

Electronique pour les télécoms

Entrées Sorties
analogiques

I. Généralités, définitions

- La plupart des signaux que l'on doit traiter et analyser tels que la parole, les signaux biologiques, sismiques, radars, audio ou vidéo sont analogiques par nature, c'est-à-dire qu'ils sont fonction d'une variable continue, le temps, et qu'eux-mêmes varient de manière continue.

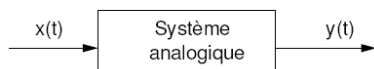
2

T. BRU

02/11/2011

I. Généralités, définitions

- Ces signaux peuvent donc être traités analogiquement à l'aide de filtres par exemple. Les signaux d'entrée et de sortie sont alors analogiques.



3

T. BRU

02/11/2011

I. Généralités, définitions

- En fait, aujourd'hui, la majorité des signaux traités dans les applications d'ingénierie subissent un traitement numérique équivalent.
- La technique numérique présente des avantages décisifs :
 - les circuits numériques sont beaucoup moins chers à concevoir, tester et fabriquer que les circuits analogiques remplissant les mêmes fonctions ;

4

T. BRU

02/11/2011

I. Généralités, définitions

- La technique numérique présente des avantages décisifs (suite) :
 - beaucoup d'opérations de traitement du signal sont plus faciles à réaliser en numérique ;
 - l'implémentation numérique offre une meilleure flexibilité en permettant la programmation ;
 - les circuits numériques, moins sensibles aux bruits, préservent donc mieux la fidélité du signal.

5

T. BRU

02/11/2011

I. Généralités, définitions

- Un système numérique travaille sur des nombres binaires, c'est-à-dire des suites de chiffres binaires (bits) valant 0 ou 1. Pour pouvoir traiter numériquement un signal, il est donc nécessaire d'en donner une représentation binaire.
- Cette transformation est réalisée par un convertisseur analogique-numérique (CAN, ADC = Analog Digital Converter)

6

T. BRU

02/11/2011

I. Généralités, définitions

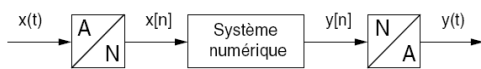
- Après traitement d'un signal par un système numérique, on dispose en sortie d'un signal numérique qu'il est souvent nécessaire de retransformer en signal analogique pour pouvoir l'utiliser dans le monde extérieur : un convertisseur numérique-analogique (CNA, DAC = Digital Analog Converter) est utilisé pour réaliser cette opération.
- **CAN et CNA apparaissent ainsi comme l'interface entre le monde extérieur analogique et le monde numérique**

7

T. BRU

02/11/2011

I. Généralités, définitions



- La conversion analogique – numérique nécessite un échantillonnage préalable du signal

8

T. BRU

02/11/2011

II. Échantillonnage idéal

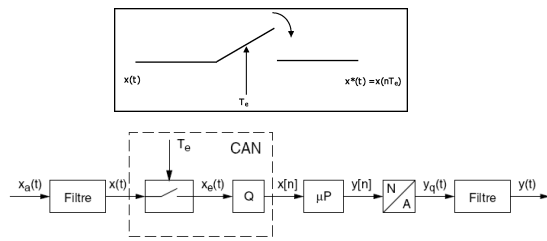
- L'échantillonnage consiste à représenter un signal analogique continu $x(t)$ par un ensemble de valeurs discrètes $x(nT_e)$ avec n entier et T_e constant appelé période d'échantillonnage.
- Cette opération est réalisée par un circuit appelé «préleveur ou échantillonneur»

9

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal



10

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal

- Si l'on regarde de plus près la chaîne de traitement analogique-numérique-analogique, on voit que le signal analogique d'entrée $x_a(t)$ subit d'abord un filtrage analogique passe-bas (anti-repliement).
- Il est ensuite échantillonné pour donner un signal à temps discret $x_e(nT_e)$, puis quantifié par le CAN.
- Les valeurs des échantillons $x_e(nT_e)$ sont mémorisées dans le système numérique selon l'ordre de leur arrivée, formant ainsi une suite numérique.

11

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal

- Après traitement, la suite de nombres $y_e(nT_e)$ est envoyée vers le processus externe en deux étapes :
 - restitution de la valeur analogique $x_a(nT_e)$ (à l'aide d'un convertisseur numérique/analogique)
 - puis filtrage de ce signal pour obtenir un signal de sortie sans fronts raides.

12

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal

- Dans le cas où le système numérique (μP) n'effectue aucun traitement, le résultat attendu est une restitution identique ou la plus proche possible du signal d'entrée : $y(t) = x_a(t)$. La différence qui va exister entre ces deux signaux d'entrée et de sortie est due à de nombreux paramètres dont les trois plus importants sont:
 - la **période d'échantillonnage**;
 - le **pas de quantification** ou la précision de numérisation du signal;
 - le **temps de réponse du système numérique** : acquisition et restitution.

13

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal

- Les deux derniers paramètres peuvent être traités :
 - en augmentant la précision du convertisseur analogique numérique (en augmentant le nombre de bits=
 - en choisissant un calculateur plus rapide pour limiter le retard à la restitution.

14

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal

- La détermination du premier paramètre (période d'échantillonnage), est plus difficile.
 - la diminution du temps entre deux prises d'échantillons améliore la chaîne de traitement numérique.
 - Mais cette diminution de la période d'échantillonnage est au prix du traitement (acquisition, mémorisation et restitution) d'un plus grand nombre d'échantillons.

15

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal modèle mathématique de l'échantillonnage idéal

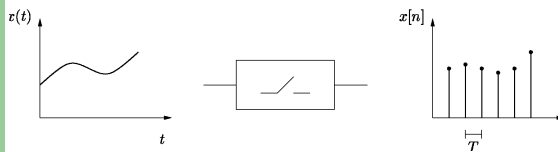
- Le signal échantillonné est une suite $\{x[n]\}$ ou $\{x_n\}$ définie par $x_n = x(nT_e)$, où la constante T_e est la période d'échantillonnage.
- L'intuition suggère que l'échantillonnage d'un signal est généralement associé à une perte d'information, d'autant plus importante que la période d'échantillonnage est élevée, puisque les valeurs du signal continu entre deux instants d'échantillonnage sont perdues dans le processus.

