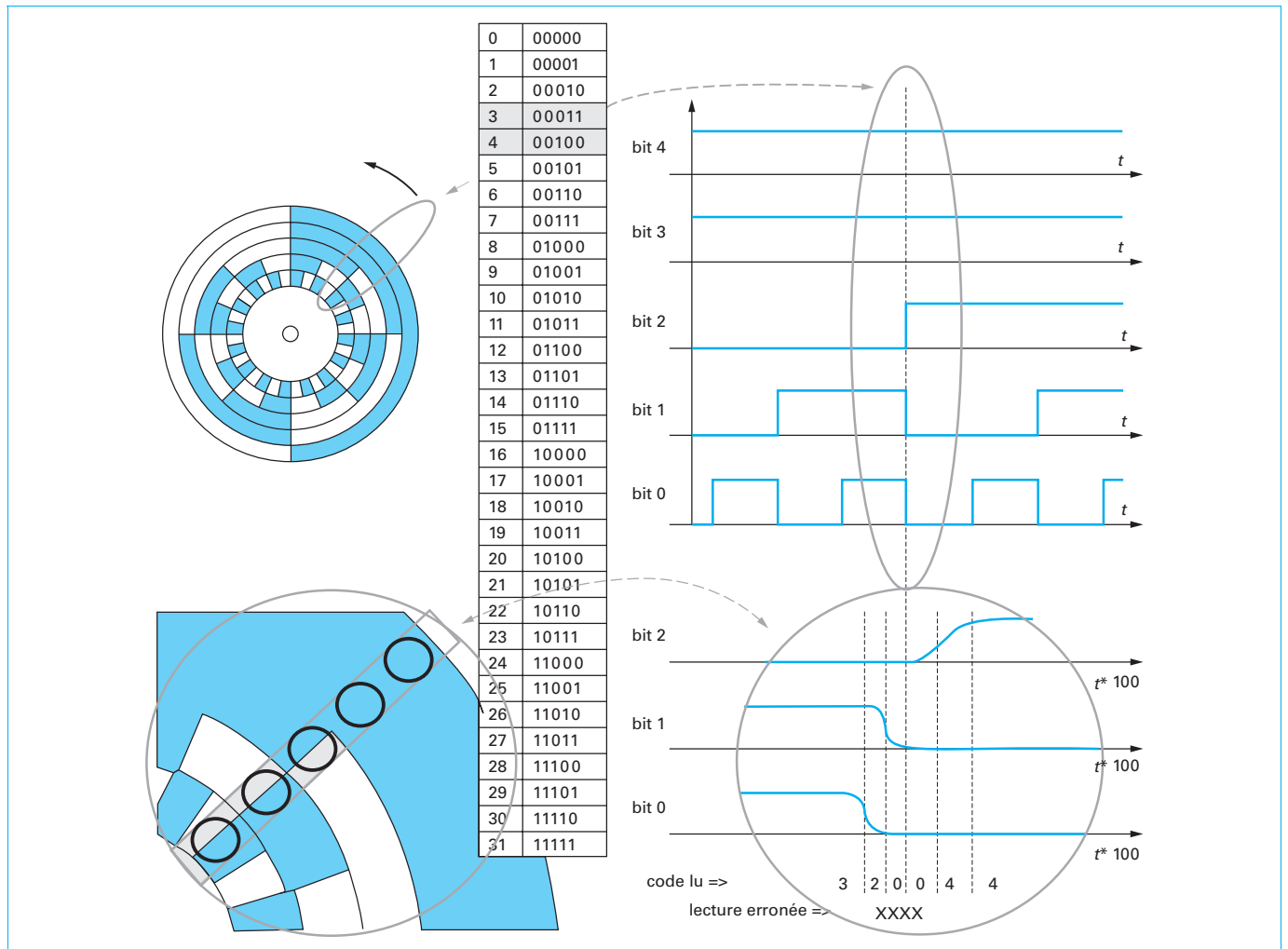


Figure 5 – Code binaire : incertitude de lecture

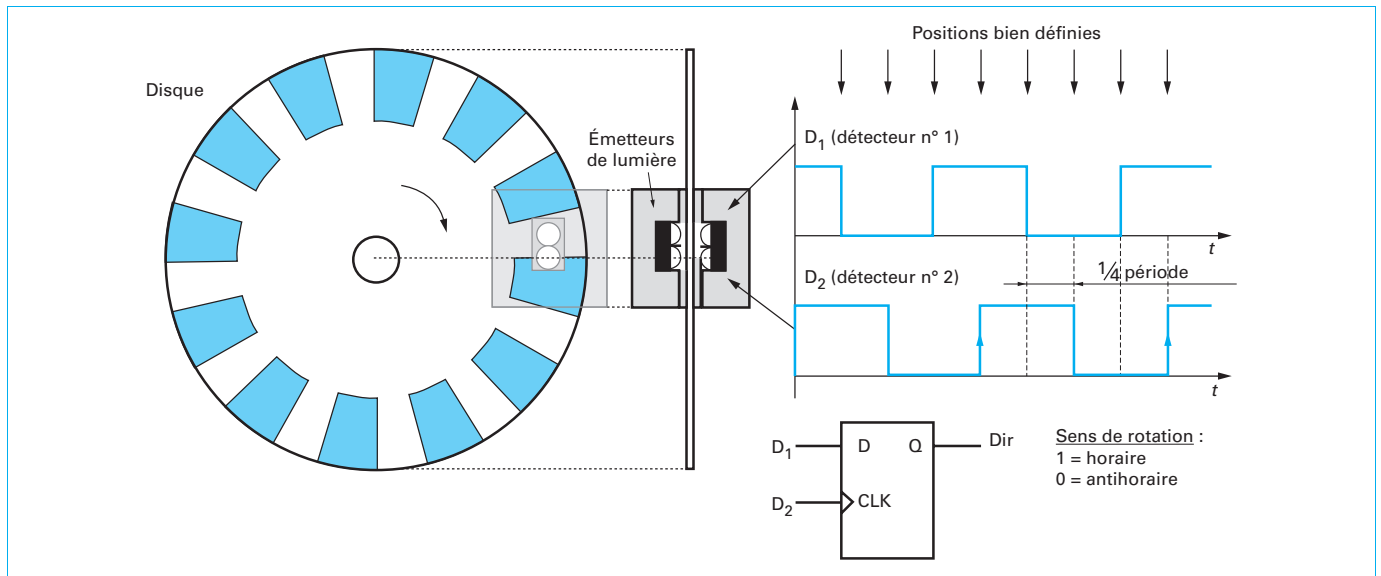


Figure 6 – Encodage optique incrémental

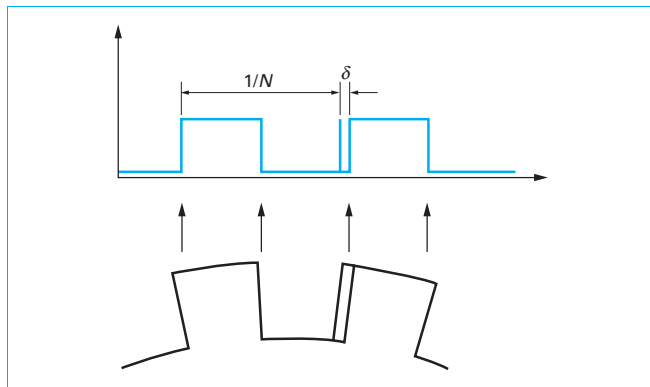


Figure 7 – Incertitude de gravure (encodeur incrémental)

électrique sont utilisés par exemple pour calculer la vitesse en mesurant le temps séparant le passage par deux positions distinctes, cette erreur se répercutera directement sur la mesure. Le nombre de cycles par tour étant généralement de quelques centaines à quelques milliers, on conçoit que la finesse de gravure du disque est garante de la précision.

Exemple : soit un encodeur optique incrémental possédant 1 000 cycles par tour. Un cycle représente donc $0,36^\circ$ soit 21,6 minutes d'arc. Une dissymétrie de cycle δ de 2 % correspond donc à 0,432 minutes d'arc. Et dans le cas d'une roue d'un diamètre de 50 mm, on calcule que la précision de dessin est de $3 \mu\text{m}$! (voir figure 7).

Une autre source de dissymétrie se cache dans ces dispositifs : la présence d'un seuil de détection. En effet, après amplification, la sortie du phototransistor est comparée à un seuil ajustable qui permet de tenir compte des caractéristiques particulières du couple émetteur-récepteur en présence. C'est ce seuil qui, finalement, conditionne la qualité de la numérisation de l'information. Et, quelque part, il peut aussi en être le talon d'Achille : lorsque la LED émettrice de lumière d'un codeur optique vieillit, la diminution progressive de son intensité lumineuse est responsable de l'apparition d'une dissymétrie au niveau du signal de sortie puisque la

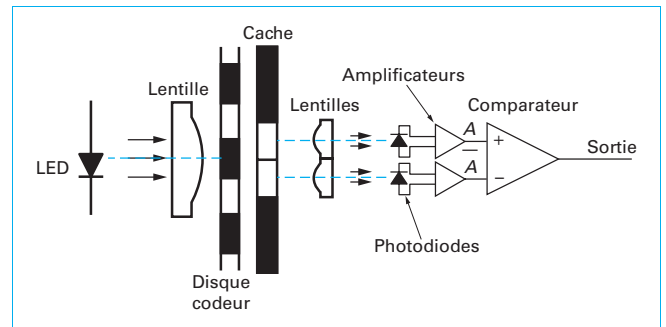


Figure 8 – Optique symétrique pour encodeur

plage correspondant à la phase éclairée se réduit au profit de celle correspondant à la phase obscure. Une solution permettant de se prémunir du vieillissement des LED est de sacrifier un couple émetteur-récepteur pour en faire une référence. Cette technique nous servira d'exemple un peu plus loin pour expliquer les diverses actions possibles dans la chaîne de mesure (§ 3.4).

Mais parfois, une solution plus astucieuse et plus définitive peut être trouvée : certains encodeurs optiques de qualité fabriqués par HP (Hewlett Packard) ont recours à un dispositif optique symétrique. Celui-ci leur permet de remplacer la comparaison à un seuil **absolu** par une comparaison **relative** : au lieu de chercher à savoir si la LED éclaire *suffisamment* le détecteur, on utilisera deux détecteurs disposés symétriquement face au faisceau lumineux et on déterminera lequel est le plus éclairé (figure 8). Cette technique est indépendante de l'intensité globale de l'émetteur.

Notons encore, pour terminer ce bref tour d'horizon des capteurs numériques, que le principe de détection optique peut être *ipso facto* transposé à la détection magnétique. Des codeurs constitués de noyaux magnétiques passant devant des bobines permettent des mesures tout ou rien par détection de seuil tout en autorisant une séparation physique des éléments en mouvement par rapport aux détecteurs. Cette technique peut être, par exemple, mise à profit dans des installations sous pression, un des éléments étant plongé dans le milieu sous pression, l'autre pas... à condition que la séparation soit assurée par un matériau à faible perméabilité magnétique.

3. Chaîne de mesure : conditionnement et traitement des signaux

Le capteur est le premier maillon de la chaîne. Il en conditionne toutes les performances en ce sens que le reste de la chaîne de mesure ne pourra fournir plus d'information que ce que lui-même permet. Néanmoins, diverses techniques permettent d'en tirer la quintessence comme :

- le réglage optimal du gain d'excitation et de mesure (réglage automatique des gains) ;
- le réglage optimal du zéro de mesure (correction automatique de zéro) ;
- le conditionnement optimal du signal de mesure et son traitement (filtrage, moyennage...) ;
- la prise en compte du régime de fonctionnement (correction des non-linéarités).

C'est la raison pour laquelle la représentation de la chaîne de mesure donnée à la figure 9 reprend, outre le capteur lui-même, un bloc représentant son excitation éventuelle et deux blocs figurant un traitement analogique éventuel du signal de mesure et un traitement analogique éventuel du signal d'excitation.

Finalement, dans les cas habituels, la mesure doit encore être mise sous forme numérique pour pouvoir être ensuite exploitée.

Dans le cas d'un capteur numérique par essence, ces traitements n'existent généralement pas et l'interface d'entrée numérique se réduit souvent à sa plus simple expression (port d'entrée digital).

3.1 Précautions

La chaîne de mesure est aussi malheureusement source de bruit et donc d'erreur dans les systèmes de mesure, non pas tellement parce qu'elle génère du bruit par elle-même (amplificateurs) mais, surtout, parce qu'elle est exposée aux perturbations environnantes et qu'elle peut, si aucune précaution n'est prise, les introduire dans le signal utile.

Dans le cas d'un environnement industriel « hostile », on veillera à respecter les règles classiques destinées à protéger les circuits de mesure des sources de bruit perturbatrices par :

- couplage capacitif (perturbation électrostatique) :
 - éloigner les conducteurs/pistes à haute impédance des conducteurs portés à haute tension et/ou véhiculant de haute fréquence,

- utiliser des câbles de connexion **blindés** et relier le blindage à la terre, séparer les pistes par des anneaux de garde si nécessaire ;
- couplage inductif (perturbation électromagnétique) :
 - éloigner les conducteurs/pistes à haute impédance des conducteurs à fort courant,
 - utiliser des câbles de connexion **torsadés** pour les conducteurs aller/retour,
 - garder une piste « aller » aussi proche que possible de la piste « retour » correspondante,
 - éviter les boucles au niveau des pistes des circuits imprimés et des câbles de connexion ;

– perturbation de mode commun : les interconnexions des circuits en sont souvent la cause parce qu'elles offrent une voie de circulation aux parasites à haute fréquence générés par les électro-techniques de puissance et qui cherchent à retourner vers les alimentations. On peut en réduire les effets comme suit :

- utilisation de **perles de ferrite** sur les deux conducteurs (aller/retour) ou de petits **transformateurs de mode commun** à l'entrée des cartes de façon à ne laisser passer que l'information différentielle et à ne pas créer de boucle au niveau des masses,
- réception de mesures **différentielles** là où c'est utile.

Dans ce dernier cas, il faut garantir que le récepteur différentiel, généralement un amplificateur opérationnel, puisse travailler à toutes les fréquences contenues dans le signal, donc y compris à celles du bruit HF... ce qui est rarement le cas. C'est la raison pour laquelle on utilise souvent un filtre passe-bas passif en entrée.

Notons aussi que dans le cas de l'usage d'écrans (pistes ou blindages), leur connexion à la masse doit se faire en étant conscient du fait que le courant capacitif que l'on y dévie (et qui est souvent plus important que le courant parasite que l'on a ainsi évité dans la partie sensible du circuit) va « polluer » cette liaison : elle ne doit donc jamais partager le parcours des signaux utiles et, pour qu'elle reste efficace, son impédance (R et L) doit être maintenue la plus faible possible.

Finalement, la notion de blindage amène à la notion de « **cage de Faraday** » : dans la mesure du possible, il est intéressant que tout le système soit contenu à l'intérieur d'une seule et même boîte conductrice. Dans ce cas en effet, le champ électrique induit de l'extérieur à l'intérieur est théoriquement nul (... pour un conducteur parfait et sans trou, ce qui n'est pas évident à réaliser). En tout cas, cela a le mérite de dériver les courants parasites captés par l'écran (la cage) par un chemin autre que la masse des signaux et d'éviter ainsi de « polluer » cette référence de tension.

La figure 10 illustre certains de ces principes.

Mais une difficulté relative au bruit inhérente aux systèmes d'acquisition de données à microprocesseur est qu'ils font intervenir deux sections : l'une, analogique, est appelée à fournir des mesures de précision alors que l'autre, numérique, se base sur des signaux électriques naturellement résistants au bruit (puisque'ils n'ont que deux niveaux) au contenu fréquentiel élevé (commutations à 10^{-9} s ou moins). Rien qu'à cet énoncé, on perçoit d'emblée le risque qu'il y a à les imbriquer : c'est tout bonnement *introduire le loup dans la bergerie* !

On veillera dès lors à la séparation stricte de l'analogique d'avec le digital sauf là où ce n'est vraiment pas possible, comme au voisinage d'un convertisseur analogique-numérique (CAN). Le cas échéant, on pourra faire usage d'écrans à cet endroit. Une attention particulière doit aussi être réservée à la connexion des masses du CAN puisqu'il y en a normalement deux : l'une, analogique, sert de potentiel de référence au convertisseur et ne peut pas être polluée ; l'autre, digitale, sert de référence aux signaux numériques (et de retour aux courants dus aux commutations des signaux numériques). L'idéal est de pouvoir établir une équipotentielle à cet endroit à condition de garantir qu'elle ne sera pas le siège de

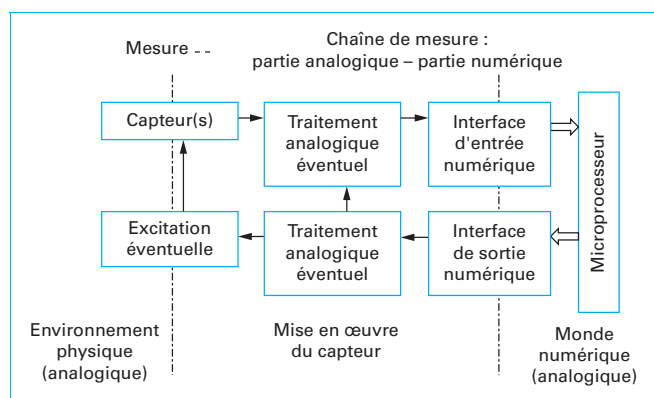


Figure 9 – Chaîne de mesure

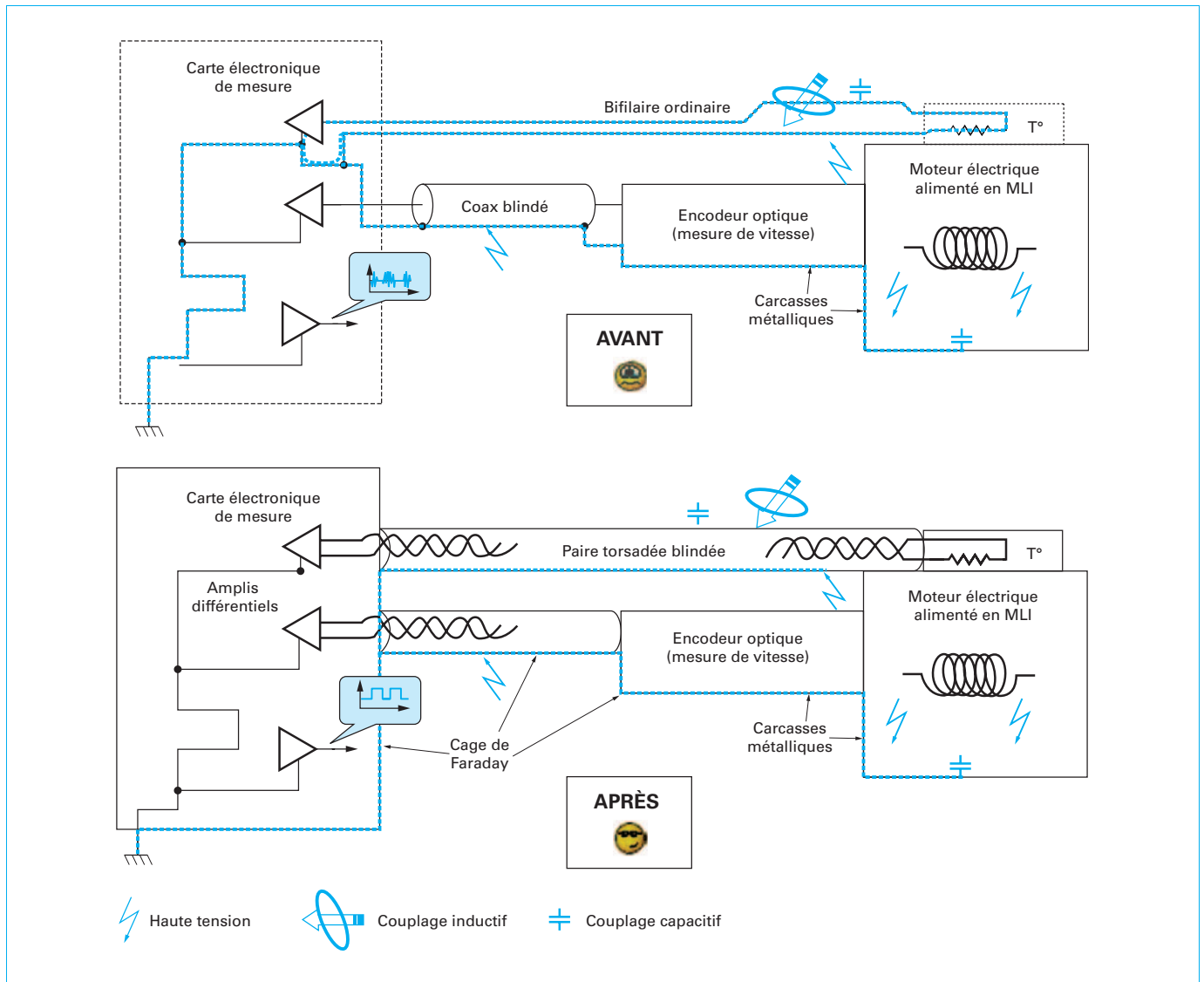


Figure 10 - Perturbations

courants échangés entre des circuits plus lointains (par exemple à cause d'une boucle créée avec les câbles d'alimentation de la chaîne analogique et de la carte microprocesseur...).

