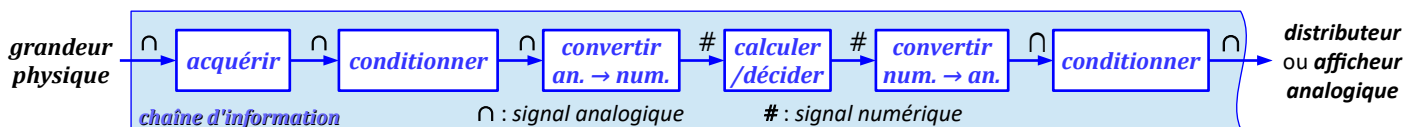


Introduction

■ Depuis l'essor de l'électronique microprogrammée, à la fin des années 1980, la **fonction « traiter/gérer »** de la chaîne d'information des systèmes tend à devenir exclusivement numérique. Certes, pour des questions d'économie ou de qualité, on fabrique encore des *instruments de mesure* analogiques. En revanche, les **systèmes de commande** analogiques ne subsistent que pour des sous-systèmes élémentaires (e.g. potentiomètres, thermostats...), et lorsque des traitements élaborés (e.g. enregistrement, asservissement...) sont requis, on passe à des **techniques numériques**.



Pour être exploités, les signaux analogiques issus de capteurs ou d'éléments de l'interface homme-machine (boutons, curseurs, etc.) nécessitent donc une **numérisation**, qu'on appelle **conversion analogique numérique**. Cette étape requiert des opérations préalables de **conditionnement** analogique (filtrage, mise à l'échelle, échantillonnage, etc.). Ultérieurement, à destination des distributeurs ou des afficheurs analogiques, les signaux issus de la fonction « traiter/gérer » nécessitent une **conversion numérique analogique** puis encore de conditionnement (lissage...). Le schéma-bloc générique ci-dessous récapitule toutes ces opérations :



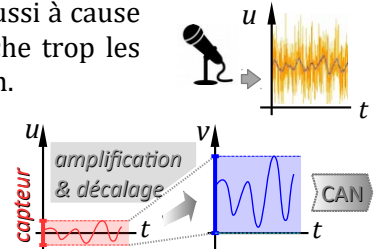
■ La numérisation apportant une meilleure **robustesse aux erreurs** de transmission – et grâce aux progrès des liaisons sérieelles – la technologie tend à l'**intégration** : le conditionnement et la conversion analogique numérique au sein des capteurs, la conversion numérique analogique au sein des distributeurs. De même, dans les afficheurs, les technologies analogiques sont de moins en moins employées : la conversion numérique analogique est remplacée par un simple **transcodage** qui adapte le signal au format d'affichage digital requis.

■ Ce cours n'est une **introduction très sommaire** à ces différents aspects qui sont du domaine du **traitement du signal**. Un approfondissement requiert la maîtrise d'outils mathématiques qui ne sont abordés dans que l'enseignement supérieur.

1. Conditionnement analogique préalable à la numérisation

Le **signal analogique** issu de l'élément sensible d'un **capteur** est très souvent porté par l'**amplitude** d'une **tension** électrique¹. Ce signal peut varier plus ou moins rapidement et avoir une forme complexe en raison des variations normales de la source (notamment s'il s'agit de son, d'image...), mais aussi à cause du « **bruit** » (i.e. des variations indésirables) qui s'y superpose. Si le bruit entache trop les variations pertinentes du signal, il est nécessaire de le **filtrer** avant la numérisation.

Par ailleurs, la tension en sortie d'un capteur est parfois de très faible amplitude (quelques mV) : pour être numérisée avec une précision optimale, il est alors préférable de commencer par l'**amplifier**. De plus, il est optimal que les variations de la tension occupent au mieux la pleine échelle de la conversion (e.g. 0 – 5 V), ce qui nécessite parfois, outre l'amplification, de la **décaler** en amplitude.



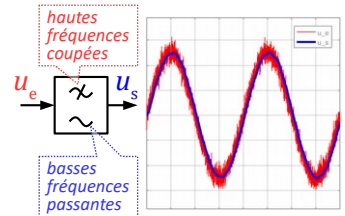
L'ordre de ces opérations dites de **mise à l'échelle** dépend des cas, et il peut être nécessaire de passer par plusieurs étapes intermédiaires de filtrage, car l'amplification génère du bruit. Enfin, juste avant sa conversion, la tension – encore analogique à ce stade – est à **échantillonner**, car la numérisation n'est pas instantanée et requiert durant son processus une valeur d'entrée stable (celle retenue durant l'intervalle d'échantillonnage).