16

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal modèle mathématique de l'échantillonnage idéal



- Une infinité de signaux différents en temps continu peuvent interpoler le même signal discret x_n .
- Cependant, sous certaines conditions, un signal en temps continu peut être parfaitement reconstruit à partir du signal échantillonné. C'est l'objet du célèbre théorème d'échantillonnage (souvent attribué à Shannon).

17

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal modèle mathématique de l'échantillonnage idéal

- Une opération équivalente très utile pour l'analyse consiste à multiplier le signal $x(t)$ par un train d'impulsions ou peigne de Dirac

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta_{nT} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$$

18

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal modèle mathématique de l'échantillonnage idéal

- Le signal $x_p(t) = x(t)p(t)$ est un signal en temps continu qui contient la même information que le signal échantillonné $\{x_n\}$.

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) \delta(t - nT)$$

- On considèrera $x_p(t) = x(t)p(t)$ comme le **modèle mathématique du signal échantillonné**.

19

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal modèle mathématique de l'échantillonnage idéal

- Prenons la transformée de Laplace de $x_p(t)$; compte tenu de $T.L[d(t-nT)] = e^{-pnT}$, il vient :

$$X_p(p) = L_p[x_p(t)] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) e^{-npT}$$

- En posant $z = e^{pT}$, on obtient l'expression de la **transformée en z du signal à temps échantillonné $\{x_p\}$**

20

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal Spectre du signal échantillonné

- La propriété de multiplication-convolution donne :

$$x_p(t) = x(t)p(t) \xrightarrow{TF} \tilde{X}(v) * \tilde{P}(v)$$

- la transformée de Fourier du peigne de Dirac $p(t)$ de période T est elle-même un train d'impulsions, de période $1/T$:

$$\tilde{P}(v) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(v - \frac{k}{T}\right)$$

21

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal Spectre du signal échantillonné

- Puisque la convolution avec une impulsion produit un simple décalage, on obtient :

$$\tilde{X}_p(\nu) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \tilde{X}\left(\nu - \frac{k}{T}\right)$$

- La transformée de Fourier $X_p(\nu)$ du signal échantillonné est donc une fonction périodique de période $1/T$ obtenue par la superposition de copies décalées du spectre $(1/T)X(\nu)$
- On peut dire que l'opération d'échantillonnage périodise le spectre du signal.

22

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal Spectre du signal échantillonné

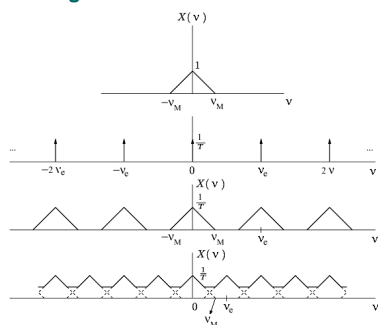
- l'échantillonnage d'un signal $x(t)$ de largeur de bande ν_m peut conduire à deux situations différentes suivant la valeur de la pulsation d'échantillonnage ν_e . (que l'on notera aussi ν_s pour "sample") par rapport à la pulsation maximum ν_m présente dans le spectre de x (celui-ci est donc supposé borné dans les deux cas envisagés).

23

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal Spectre du signal échantillonné



24

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal Spectre du signal échantillonné

- Si $\nu_e > 2 \nu_m$, la transformée de Fourier $X_p(\nu)$ du signal à temps continu est simplement recopiée aux multiples entiers de la fréquence d'échantillonnage. Il n'y a pas recouvrement des copies du motif. Dans ce cas, il n'y a pas de perte d'information car le contenu fréquentiel du signal $x(t)$ peut être extrait de celui du signal $x_p(t)$: il suffit de filtrer $x_p(t)$ à l'aide d'un filtre passe-bas idéal de gain T et de fréquence de coupure ν_c comprise entre ν_m et $\nu_e - \nu_m$

25

T. BRU

02/11/2011

II. Echantillonnage idéal Spectre du signal échantillonné

- Par contre, si $\nu_e < 2 \nu_m$, les copies de $X_p(\nu)$ se recouvrent partiellement et il y a perte d'information : deux signaux différents en temps continu pourront dans ce cas donner, par échantillonnage, un même signal $x_p(t)$.

26

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien

- Dans l'échantillonnage avec maintien, la valeur échantillonnée est mémorisée sous forme analogique pendant la durée de la conversion.
- Les circuits qui réalisent cette opération sont appelés **échantillonneurs-bloqueurs** (Sample-Hold).
- Ils sont utilisés dans les systèmes d'acquisition de données, les convertisseurs analogique-numérique, les systèmes de reconstitution d'un signal analogique à partir d'un signal échantillonné, etc.

27

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien

Principe de fonctionnement d'un échantillonneur-bloqueur

- L'échantillonneur-bloqueur prélève un échantillon du signal d'entrée et le mémorise pendant la durée spécifiée (par exemple, dans un condensateur de bonne qualité).
- L'amplificateur de gain +1 isole le condensateur mémoire C du circuit d'utilisation

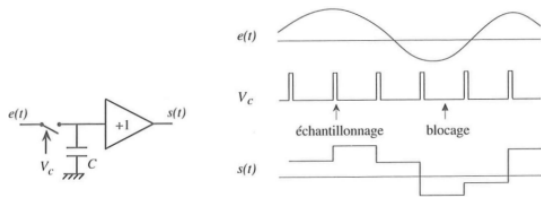
28

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien

Principe de fonctionnement d'un échantillonneur-bloqueur



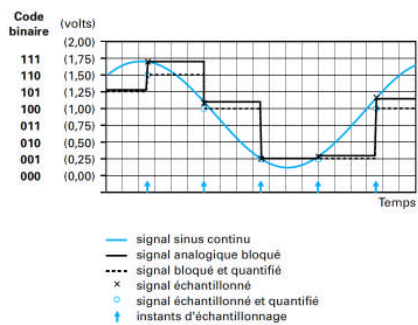
29

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien

Principe de fonctionnement d'un échantillonneur-bloqueur



30

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien Caractéristiques d'un échantillonneur-bloqueur

- En pratique, un échantillonneur-bloqueur est sujet à des erreurs dans chacune de ses phases de fonctionnement :
 - transition maintien-échantillonnage ;
 - intervalle d'échantillonnage ;
 - transition échantillonnage-maintien ;
 - intervalle de maintien.