En guise de conclusion faisons nôtre le vieil adage : « mieux vaut prévenir que guérir » et évitons au maximum les sources de bruit dès la conception. Cela nous évitera le déploiement d'un arsenal de filtrage analogique ou numérique qui accroît inutilement le coût de l'équipement et en diminue la fiabilité en augmentant la complexité.

Le lecteur désireux d'approfondir ce sujet trouvera plus d'informations dans l'article consacré au *Bruit dans les mesures électriques* [R 450] dans le présent traité ou dans le cours de Joël Raimbourg intitulé *Compatibilité électromagnétique, la chasse aux démons de Maxwell* [7] [8].

3.2 Amplification analogique

Dans bien des cas, le niveau du signal de sortie d'un capteur est faible alors que sa dynamique d'amplitude de mesure est élevée. Il est alors nécessaire d'amplifier le signal en tenant compte du maximum de cette dynamique pour éviter tout risque de saturation des amplificateurs électroniques et, surtout, pour ne pas dépasser le niveau maximum d'entrée du convertisseur analogique-numérique utilisé en aval de la chaîne de mesure (voir § 3.7.1).

Lorsque le régime de fonctionnement est variable, on peut améliorer la résolution de la mesure en modifiant le gain appliqué en sortie du capteur. Cela peut se faire automatiquement au niveau de la chaîne de mesure en pilotant le gain par un circuit automatique de réglage « parallèle » basé sur un convertisseur plus grossier mais plus rapide : ce dernier réalise une estimation de la valeur d'entrée, ce qui permet d'en tirer une commande de gain adaptée du circuit principal de mesure. Plus économiquement, on peut aussi tirer parti du microprocesseur pour déterminer le gain optimal une fois la première mesure faite et pour agir ensuite sur le gain de l'amplificateur

d'entrée. Dans les deux cas on a réalisé un petit système d'asservissement du gain permettant souvent de gagner quelques bits de résolution sans perte significative de précision.

Cette tactique est également de mise lorsque la sensibilité du capteur qui sera utilisé n'est pas connue d'avance (comme dans le cas d'un système d'acquisition multicanaux pour pont de jauges de contrainte par exemple).

Le lecteur désireux d'approfondir l'amplification et le filtrage actif et toutes autres applications de l'amplificateur opérationnel pourra trouver une foule d'informations utiles en [10].

3.3 Correction de zéro et de gain

A contrario, le réglage de gain à zéro ou, mieux, la possibilité grâce à un multiplexeur analogique de commuter l'entrée de la chaîne de mesure sur un zéro, permet de mesurer l'erreur qui en résulte (**erreur de zéro**) et de la défalquer des mesures réelles effectuées ensuite. Cette procédure est légitime et efficace si on admet que la source d'erreur principale est lentement variable, comme celle due à l'effet de la température. En effet, le recours à un multiplexeur, outre le fait qu'il complique légèrement la chaîne de mesure, va impliquer de réaliser des mesures séquentiellement sur ce qui est en fait devenu un système de mesure multicanaux (voir § 3.10).

Dans le même ordre d'idées, le fait de pouvoir commuter entre le signal issu du capteur et un signal de référence (donc parfaitement connu), permet, en sacrifiant un simple temps de lecture, de connaître le **gain réel** de la chaîne de mesure de façon à pouvoir le corriger au niveau de la chaîne de mesure (si on dispose d'un ampli de gain finement réglable) ou après numérisation (correction par calcul : règle de trois).

3.4 Excitation analogique

Dans un certain nombre de cas, le capteur nécessite une source d'énergie électrique pour fonctionner. La puissance délivrée par cette source est normalement très petite à l'inverse de celles qui alimentent des dispositifs d'actionnement destinés, eux, à agir sur leur environnement.

Exemple : vieillissement des LED dans un encodeur optique.

Les encodeurs optiques dont nous avons parlé au § 2.2 ont besoin de quelques milliampères à quelques dizaines de milliampères pour alimenter la ou les LED qui leur servent de sources lumineuses. Par ailleurs, on a aussi évoqué une cause de dissymétrie du signal de sortie de ces dispositifs : la présence d'un seuil de détection. En effet, après amplification, la sortie du phototransistor est comparée à un seuil ajustable qui permet de tenir compte des caractéristiques particulières du couple émetteur-récepteur en présence. Mais lorsque la LED émettrice de lumière d'un codeur optique vieillit, la diminution progressive de son intensité lumineuse est responsable de l'apparition d'une dissymétrie au niveau du signal de sortie puisque la plage correspondant à la phase éclairée se réduit au profit de celle correspondant à la phase obscure. Une solution permettant de se prémunir du vieillissement des LED est de sacrifier un couple émetteur-récepteur pour en faire une référence : si on constate que le signal détecté diminue, on corrige d'autant le courant d'excitation de toutes les LED. Si l'effet du vieillissement est homogène sur toutes les LED, on peut ainsi compenser automatiquement la dérive qui lui est due. Cette technique permet aussi de combattre les erreurs dues aux conditions de fonctionnement (le gain des phototransistors est fort dépendant de la température par exemple).

Exemple : mesure de température à l'intérieur d'un four alimentaire (suite).

On a évoqué au paragraphe 2.1 l'exemple de la mesure de température à l'aide d'une thermistance de type CTN. Ces dernières sont caractérisées par un coefficient de température négatif et une relation résistance-température fortement non linéaire.

Considérons le modèle standard de CTN encapsulée sous verre (*Glass-encapsulated sensors*) B57540 (G540) fabriqué par EPCOS. Les caractéristiques générales sont présentées dans l'encadré 1.

Les données techniques générales relatives à ce modèle sont regroupées dans l'encadré 2.

Si on choisit le type B57540G0234F000, mieux adapté à un usage entre 200 et 300 degrés, on trouve les données techniques présentées dans l'encadré 3.

Par ailleurs, on peut extraire du tableau 1 une table d'évolution de la résistance permettant de la linéariser.

Au niveau de la chaîne de mesure, on peut accéder à la valeur de la résistance en injectant un courant connu et constant dans la thermistance et en mesurant la tension qui apparaît à ses bornes à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (voir § 3.7.1). Il faudra prendre garde à limiter le courant de telle sorte que l'échauffement de la thermistance qui en résulte reste négligeable : le facteur de dissipation thermique renseigné étant de 0,4 mW/K, on peut en déduire qu'une erreur de 5 % sur la température mesurée de 160 °C, soit 8 °C, correspondra à une puissance dissipée de 3,2 mW soit un courant de 850 µA environ puisque la résistance fait environ 2 450 Ω à cette température ! Évidemment, on peut augmenter cette limite de puissance si on peut injecter le courant uniquement pendant le temps nécessaire à la mesure et profiter ainsi de l'inertie thermique. Avec une capacité de 1,3 mJ/K et un temps de mesure de 10 ms (toutes les dix secondes par exemple pour rester quasiment dans les conditions d'une mesure unique) on peut dissiper jusqu'à 130 mW par K soit environ 1 W pour 8 °C, ce qui correspond cette fois à un courant de 15 mA.

Mais cette voie classique de mesure n'est pas la seule possible. On peut aussi connecter la CTN et une capacité de référence à un multivibrateur comme le NE555.

La fréquence obtenue sera fonction de la valeur de la CTN.

Finalement se pose le problème de la non-linéarité. On peut imaginer de linéariser la caractéristique de deux façons :

– soit en disposant en parallèle avec la thermistance une résis-

tance de valeur bien choisie : $R_{LIN} = R_T(T_X) \times \left(\frac{\beta - 2T_X}{\beta + 2T_X} \right)$

où T_X est la température autour de laquelle on souhaite linéariser ;

– soit en linéarisant par calcul après numérisation de la tension présente sur la résistance. Cette dernière technique est évidemment avantageuse du point de vue coût et du point de vue fiabilité. Elle nécessite toutefois de disposer de la fonction logarithme, ce qui est rarement le cas dans un « petit » microprocesseur. Toutefois, rien n'est perdu car on peut très bien utiliser une table précalculée et mémorisée dans le programme, le pas entre les valeurs successives en entrée (valeurs de résistances) étant tel qu'une interpolation est possible à la précision souhaitée.

Encadré 1 – Caractéristiques générales du modèle standard B57540 (G540) fabriqué par EPCOS

- Plage de température d'utilisation, T_A : 55 à 250 °C
- Plage de variation de la résistance, R_R : 5 à 1 400 kΩ
- Température de référence (*rated temperature*), T_R : 25 °C
- Tolérance (sur la valeur de résistance i.e. l'erreur relative admissible), $\Delta R_R/R_R$: $\pm 1\%$; $\pm 2\%$; $\pm 3\%$; $\pm 5\%$
- Plage des valeurs du coefficient β intervenant dans la relation (1) pour une mesure à 0 et à 100 °C, $B_{0/100}$: 3 450 à 5 133 K

Encadré 2 – Données techniques générales du modèle B57540 (G540) fabriqué par EPCOS

- Catégorie climatique (*climatic category*) (IEC 60068-1) : 55/250/56
- Puissance maximum à 25 °C (*Max. power at 25 °C*), P_{25} : 18 mW
- Facteur de dissipation thermique (*dissipation factor*) (*in air*), δ_{th} : environ 0,4 mW/K
- Constante de temps thermique de refroidissement (*thermal cooling time constant*) (*in air*), τ_c : environ 3 s
- Capacité thermique (*heat capacity*), C_{th} : environ 1,3 mJ/K

Tableau 1 – Extrait des caractéristiques d'une CTN EPCOS B57540G0234F000

T (°C)	R _{nom} (Ω)	R _{min} (Ω)	R _{max} (Ω)	ΔR _R /R _R (±%)	ΔT (±°C)	α (%/K)
-55,0	28088000	24457000	31718000	12,9	1,7	7,8
0,0	801440	770560	832320	3,9	0,7	5,4
25,0	230000	227700	232300	1,0	0,2	4,6
100,0	12981	12024	13938	7,4	2,3	3,2
140,0	4073	3668	4477	9,9	3,7	2,7
145,0	3572	3207	3937	10,2	3,9	2,6
150,0	3141	2811	3471	10,5	4,1	2,5
155,0	2770	2471	3069	10,8	4,3	2,5
160,0	2449	2178	2719	11,0	4,5	2,4
165,0	2170	1925	2416	11,3	4,7	2,4
170,0	1928	1705	2151	11,6	4,9	2,3
175,0	1717	1514	1920	11,8	5,2	2,3
180,0	1532	1347	1718	12,1	5,4	2,3

Encadré 3 – Données techniques générales du modèle B57540G0234F000

$B_{100/200} = 4\ 537\ K$
 $R_{25} = 230\ k\Omega$
 $T_R = 25\ ^\circ C$
 $\Delta R_R / R_R = \pm 1\ \%$

On notera que le coefficient $B_{100/200}$ correspond à la valeur du coefficient β intervenant dans la relation (1) pour une mesure à 100 et à 200 °C soit dans la gamme de la température qui nous intéressent.

3.5 Filtrage analogique

Plusieurs raisons peuvent être retenues pour procéder à un filtrage du signal de mesure :

- l'information recherchée n'occupe qu'une partie du spectre du signal de mesure ;
- des composantes basse fréquence inutiles du signal de mesure augmentent son amplitude, rendant ainsi son amplification difficile ;
- des composantes haute fréquence inutiles du signal de mesure (par exemple du bruit HF dû à l'amplification du signal en sortie du capteur) obligent à une augmentation importante de la fréquence d'échantillonnage pour respecter la condition de Shannon (voir § 3.7.1.3).

Dans les systèmes bouclés, la fonction de filtrage est en réalité la matérialisation du régulateur : les filtres correspondent à la fonction de transfert désirée. Dans le cas des systèmes à microprocesseurs, cette fonction est souvent implantée dans le monde numérique sous forme d'algorithmes de calcul. Néanmoins, il est certains cas où son implantation analogique peut se justifier malgré tout comme dans les systèmes où la validation des commandes numériques pose de sérieux problèmes (application spatiales)

ou dans des systèmes de mise au point où on souhaite accéder facilement à tous les signaux simultanément.

Dans les chaînes de régulation analogiques, notons que le contrôle des gains et, par là, le placement des pôles et des zéros peut se faire sous contrôle numérique grâce à l'utilisation de convertisseurs numériques-analogiques « multipliant » (CNA multipliant ou MDAC pour *Multiplying Digital-Analog Converters*). Ces CNA sont des classiques du type à réseau résistif R-2R (voir § 1.3.2 de [R 526v2]) mais où la référence est externe et peut même parfois être de n'importe quelle polarité : c'est en fait cette référence qui est multipliée par la fraction que représente le code numérique appliqué par rapport au fond d'échelle (2^n pour n bits sans signe). Un exemple d'utilisation de cette technique est proposé dans l'exemple suivant.

Exemple : prototype d'électronique de commande destiné à la mise au point d'un servovérin électrique.

Le système en question (développé en collaboration avec des industriels du secteur aéronautique dans le cadre du projet européen Brite-Euram) avait pour but de mettre au point une commande de servovérin électrique répondant aux spécifications d'un vérin de commande d'un aileron [9].

Il date d'une génération précédente (1992) : l'ère du plein essor des microcontrôleurs 8 bits. Une régulation analogique est imposée par les normes aérospatiales de l'époque, mais il nous faut prévoir d'en faciliter la mise au point en permettant le réglage des coefficients intervenant dans les filtres (régulateur) et, bien sûr, de réaliser une acquisition de données mais sous forme analogique : les grandeurs importantes doivent pouvoir être visualisées et éventuellement enregistrées par des systèmes externes (enregistreurs papier et/ou oscilloscopes).

Après étude du problème et compte tenu de l'environnement hautement bruité du fait de la présence d'un onduleur de 10 kW à proximité de l'électronique analogique de commande, il a été estimé que des dispositifs de réglage classiques de type résistance et condensateur variables ne pouvaient être rassemblés sur le panneau de commande sous peine d'y récolter un bruit électrique trop important. Par ailleurs, des dispositifs mécaniques permettant d'agir localement sur ces mêmes dispositifs classiques de réglage à partir de reports du panneau avant posent de sérieux problèmes de transmission et introduisent des contraintes topologie quasiment insurmontables. La solution retenue a été de décomposer les fonctions de filtrage nécessaires (fonctions de transfert) de telle sorte que chaque réglage corresponde à un gain réglable d'amplification, ce gain étant réalisé au moyen d'un CNA multipliant (MDAC). L'autre difficulté fut d'étager correctement les gains des différents étages pour s'approcher au mieux du fond d'échelle sans jamais saturer les amplificateurs opérationnels des filtres actifs.

L'ouvrage [1] mentionne les principes et les configurations de base de filtres actifs et passifs. Le lecteur désireux d'approfondir ce sujet trouvera plus d'informations dans l'article [R 1 102] *Pratique du filtrage – Filtrage analogique* et dans [R 305] *Traitement des signaux du présent traité* ou dans un ouvrage spécialisé comme [3].

3.6 Simplification de la chaîne de mesure

Selon les besoins on pourra faire appel à toute technique analogique et/ou numérique disponible au sein de la chaîne de mesure. Comme on sait pouvoir compter sur le microprocesseur pour traiter les signaux, on peut se poser la question de savoir s'il vaut mieux essayer de remonter aux « primitives » de la mesure que l'on souhaite réaliser ou, plus classiquement, utiliser des techniques éprouvées pour conditionner le signal avant numérisation.

Vaste question ! Ici encore, tout dépend de l'application.

Les arguments en faveur de la mesure de grandeurs de base et de leur traitement *a posteriori* sont :

- la réduction du nombre de composants de la chaîne de mesure et/ou de leur complexité, ce qui a un effet favorable en termes de coût et de fiabilité ;
- la possibilité de déduire plus d'informations que la simple grandeur recherchée (encore faut-il que ce soit utile) ;
- la possibilité d'exploiter de l'information redondante pour valider le bon fonctionnement des chaînes de mesure ;
- la facilité de modifier le traitement (au niveau logiciel) le cas échéant.

Néanmoins, il faut se garder de commettre certaines erreurs en numérisant trop en amont comme celle qui consiste à remplacer un amplificateur différentiel à gain important permettant la numérisation de la différence amplifiée de deux signaux d'amplitudes proches par leur numérisation directe suivie du calcul de leur différence multipliée par un gain équivalent. C'est courir à une petite catastrophe métrologique que de procéder de la sorte car :

- si ces signaux sont d'amplitudes grandes, leur amplification individuelle sera très modérée puisqu'on est limité par la tension de fond d'échelle du convertisseur. Le calcul de leur différence sera entaché d'une erreur due à la résolution disponible pour la conversion de chacun d'eux. Pour éviter cela, il faudrait disposer d'une résolution de départ égale à celle que l'on souhaite sur le résultat multipliée par le gain que l'on aurait pu appliquer à leur différence (gain important par hypothèse), ce qui n'est pas possible vu la limite imposée par le fond d'échelle du convertisseur ;
- si ces signaux sont d'amplitude faible et qu'on ne les amplifie pas, la piètre résolution dont on disposera sur leurs valeurs individuelles affectera la précision en proportion. Pour éviter cela, il faudrait les amplifier préalablement mais... ;
- si ces signaux sont d'amplitude faible et qu'on les amplifie avant conversion, leur amplification individuelle sera responsable d'une erreur qui affectera aussi leur différence. Si cette dernière est petite, l'erreur relative finale sera énorme. Pour éviter cela, il faudrait disposer d'une précision sur l'opération d'amplification égale à celle que l'on souhaite sur le résultat multipliée par le gain (important par hypothèse).

Exemple de ce qu'il ne faut pas faire.

Soit un pont de Wheatstone de jauges de contrainte dont le déséquilibre maximal correspond à un signal égal à 0,1 % de la tension d'alimentation du pont, cette tension étant supposée du même ordre de grandeur que la référence du convertisseur utilisé.

Si on convertit les deux tensions présentes au milieu des branches du pont, on obtiendra deux nombres valant environ 50 % du fond d'échelle (à 0,1 % soit 5 mV près). Supposons que le convertisseur offre 16 bits de résolution (et même de précision) : les nombres résultants de la conversion seront voisins de 32 768 tout en présentant un écart compris entre 0 et 66. Une variation de force au niveau de la jauge correspondant à 1,5 % du fond d'échelle provoquera une variation d'un point au niveau de la différence de ces nombres soit 1/65 536 du fond d'échelle. Si on multiplie cet écart par 1 000, on constate qu'on progresse par bond de 1 000 au niveau du résultat. La résolution reste donc de 1/66, ce qui limite la précision à moins de 1 %.

Par contre, si on effectue à la fois la différence et l'amplification par 1 000 à l'aide d'un amplificateur différentiel offrant une précision de 1 %, on obtient après conversion 16 bits un nombre compris entre 0 et 65 535 entaché d'une erreur de 1 %.

3.7 Numérisation

La numérisation elle-même comporte deux aspects tout aussi importants l'un que l'autre :

- la **quantification** : avec quelle finesse (résolution, précision) vais-je coder l'information ?
- l'**échantillonnage** : à quelle cadence vais-je observer l'évolution temporelle de cette information ?

Elles sont toutes deux à apprécier en fonction de l'application.

La technique la plus classique de numérisation est basée sur la mise en œuvre d'un convertisseur analogique-numérique (CAN). Mais il en existe d'autres comme nous l'évoquerons par la suite.

Le lecteur voudra bien se souvenir au fil des paragraphes qui suivent que les convertisseurs numériques sont le plus souvent disposés à la frontière du monde analogique et du monde digital et que diverses précautions sont à prendre vis-à-vis du bruit comme on le soulignait au § 3.1.

3.7.1 Conversion A-N (CAN)

Dans le cas fréquent où le signal contenant l'information désirée est une tension, il existe pléthore de circuits intégrés de conversion analogique-numérique, c'est-à-dire qui fournissent un nombre binaire représentatif du rapport de la tension à convertir avec une tension de référence aux instants suivant la demande de conversion. Les caractéristiques importantes en sont :

- plage acceptable pour la tension d'entrée (*differential analog input voltage range*) ;
- résolution (*resolution*) : nombre de bits disponibles en sortie (souvent 8 ; 12 ; 16 ; jusqu'à 24) ;
- précision garantie : la précision finale est affectée par plusieurs erreurs comme :
 - erreur de zéro,
 - erreur de gain (*gain error*) : rapport de la tension de fond d'échelle réelle à la tension de fond d'échelle théorique,
 - non-linéarité différentielle (plus grand écart de l'incrément local par rapport au LSB théorique) et intégrale (erreur maximale de la fonction de transfert réelle du convertisseur par rapport à la droite théorique),
 - code manquant (*missing code*) : si une ou plusieurs valeurs ne peuvent jamais être obtenues ; c'est le contraire de la « monotonie » (*monotonicity*) pour laquelle tous les codes de sorties apparaissent successivement à tension d'entrée croissante,
 - la dérive en température (*temperature drift*) ;
- valeur du retard entre l'ordre de conversion et la mesure (*aperture delay*) ;
- incertitude sur l'instant de mesure (gigue : *aperture jitter*) ;
- temps de conversion (*conversion time*) : durée de l'opération de conversion, vitesse de conversion (*conversion speed/rate*) ;
- bande passante du convertisseur lui-même ;
- relation exacte de la valeur numérique de sortie avec la tension d'entrée (filtrage, moyenne...)
- précision de la référence si elle est interne ;
- interface de sortie numérique (type et vitesse de transfert).

La mise en œuvre d'un convertisseur analogique-numérique sous contrôle d'un microprocesseur est schématisée à la figure 11.

Cette figure appelle les commentaires suivants.

■ La sortie en tension de la chaîne de mesure est présentée à l'entrée d'un échantillonneur-bloqueur (E/B ou encore S&H pour *Sample and Hold* en anglais). On verra au § 3.7.1.2 de [R 526v2] que sa sortie est la même que son entrée sauf en phase de blocage : son rôle est alors de figer la tension d'entrée pour garantir qu'elle ne varie pas pendant la conversion. La commande de blocage est fournie par le microprocesseur par sa sortie « Out2 » connectée à l'entrée « Hold » de l'E/B.

■ Le convertisseur analogique-numérique (CAN ou ADC pour *Analog Digital Converter* en anglais) sera décrit plus en détail au § 3.7.1.1 de [R 526v2]. Il possède deux lignes de contrôle essentielles :

- la ligne Start est activée par le microprocesseur pour démarrer le processus de conversion ;
- la ligne EOC (*End of Conversion*) indique au microprocesseur le moment où le résultat est disponible : elle passe à l'état faux au début de la conversion (activation de Start) puis passe à l'état vrai lorsque la conversion est terminée.

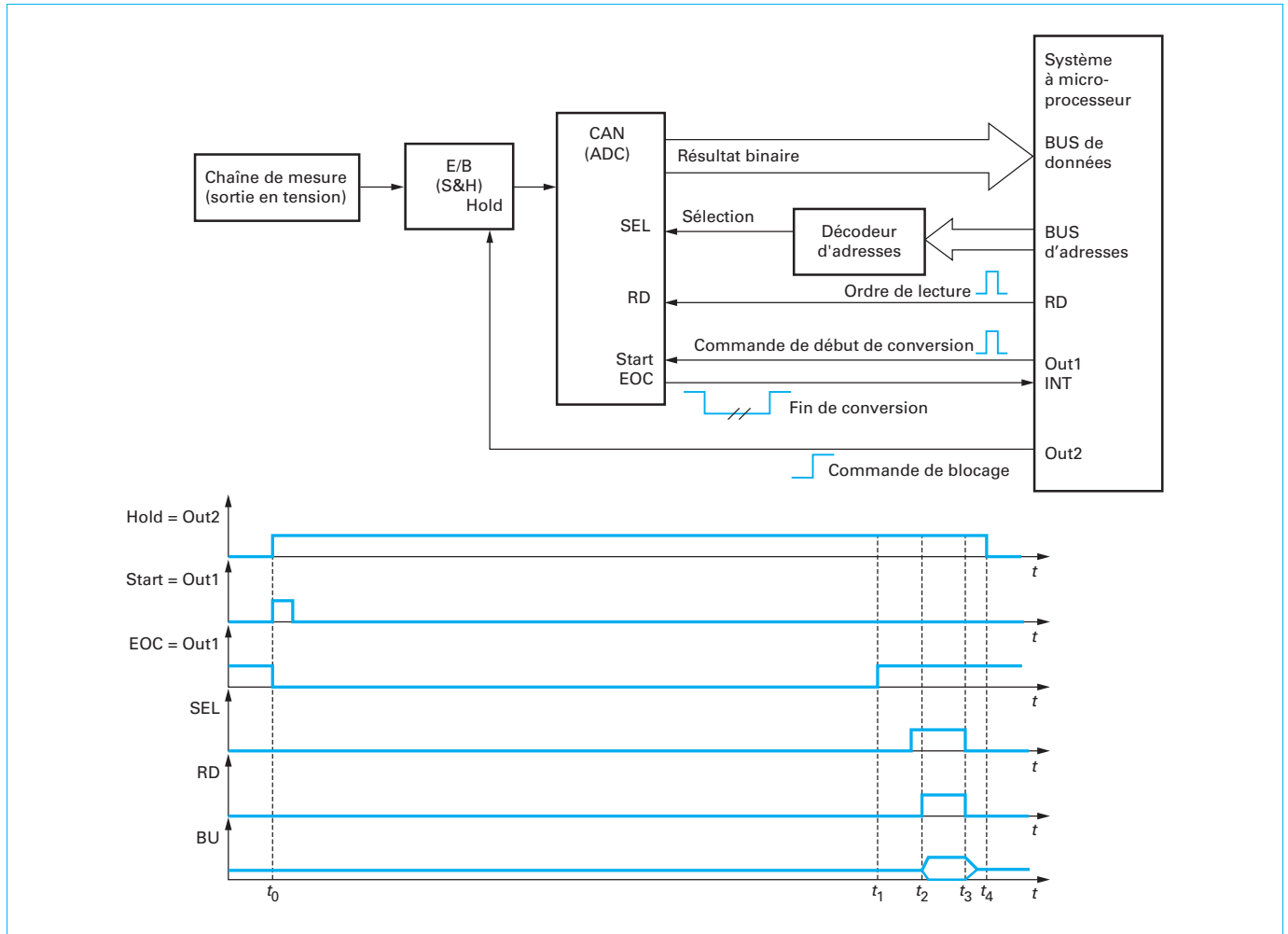


Figure 11 – Contrôle d'un CAN par un microprocesseur

■ Le microprocesseur est informé de la fin de conversion grâce au passage à l'état vrai de la ligne EOC :

- soit par *polling* : il scrute l'état de la ligne régulièrement, et ce conformément aux instructions figurant dans son programme ;
- soit par interruption : lors de son passage à l'état vrai, l'entrée « INT » va provoquer un branchement vers la routine d'interruption que l'on aura eu soin de prévoir dans le programme (voir § 2.3 de [R 526v2]).

■ La sortie numérique du convertisseur contient la valeur binaire du résultat de la (dernière) conversion. Elle est souvent équipée d'un passeur (ou tampon à 3 états ; voir § 3.9 de [R 526v2]), ce qui permet de la connecter directement au bus de données (voir § 1.1.3 de [R 526v2]) du microprocesseur. Dans ce cas, le résultat de mesure ne sera imposé sur le bus que lorsque les deux conditions suivantes seront simultanément remplies :

- le microprocesseur aura « adressé » le CAN et, en conséquence, le décodeur d'adresses (circuit chargé de repérer une adresse particulière ; voir § 1.2.2 et § 1.1.1.3 de [R 526v2]) aura activé sa ligne de sélection SEL ;
- l'instruction de lecture correspondante sera dans la bonne phase d'exécution provoquant effectivement la lecture sur le bus en activant le signal de contrôle RD (*Read* ; voir § 1.1.3 de [R 526v2]).

Le chronogramme de la figure 11 illustre les concepts suivants (les signaux sont en logique positive pour la facilité de compréhension bien que, héritage du TTL, c'est souvent la logique négative qui est utilisée au niveau des circuits intégrés) :

- en t_0 le microprocesseur bloque l'échantillonneur bloqueur : c'est le temps de référence pour la prise de l'échantillon ;
- en même temps ou peu après, le microprocesseur lance la conversion en envoyant une impulsion sur la ligne Start. Dès cet instant la ligne EOC prend l'état faux : la conversion est en cours ;
- en t_1 le CAN a fini sa conversion : il le signale en mettant la ligne EOC à l'état vrai. En réponse, averti par l'état de son entrée « INT », le microprocesseur exécute le programme (éventuellement d'interruption) destiné à récupérer le résultat de la conversion et contenant une instruction de lecture à l'adresse correspondant au CAN. Cette lecture se décompose comme suit :
 - l'adresse du CAN est présentée sur le bus d'adresses ; le décodeur d'adresse l'identifie (voir § 1.2.2 dans [R 526v2]) et autorise l'accès en mettant la ligne SEL à l'état vrai,
 - en t_2 , l'instruction de lecture provoque le passage à l'état vrai de la ligne RD : l'ordre de lecture est lancé,
 - en réponse (ses lignes SEL et RD étant simultanément vraies) le CAN active son passeur de sortie et impose la valeur de la conversion sur le bus de données du microprocesseur,

- en t_3 , après un délai garantissant la bonne stabilisation des signaux, le microprocesseur mémorise l'information dans un registre interne (souvent l'accumulateur) et relâche la ligne RD aussitôt. La lecture est terminée. Le CAN remet son passeur de sortie à l'état flottant.

3.7.1.1 Types de convertisseurs A-N

Au niveau du principe de fonctionnement, il existe plusieurs types de convertisseur analogique-numérique dont voici les plus courants (dans l'ordre décroissant de leurs vitesses de conversion) :

– « **flash** » : la tension d'entrée est comparée simultanément à toutes les tensions correspondant aux codes de sortie possibles et un arbitrage logique détermine la valeur la plus proche immédiatement inférieure. Ce type de convertisseur est le plus rapide (de l'ordre de la dizaine de nanoseconde et moins) mais le nombre de bits de sortie (résolution) est limité à une dizaine (du fait du nombre de comparateurs à intégrer sur la puce) ;

– « **à pesées successives** » : une circuiterie logique interne compare la tension en entrée avec une tension générée grâce à un convertisseur numérique-analogique. La comparaison se fait par essais successifs, chacun des bits étant activé (mis à 1) puis maintenu (1) ou rejeté (0), du poids le plus fort au poids le plus faible. La durée de conversion est donc égale au temps d'une pesée (une fraction de microseconde) multiplié par le nombre de bits. C'est le convertisseur « passe-partout » par excellence en termes de coût et de performances. Notons que certains de ces convertisseurs permettent de choisir entre deux résolutions en sortie permettant ainsi de privilégier la vitesse de conversion ou la précision selon les besoins ;

– « **de poursuite** » (*Tracking*) : une logique pilotant un comparateur incrémente ou décrémente un convertisseur numérique-analogique (CNA) selon que la tension produite est inférieure ou supérieure à la tension en entrée. On imagine facilement que le résultat n'est fiable que tant que la poursuite se déroule correctement, c'est-à-dire tant que le CNA, le comparateur et la logique de décision ont le temps de travailler à la cadence qui leur est propre et qui est définie par le constructeur. Mais si la vitesse de montée ou de descente du signal d'entrée dépasse la vitesse maximale correspondante du système de poursuite, le code décroche. Ce sera également le cas si le signal à convertir présente une discontinuité importante comme lors de la mise sous tension du système. Par contre, une fois le dispositif « accroché », le temps de conversion approche celui des CAN de type flash ;

– « **sigma-delta** » : le principe du convertisseur sigma-delta était connu depuis longtemps mais l'intégration du filtre numérique assez complexe qu'il nécessite en sortie n'a été possible que récemment. Il s'agit d'un convertisseur procédant par suréchantillonnage, c'est-à-dire qu'il travaille en interne à une fréquence nettement supérieure à la cadence à laquelle il peut délivrer le résultat de sa conversion. Comme on va le voir, il met à profit ce suréchantillonnage pour raffiner une information grossière à la base puisqu'elle est contenue dans un seul bit. Celui-ci fixe le choix de la polarité avec laquelle on applique une tension de référence ; c'est pourquoi nous l'appellerons simplement « référence signée ».

Le fonctionnement est, en gros, le suivant. La référence signée est comparée à la tension d'entrée à convertir (delta) et l'erreur qui en résulte est intégrée (sigma) comme on le ferait dans un régulateur de type purement intégral. Par ailleurs, un comparateur indique à tout instant si la sortie de l'intégrateur est positive ou négative. Cette information est échantillonnée à haute fréquence et utilisée pour commander en conséquence le choix de la référence signée (positive ou négative) : si la sortie de l'intégrateur est positive, on tendra à la diminuer en choisissant la référence négative pendant la période d'horloge suivante, et réciproquement. La boucle est bouclée ! Le fait que la sortie de l'intégrateur reste à osciller autour de zéro est bien la preuve que, en moyenne, le taux d'application de la référence signée est représentatif de l'amplitude de la tension d'entrée. Pour finir, la suite à fréquence élevée de 0 et de 1 obtenue à la sortie du comparateur doit encore être filtrée numériquement (décimateur) pour en tirer un nombre

binaires qui, finalement, est représentatif du nombre moyen de 1 observés sur une période suffisamment grande pour garantir le nombre de bits, la fréquence de sortie des résultats étant réduite en conséquence ;

– « **double rampe** » : ce convertisseur substitue une mesure de temps à la mesure de tension. Le signal à convertir est intégré pendant une première phase de durée fixée. Dans une deuxième phase, une référence (de polarité opposée à la tension inconnue) est appliquée à l'intégrateur et un système de comptage branché sur un oscillateur permet de comptabiliser le temps qui passe. Lorsque l'intégrateur retombe à zéro le système s'arrête. Le comptage du temps passé en deuxième phase est proportionnel à la tension d'entrée :

$$\int_{t_0}^{t_0+h} V_{IN} dt = - \int_{t_0}^{t_0+h+h'} E dt = 0 \Rightarrow [V_{IN}]_{\text{moyen}} h = - E h' = 0 \Rightarrow [V_{IN}]_{\text{moyen}} = - \frac{h'}{h} E \quad (2)$$

V_{IN}	tension d'entrée,
E	tension de référence,
h	durée de la première phase d'intégration (intégration de V_{IN}),
h'	durée de la seconde phase d'intégration (intégration de E).

Notons que la tension d'entrée est supposée constante mais que si elle était affectée d'un bruit de période égale ou multiple de la période d'intégration, ce bruit disparaîtrait de la mesure pour autant qu'il soit de moyenne nulle.

Ce type de CAN est donc surtout utilisé lorsqu'on souhaite éliminer (ou réduire) un bruit identifié dans le signal d'entrée en choisissant adéquatement la période d'intégration.

Rappelons aussi que la **résolution** ($1/2^n$ où n est le nombre de bits) ne garantit en rien la **précision** mais qu'elle en fixe la limite supérieure. Par ailleurs, on a mentionné que le nombre qui constitue le résultat de la conversion est représentatif du **rapport** de la tension à convertir avec une **tension de référence**. Il faut donc veiller par une amplification éventuelle à ce que la dynamique du signal à convertir s'approche bien de la tension de référence sous peine de perdre en résolution.