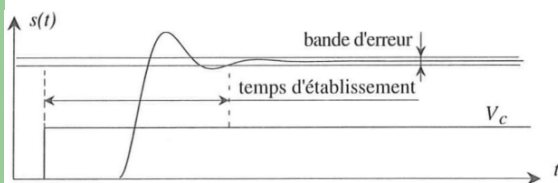
31

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien Caractéristiques d'un échantillonneur-bloqueur

- Transition maintien-échantillonnage



32

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien Caractéristiques d'un échantillonneur-bloqueur

- Transition maintien-échantillonnage
 - Le temps d'établissement débute avec la commande d'échantillonnage V_c , et se termine lorsque la tension de sortie entre et reste à l'intérieur de la bande d'erreur spécifiée.
 - Il est généralement donné pour une variation du signal d'entrée, entre deux commandes d'échantillonnage, d'amplitude égale à l'étendue de mesure, ce qui correspond au cas le plus défavorable.

33

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien Caractéristiques d'un échantillonneur-bloqueur

- Transition maintien-échantillonnage
 - Il dépend de la constante de temps de charge du condensateur, liée à la résistance R_{ON} non nulle de l'interrupteur analogique dans l'état passant, mais aussi de l'aptitude de l'amplificateur à suivre le signal appliqué à son entrée (vitesse limite ou slew-rate)

34

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien Caractéristiques d'un échantillonneur-bloqueur

- Intervalle d'échantillonnage
 - Durant l'intervalle d'échantillonnage, la sortie de l'échantillonneur-bloqueur ne suit pas comme souhaité les variations du signal d'entrée. Les facteurs en cause sont :
 - La tension de décalage de l'amplificateur.
 - L'erreur de gain. Avec un amplificateur monté en suiveur, cette erreur est très faible ($< 0,01\%$).
 - La vitesse limite de variation du signal de sortie fixée par la vitesse limite de l'amplificateur opérationnel
 - Le bruit thermique associé à la résistance R_{ON} non nulle du commutateur analogique.

35

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien Caractéristiques d'un échantillonneur-bloqueur

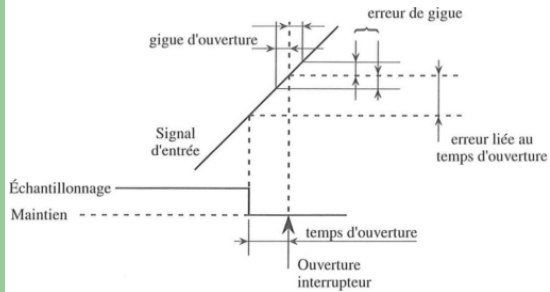
- Transition échantillonnage-maintien
 - Le temps d'ouverture (aperture time) est le temps qui s'écoule entre le moment où l'ordre de maintien est donné et celui où l'interrupteur est effectivement ouvert. Lorsque le signal d'entrée varie rapidement durant ce temps, il se produit une erreur sur la valeur de la tension mémorisée.
 - il existe également une incertitude sur le temps d'ouverture, appelée gigue d'ouverture (aperture jitter), due au bruit. La gigue d'ouverture est à l'origine d'une erreur sur le signal mémorisé : pour un signal d'entrée variant à raison d'un volt par microseconde, une gigue d'ouverture de 1 ns provoquera une incertitude de ± 1 mV.

36

T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien Caractéristiques d'un échantillonneur-bloqueur



37 T. BRU

02/11/2011

III. Echantillonnage avec maintien Caractéristiques d'un échantillonneur-bloqueur

• Intervalle de maintien

- Lorsque l'échantillonneur est en position maintien, il se produit une **perte de mémorisation** (droop) due aux courants de fuite de l'interrupteur et du condensateur et au courant de polarisation de l'amplificateur.
- lorsque le signal d'entrée varie durant la phase de maintien, une partie de ses variations est transmise à travers le commutateur par effet capacitif et se retrouve donc en sortie du dispositif (**feedthrough**)

38 T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N

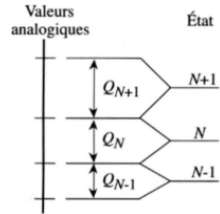
- La conversion analogique-numérique est une opération qui comporte **deux étapes, la quantification et le codage.**
 - La quantification transforme un signal analogique continu en une suite finie d'états discrets. Chaque numéro d'état N représente ainsi un intervalle de valeurs analogiques de largeur Q_N , appelé **pas de quantification** ou **quantum**. Lorsque les pas de quantification sont tous égaux (c'est de loin le cas le plus fréquent), la quantification est dite uniforme.

39 T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N

- Quantification



40

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N

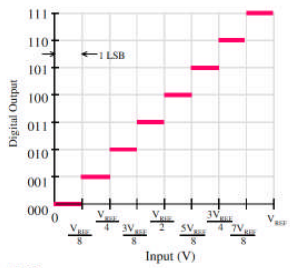
- Le codage consiste à associer un mot binaire à chacun des états précédents

41

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N, caractéristique de transfert



42

T. BRU

The Magnitude of the Error Ranges from Zero to 1 LSB

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N, caractéristique de transfert

- La **caractéristique de transfert non linéaire** représentée sur la diapositive précédente est celle d'un quantifieur uniforme idéal à 8 états de sortie.
- Si on précise le code binaire des états (dans l'exemple choisi, ce code est le code binaire naturel), c'est aussi celle d'un convertisseur analogique-numérique de 3 bits.
- La **plage de conversion, ou étendue de mesure (EM)**, pour ce quantifieur va de 0 à V_{REF} . La **pleine échelle (PE)** est aussi V_{REF} .

43

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N, caractéristique de transfert

- La **résolution du quantifieur** est souvent définie comme étant le **nombre n de bits** utilisés pour couvrir l'ensemble des états de sortie.
- Dans le cas du code binaire naturel à n bits, il y a 2^{n-1} niveaux analogiques de décision dans la caractéristique de transfert, qui correspondent aux valeurs de la grandeur analogique conduisant à un changement de valeur numérique
- En prenant $V_{REF} = 8\text{ V}$, ces valeurs sont (1, 2, ..., 7)

44

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N, caractéristique de transfert

- Le même mot code est obtenu pour tout un intervalle de valeurs analogiques. L'erreur qui en résulte, appelée **erreur ou bruit de quantification**, est une fonction en dents de scie de la grandeur analogique.
- L'indétermination maximale correspondante est égale au quantum (qui représente 1 LSB) :
 - $q = (\text{Etendue de mesure} / \text{Nbre d'états de sortie})$
 - $q = (\text{Etendue de mesure} / 2^n)$
 - $q = 1\text{ V}$ dans notre exemple