Nota : le lecteur se reportera utilement à l'article *Conversions analogique-numérique et numérique-analogique* [E 3 650] des Techniques de l'Ingénieur.

3.7.1.2 Échantillonneur-bloqueur

On fait généralement précéder un convertisseur analogique-numérique d'un « échantillonneur-bloqueur » dont le rôle est de figer le signal à convertir à un instant bien précis et pendant toute la durée nécessaire à la conversion. Cela peut procurer divers avantages :

– certains convertisseurs imposent que le signal ne varie pas pendant la conversion ;

– l'instant d'échantillonnage est rendu indépendant de la durée de conversion. C'est utile si cette dernière est variable ou si on désire utiliser plusieurs convertisseurs relativement lents en rafale sur le même signal (voir § 3.10.3) ;

– la commande du mode de blocage est généralement plus rapide et plus précise au niveau temporel (quelques picosecondes) que celle d'un convertisseur. Cette qualité peut être mise à profit pour réaliser un pseudo « suréchantillonnage » d'un signal périodique : à condition de repérer très précisément un instant remarquable de la période (condition de déclenchement ; par exemple le passage par zéro à amplitude croissante), on peut commander un échantillonneur-bloqueur une seule fois par période (et donc laisser au CAN une période entière pour convertir) mais en décalant successivement l'instant de commande d'un n ème de période de façon à obtenir, *in fine*, $n + 1$ échantillons également répartis dans la période. Le temps d'acquisition prend cette fois n périodes et il est impératif qu'elles soient bien toutes identiques au cours du processus, en tout cas dans les limites de la précision souhaitée. Toute la précision du déclenchement repose alors sur

l'E/B dont certains travaillent à quelques dizaines de picosecondes près. C'est la technique utilisée par les oscilloscopes numériques pour annoncer des pseudo-fréquences d'échantillonnage nettement plus élevées que la vitesse de leur convertisseur (voir § 2.2.2.1 de [R 527]).

3.7.1.3 Fréquence d'échantillonnage

Le choix de la fréquence d'échantillonnage dépend essentiellement de l'application. On doit préalablement la déterminer en fonction du but recherché :

- la période du régulateur dans un système bouclé (souvent une dizaine de fois moins que la constante de temps associée à la grandeur physique que l'on veut réguler) ;
- la cadence requise d'envoi d'information pour un système de transmission de données ;
- la bande passante souhaitée pour l'observation d'un signal.

On veillera ensuite à respecter la condition de Shannon : la fréquence d'échantillonnage doit être prise au moins deux fois plus élevée que la plus haute fréquence contenue dans le spectre du signal à convertir. Le respect de cette condition garantit que la collection d'échantillons **permet la reconstruction** du signal échantillonné (sans que ce soit nécessairement facile : voir § 1.3.2.1 de [R 526v2]).

Par ailleurs, la fréquence d'échantillonnage a un impact sur l'ensemble du système en ce sens que les échantillons :

- doivent être prélevés et traités. C'est une charge de travail que le microprocesseur doit impérativement pouvoir réaliser dans le temps imparti (seul ou avec l'aide de circuits spécialisés comme les contrôleurs d'accès direct en mémoire – voir § 1.2.4 de [R 526v2]). Et le temps d'exécution qui y correspond est souvent plus important qu'on ne le croit, car on néglige à tort le temps nécessaire à la gestion d'interruption qui accompagne la lecture du convertisseur (voir § 2.3 de [R 526v2]) ;
- doivent éventuellement être stockés, ce qui correspond à une taille de mémoire parfois importante.

Exemple : enregistrement audio.

Soit à échantillonner un signal audio (20 Hz – 20 kHz) à une fréquence classique de 44 kHz pendant une durée de 3 minutes (un « single » pas trop long) avec numérisation sur 16 bits.

La fréquence d'échantillonnage minimale $F_{e\min}$ est égale à :

$$F_{e\min} = 2 \times 44 \text{ kHz} = 88 \text{ kHz} \text{ soit } 88\,000 \text{ échantillons par seconde.}$$

Il faudrait donc une capacité mémoire de $88\,000 \times 2 \times 3 \times 60 = 31\,680 \text{ ko}$ soit plus de 31 Mo ! Grâce à un algorithme de compression comme le MP3 on pourra réduire cet espace d'un facteur 12 à 14, c'est-à-dire stocker le morceau entier dans moins de 3 Mo.

Finalement, notons que si plusieurs signaux doivent être échantillonnés à la même cadence le nombre de convertisseurs et, donc, la charge de gestion par le microprocesseur ainsi que la quantité de mémoire éventuellement nécessaire sont également multipliés par le nombre de signaux. On peut éviter cela en plaçant simplement un multiplexeur analogique devant un unique convertisseur mais au prix d'une multiplication de la fréquence d'échantillonnage cette fois. Cette problématique sera approfondie au § 3.10.1.

Exemple : électroencéphalogramme.

Il est généralement admis que les fréquences utiles pour une encéphalographie se trouvent dans la bande de 10 à 35 Hz (alpha, bêta, delta, lambda, mu, sigma, thêta... d'après [2]). Compte tenu de la contrainte de Shannon, il faudrait donc échantillonner à 70 Hz minimum. Mais les signaux électriques recueillis par l'électrode sont extrêmement faibles (5 à 100 μV) et nécessitent donc une sérieuse amplification, ce qui explique en partie que le rapport signal/bruit du signal amplifié est mauvais, principalement à haute fréquence : c'est du fait du bruit généré par les amplificateurs d'instrumentation à grand gain. Si on décide de couper avec un filtre passe-bas du second ordre les fréquences supérieures à 35 Hz (– 40 dB/décade), on devrait remonter la fréquence d'échantillonnage à $35 \times 10 = 350 \text{ Hz}$. De plus, cette valeur relativement élevée est cohérente avec l'idée que si on veut se contenter d'une reconstruction

simple du signal lors du tracé de l'EEG (comme une suite de valeurs en escalier, c'est-à-dire constantes pendant la période obtenues grâce à un CNA), il faut suréchantillonner quelque peu. Dans notre cas, on disposerait de 10 échantillons pour reconstruire une période du signal 35 Hz. Enfin, compte tenu du fait qu'il y a une vingtaine de canaux à prévoir (16 au minimum) et qu'on peut les multiplexer en entrée du convertisseur, on en arrive à la cadence finale de 5 600 échantillons par seconde, ce qui correspond à un temps de conversion d'un peu plus de 178 μs .

3.7.1.4 Filtre antirepliement

On veillera finalement à respecter la condition de Shannon pour le signal à convertir pris dans sa globalité, c'est-à-dire le signal utile augmenté de toutes les perturbations ou parasites induits. Si elle ne l'est pas (autrement dit si la fréquence la plus élevée comprise dans le signal à convertir est inférieure à la moitié de la fréquence d'échantillonnage), le signal à mesurer devra être filtré car, sinon, on peut craindre un effet de repli de spectre. Cet effet rend les mesures inutilisables en altérant le spectre utile, sauf dans le cas particulier suivant : lorsque la fréquence d'échantillonnage elle-même ainsi que son écart avec fréquences perturbatrices sont suffisamment grands, on peut accepter le repli de spectre en choisissant la fréquence (car il ne modifie pas les basses fréquences utiles) à condition de procéder à un filtrage passe-bas *a posteriori*. L'avantage est que ce filtrage peut alors être réalisé numériquement.

Nota : pour les filtres antirepléments, voir l'article *Théorie de l'information. Application à la physique* [E 3 084] dans le traité *Électronique*.

3.7.2 Compteurs et temporisateurs

Les compteurs et temporisateurs (*counters and timers*) procèdent tous deux du comptage, les seconds étant simplement spécialisés dans le comptage du temps. Leurs fonctions sont donc à la fois semblables et complémentaires, ce qui explique qu'on les trouve souvent associés au sein de circuits appelés « *timer-counters* ». Ces derniers équipent très souvent les microcontrôleurs (voir § 1.3 de [R 526v2]).

Ce qui suit présente une utilisation classique des compteurs dans les systèmes d'acquisition de données à microprocesseurs. Le lecteur souhaitant approfondir la « fonction de comptage des appareils » est invité à prendre connaissance des dossiers [R 510] *Bascules et compteurs*, [R 512] *Codage* et, surtout, [R 514] *Logiques câblées et programmées*, qui ont ce thème pour sujet dans le présent traité « Mesures et contrôles » des Techniques de l'Ingénieur.

3.7.2.1 Comptage

La fonction de comptage, lorsque qu'elle peut avoir lieu à suffisamment basse fréquence, est généralement prise en compte par une simple interface digitale (un bit) connecté au microprocesseur et qui permet un traitement purement logiciel de l'information. La détection de changement d'état peut être assurée par scrutation systématique (*polling*), à condition que le microprocesseur puisse réaliser le test au moins une fois par période de changement, ou par traitement d'interruption (voir § 2.3 de [R 526v2]).

Si le comptage doit s'effectuer à fréquence trop rapide pour être traité par logiciel, on a recours à des compteurs classiques que l'on pourra interfacer au microprocesseur par de simples entrées digitales qui lui permettront de lire le compte accumulé par le compteur. On notera que, vu le grand nombre d'utilisations possibles, un ou plusieurs compteurs sont souvent intégrés à un microcontrôleur pour lui permettre de traiter seul ce genre d'applications (voir § 1.3.2.10 de [R 526v2]).

Dans tous les cas et du fait de la nature digitale du système de comptage, l'erreur relative sera de $1/N$, où N est le compte final obtenu, puisqu'il est impossible de comptabiliser des fractions d'impulsion.

3.7.2.2 Mesure de période ou de fréquence

On peut mesurer facilement une fréquence en comptant (grâce au compteur) le nombre de périodes reçues en un temps donné (fixé par le temporisateur). C'est d'ailleurs la technique utilisée par les fréquencemètres. Elle donne un résultat d'autant plus précis que la fréquence à mesurer est élevée puisque l'erreur commise est de la forme $1/N$ et que N sera d'autant plus élevé que la fréquence est grande.

À l'inverse, on peut utiliser un compteur pour mesurer la durée d'une période en comptant le nombre de cycles (d'une horloge haute fréquence connue) qui surviennent pendant ce laps de temps. On doit s'attendre ici à une erreur de 1 coup d'horloge sur le temps total de la période. Comme l'horloge est souvent une fréquence dérivée de l'horloge du microprocesseur (plusieurs dizaines de MHz), on aura une excellente précision tant que le signal mesuré reste à basse fréquence.

Exemple : mesure de vitesse à l'aide d'un encodeur optique incrémental dans un système de commande à microprocesseur.

La première idée qui vient à l'esprit est de comptabiliser les impulsions en sortie du codeur. Il s'agit donc de réaliser un compteur d'évènement en un temps fixé soit un fréquencemètre. La vitesse moyenne au cours de cette période vaut n/T , où n est le nombre d'impulsions (tenant compte du sens de rotation) et T la période de mesure. L'erreur est principalement liée à l'incertitude sur n si on admet que l'horloge mise à notre disposition dans le microprocesseur est suffisamment précise pour que la période de mesure T le soit aussi. Cette erreur peut donc être évaluée comme égale à $1/n$, le comptage se faisant, au pire, à une impulsion près. Afin d'estimer l'importance de cette erreur, prenons l'exemple pratique d'un codeur d'impulsions délivrant 1 000 impulsions par tour et entraîné à 3 000 t/min, valeurs toutes deux raisonnables. Le temps de cycle électrique t_e sera de $60/(3\,000 \times 1\,000) = 20 \mu\text{s}$. Si le comptage a lieu pendant une durée $T = 1 \text{ ms}$ (ce qui est une valeur réaliste si on se base sur la période d'échantillonnage d'un régulateur numérique destiné à asservir un système de constante de temps mécanique égale à 10 ms) produira une erreur de $1/n = t_e/T = 2 \%$. Cela peut être considéré comme acceptable, mais il faut bien se rendre compte que si la vitesse tombe à 300 t/min, ce qui est pourtant loin d'être l'arrêt complet, l'erreur devient inacceptable : elle atteint alors 20 %.

Comme on s'en doute, une méthode plus précise à basse vitesse est de mesurer la durée de la période électrique d'une impulsion, soit de travailler en périodemètre. Cela suppose bien sûr que les cycles délivrés par l'encodeur soient parfaitement symétriques puisqu'on va se baser sur la durée d'un seul. À 300 t/min, la période électrique sera de 0,2 ms. Elle pourra être mesurée avec une précision de l'ordre de 100 ns à $1 \mu\text{s}$ selon la fréquence d'horloge du microprocesseur, ce qui conduit à une erreur de 0,5 % dans le pire des cas (1 μs de résolution). Mais cette méthode ne fonctionne pas à haute vitesse : on obtient 20 coups de $1 \mu\text{s}$ soit 5 % d'erreur à 3 000 tr/min).

Le mieux est de combiner les deux méthodes en mesurant le temps total qui s'est écoulé pendant le comptage d'un nombre exact d'impulsions. L'erreur dépendra alors uniquement de la résolution temporelle, généralement bonne, et de la symétrie des signaux de l'encodeur, généralement bonne elle aussi.

La mise en œuvre pratique de cette méthode conduit à développer un algorithme basé sur un minimum de temps d'observation (comptage d'impulsions et de mesure du temps écoulé), qui peut être mis à profit pour réaliser les différents calculs que nécessite la régulation, complété par le temps nécessaire pour attendre la prochaine transition du signal. On comptabilise alors un nombre exact d'impulsion qu'il reste à diviser par un temps de mesure affecté d'une précision raisonnable. Remarquons que le simple fait de parler de « division » rend cette méthode inaccessible à pas mal d'électroniques traditionnelles simples mais pas à un système à microprocesseur.

Un problème pratique qui se pose lors de la mise en œuvre de cette méthode dans un système de régulation numérique est que la période d'échantillonnage n'est plus constante, ce qui complique

légèrement les calculs puisque les coefficients d'intégration et de dérivation ne seront plus constants mais vont, cette fois, dépendre de la durée de la période d'échantillonnage. Par exemple, l'algorithme de réalisation d'un régulateur PI classique nécessite le calcul de l'inverse de la période d'échantillonnage (cette division sera probablement l'opération la plus lourde en termes de temps calcul).

La limite de cette méthode sera atteinte à faible vitesse de rotation, lorsque le temps d'observation n'est plus relatif qu'à une seule transition. L'évolution du temps de mesure est donnée figure 12 dans le cas d'un temps d'observation (minimum) de 1 ms et pour un codeur incrémental possédant 600 impulsions par tour.

3.7.2.3 Conversion tension-fréquence

La conversion tension-fréquence peut être réalisée à l'aide de circuits intégrés spécialisés. Il en existe aussi au format industriel (CTF). Son avantage est de transformer l'information analogique de tension en un signal logique (immunité au bruit, facilité de transmission) tenant sur un seul fil. Le principe de fonctionnement est généralement de convertir la tension en un courant d'amplitude proportionnelle qui chargera (et/ou déchargera) un condensateur sur une plage de tension fixée, donc en un temps qui sera, lui, inversement proportionnel à l'amplitude du courant ($I = C \Delta V/\Delta t$ donc $T = C \Delta V/I$). *In fine*, on obtient donc bien une proportionnalité entre la tension à convertir et la fréquence de sortie de l'oscillateur.

En fonction des besoins, cette conversion peut aussi être réalisée avec les moyens du bord comme illustré dans l'exemple ci-dessous.

Ce type de conversion n'est évidemment adapté qu'à des signaux variant lentement. Par contre, elle offre l'avantage de filtrer les bruits à haute fréquence (intégrateur) et permet d'obtenir une grande précision aussi grande qu'on le désire en allongeant le temps de mesure.

Exemple : une conversion tension-fréquence.

Celle-ci est réalisable très simplement par la méthode illustrée sur la figure 13. Le circuit de conversion utilise un amplificateur opérationnel (AO) et un comparateur (CP) dont la sortie (V_R), de type collecteur ouvert, vaudra $V_{CC}/2$ ou 0 selon que le potentiel appliqué à son entrée positive est supérieur ou pas à celui de son entrée négative. Le signal d'entrée (V_N) est divisé par deux et appliqué à la borne d'entrée positive de l'amplificateur opérationnel. Du fait de l'identité de potentiel sur les deux bornes d'entrées de ce dernier, un courant

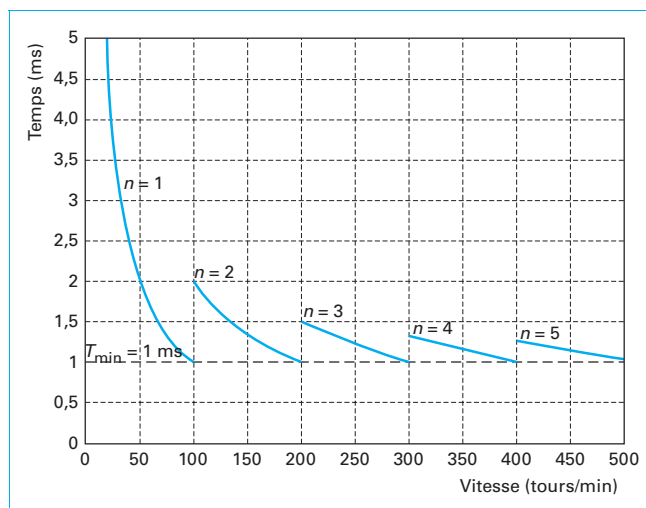


Figure 12 – Évolution du temps de mesure d'un nombre entier d'impulsion

($i = V_{IN}/2R$) est injecté au nœud connecté à sa borne d'entrée négative. Deux cas sont alors possibles selon l'état du transistor T_N :

- si le transistor T_N est bloqué, c'est-à-dire si $V_C = 0$ du fait que $V_R > 0$, le courant d'intégration vaut : $i'' = i - i' = i = V_{IN}/2R$ et la sortie V_R de l'intégrateur (AO) suit une rampe descendante de tension jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur du seuil $V_C = 0$;

- si le transistor T_N est conducteur, c'est-à-dire si $V_C = V_{CC}/2$ du fait que $V_R < 0$, le courant d'intégration vaut : $i'' = i - i' = \frac{V_{IN}}{2R} - \frac{V_{IN}}{2R} = -\frac{V_{IN}}{2R}$ et la sortie V_R de l'intégrateur (AO) suit une rampe montante de tension jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur du seuil $V_C = V_{CC}/2$.

Les deux états alternent donc puisqu'ils conduisent chaque fois à la condition de basculement. Et puisque i est constant et identique au signe près pendant chacune des phases, la fréquence s'obtient aisément comme suit :

$$T = T_{R+} + T_{R-} = 2C \frac{1}{i} \frac{V_{CC}}{2} = C \frac{2R}{V_{IN}} V_{CC} = 2RC \frac{V_{CC}}{V_{IN}}$$

$$F = \frac{1}{2RC} \frac{V_{IN}}{V_{CC}}$$

En pratique on choisira R et C pour que la plage de fréquence correspondant à la plage de tension à convertir soit aisément mesurable par le microprocesseur (horloge + compteur interne ou externe).