45

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N, caractéristique de transfert

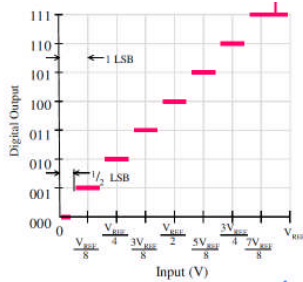
- La **résolution (relative)** est souvent définie comme le rapport quantum / Etendue de mesure :
 - $r = q / EM = 1 / 2^n$
- Pour diminuer la valeur maximale de cette erreur de quantification, on introduit un décalage de $\frac{1}{2}$ LSB dans la caractéristique de transfert du CA/N

46

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N, caractéristique de transfert



47

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion A/N, caractéristique de transfert

- La sortie passe alors de 000 à 001 pour une valeur de l'entrée de 1/2 LSB au lieu de 1 LSB et tous les codes suivants changent pour une valeur située 1/2 LSB en dessous de celle pour laquelle ils auraient changé sans l'ajout de cet offset.
- L'erreur maximale est maintenant de $\frac{1}{2}$ LSB, soit 0.5V pour $V_{REF} = 8 V$

48

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion N/A

- La caractéristique de transfert d'un convertisseur numérique-analogique de 3 bits travaillant dans le code binaire naturel est présentée sur la diapositive suivante.
- Chaque mot code d'entrée fournit une unique valeur analogique de sortie qui peut être un courant ou une tension, exprimée ici comme une fraction de la pleine échelle (PE).

49

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion N/A

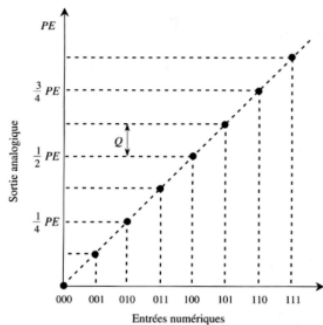
- On peut encore définir un pas de quantification q , rapport de l'étendue de mesure de la grandeur de sortie au nombre d'états numériques à l'entrée :
 $q = PE / 2^n$
- La tension de sortie analogique s'écrit alors :
 - $V_a = q N = (PE / 2^n)$
 - On peut remarquer qu'avec ces définitions, la tension de sortie n'atteint jamais tout à fait PE

50

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes conversion N/A



51

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes Les principaux codes

- On peut distinguer deux grandes catégories de codes
 - les codes unipolaires qui sont utilisés lorsque la grandeur analogique garde un signe constant ;
 - les codes bipolaires qui sont utilisés lorsque la grandeur analogique peut être de signe quelconque.
- Fréquemment, la sélection du fonctionnement en mode unipolaire ou bipolaire peut être effectuée en réalisant des connexions à l'extérieur du convertisseur

52

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes Les principaux codes, principe du codage

- En numération binaire, un nombre entier positif N est représenté comme suit :
 - $N_2 = (a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0)$
 - $N_{10} = a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0$
- La valeur décimale d'un nombre fractionnaire N ($0 \leq N < 1$) sur n bits est :
 - $N_{10} = a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}$

53

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes Les principaux codes, principe du codage

- Le bit le plus à gauche est le plus significatif (MSB= most significant bit), le bit le plus à droite est le moins significatif (LSB = least significant bit)
- Dans un CNA, la valeur de pleine échelle ne peut pas être atteinte. Ainsi, pour un convertisseur n bits travaillant dans le code binaire naturel, la valeur maximale est obtenue lorsque tous les bits ont la valeur 1, ce qui correspond à une valeur analogique égale à $(1 - 2^{-n})$ fois la valeur de pleine échelle.

54

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes
Les principaux codes, codes unipolaires

- Le code unipolaire le plus utilisé est le code binaire naturel

Échelle	PE = + 10 V	Binaire naturel
PE - 1LSB	9,9976	111111111111
3/4 PE	7,5000	110000000000
1/2 PE	5,0000	100000000000
1/4 PE	2,5000	010000000000
1LSB	0,0024	000000000001
0	0,0000	000000000000

55

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes
Les principaux codes, codes bipolaires

- Les principaux codes bipolaires sont :
 - le code binaire décalé
 - le code binaire en complément à 2 ;
 - le code binaire en complément à 1 ;
 - un code dans lequel le nombre est représenté par sa valeur absolue sur n - 1 bits et son bit de signe.
- Les diapositives suivantes présentent les 2 premiers avec PE = 5V, EM = 2 PE = 10 V

56

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes
Les principaux codes, codes bipolaires

Échelle	PE = ± 5 V	Binaire décalé
+ PE	+ 5,0000	-
+ PE - 1LSB	+ 4,9976	111111111111
+ 1/2 PE	+ 2,5000	110000000000
0	0,0000	100000000000
- 1/2 PE	- 2,5000	010000000000
- PE + 1LSB	- 4,9976	000000000001
- PE	- 5,0000	000000000000

57

T. BRU

02/11/2011

IV. Conversion A/N et N/A ; principes Les principaux codes, codes bipolaires

Échelle	PE = ± 5 V	Complément à 2
+ PE - 1LSB	+ 4,9976	011111111111
+ 3/4 PE	+ 3,7500	011000000000
+ 1/2 PE	+ 2,5000	010000000000
+ 1/4 PE	+ 1,2500	001000000000
0	0,0000	000000000000
- 1/4 PE	- 1,2500	111000000000
- 1/2 PE	- 2,5000	110000000000
- 3/4 PE	- 3,7500	101000000000
- PE + 1LSB	- 4,9976	100000000001
- PE	- 5,0000	100000000000

58

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN

- Les spécifications d'un convertisseur peuvent être groupées en deux catégories :
 - la **précision statique** (qui dépend de la température)
 - et la **précision dynamique**.
- Les erreurs sont exprimées en LSB, en unité de la grandeur analogique, en % ou en ppm (parties par million) de la pleine échelle. Pour un convertisseur binaire naturel 8 bits, de pleine échelle 10 volts :
 1 LSB = 39,1 mV = 0,391 % de pleine échelle
 = 3 906 ppm.