3.7.2.4 Conversion en fréquence

La technique de conversion en fréquence est aussi utilisée pour d'autres grandeurs de départ que la tension. En effet, il existe divers capteurs qui font correspondre à une grandeur physique la valeur d'une résistance ou d'une capacité. Par exemple :

- capteur de position angulaire par résistance variable : un balai de contact (curseur) frotte sur une piste résistive ; la résistance est

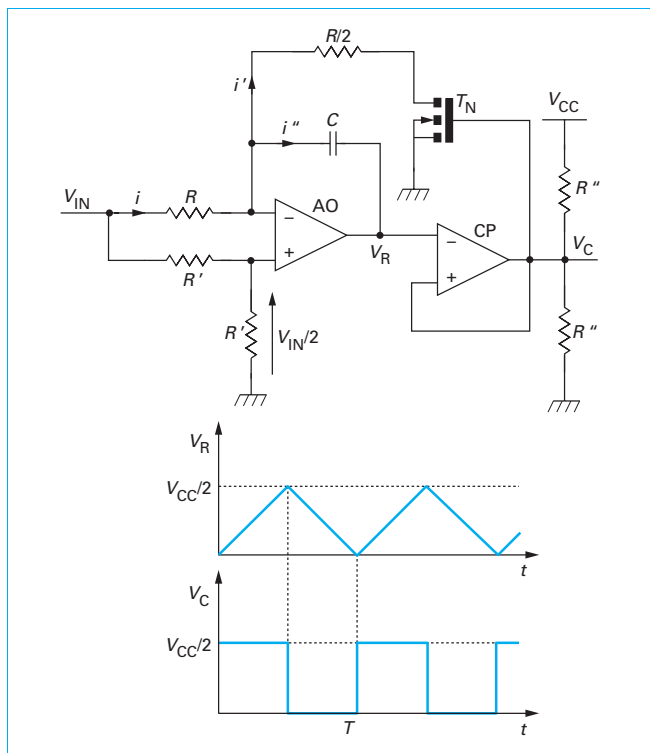


Figure 13 – Convertisseur tension-fréquence (VCO)

proportionnelle à l'éloignement du curseur par rapport au point de départ (ou de raccordement) de la piste ;

- capteur de position angulaire par capacité variable : des plaques en demi-cercle se recouvrent plus ou moins en fonction de la position angulaire ; cette dernière est proportionnelle à la capacité, le zéro étant pris à la position pour laquelle les plaques ne se recouvrent pas ;

- capteur de force ou de pression « FSR » (*Force Sensitive Resistance*) : la résistance varie de façon inversement proportionnelle à la force appliquée perpendiculairement à la surface sensible.

Dans tous ces cas, un dispositif du même type que celui présenté figure 13 permet la mesure de C par mesure de la période d'oscillation. L'inversion de la mesure obtenue n'est pas un problème puisqu'on dispose d'un microprocesseur, donc de moyens de calcul, pour le faire. Ce type de montage est souvent réalisé autour du célèbre oscillateur « 555 » (le préfixe variant selon les fabricants).

3.8 Chaîne de mesure digitale

Dans le cas des capteurs digitaux on peut souhaiter entrer directement l'information numérique dans le microprocesseur et procéder à un éventuel traitement au niveau logiciel. Lorsque ce n'est pas possible, on pourra bien sûr utiliser tous les circuits de logique combinatoire et séquentielle nécessaire et ceux-ci formeront une chaîne de mesure de nature digitale.

Deux exemples illustrent ces considérations : le premier est relatif au problème d'élimination du rebond d'un interrupteur mécanique (utilisé comme capteur), le second a trait au problème de mesure de position à partir d'un encodeur incrémental tel que celui décrit au § 2.2.

Exemple 1 : interrupteur sans rebond.

- **Cas n° 1** : traitement par une chaîne de mesure digitale.

Si un rebond du simple contact mécanique est à craindre, on peut utiliser un contact inverseur pour piloter les entrées « Set » et « Reset » d'une bascule et garantir l'absence de transitoire parasite en sortie, comme illustré à la figure 14.

Au repos, l'entrée \bar{R} de la porte NON-ET du bas est maintenue à zéro par l'inverseur (elle est connectée à la masse). Cela force la sortie Q à 1. Comme cette dernière est connectée à l'entrée de la porte

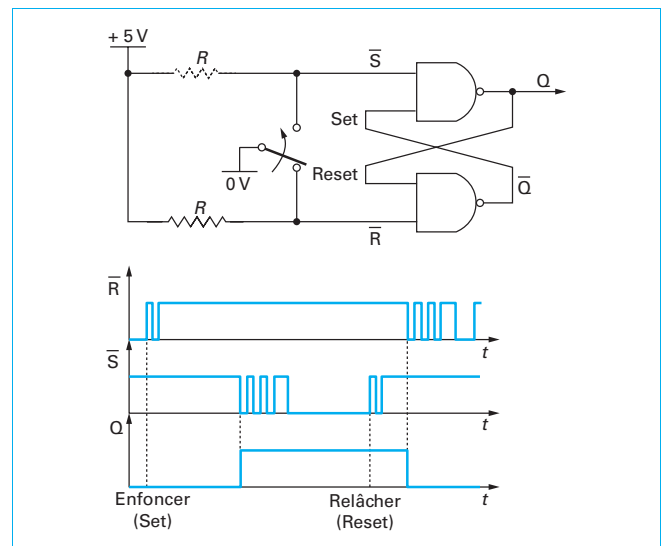


Figure 14 – Interrupteur inverseur avec antirebond

NON-ET du haut conjointement avec l'entrée \bar{S} qui est également à 1 (maintenue au niveau électrique haut par la résistance R), la sortie Q est bien à zéro. Lorsqu'on commence à enfoncer l'interrupteur et que le contact noté « Reset » se coupe, la ligne \bar{R} passe à 1, ce qui ne change rien puisque l'autre entrée de la porte NON-ET du bas est connectée à Q et donc maintenue à 0, ce qui force bien la sortie de cette porte à 1. Mais lorsque le contact noté « Set » est touché, la tension s'effondre sur l'entrée \bar{S} de la porte NON-ET du dessus et ce 0 provoque le passage inconditionnel de la sortie Q à 1. Dès lors, la porte NON-ET du bas voyant ses deux entrées portées simultanément à 1, inverse sa sortie : Q passe alors à 0. Ce 0 « verrouille » la porte NON-ET du haut et Q reste à 1 même si la borne « Set » de l'interrupteur « crachote » en provoquant l'apparition de niveaux hauts et bas successifs sur son entrée \bar{S} .

Réciproquement, il faudra que le curseur de l'interrupteur touche le contact de « Reset » pour provoquer le passage de Q à 1 suite au forçage de \bar{Q} à 0 par l'entrée \bar{R} de la porte NON-ET du bas.

- **Cas n° 2** : traitement par une chaîne analogique.

Si on ne dispose pas d'inverseur, on peut réduire le risque de détecter les rebonds en générant par le contacteur un signal analogique qui sera filtré avant d'être converti en format numérique. Cette technique est plus limitative car elle suppose que l'on puisse fixer une constante de temps de filtrage à une valeur plus grande que la durée d'un rebond mais plus petite que le temps de réaction que l'on souhaite conserver. Elle est illustrée à la figure 15. Au repos, le condensateur C est chargé et le niveau haut à l'entrée de la porte inverseuse correspond à un niveau 0 en sortie Q . Si on actionne l'interrupteur, on décharge rapidement le condensateur à travers la faible résistance r (nécessaire pour limiter le courant de décharge de C). Notons que cette décharge a éventuellement lieu en plusieurs « paliers » si l'interrupteur « crachote ». En finale, le condensateur est quasiment déchargé : sa tension résiduelle est la chute de tension qui résulte de la présence du diviseur résistif $R-r$ ($V = 5 \frac{r}{R+r} \approx 0$). Si on relâche l'interrupteur, le contact se coupe et la tension remonte aux bornes du condensateur mais selon la constante de temps $\tau = RC$. Celle-ci doit être choisie en fonction du temps de réponse désiré. Les rebonds de durée moindre seront éliminés. Quant à la porte logique assurant la mise en forme finale, elle doit être choisie du type à entrée à hystérésis du fait de la vitesse de variation lente de la tension V à son entrée.

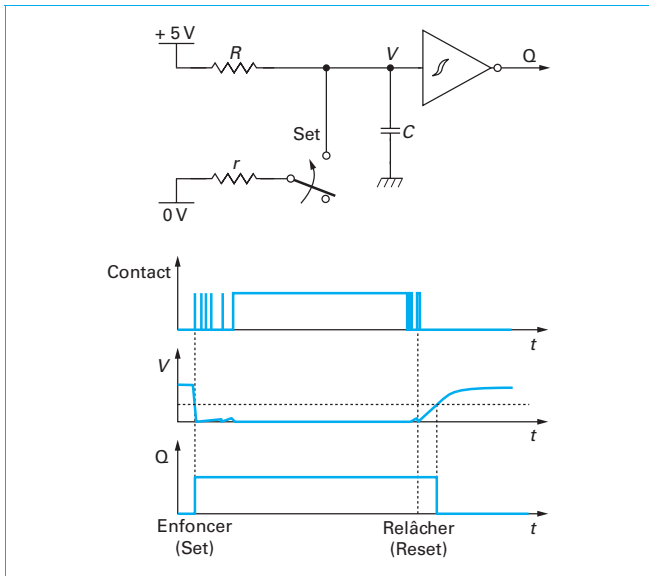


Figure 15 - Interrupteur simple avec antirebond

Par exemple, pour un interrupteur actionné par un opérateur, on désire un temps de réponse de 0,1 s. On choisit $R = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ ($\tau = RC = 0,1 \text{ s}$) et $r = 100 \text{ }\Omega$ (pour limiter le courant de décharge à 50 mA) ce qui, avec une alimentation de 5 V et un basculement à 2,5 V (à ajuster selon les spécifications de la porte inverseuse à hystérésis) correspond aux vitesses de basculement suivantes :

- à l'enclenchement de l'interrupteur (décharge de C) :
 $V = 2,5 = 5 \exp(-t/10^{-4})$ donc $t = -10^{-4} \ln 0,5 \approx 70 \text{ }\mu\text{s}$
- au relâchement de l'interrupteur (recharge de C) :
 $V = 2,5 = 5 \exp(-t/0,1)$ donc $t = -0,1 \ln 0,5 \approx 0,07 \text{ s}$

Comme les phénomènes de rebond sont généralement limités à quelques millisecondes, ils seront éliminés par ce filtrage.

- **Cas n° 3** : traitement numérique (logiciel).

Une autre façon d'éliminer le rebond est de recourir à un traitement numérique de l'information fournie par l'interrupteur. Le principe, illustré par un organigramme à la figure 16 est le suivant. On lit l'état de l'interrupteur jusqu'à trouver n fois le même état, n étant choisi de telle sorte que la durée totale du test soit supérieure à la durée des phénomènes de rebond. Cette méthode a l'avantage de

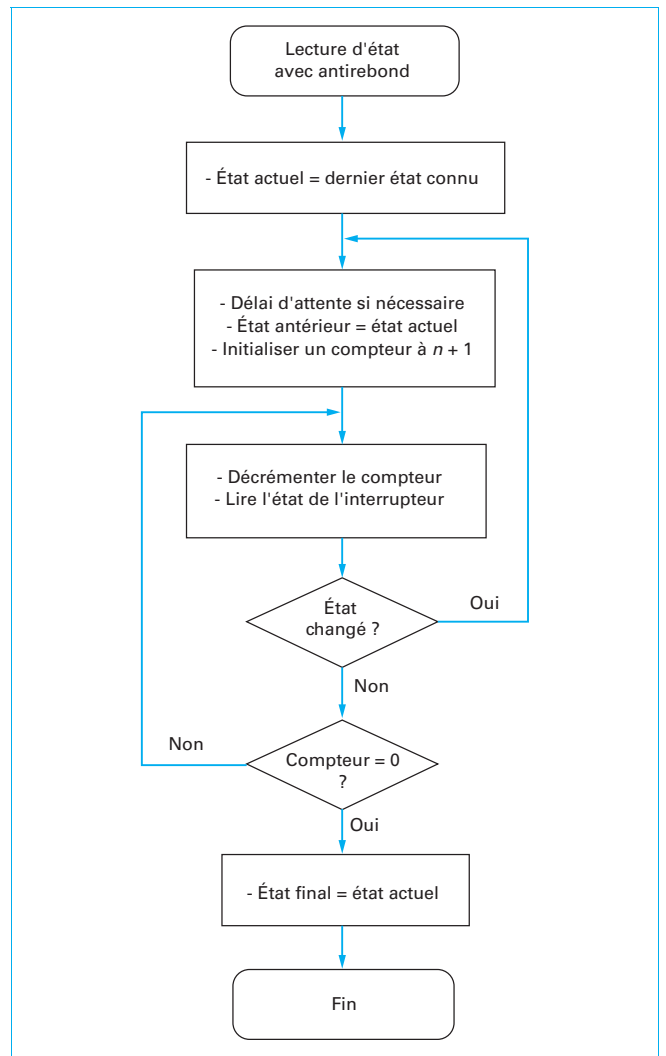


Figure 16 - Antirebond par traitement logiciel

ne nécessiter aucun matériel supplémentaire outre l'interrupteur et sa résistance de polarisation. Par contre, un logiciel supplémentaire est nécessaire et il consommera un temps d'exécution non négligeable puisque du même ordre de grandeur que la durée des rebonds. Ce dernier handicap peut être fortement réduit si le programme est organisé pour ne pas perdre de temps entre les boucles de scrutation : il suffit pour cela de les démarrer par une procédure d'interruption (voir § 2.3 de [R 526v2]) cadencée au rythme d'une temporisation de durée comparable.

Exemple 2 : mesure de position à l'aide d'un encodeur incrémental.

On a vu (§ 2.2) que l'encodeur incrémental de position délivre généralement à ses sorties deux trains d'impulsions décalées de 90 degrés. On a également insisté sur le fait que seules les transitions du signal correspondaient à des positions parfaitement identifiables puisqu'elles correspondent aux frontières des zones translucides et opaques dessinées en alternance en périphérie du disque du codeur.

Lorsque cette information est utilisée par un régulateur de position, on risque donc fréquemment de voir le système se positionner juste à la limite d'un tel flanc et, s'il est soumis à des perturbations extérieures (vibrations de machines outils par exemple), être forcé d'osciller autour du point d'arrêt. La durée des états hauts et bas correspondant au temps passé de part et d'autre du flanc ne sont alors plus maîtrisables, ce qui veut dire que la fréquence en sortie du codeur ne l'est plus non plus. De même, lorsque le système est contraint à faire demi-tour, il peut avoir à peine franchi une impulsion qu'il change de direction. La durée de la dernière impulsion dont le premier flanc est à comptabiliser avec un sens de rotation et le second avec l'autre n'est plus non plus maîtrisable. Le logiciel ne peut donc être d'aucun secours puisqu'on ne peut pas garantir l'existence d'un temps minimum permettant l'exécution d'un programme de suivi de position.

Notons aussi que les éventuelles erreurs de comptages sont cumulatives et vont conduire à un déphasage progressif de la position mesurée par rapport à la position réelle.

Il est donc nécessaire de prévoir un système matériel garantissant une hystérèse de position avant production de la première impulsion en sens inverse lors des changements de sens de rotation. Une technique utilisable est de verrouiller chaque transition au niveau d'un canal jusqu'à ce que l'autre ait changé d'état. L'hystérèse de position correspondante est d'un quart de période (dans chacune des directions), ce qui correspond à un secteur angulaire physique quantifiable

et, donc, permet un calcul de temps de parcours minimum basé sur l'inertie du système et le couple maximum auquel on peut s'attendre. C'est faisable par exemple en utilisant conjointement les deux trains d'impulsion comme indiqué à la figure 17.

Le fonctionnement de ce circuit est le suivant. On souhaite autoriser la génération d'impulsions sur les flancs du canal A lorsque le canal B est au niveau haut, ce qui nous permettra d'obtenir une impulsion par période des signaux de l'encodeur. Ces impulsions devront se produire, dans les deux sens de rotation, pour une même position physique de l'encodeur : ici sur le flanc de A au milieu de la plage pendant laquelle B est haut. On constate donc que, suivant le sens de rotation, elles doivent être générées sur un flanc montant ou descendant du canal A. Ceci explique la présence de la porte ou exclusif (qui donne une petite impulsion sur tous les flancs) en entrée du monostable (74xx75) chargé de délivrer l'impulsion de sortie. Notons que le monostable est bloqué lorsque le canal B est bas puisque ce dernier est connecté à son entrée CLR. L'impulsion est de durée calibrée, suffisante pour être détectée par le microprocesseur. Dès qu'elle survient, elle provoque la mise à 0 de la sortie de la bascule D (74xx74) en lui donnant un coup d'horloge, ce qui bloque le verrou d'entrée et rend la chaîne insensible à une évolution future du signal A. Ce blocage persiste tant que B ne repasse pas par le niveau bas : le 0 correspondant appliqué à l'entrée Pr (elle commande la mise à 1 asynchrone sur niveau bas : « preset ») de la bascule D (74xx74) force sa sortie Q à 1, rendant le verrou d'entrée à nouveau transparent. Dans le cas d'un changement de sens comme illustré sur la figure 17, cette libération provoque un changement d'état 1 → 0 en sortie du verrou, avec pour effet la production d'une impulsion (la première en sens inverse) retardée d'un quart de période. Le réseau R-C appliqué à l'entrée CLR (remise à zéro sur niveau bas) du monostable (74xx75) a pour but de permettre l'amorçage de cette impulsion malgré le délai introduit par le verrou lui-même et la porte ou exclusif en retardant suffisamment le signal en CLR pour que le monostable puisse commencer à générer son impulsion laquelle s'autoprotège grâce à la présence de la diode D'.