59

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN Précision statique ; erreurs de conversions

- La précision statique peut être décrite en termes de 4 erreurs :
 - **décalage**,
 - **gain**,
 - **linéarité**
 - et **linéarité différentielle**,
- qui se traduisent par des écarts de la caractéristique de transfert par rapport aux lois idéales envisagées au paragraphe précédent

60

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

- La précision absolue d'un CNA est l'écart entre la sortie analogique réelle et la sortie idéale pour une entrée numérique donnée.
- La précision absolue d'un CAN pour un code de sortie donné est l'écart entre l'entrée analogique théorique et l'entrée réelle conduisant à ce code ; puisque le même code est obtenu pour tout un intervalle de valeurs analogiques, les entrées à prendre en compte sont les points milieux de l'intervalle théorique et de l'intervalle mesuré.

61

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

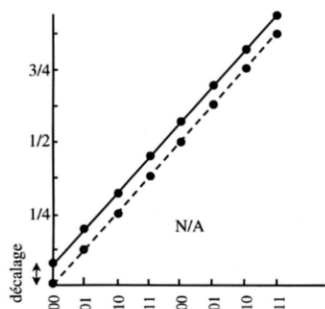
- **Décalage (offset)** : la caractéristique ne passe pas par l'origine
 - Cette erreur de zéro résulte des courants de fuite des commutateurs analogiques et des décalages des amplificateurs opérationnels. Elle peut parfois être corrigée par une contre-tension convenable appliquée par l'intermédiaire d'un potentiomètre externe.

62

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

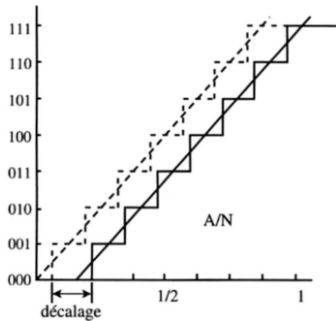


63

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions



64

T.BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

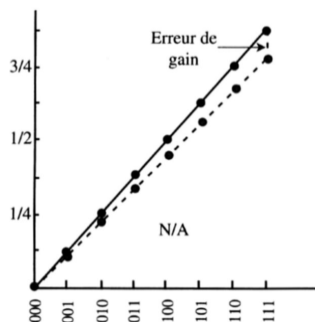
- **Erreur de gain** : la caractéristique croît plus vite, ou moins vite, que la loi idéale
 - L'erreur de gain a deux origines, la tolérance sur les valeurs des composants qui conduit à une imprécision sur le gain d'un amplificateur opérationnel bouclé et la valeur de la tension d'alimentation (qui affecte la valeur de la tension de référence).
 - L'erreur de gain peut parfois être corrigée par potentiomètre externe

65

T.BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

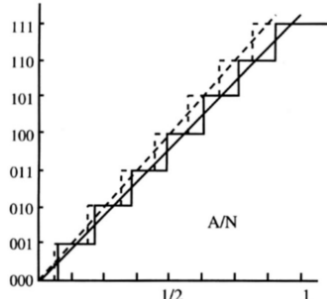


66

T.BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions



67

T.BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

• Non-linéarité (ou non-linéarité intégrale INL)

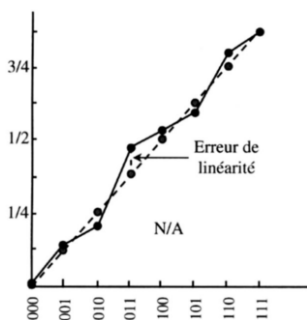
- Les pas de quantification ne sont pas tous égaux, du fait, par exemple, d'un mauvais appariement des résistances du réseau d'un CNA
- L'erreur de linéarité intégrale est évaluée après réglages du zéro et du gain (lorsque ces réglages sont possibles).
- Dans un CNA, c'est l'écart entre la valeur analogique et la valeur idéale.
- Dans un CAN, c'est l'écart du milieu du segment correspondant à une sortie numérique par rapport à la droite idéale.
- L'erreur de linéarité caractérise la précision relative d'un convertisseur. Elle ne peut être corrigée

68

T.BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

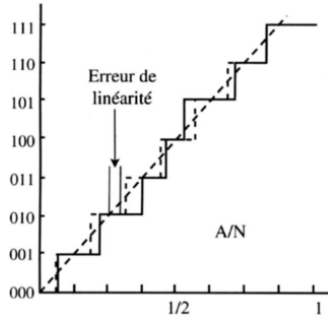


69

T.BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions



70

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

• Non-linéarité différentielle (DNL)

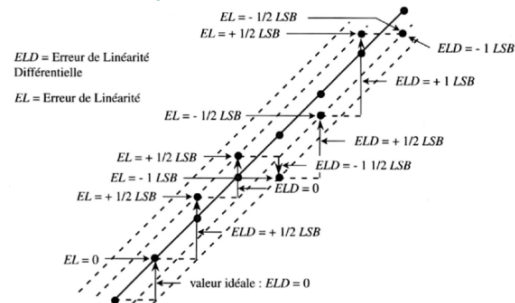
- L'erreur de linéarité différentielle est également évaluée après réglages du zéro et du gain.
- Dans un CNA, c'est l'écart par rapport au quantum de la différence des valeurs analogiques correspondant à deux valeurs numériques adjacentes. Si V_{i-1} et V_i sont les valeurs analogiques correspondant respectivement aux valeurs numériques $i-1$ et i , l'erreur de linéarité différentielle $ELD(i)$ est :
 - $ELD(i) = (V_i - V_{i-1}) - q$
- Dans un CAN, l'erreur de linéarité différentielle est l'écart par rapport au quantum de l'intervalle de valeurs analogiques conduisant à la même sortie numérique.

71

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions



72

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions

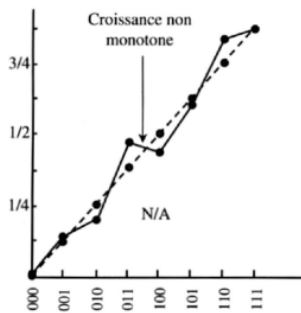
- L'erreur de linéarité différentielle est généralement exprimée en LSBs. Elle dépend de l'architecture de chaque CAN et elle ne peut pas être corrigée par réglage externe.
- Si l'erreur de linéarité différentielle d'un CNA est plus négative que 1 LSB, la caractéristique de transfert cesse d'être monotone croissante

73

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision statique ; erreurs de conversions



74

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN
Précision et résolution

- La précision absolue d'un convertisseur traduit l'ensemble des erreurs de zéro, de gain et de linéarité. Elle est très difficile à mesurer et à garantir dans un environnement de production.
- Les erreurs de zéro et de gain peuvent souvent être compensées par l'utilisateur.

75

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN Précision et résolution

- En général, le fabricant ne spécifie donc pas la précision absolue de ses produits. Il donne:
 - la résolution ;
 - les erreurs de linéarités intégrale et différentielle ;
 - la dérive du gain ;
 - l'erreur initiale de zéro ;
 - la gamme de température sur laquelle les quantités précédentes sont garanties.

76

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN Bruit de quantification

- La quantification du signal est une opération non-linéaire qui peut être modélisé en superposant au signal analogique un bruit de quantification
- Il en résulte une dégradation du rapport signal / bruit ; pour un signal d'entrée sinusoïdal d'amplitude crête à crête égale à l'échelle de mesure, ce rapport est égal, pour le signal quantifié, à :
$$SNR = 6,02 n + 1,76 \text{ dB}$$
- Un CAN 12 bits aura un rapport S/B théorique de 74 dB, un CAN 16 bits 98 dB.

77

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN ENOB (Effective Number of Bits)

- L'expression précédente suppose un convertisseur idéal.
- En réalité, des erreurs provenant des non-linéarités différentielle et intégrale et des sources de bruit internes au convertisseur font que le rapport signal sur bruit mesuré est plus faible que la valeur théorique $6,02 n + 1,76 \text{ dB}$.

78

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN ENOB (Effective Number of Bits)

- On définit l'ENOB par :
 - $SNR_{réel} = 6.02 \text{ ENOB} + 1.76 \text{ dB}$
 - $\Rightarrow \text{ENOB} = (SNR_{réel} - 1.76)/6.02$
- Dans une chaîne d'acquisition complète, d'autres sources de bruit viennent dégrader l'ENOB

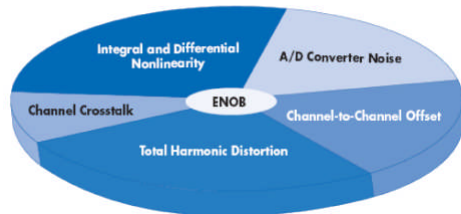
79

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN ENOB (Effective Number of Bits)

ENOB Measures the Combined Effects of Multiple Sources of Noise and Distortion



80

T. BRU

02/11/2011

V. Spécifications des CNA et CAN Caractéristiques dynamiques

- La principale est la **fréquence maximum de conversion**, lié au temps de conversion, qui dépend lui-même de la technologie utilisée dans le convertisseur. Elle s'exprime en échantillons par seconde (sample ou ks /s).

81

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base

- On peut distinguer deux grandes catégories de convertisseurs numérique-analogique :
 - les convertisseurs qui procèdent par division de courant, division de tension ou division de charge. La division de courant est obtenue par un réseau de résistances (résistances pondérées ou résistances $R - 2R$), la division de tension par une chaîne linéaire de résistances, la division de charge par un réseau de condensateurs.
 - les convertisseurs série dans lesquels les différents bits de l'information numérique sont traités l'un après l'autre, au rythme d'un signal d'horloge.

82

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à résistances pondérées

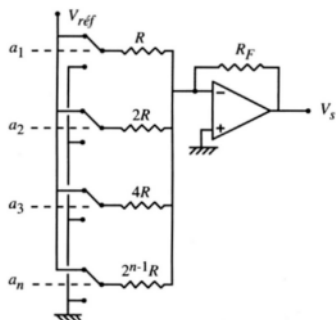
- Un amplificateur opérationnel, que nous supposons idéal, réalise la sommation des courants traversant les résistances pondérées $R, 2R, \dots, 2^{n-1} R$ dans la résistance de bouclage R_F . Ces courants sont déterminés par des commutateurs (ou portes) analogiques, commandés par les entrées numériques a_i , qui appliquent soit le potentiel de masse, soit la tension de référence $V_{réf}$, aux résistances pondérées.

83

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à résistances pondérées



84

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à résistances pondérées

$$V_s = -V_{réf} \frac{2R_F}{R} \left[\frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{2^2} + \dots + \frac{a_n}{2^n} \right]$$

- On a donc affaire à un convertisseur unipolaire n bits travaillant dans le code binaire naturel, avec une tension de pleine échelle $PE = V_{réf} 2R_F/R$
- Ce schéma présente des **inconvenients** :
 - débit de la source de référence assez important et variable avec les entrées numériques ;
 - **nécessité d'utiliser des résistances de valeurs élevées** lorsqu'on veut une grande résolution.

85

T.BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à réseau R – 2R

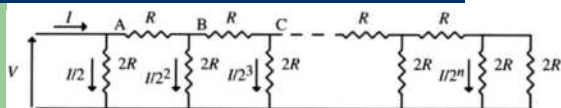
- le réseau R - 2R comporte seulement deux types de résistances, des résistances « séries » de valeur R et des résistances « parallèles » de valeur 2R.
- Sur la figure, on voit que la résistance vue à droite du point A est égale à 2R.
- Le réseau étant alimenté par une tension V, le courant se divise donc en 2 parties égales au point A, et de même aux autres points B, C ...
- Il s'ensuit que les résistances parallèles sont traversées par des courants pondérés binaires.

86

T.BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à réseau R – 2R



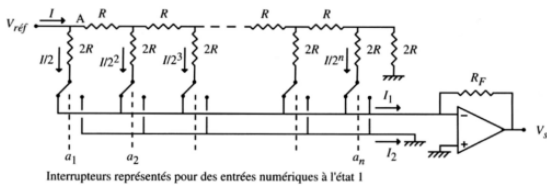
- Réalisation en technologie CMOS
 - Selon la valeur du bit qui les commande, les commutateurs analogiques de type CMOS commutent l'extrémité inférieure de chacune des résistances « parallèles » à la masse ou à une ligne de sommation de courants en un point de masse virtuelle.