Le chronogramme présent dans la figure correspond aux étapes suivantes :

- la position 1 correspond à la dernière génération d'une impulsion dans le sens « aller » sur un flanc du canal A... juste avant l'inversion de sens ;
- l'inversion de sens se produit à la position 2 et ce, avant que le canal B ne soit repassé au niveau bas. Donc la génération des impulsions est toujours bloquée ;

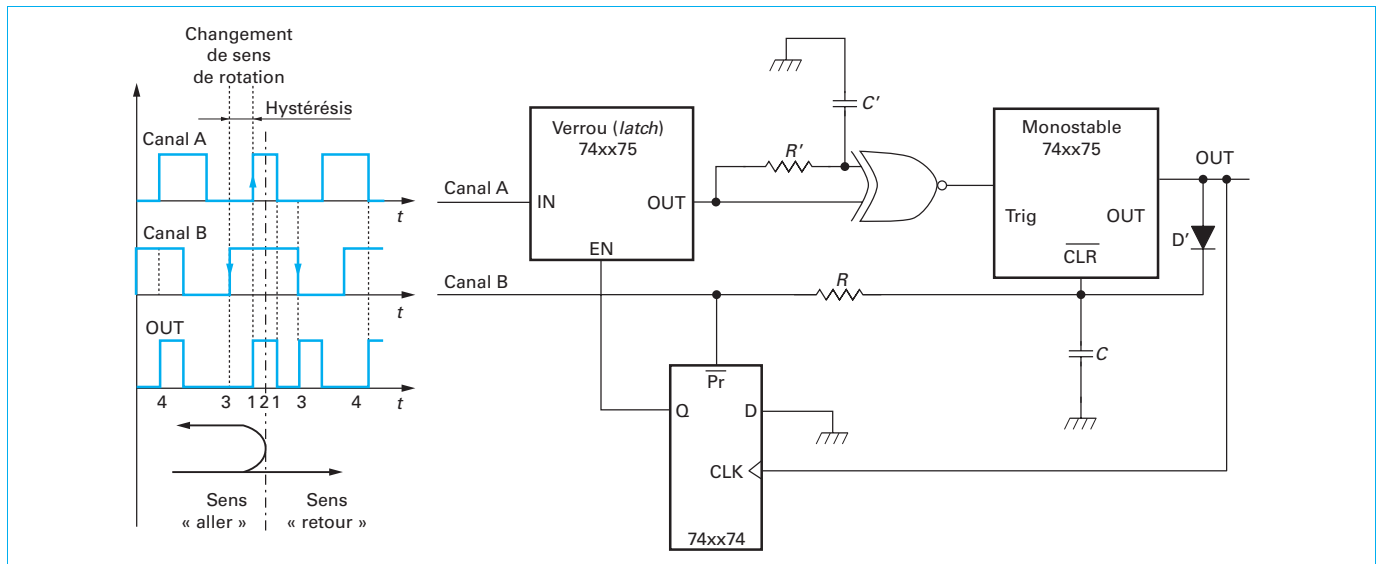


Figure 17 – Hystérèse de position pour un codeur incrémental

- on repasse ensuite, en sens inverse, par la position 1 mais aucune impulsion n'est générée car elles sont encore bloquées. Le déplacement mécanique suit le mouvement indiqué par la flèche de demi-tour alors que les signaux électriques sont indiqués normalement le long de l'axe des temps ;
- à la position 3, le canal B repasse à l'état bas, ce qui autorise à nouveau la génération des impulsions car on a dépassé le seuil de l'hystérèse de position. Il y a alors génération d'une impulsion, la première en sens inverse, et qui compense en fait la dernière en sens direct avec un retard de 90° mécaniques ;
- finalement, on revient à la position 4 et l'impulsion suivante est générée. On peut remarquer que, dans ce cas, l'écart entre les positions 3 et 4 (qui correspondent à la génération des deux premières impulsions après l'inversion de sens) n'est égal qu'aux $3/4$ de la période des signaux de l'encodeur optique.

3.9 Interface d'entrée numérique

Une fois la donnée mise sous forme numérique, il reste à la transmettre au microprocesseur. Le minimum nécessaire pour y arriver est de disposer de la circuiterie permettant de respecter les accès initiés par le microprocesseur :

- identification du circuit cible : **décodage d'adresse** pour savoir si le microprocesseur s'adresse bien au circuit d'interface en question ;
- **validation de l'accès** en lecture ou en écriture (signal de contrôle).

On verra plus en détail au § 1.2.4 de [R 526v2] qu'il suffit alors d'utiliser le signal de sélection pour actionner un passeur (comportant le nombre de bits à transmettre) et connecté entre la source d'information et le bus de données du microprocesseur.

Notons que les circuits intégrés destinés à être interfacés avec un microprocesseur possèdent en interne la circuiterie nécessaire à savoir le passeur et un signal permettant de l'activer (parfois plusieurs signaux dont la combinaison ET/OU permet l'activation, ce qui peut simplifier le décodage).

Exemple : lecture de position à l'aide d'un encodeur optique absolu.

Si notre encodeur délivre un code Gray il suffit simplement de l'interfacé au microprocesseur par un tampon à 3 états (figure 18). Dans d'autres cas et notamment si le code utilisé est le binaire pur, on a vu (figure 5) que la lecture brutale du code peut, si elle a lieu au mauvais moment, c'est-à-dire au moment où le code change, conduire à une valeur totalement erronée. Et il n'est malheureusement pas raisonnable *a priori* de tenter de synchroniser les opérations de lecture du microprocesseur avec la vitesse de rotation puisqu'elles n'ont aucun rapport entre elles. Mais cette difficulté peut être contournée simplement en effectuant des lectures successives jusqu'à obtenir deux fois le même résultat. Cette façon de procéder est raisonnable compte tenu du fait que généralement le temps de lecture est très petit devant la durée de validité de chaque code et que, donc, la lecture sera généralement correcte – et validée – en une seule relecture. Par contre, dans le cas où la seconde lecture est différente de la première, il faut bien supposer que l'une ou l'autre est fautive. Dans l'impossibilité de savoir laquelle, le plus simple est de procéder à une troisième lecture : compte tenu du fait que la lecture est nettement plus rapide que la périodicité de changement de position, elle devra être égale soit à la deuxième (si la première est fautive), soit à la première (si la seconde est fautive), et, donc, forcément correcte. Le cas où cette troisième mesure n'est pas égale à la précédente correspond forcément au fait que la deuxième mesure a eu lieu pendant le changement de code, qu'elle est donc fautive et que, du coup, la dernière mesure correspond à la première plus ou moins un. Si on réalise tout de même le test, on ajoute au système un élément de **test de défaillance**. Il en est de même si, au lieu de comparer par incrémentation ou décrémentation la troisième lecture à la première, on accepte de réaliser une quatrième lecture pour valider la troisième ou, en cas d'erreur, mettre en évidence un problème de fonctionnement. Cette méthode a en outre l'avantage de permettre la conservation de la simplicité de l'algorithmique initiale : « lire la valeur » ; « la dernière lecture est-elle égale la précédente ? » ; si non, alors recommencer la lecture ; si oui, alors fin du test.

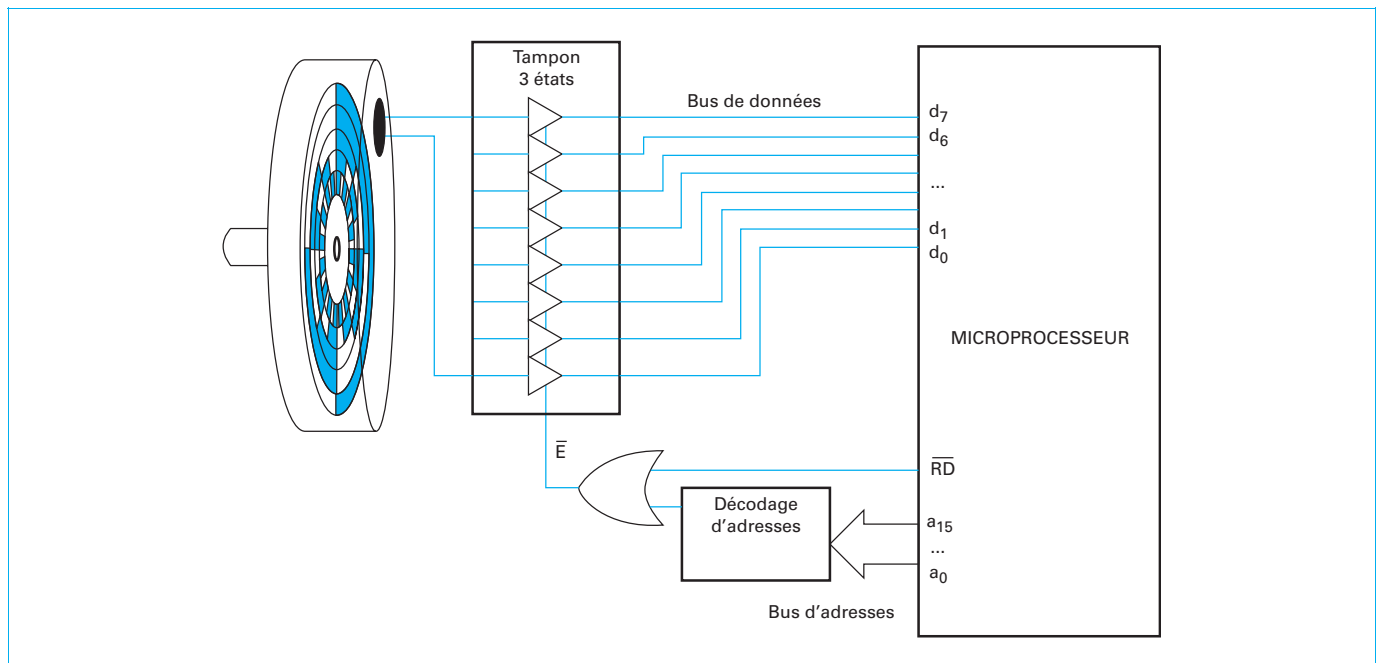


Figure 18 – Lecture de position à l'aide d'un encodeur absolu

Transmission locale en série ou en parallèle ?

Classiquement et en ne se préoccupant que des liaisons locales au sein d'un même système électronique, il est préférable de véhiculer plusieurs bits à la fois sur un bus de transport parallèle pour rentabiliser tout au moins les possibilités de traitement du microprocesseur (8, 16, 32 voire 64 bits accessibles d'un seul coup en entrée ou en sortie). C'est en tout cas certain à basse vitesse. Mais à haute vitesse, c'est-à-dire lorsque la durée des états hauts et bas avoisine le temps des transitions les plus rapides possibles pour une technologie donnée, interviennent plusieurs problèmes majeurs :

- les interférences dues aux couplages capacitifs entre les signaux logiques tendent à les faire s'entraîner les unes les autres lors des transitions. En effet, le manque de place pousse à rapprocher les pistes conductrices au maximum et les impédances que présentent les capacités entre pistes ne sont pas négligeables pendant les commutations (fréquence maximum) ;
- les réflexions en bout de ligne de chacune des pistes constituant le bus de connexion sur le circuit imprimé polluent les signaux individuellement. Or une bonne adaptation de ces pistes pour éviter ce phénomène est très difficile à réaliser ;
- les déphasages entre signaux logiques représentant sur le bus les différents bits d'un même nombre ne sont pas les mêmes sauf à respecter des longueurs identiques en jouant sur la topologie du circuit imprimé, ce qui est difficile et onéreux (3 cm correspondent à 0,1 ns).

C'est la raison pour laquelle se sont développés différents standards de communication série à haute vitesse notamment pour la connexion de périphériques comme les disques durs dans les ordinateurs (ATA IDE \leftrightarrow SATA).

Par ailleurs et simplement pour des considérations de place occupée sur les circuits imprimés, nombre de circuits intégrés périphériques de microprocesseurs dont la vitesse n'est pas critique (entrées de type clavier, afficheurs LED ou LCD, mémoires de stockage...) sont équipés d'une interface série simple comme I²C ou le SPI.

3.10 Acquisition multicanaux

Lorsqu'il est nécessaire d'acquérir de l'information sur plusieurs canaux, se pose le problème de l'unicité du microprocesseur : il ne peut lire les valeurs que fournissent les différentes chaînes de mesure que séquentiellement. Deux solutions s'offrent alors pour contourner ce problème :

- procéder séquentiellement pour acquérir les valeurs des différentes chaînes de mesure en les présentant une à une à l'entrée d'un convertisseur (multiplexage temporel) : c'est une solution économique en circuits mais coûteuse en temps ;
- acquérir simultanément sur les différentes voies et mémoriser les résultats numériques avant de les entrer dans le microprocesseur : c'est une solution rapide mais coûteuse en nombre de convertisseurs.

3.10.1 Multiplexage temporel

Lorsqu'il est nécessaire d'acquérir des tensions avec précision sur un grand nombre de canaux, on renonce souvent à investir dans l'achat d'autant de convertisseurs qu'il y a de chaînes de mesure pour n'en garder qu'un seul tout en le faisant précéder d'un multiplexeur. Cette technique est illustrée à la figure 19. Les principes de base ont été décrits au § 3.7.1.

Le multiplexeur est essentiellement constitué d'autant d'interrupteurs analogiques qu'il y a de canaux : tous ces interrupteurs ont leur sortie connectée en parallèle mais un seul d'entre eux est activé par l'application d'un code de sélection sur les entrées électriques correspondantes (C#). Le contrôle en est généralement

confié au microprocesseur qui, en exécution de son programme, choisit quel canal doit envoyer sa tension au convertisseur (Out (m)) et donne ensuite l'ordre de blocage à l'échantillonneur-bloqueur (Out2 \leftrightarrow Hold) suivi de l'ordre conversion au CAN (Out1 \leftrightarrow Start) en attendant de lire le résultat lorsque la fin de conversion est signalée. On peut ainsi procéder à des conversions successives en changeant chaque fois de canal jusqu'à les avoir tous parcourus. C'est ce que l'on appelle le « multiplexage temporel » des canaux : chacun reçoit l'accès à toute la chaîne de mesure mais pendant seulement une partie du temps.

Le chronogramme inclus dans la figure 19 indique les différentes étapes de chacune des conversions :

- en t_0 la conversion débute par la sélection de la première chaîne de mesure *via* le canal numéro 0 du multiplexeur : la valeur 0 (en 3 bits : 000) est présentée sur les lignes Out(m) du microprocesseur. Notons que ces trois lignes de sélection permettent de choisir parmi $2^3 = 8$ canaux ;
- en t_{01} , après un certain temps garantissant que le signal sélectionné s'est bien stabilisé à l'entrée du CAN, le signal Hold commandant l'échantillonneur-bloqueur est mis à 1, ce qui fige la valeur analogique présente à l'entrée du CAN. Simultanément ou peu après, l'ordre de conversion est donné par le microprocesseur qui met à 1 la ligne Start du CAN. Le CAN démarre sa conversion et le signale en mettant le signal EOC à zéro ;
- en t_{02} le microprocesseur, qui a vu entretemps que la conversion est en cours, relâche la ligne Start (qui retombe à 0). La conversion suit son cours ; le système est libre de faire autre chose... ;
- en t_{03} le CAN signale que la conversion est terminée (et donc que la valeur numérique est disponible) en mettant à 1 sa ligne EOC. Dès que le microprocesseur en est averti (ce qui peut être très rapide si la ligne EOC est reliée à une entrée de demande d'interruption INT1 du microprocesseur), il prend les mesures qui s'imposent :

- sélectionner le canal suivant (ici le n° 1 correspondant à la deuxième chaîne de mesure) en présentant son numéro sur les lignes Out(m) ; t_{03} est donc le t_1 du cycle de conversion suivant,
- laisser l'échantillonneur-bloqueur acquérir et transmettre le signal en mettant Out2 (connecté à Hold) à 0,
- présenter l'adresse du CAN sur le bus d'adresses pour que le décodeur active la ligne SEL de sélection du CAN,
- lire le résultat de la conversion ce qui provoque une impulsion sur la ligne RD ;

- en t_{04} le cycle d'acquisition du canal 0 est terminé et celui du canal 1 vient de débiter (en $t_1 = t_{03}$) par la sélection du bon canal du multiplexeur. Dès que le temps d'établissement sera suffisant, on pourra donc lancer la conversion suivante ;
- le temps d'établissement est suffisant en t_{11} qui survient après t_1 avec le même retard que t_{01} survenait après t_0 . On poursuit le cycle comme précédemment... ;
- le dernier cycle de conversion (le huitième) débute en t_7 et finit peu après t_8 par la lecture de la tension de la chaîne de mesure n° 9 (*via* le canal 8).

On constate donc que la conversion des 8 sorties de chaîne analogique est réalisée en un peu plus de 8 périodes en partie imbriquées pour gagner du temps, c'est-à-dire que le temps d'acquisition total est bien proportionnel au nombre de canaux.

En pratique les durées correspondantes auront les valeurs suivantes (ordres de grandeur) :

- une fraction de microsecondes de temps d'établissement ;
- une à quelques microsecondes pour réaliser une conversion à l'aide d'un CAN à pesées successives (12 bits) ;
- quelques dizaines de nanosecondes pour les impulsions de commande comme Start ;
- une centaine de nanosecondes pour le signal de lecture RD.

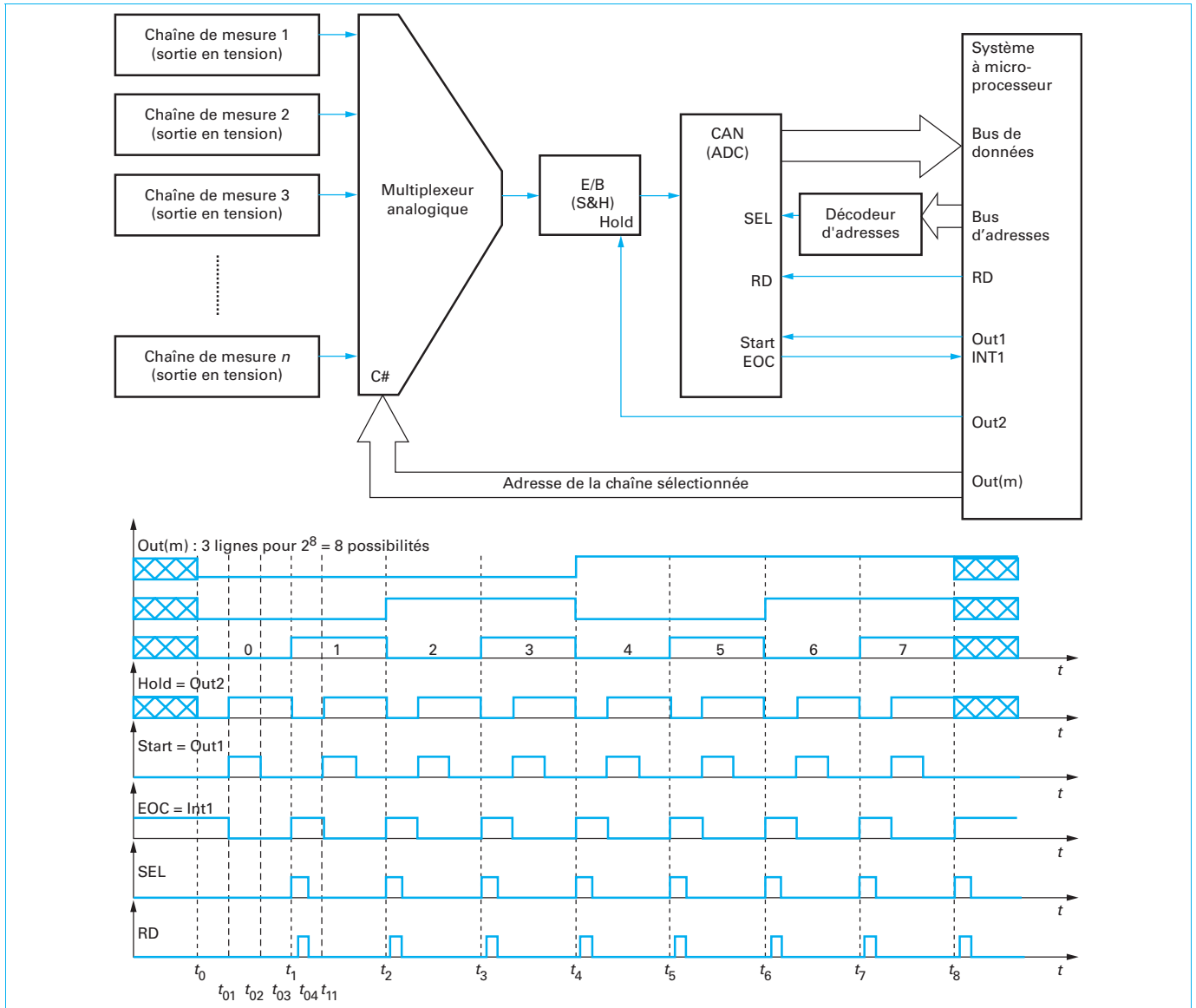


Figure 19 – Conversion analogique-numérique : multiplexage temporel

Notons qu'un multiplexage temporel peut également s'organiser plus haut dans la chaîne de mesure, par exemple avant amplification et filtrage. Il peut aussi s'effectuer en amont d'autres types de convertisseurs pour autant que le *timing* le permette.

3.10.2 Échantillonnage/blocage

La conséquence du multiplexage temporel est que les instants où les échantillons ont été pris sur les différents canaux ne sont plus les mêmes. Si cela présente un inconvénient, on peut avoir recours à des échantillonneurs bloqueurs placés en amont du multiplexeur et permettant de figer toutes les tensions d'entrée simultanément et pendant tout le temps nécessaire à l'ensemble des conversions de tous les canaux. Le système est alors synchronisé mais l'intervalle entre échantillons, c'est-à-dire la fréquence d'échantillonnage individuelle reste réduite par un facteur égal au nombre de canaux. La figure 20 représente une telle configuration.

Le chronogramme de la figure 20 est très semblable à celui de la figure 19. La seule différence est que le signal de blocage (Out2 connecté à Hold) doit être faux un peu avant t_0 de façon à permettre aux signaux de s'établir dans les échantillonneurs-bloqueurs. Il doit ensuite être maintenu vrai pendant la durée nécessaire à la conversion de tous les canaux successivement. Il faudra bien sûr veiller à ce que les E/B puissent effectivement conserver leurs tensions initiales respectives pendant tout ce temps sans dériver de plus de la quantité d'erreur autorisée.

3.10.3 Conversion A/N multiple

La solution radicale mais coûteuse à la conversion d'un grand nombre de canaux en un temps optimal est bien sûr de multiplier d'autant le nombre de CAN utilisés : tous travailleront en parallèle et seule l'opération de récupération des résultats par le

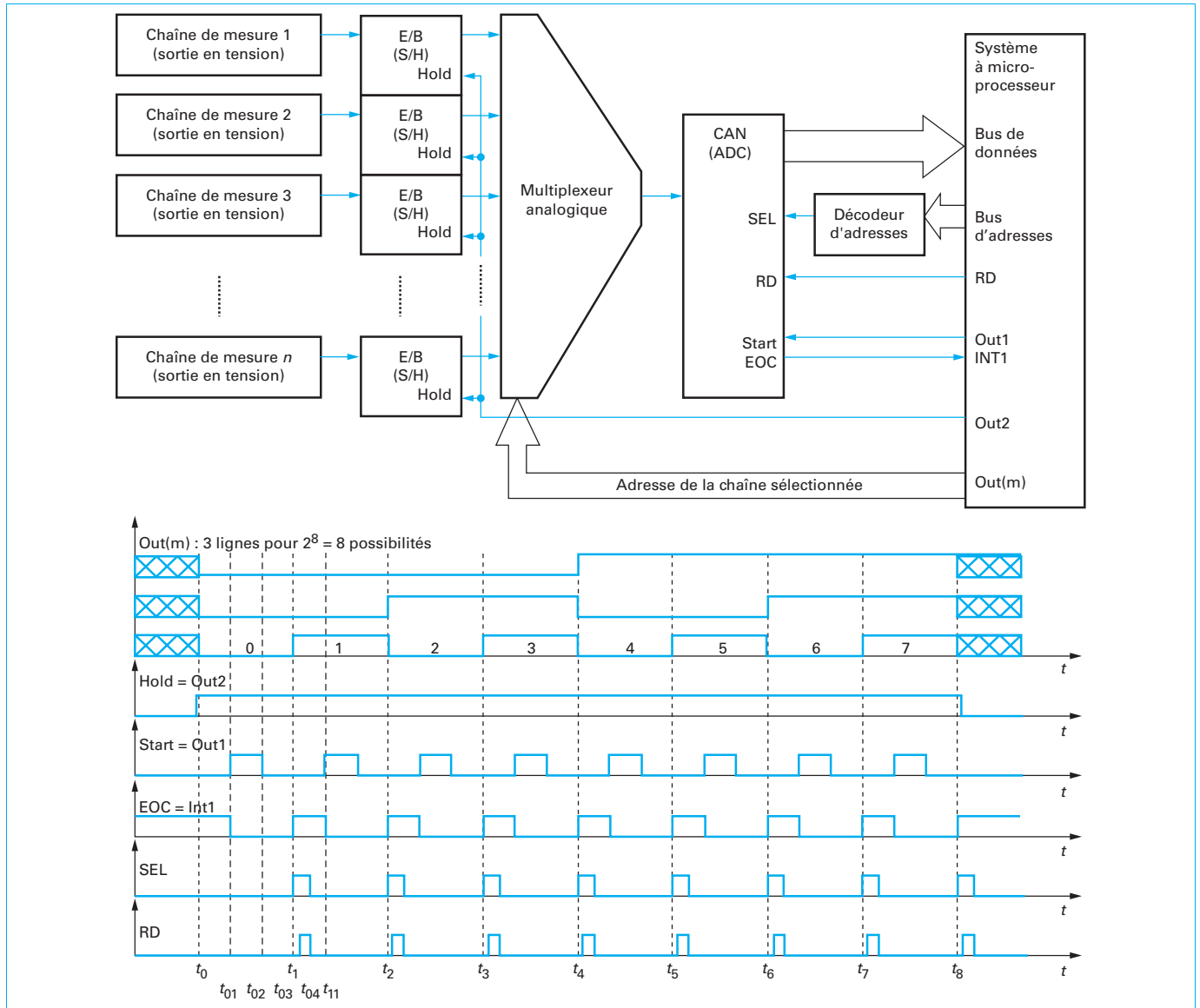


Figure 20 – Conversion A-N : multiplexage temporel après blocage

microprocesseur se fera successivement, ce qui n'est pas pénalisant car la lecture d'une valeur numérique sur le bus est très rapide.

À l'inverse de ce qui a été dit jusqu'ici, on peut aussi se trouver confronté à une situation où un signal d'entrée unique évolue trop rapidement par rapport aux cadences d'échantillonnages disponibles avec un CAN donné. S'il n'est pas possible de trouver un CAN mieux adapté, il reste possible d'en utiliser plusieurs pour multiplier d'autant le nombre d'échantillons par unité de temps : il suffit de les faire précéder chacun d'un échantillonneur-bloqueur dont le déclenchement conditionnera le début de la conversion. La figure 21 illustre cette configuration.

Les particularités du montage de la figure 21 sont les suivantes :

- le signal de fin de conversion du CAN pilote directement l'entrée de blocage - inversée de l'échantillonneur-bloqueur : quand la conversion est en cours, l'E/B gèle le signal d'entrée ;

- seul le « EOC » du dernier CAN est connecté au microprocesseur, ce qui suppose qu'on attende la fin de la dernière conversion (donc de toutes les conversions) avant de lire les résultats (comme illustré dans le chronogramme). Si on les connecte individuellement, on peut organiser la lecture juste après chacune des conversions ;
- les CAN sont supposés équipés de passeurs en sortie comme c'est généralement le cas ;
- le RD est commun à tous les CAN, ce qui ne pose pas de problème pourvu qu'un seul soit sélectionné à la fois : cela implique simplement que chaque CAN devra répondre à une adresse différente (voir § 1.2.2 de [R 526v2]). Cette façon de faire permet l'économie d'un multiplexeur digital pour interconnecter les sorties des CAN.

En activant séquentiellement les CAN on parvient ainsi à obtenir - par période d'échantillonnage d'un CAN - autant d'échantillons qu'il y a de CAN. C'est bien sûr la limite supérieure du procédé et encore faut-il garantir que les E/B soient commandables à des instants suffisamment précis.

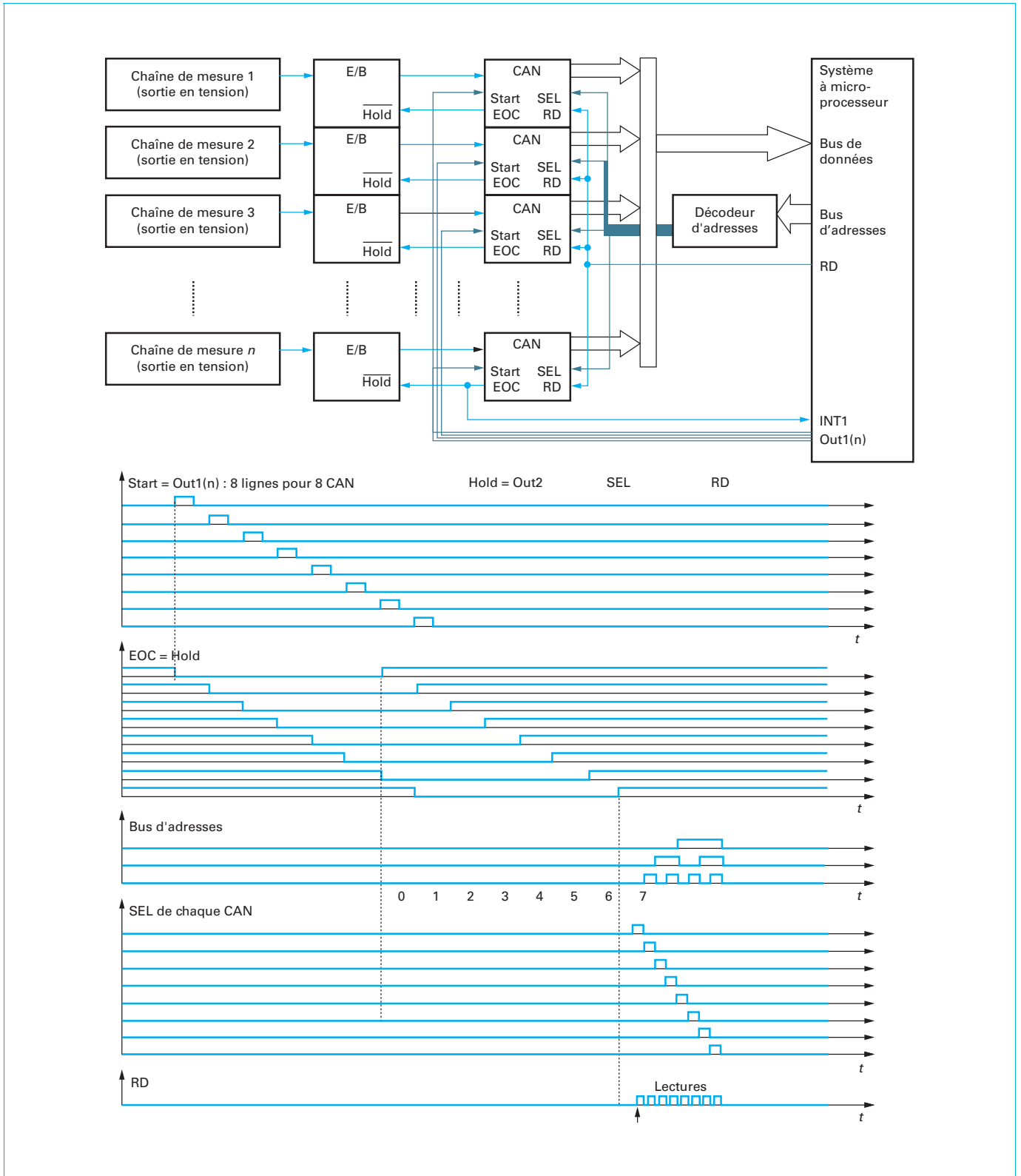


Figure 21 – Conversion A-N multiple

En pratique la commande des CAN pourra être générée par le microprocesseur ou, si on considère que cette tâche servile prend trop de temps, provenir d'un petit compteur couplé à un démultiplexeur possédant autant de sorties qu'il y a de CAN.

3.11 Traitement numérique

Une partie sans cesse croissante des traitements des signaux sont réalisables sous forme numérique. Il s'agit souvent de filtrage mais on peut imaginer n'importe quelle formule selon la nature et la qualité de l'information disponible.

L'aspect « traitement numérique du signal » est assez bien développé dans la version précédente de cet article et le lecteur est invité à s'y référer.

Pour un approfondissement du sujet on pourra utilement se référer aux dossiers [R 305] *Traitement des signaux*, [R 1 105] *Pratique du filtrage – Filtrage numérique. Filtrés transverses* et [R 1 106] *Pratique du filtrage – Filtrage numérique. Filtrés récurrents* dans ce même traité ou encore [E 3 160] *Filtres numériques – Synthèse* dans le traité « Électronique ». Une approche plus systématique peut être trouvée dans [4] et [5].

Glossaire	
ADC	Voir CAN
Byte	Terme anglais pour octet (voir octet)
CAN bus	Voir second fascicule, point 1.3.4
CAN ou convertisseur analogique-numérique (en anglais ADC pour <i>Analog to Digital Converter</i>)	Circuit électronique associant à une grandeur analogique d'entrée (généralement une tension), une grandeur numérique de sortie (nombre souvent binaire) de valeur proportionnelle au rapport de la grandeur analogique d'entrée avec une grandeur analogique de référence (interne ou externe). Voir le point 3.7.1 du premier fascicule
CNA ou convertisseur numérique-analogique (en anglais DAC pour <i>Digital to Analog Converter</i>)	Circuit électronique associant à une grandeur numérique d'entrée (nombre souvent binaire), une grandeur analogique de sortie (généralement une tension) proportionnelle à une grandeur analogique de référence (interne ou externe) dans le même rapport que celui que forme la grandeur numérique d'entrée avec son fond d'échelle (généralement $2^n - 1$ pour n bits). Lorsque la référence est externe et peut varier le CAN est dit « multipliant » (<i>Multiplying DAC</i>). Voir § 1.3.2 dans le second fascicule
Échantillonneur-bloqueur (E/B) ou <i>Sample and Hold</i> (S/H) en anglais	Circuit électronique permettant de maintenir à sa sortie une tension égale à la tension qui était présente à son entrée lorsque la commande correspondante a été actionnée (mode « blocage » ou <i>Hold</i>). Le reste du temps, sa tension de sortie reproduit fidèlement sa tension d'entrée (mode « échantillonnage » ou <i>Sample</i>). Voir § 3.7.1.2 dans le premier fascicule
Émulateur	Système permettant l'émulation
Émulation	Reproduction exacte du comportement d'un composant logique avec accès à tous les états internes. L'émulation peut s'obtenir par un circuit intégré spécial basé sur le circuit à émuler et qui y ajoute les moyens nécessaires d'investigation. Si l'émulation est prévue dès la conception du circuit, on lui adjoint une interface de communication JTAG pour en permettre la mise en œuvre
Fieldbus	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
<i>Firmware</i>	Logiciel de programme. Normalement non modifiable mais il peut être mis à jour pendant la durée de vie de l'appareil (corrections, améliorations...)
GPIO	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
<i>Hardware</i> (littéralement « quincaillerie »)	Matériel (circuits, câbles...) nécessaires au fonctionnement du système
°C	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
JTAG	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
Mémoire morte (<i>Read Only Memory</i>)	Mémoire accessible par le microprocesseur en lecture seulement et destinée à contenir une information rarement modifiée comme le programme à exécuter
Mémoire programme	Mémoire contenant le programme que le microprocesseur doit exécuter
Mémoire vive ou RAM (<i>Random Access Memory</i>)	Mémoire modifiable à volonté par le microprocesseur, donc accessible en lecture et en écriture
Microprogramme	Mémoire morte définissant l'exécution de parties élémentaires d'instructions. Voir § 1.1.2.6 (second fascicule)

Glossaire (suite)	
Octet	Mot binaire constitué de 8 bits. Il peut donc prendre 2^8 soit 256 valeurs. En numération binaire pure, l'octet représente un nombre compris entre 0 et 255. En complément à deux, il représente un nombre compris entre - 128 et + 127
Passeur	Circuit logique possédant 3 états de sortie : bas, haut et flottant (non connecté). Voir § 1.1.2.3 et § 1.2.4 (second fascicule)
PCI (<i>Peripheral Component Interconnect</i>)	Un des derniers standards de bus local (interne) utilisé dans les PC compatibles pour la connexion des cartes d'extension sur la carte mère. Il s'agit d'un bus parallèle dont l'accès est partagé entre les cartes alors que son successeur au niveau performances est le PCIe (<i>PCI express</i>) de type série (une connexion bidirectionnelle par carte). Au niveau performances, il existe un bus PCIX (<i>eXtended</i>) plus rapide que le PCI classique et utilisé au départ dans les serveurs informatiques mais aussi dans l'instrumentation
Pile (informatique)	Zone de mémoire vive où sont rangées les adresses d'exécution courantes lors des appels de sous-programmes (éventuellement d'interruption) ainsi que les contenus des registres à sauvegarder. L'écriture et la lecture s'y font sous contrôle d'un pointeur de pile , incrémenté à chaque fois qu'on dépose quelque chose dans la pile et décrémenté à chaque fois qu'on en retire
Pseudo-instruction	Instruction pour le compilateur ne donnant pas lieu à une exécution par le microprocesseur
<i>Pull-up</i>	Dispositif (résistance ou transistor) permettant de tirer le potentiel d'une liaison au niveau haut
PXI (<i>PCI eXtensions for Instrumentation</i>)	Bus d'interconnexion de cartes industrielles de contrôle/mesure basé sur le bus CompactPCI (voir PCI) ; c'est un bus informatique industriel, dédié à l'instrumentation
RAM (<i>Random Access Memory</i>)	Voir mémoire vive
ROM (<i>Read Only Memory</i>)	Voir mémoire morte
RS232	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
RS422	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
RS485	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
SCXI (<i>Signal Conditioning Extension for Instrumentation</i>)	Bus d'interconnexion de cartes industrielles de contrôle/mesure, développé et utilisé par National Instruments
<i>Software</i>	Logiciel (par opposition au « matériel » ou <i>hardware</i> en anglais)
SPI	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
Tampon	Circuit intermédiaire permettant une amplification des signaux logiques (niveaux logiques conservés sous fort courant). Tampon à 3 états : voir « passeur »
Tampon à 3 états	Tampon possédant 3 états de sortie : bas, haut et flottant (non connecté)
TWI (<i>Two Wire Interface</i>)	Voir I ² C
USB	Voir § 1.3.4 (second fascicule)
VME	Bus d'interconnexion de cartes électroniques industrielles formant un système à microprocesseur, basé sur les connecteurs et les tailles européennes « <i>eurocard</i> » (initialement le VERSA bus de Motorola)
VXI (<i>VME eXtended for Instrumentation</i>)	Bus d'interconnexion de cartes industrielles de contrôle/mesure basé sur le bus VME (voir VME)