87

T.BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à réseau R – 2R



88

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à réseau R – 2R

- A la sortie de l'amplificateur qui réalise la sommation des courants, on obtient la
- $$V_s = -\frac{R_F}{R} V_{réf} \left[\frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{2^2} + \dots + \frac{a_n}{2^n} \right]$$
- qui correspond à un code binaire naturel. La tension de sortie maximale est

$$V_{s\max} = -\frac{R_F}{R} V_{réf} \left[1 - \frac{1}{2^n} \right]$$

89

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à réseau R – 2R

- le terme $1/2^n$ correspond physiquement au courant circulant dans la résistance $2R$ située à l'extrémité droite du schéma.
- La pleine échelle est $PE = -(R_F/R) V_{réf}$, et le quantum est $q = (R_F/R) \cdot (V_{réf} / 2^n)$

90

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à réseau R - 2R

- On peut également écrire

$$I_1 = I \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^i} \quad \text{avec} \quad I = \frac{V_{réf}}{R}; \quad I_2 = I \sum_{i=1}^n \frac{\bar{a}_i}{2^i}$$

$$I_1 + I_2 = I \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2^2} + \dots + \frac{1}{2^n} \right] = I \left[1 - \frac{1}{2^n} \right]$$

$$I_1 - I_2 = 2I_1 - I + \frac{I}{2^n} = 2I \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^i} - I + \frac{I}{2^n}$$

91

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à réseau R - 2R

- Le courant $(I_1 - I_2)$ varie entre $-(1 - 1/2^n)$ et $+(1 - 1/2^n)$.
- Cette expression correspond, au terme $1/2^n$ près, au résultat de la conversion analogique d'une donnée numérique représenté dans le code binaire décalé. La résistance R_d est utilisée pour générer le courant $I/2^n = V_{réf}/R_d$ (voir figure ci-après). Cette configuration double l'échelle de la grandeur de sortie mais multiplie par 2 le pas de quantification

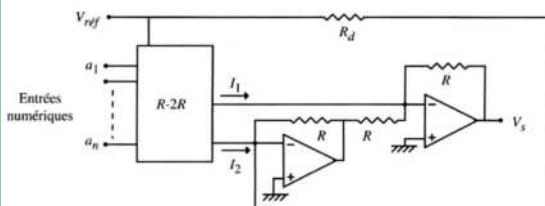
92

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
 Convertisseur numérique-analogique à réseau R - 2R

- Convertisseur numérique-analogique bipolaire



93

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
CNA multiplieur

- Dans un convertisseur numérique-analogique, la grandeur de sortie est proportionnelle au produit de la tension de référence et d'un nombre digital pilotant les entrées logiques. Si on fait varier la tension appliquée sur la broche d'entrée V_{Ref} , on a un **convertisseur numérique-analogique multiplieur**.

94

T. BRU

02/11/2011

VI. Conversion N/A ; structures de base
CNA multiplieur

- Un code unipolaire permet de réaliser une multiplication 1 quadrant si la tension appliquée sur l'entrée de référence est unipolaire, une multiplication 2 quadrants si elle est bipolaire. Pour réaliser une multiplication 4 quadrants, il faut un code bipolaire.
- Applications des convertisseurs multiplieurs : multiplieur, diviseur, atténuateur programmable, amplificateur programmable.

95

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur parallèle (flash)

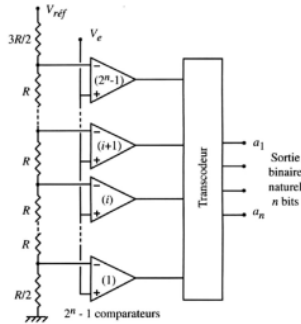
- Ce type de circuit est utilisé lorsqu'un temps de conversion ultra-court est désiré (applications vidéo, radar, etc.).
- Le circuit utilise $2^n - 1$ comparateurs dont les seuils de basculement sont déterminés par une chaîne de résistances

96

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
 Convertisseur parallèle (flash)



97

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
 Convertisseur parallèle (flash)

- le basculement du comparateur numéro i se produit lorsque la tension analogique V_e franchit la valeur

$$V_{réf} \frac{\frac{R}{2} + (i-1)R}{\frac{R}{2} + (2^n-2)R + \frac{3R}{2}} = i \frac{V_{réf}}{2^n} - \frac{V_{réf}}{2^{n+1}}$$

98

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
 Convertisseur parallèle (flash)

- Les seuils de basculement sont donc espacés de $V_{réf} / 2^n$, ce qui correspond à un **quantum**.
- Les sorties logiques des comparateurs vérifient un code sur 2^{n-1} bits, dit thermomètre, dans lequel **les comparateurs situés en bas de chaîne sont tous dans l'état 1, tandis que ceux situés en haut de chaîne sont tous dans l'état 0.**

99

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base Convertisseur parallèle (flash)

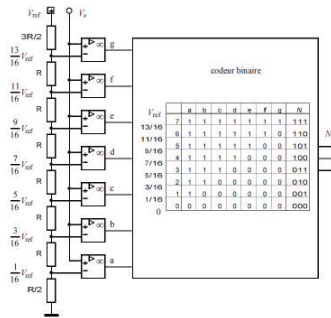
- Un **transcodeur ultra-rapide** fournit en binaire sur n bits le nombre de comparateurs qui sont dans l'état 1.
- La **limitation de la technique flash provient du nombre élevé de comparateurs requis**. Avec les technologies actuelles, on se limite généralement à une résolution de 8 bits.

10
0

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base Convertisseur parallèle (flash) 8 bit



10
1

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base Convertisseur suiveur

- Système bouclé dont la chaîne de retour est constituée par un convertisseur numérique-analogique ; la sortie de ce dernier est comparée à la grandeur à convertir.
- Un **compteur-décompteur** contrôle le convertisseur numérique-analogique.

10
2

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base Convertisseur suiveur

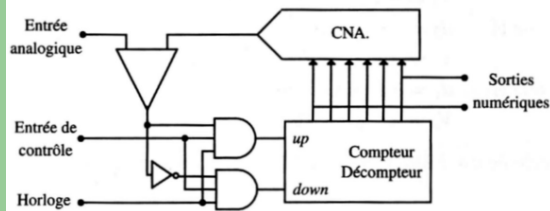
- Les impulsions d'horloge sont aiguillées vers l'entrée de comptage adéquate (up = comptage, ou down = décomptage) en fonction du résultat de la comparaison. Une entrée de contrôle permet de choisir entre le mode suiveur et le mode bloqueur.
- Dans le cas le plus défavorable (entrée échelon d'amplitude égale à la valeur de l'étendue de mesure à Q près) la conversion nécessite un nombre de périodes d'horloge égal au nombre d'états du compteur

10
3

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base Convertisseur suiveur



10
4

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base Convertisseur à approximations successives