Acquisition et traitement des signaux de mesure à l'aide de microprocesseurs

par **Paul SENTÉ**

Ingénieur principal, chef de service à l'Université catholique de Louvain (UCL, Belgique)
Responsable du laboratoire LACTION (actionneurs et capteurs intelligents)
Membre du centre de recherche en mécatronique (CEREM)
Chargé de cours à l'ECAM (Haute École Léonard de Vinci, Belgique)

Sources bibliographiques

- [1] BUYSE (H.), LABRIQUE (F) et SENTÉ (P.). – *Introduction à l'électronique et à ses applications en instrumentation*. Tech. & Doc./Lavoisier, 422 pages (2001).
- [2] HAUSSER-HAUW (Ch.). – *Manuel d'électroencéphalogramme de l'adulte*. Masson, 331 pages (2006).
- [3] MANGIANTE (J.-M.). – *Analyse et synthèse des filtres actifs analogiques*. Tec & Doc/Lavoisier, 378 pages (2005).
- [4] BOITE (R.) et LEICH (H.). – *Les filtres numériques. Analyse et synthèse des filtres unidimensionnels*. Technique et Scientifique des Télécommunications/Dunod, 421 pages (1997).
- [5] KUNT (M.). – *Traitement numérique des signaux*. Traité d'Électricité volume XX, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes (PPUR), 416 pages (3^{ème} édition) (1999).
- [6] BALL (S.). – *Debugging Embedded Microprocessor Systems (Débogage de systèmes basés sur microprocesseur)*. Newnes (Elsevier, © Butterworth-Heinemann Ltd), 256 pages (1998).
- [7] RAIMBOURG (J.). – *Compatibilité électromagnétique, La chasse aux démons de Maxwell*. Commissariat à l'Énergie atomique CEA-DIF-DCRE, Bruyères le château 91297 APAJON Cedex, 48 pages (<http://www.cenbg.in2p3.fr/heberge/EcoleJoliotCurie/coursannee/coursJoelRaimbourg.pdf>).
- [8] RAIMBOURG (J.). – *Compatibilité électromagnétique, La chasse aux démons de Maxwell – De la magie noire... à la Physique Amusante*. Commissariat à l'Énergie atomique CEA/DIF, Cours Joliot Curie 2008, 64 pages (<http://www.cenbg.in2p3.fr/heberge/EcoleJoliotCurie/coursannee/transparents/JoelRaimbourg.pdf>) (2008).
- [9] DEL CORE (A.) editor. – *Advances in Onboard Systems Technology*. EC Aeronautic Research Series/Wiley, 256 + VIII pages (1994).
- [10] CLAYTON (G.B.) et WINDER (S.). – *Operational Amplifiers*. Newnes (an imprint of Butterworth-Heinemann Ltd), 416 pages, 5th Revised edition (2003).
- [11] ASCH (G.). – *Les capteurs en instrumentation industrielle*. Technique et Ingénierie – EEA/Dunod (L'Usine Nouvelle), 852 pages, 6^e édition (2006).
- [12] ASCH (G.). – *Acquisition de données – Du capteur à l'ordinateur*. Technique et Ingénierie – EEA/Dunod (Mesures), 528 pages, 2^e édition (2003).
- [13] LILEN (H.). – *Microprocesseurs du CISC au RISC*. Eleinf/Dunod, 704 pages (1995).
- [14] COTTET (F) et GROLLEAU (E.). – *Systèmes temps réel de contrôle-commande : Conception et implémentation*. Technique/Dunod, 568 pages (2005).
- [15] DUTRIEUX (L.) et DEMIGNY (D.). – *La logique programmable : architecture des FPGA et CPLD méthodes de conception le langage VHDL*. Eyrolles, 234 pages (1997).
- [16] TAVERNIER (Chr.). – *Microcontrôleurs PIC 10, 12, 16 : Description et mise en œuvre*. Technique et ingénierie/Dunod, 3^e édition, 334 pages (2007).
- [17] CALCUTT (D.M.), COWAN (F) et HASSAN PARCHIZADEH (H.). – *8051 Microcontroller : An Applications-Based Introduction (Le microcontrôleur 8051 : une introduction basée sur ses applications)*. Newnes, 416 pages (2003).
- [18] REBOUX (A.). – *Électronique et programmation : Apprentissage autour du microcontrôleur 68HC11*. Électronique (Professionnels et amateurs)/Dunod, 192 pages (2000).

À lire également dans nos bases

AUVRAY (J.). – *Traitement des signaux*. [R 305], base Mesures et tests électroniques (1987).

DUBUS (J.-P.). – *Fonction comptage des appareils – Bascules et compteurs*. [R 510], base Mesures et tests électroniques (1998).

DUBUS (J.-P.). – *Fonction comptage des appareils – Codage*. [R 512], base Mesures et tests électroniques (1999).

DUBUS (J.-P.). – *Fonction comptage des appareils – Logiques câblées et programmées*. [R 514], base Mesures et tests électroniques (1999).

TRAN TIEN (L.). – *Interfaces de communication – Mise en œuvre des mesures automatisées*. [R 530], base Mesures et tests électroniques (1995).

POULTON (D.). – *Automatisation des mesures*. [R 926], base Mesures et tests électroniques (2000).

MAX (J.). – *Pratique du filtrage – Filtrage analogique*. [R 1 102], base Mesures et tests électroniques (1988).

AUVRAY (J.). – *Pratique du filtrage – Filtrage numérique. Filtres transverses*. [R 1 105], base Mesures et tests électroniques (2003).

AUVRAY (J.). – *Pratique du filtrage – Filtrage numérique. Filtres récursifs*. [R 1 106], base Mesures et tests électroniques (2003).

ELLOY (J.-P.) et TRINQUET (Y.). – *Systèmes d'exploitation temps réel – Principes*. [R 8 050], base Mesures et tests électroniques (1999).

MERMET (J.). – *Langages pour la conception des circuits intégrés*. [E 2 452], base Électronique (2001).

BEGU (R.) et LANGARD (Y.). – *Conversions analogique-numérique et numérique-analogique*. [E 3 650], Archives Électronique (1994).

PRADO (J.). – *Filtres numériques – Synthèse*. [E 3 160], base Électronique (2000).

CHEVANCE (R.J.). – *Microprocesseurs – Classification des architectures*. [H 1 159], base Technologies logicielles Architectures des systèmes (1998).

ROBERT (M.), CONRARD (B.), BAYART (M.), GT 18-4 CIAME SEE et CHOVIN (A.). – *Capteurs et actionneurs intelligents*. [S 7 520], base Informatique industrielle (2005).

HERSCH (R.D.). – *Microcontrôleurs : principes et aspects temps réel.* [S 8 035], base Informatique industrielle (2001).

DU LAC (N.). – *Prototypage des applications temps réel embarquées.* [S 8 192], base Informatique industrielle (2005).

TICHON (J.), GARCIA ACEVEDO (S.), GIOT (R.) et COUWENBERGH (Ch.). – *Communication avec les périphériques.* [S 8 590], base Informatique industrielle (2001).

Constructeurs – Fournisseurs – Distributeurs

Constructeur de cartes de contrôle/commande autonomes gérées par PC :

dSPACE : « Embedded Success »

dSPACE SARL (France)

Parc Buroospace

Bâtiment 20

Route de la Plaine de Gisy

91573 Bièvres Cedex

Tél. : +33 1 69 35 50 60

Fax : +33 1 69 35 50 61

info@dspace.fr

http://www.dspace.fr

dSPACE GmbH (Deutschland ; Headquarters)

Standort Technologiepark

Technologiepark 25

33100 Paderborn

Tel. : +49 5251 1638-0

Fax : + 49 5251 66529

Vertrieb : info@dspace.de

Support : support@dspace.de

http://www.dspace.de

PC Industriels et instrumentation sur PC, quelques ensembliers :

Advantech : « *Trusted ePlatform services* »

Advantech France, Industrial Automation Group

115, rue de la Liberté, 38180 Seyssins, France

Phone : + 33-4-7670-4700

http://www.advantech.fr

Regional Service Center/Netherlands, Europe

Ekkersrijt 5708

(Science Park Eindhoven)

5692 EP Son, The Netherlands

Tel : + 31(0)40-267-7077

Fax : + 31(0)40-267-7073

ags.europe@advantech.com

http://www.advantech.com

Hoskin Scientifique, département Instrumentation et contrôle

« *Capteurs et Instrumentation pour l'automatisation, la robotique, les essais et la mesure* »

Divisions : Procédés/Automation/Test et mesure/Méetrologie

300 Stinson,

Montréal, PQ H4N 2E7

Téléphone (514) 735-5267

Fax (514) 735-3454

courriel mkadoury@hoskin.ca

http://www.hoskin.qc.ca/index.php

6TA : « *L'informatique industrielle : notre synergie, votre atout* »

24, rue Gustave Madiot

F-91924 Bondoufle-Cedex

Tel. : + 33 1 69 11 51 00

Fax : + 33 1 69 11 51 01

Internet : http://www.6ta.fr

E-Mail : infos@6ta.fr

AIGOTEC GmbH (Germany)

Widdersdorfer Str. 207 – 209

D-50825 Köln, Germany

Telephone : + 49 221 48490890

Fax : + 49 221 48490899

Email Office : info@aigotec.de

Email : sales@aigotec.de

http://www.aigotec.de

Instrumentation sur PC : quelques fabricants :

National Instruments : « *National Instruments transforms the way engineers and scientists around the world design, prototype, and deploy systems for test, control, and embedded design applications* »

National Instruments France

2, rue Hennape

92735 Nanterre CEDEX

Tél : 0820 20 04 14

E-mail Vente : ni.france@ni.com

Fax : 01 57 66 24 14

http://www.ni.com/fr

National Instruments Corporate Headquarters

National Instruments Corporation

11500 N MoPac Expwy

Austin, TX 78759-3504

(512) 794-0100

http://www.ni.com

Keithley Instruments, Inc. : « *A greater Measure of Confidence* »

Keithley Corporate Headquarters

28775 Aurora Road

Cleveland, Ohio 44139

phone : (440) 248-0400

toll-free : (800) 552-1115

fax : (440) 248-6168

info@keithley.com

http://www.keithley.com

en France : Keithley Instruments

Immeuble Aristote

Parc des Algorithmes

Saint-Aubin

91194 Gif sur Yvette Cedex

Phone : 01-64 53 20 20

Fax : 01-60 11 77 26

E-mail : info@keithley.fr

<http://www.keithley.fr>

Kontron : « *Kontron helps leading OEMs and systems integrators to significantly reduce their time-to-market to gain a competitive edge* »

Kontron France

Tour de l'Horloge

4, Place Louis Armand

F – 75603 PARIS CEDEX 12

France

Tel. : + 33 (0)1 30 17 89 51

Fax : + 33 (0)1 30 32 87 29

Email : sales@kontron.com

Corporate Headquarters

Oskar-von-Miller-Straße 1

85386 Eching/München

Germany

Phone + 49 81-65 77 0

Fax + 49 81-65 77 219

<http://www.kontron.de>

BVM Limited : « *Embedded Intelligence – Embedded Boards & Systems* »

BVM Limited

14 Hobb Lane

Hedge End

Southampton

SO30 0GH

UK

Tel + 44 1489 780144

Fax + 44 1489 783589

Email : sales@bvm-store.com

<http://www.bvm-store.com>

ADDI-DATA GmbH – « *Spirit of Excellence* »

ADDI-DATA GmbH

Airpark Business Center

Airport Boulevard B210

77836 Rheinmünster

Deutschland

Telefonisch oder per E-Mail :

Zentrale Tel. : + 49 7229 1847-0 info@addi-data.com

Vertrieb Tel. : + 49 7229 1847-120 sales@addi-data.com

Export Tel. : + 49 7229 1847-124 sales@addi-data.com

Serviceline Tel. : + 49 7229 1847-0 hotline@addi-data.com

Per Fax :

+ 49 7229 1847-200

Bestellfax :

+ 49 7229 1847-222

<http://www.addi-data.com/wEnglisch/index.php>

France : **6TA** (intégreur – assembleur) : « *L'informatique industrielle : notre synergie, votre atout* »

24, rue Gustave Madiot

F-91924 Bondoufle-Cedex

Tel. : + 33 1 69 11 51 00

Fax : + 33 1 69 11 51 01

Internet : <http://www.6ta.fr>

E-Mail : infos@6ta.fr

Omega Engineering : « *Your One-Stop Source for Process Measurement and Control !* »

Omega Engineering Ltd

One Omega Drive, River Bend Technology Centre

Northbank Irlam, Manchester M445BD UK

Téléphone – + 44 161 777 6611

Fax – + 44 161 777 6622

Ventes : sales@omega.fr

Comptabilité : comptabilite@omega.fr

Informations générales : service@omega.fr

<http://www.omega.com/>

<http://www.omega.fr>

CONTEC : « *Development and Exploration – CONTEC Continues Challenging from the Viewpoint of Customers* »

HeadQuarters : CONTEC Co.,Ltd Osaka Office

3-9-31, Himesato, Nishiyodogawa-ku, Osaka 555-0025, Japan

Tel :81-6-6472-7130 Fax : 81-6-6475-1728

<http://www.contec.co.jp/>

Europe, Africa, Middle East top : **AIGOTEC GmbH (Germany)**

Widdersdorfer Str. 207 - 209

D-50825 Köln, Germany

Telephone : +49 221 48490890 Fax : +49 221 48490899

Email : sales@aigotec.de

Contact : Mr. Oliver Dehne

E-mail : dehne@aigotec.de

<http://www.aigotec.de/>

Quelques fabricants de microprocesseurs, de microcontrôleurs et/ou de FPGA :

ALTERA

<http://www.altera.com/>

Dallas

<http://www.maxim-ic.com/>

Intel

<http://www.intel.com/>

Lattice (Semiconductor Corporation)

<http://www.latticesemi.com/>

MAXIM

<http://www.maxim-ic.com/>

MOTOROLA

<http://www.motorola.com/>

National Instruments

<http://www.ni.com/>

NXP Semiconductors (Ex Phillips Semiconductors)

<http://www.nxp.com/>

ON Semiconductor (ex Motorola Semiconductors)

<http://www.onsemi.com/>

Phillips Semiconductors (voir NXP Semiconductors)

Texas Instruments

<http://www.ti.com/>

XILINX

<http://www.xilinx.com/>

Normes et standards

Interfaces/protocoles de communication série		
Désignation [Norme(s)] ou info	Désignation complète Adresse internet	Remarques
CAN [ISO 11898]	Controller Area Network http://www.can-cia.de	Bus en automobile, Hiérarchisé, Protocole complet.
Fieldbus [IEC 61158]	Fieldbus Foundation Protocols H1, HSE http://www.fieldbus.org	Nom générique, Hiérarchisé, Protocole complet.
FlexRay	FlexRay V2.1 standard http://www.flexray.com	Bus en automobile, Successeur du CAN, Hiérarchisé, Protocole complet.
I2C ou I ² C <i>Spécification NXP</i>	Inter IC = Inter Integrated Circuit http://www.i2c-bus.org	Maître(s)-esclave, Couche physique.
PROFIBUS [IEC 61158/IEC 61784]	Process Field Bus http://www.profibus.com	Bus industriel, Hiérarchisé, Protocole complet.
RS 232 [EIA RS 232C]	Interface Between Data Terminal Equipment and Data Circuit Terminating Equipment Employing Serial Binary Data Interchange http://www.eia.org/new_policy/availability.phtml	Compatible PC, Bidirectionnel, Modems à l'origine.
RS 422 [EIA RS 422]	TIA-422 Electrical Characteristics of Balanced Voltage Differential Interface Circuits http://www.eia.org/new_policy/availability.phtml	Différentiel, Unidirectionnel, Couche physique.
RS 485 [EIA RS 485]	Electrical Characteristics of Generators and Receivers for Use in Balanced Digital Multipoint Systems (ANSI/TIA/EIA-485-A-98) http://www.eia.org/new_policy/availability.phtml	Différentiel, bidirectionnel, Couche physique.
SPI <i>consensus</i>	Serial Peripheral Interface http://www.serialflash.com	Maître-esclave, Couche physique, programmation in situ.
USB	Universal Serial Bus http://www.usb.org/home	Compatible PC, Différentiel, bidirectionnel, Source d'alimentation, Connectable à chaud.

Interfaces de communication parallèle		
Désignation [Norme(s)] ou info	Désignation complète Adresse internet	Remarques
GPIB (HPIB) [IEE-488] [IEC 625]	<i>General Purpose Interface Bus</i> <i>(Hewlett Packard Interface Bus)</i> http://standards.ieee.org	Protocole complet, Hiérarchisé, Standard appareils de mesure
PCI, PCI Express	Bus d'interconnexion de cartes dans les PC compatibles http://www.pcisig.com/home	
SCXI	<i>Signal Conditioning eXtensions for Instrumentation</i> http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/1604	Propre à National Instruments
VME, VXI	Bus d'interconnexion de cartes dans les PC compatibles http://www.vita.com http://www.ni.com/vxi	Anciennement VERSA bus



RESSOURCES DOCUMENTAIRES FORMATION CONSEIL

Plus de 8000 articles scientifiques et techniques en français et les services associés pour aller plus loin dans vos recherches documentaires et bibliographiques.

Techniques de l'ingénieur est la base de référence des bureaux d'études et de la conception, de la R&D, de la recherche et de l'innovation industrielle.



RESSOURCES DOCUMENTAIRES FORMATION CONSEIL

Les experts de Techniques de l'Ingénieur partagent leurs savoir-faire techniques et organisationnels.

Montez en compétence grâce aux journées techniques et formations HSE ou privilégiez un parcours sur mesure développé par les conseillers formation et réalisé à vos dates et dans votre établissement.



RESSOURCES DOCUMENTAIRES FORMATION CONSEIL

Tout l'ADN de Techniques de l'Ingénieur à votre disposition.

Les experts et spécialistes scientifiques de Techniques de l'Ingénieur, praticiens expérimentés, vous accompagnent tout au long de vos projets pour vous conseiller : diagnostics, recommandations techniques et montée en capacité de votre R&D jusqu'à l'innovation.

LES THÉMATIQUES COUVERTES

Sciences fondamentales
Génie industriel
Procédés Chimie-Agro-Bio
Mesures - Analyse
Matériaux
Mécanique
Énergies

Électronique - Automatique
Technologies de l'information
Construction
Innovations
Environnement - Sécurité
Transports
Biomédical - Pharma