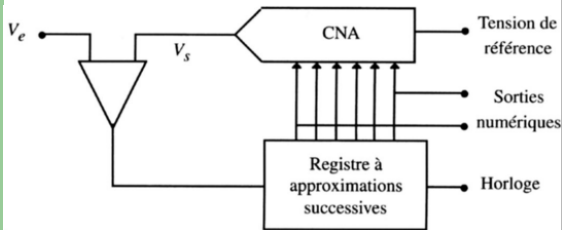
- Tout comme les convertisseurs suiveurs, les convertisseurs à approximations successives sont des systèmes bouclés dont la chaîne de retour est constituée par un convertisseur numérique-analogique. Ce dernier est commandé de façon optimale pour réaliser une conversion en n+1 périodes d'horloge, n étant la résolution du convertisseur.
- Ceci se fait par l'intermédiaire d'un registre à approximations successives (SAR Successive Approximation Register)

10
5

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à approximations successives



10
6

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à approximations successives

- Nous supposons que le CNA travaille en binaire naturel. La première période d'horloge est utilisée pour mettre à 0 les sorties du registre.
- Au début de la seconde période, le registre positionne le MSB du CNA dans l'état 1, les autres bits restant à 0. Le CNA délivre alors la tension $V_s = PE/2$ qui est comparée à la tension d'entrée V_e .

10
7

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à approximations successives

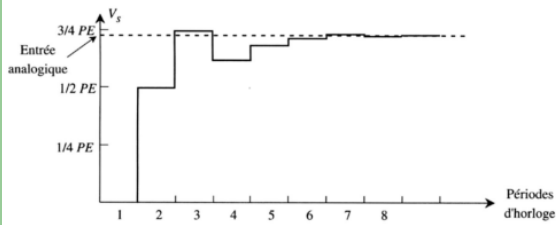
- Au début de la période suivante, selon le résultat de la comparaison, le MSB est maintenu à 1 ($V_e > PE/2$) ou ramené à 0 ($V_e < PE/2$), et le registre fixe à 1 le bit de poids immédiatement inférieur. La procédure est poursuivie jusqu'à ce que tous les bits aient été présentés à l'entrée du CNA.
- Les sorties finales du registre donnent le résultat de la conversion.

10
8

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à approximations successives



10
9

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à intégration

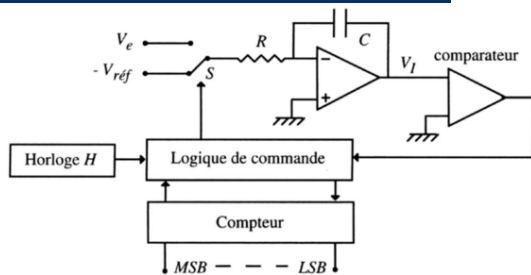
- Dans un convertisseur à intégration, la tension analogique est convertie en une durée qui est mesurée à l'aide d'une horloge et d'un compteur. Basés sur ce principe, les convertisseurs à double rampe et les convertisseurs à conversion tension-fréquence sont les plus utilisés.
- Ces convertisseurs sont lents, mais présentent une excellente linéarité associée à une bonne réjection du bruit. De ce fait, ils trouvent des applications dans les multimètres numériques et les dispositifs de mesures précises ne nécessitant pas de vitesse élevée.

11
0

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à intégration



11
1

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à intégration, CAN à double rampe

- Le fonctionnement est le suivant
 - Première phase
 - Le compteur étant à 0 et la sortie V_I de l'intégrateur étant nulle, la conversion débute lorsque la tension analogique V_e , que nous supposons constante et positive, est commutée à l'entrée de l'intégrateur. Le comptage commence et se poursuit jusqu'à ce que le compteur revienne à 0, donc durant un temps T_1 fixe correspondant à la durée d'un cycle complet de comptage. En sortie de l'intégrateur, on a une rampe d'équation :

$$V_I = -V_e \frac{t}{RC}$$

11
2

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à intégration, CAN à double rampe

- Deuxième phase
 - Au moment où le compteur revient à zéro, le circuit de commande bascule la tension négative de référence sur l'entrée de l'intégrateur. En sortie de ce dernier on a alors :

$$V_I = V_{réf} \frac{t}{RC} - V_e \frac{T_1}{RC}$$

11
3

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
Convertisseur à intégration, CAN à double rampe

- Deuxième phase (2)
 - Les impulsions d'horloge sont comptées jusqu'à ce que le comparateur détecte le passage à 0 de la sortie de l'intégrateur, soit au bout du temps

$$T_2 = T_1 \frac{V_e}{V_{réf}}$$

- L'indication du compteur correspond alors au résultat numérique de la conversion.

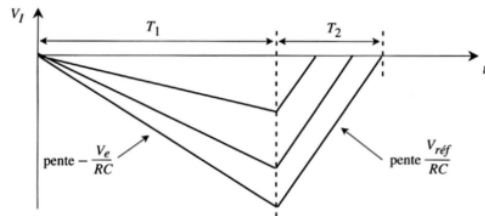
11
4

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
 Convertisseur à intégration, CAN à double rampe

- Variation de la tension de sortie de l'intégrateur



11
5

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
 Convertisseur delta - sigma

- Les convertisseurs delta-sigma sont des **convertisseurs à suréchantillonnage**, c'est-à-dire qu'un premier échantillonnage est réalisé à une fréquence beaucoup plus élevée que la fréquence de conversion finale
- Les CAN les plus performants des circuits PSoC utilisent cette technique

11
6

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base
 Convertisseur delta - sigma

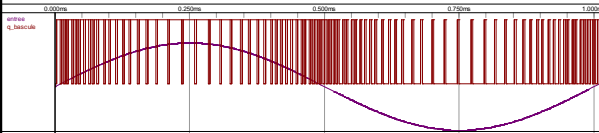
- Le premier étage des convertisseurs incrémentaux est constitué par un **modulateur Delta-Sigma**
- Ce modulateur est un circuit à suréchantillonnage qui représente le signal d'entrée sous la forme d'un **flux de bits (bitstream) dont la valeur moyenne représente le signal analogique.**

11
7

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base Convertisseur delta - sigma



- Allure du bitstream obtenu avec une modulation D-S pour un signal sinusoïdal "pleine échelle"

11
8

T. BRU

02/11/2011

VII. Conversion A/N ; structures de base Convertisseur delta - sigma

- L'étage suivant est constitué par un décimateur qui « compte » le nombre de 1 présents dans le flux de bits pour fournir un résultat de conversion sur n bits.
- Le principe du convertisseur delta-sigma sera vu en TD.

11
9

T. BRU

02/11/2011