Tous ces aspects sont détaillés et illustrés ci-après avec des signaux sinusoïdaux, mais s'appliquent aussi à des signaux de forme quelconque. Et à une échelle temporelle proche de la cadence de traitement d'une chaîne d'information (de l'ordre de 10 ns à 10² μs), même un signal non périodique peut être considéré comme la superposition de composantes sinusoïdales de fréquences diverses et d'une éventuelle composante continue.

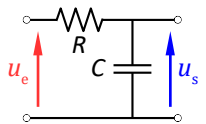
1. Les techniques de conditionnement sont similaires pour un *courant*, mais très différentes si l'information est la *fréquence* du signal.

I.1 Filtrage

■ Le filtrage d'un signal de tension d'entrée u_e consiste à **atténuer** très fortement l'amplitude de ses composantes indésirables, dont la fréquence est située dans une plage donnée. Les « bruits » ont des fréquences en général supérieures à celles qui sont significatives dans le signal d'entrée. On emploie donc un **filtre passe-bas** (cf. ci-contre le symbole du dispositif et son effet) dont la principale caractéristique est f_c sa **fréquence de coupure à -3 dB** ² : toutes les composantes de fréquence $f \geq f_c$ ont leur amplitude *au moins* divisée par $\sqrt{2}$ en sortie³ (le facteur d'atténuation est d'autant plus grand que la fréquence f des composantes est élevée.)



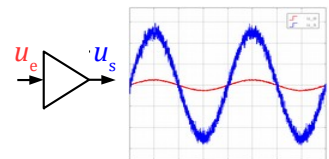
■ Techniquement, un filtre passe-bas analogique est un circuit quadripolaire (deux pôles recevant la tension d'entrée non filtrée u_e et deux pôles délivrant la tension de sortie filtrée u_s). Dans une version élémentaire (filtre *passif* du *premier ordre*), il emploie une *résistance* et un *condensateur* (circuit RC) connectés *en série*, ce dernier ayant pour fonction d'absorber et de compenser respectivement les hausses et les baisses rapides de u_e .



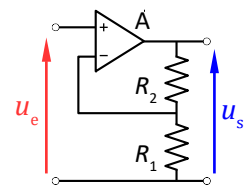
Dans la pratique, on emploie des technologies plus performantes : filtres du 2^e, 3^e ordre ou plus, souvent avec des composants actifs (un ou plusieurs étages de transistors ou d'amplificateurs linéaires intégrés) pour augmenter l'amplitude des basses fréquences du signal source.

I.2 Amplification

■ L'amplification d'un signal u_e consiste à **augmenter** l'amplitude de *toutes* ses composantes, y compris le bruit qu'il contient – d'où la nécessité d'un filtrage préalable – en modifiant le moins possible les autres caractéristiques (forme, fréquence, déphasage...). On emploie un **amplificateur** (cf. ci-contre le symbole du dispositif et son effet) dont la caractéristique principale est son **gain G** , i.e. le facteur multiplicatif d'augmentation de l'amplitude du signal.

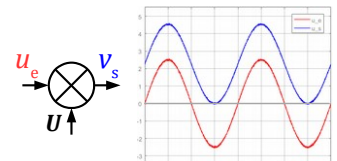


■ Techniquement, un amplificateur analogique est un circuit incluant nécessairement un ou plusieurs **composants actifs** (transistors ou *amplificateurs linéaires intégrés*⁴) puisque le signal de sortie a une énergie plus grande que le signal d'entrée. Dans la réalisation élémentaire schématisée ci-contre, le gain vaut $G = 1 + R_2/R_1$.

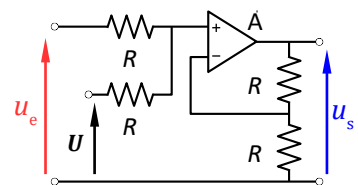


I.3 Décalage

■ Le décalage d'un signal u_e consiste à lui **ajouter** ou **soustraire** une **composante continue** U qui hausse ou baisse unilatéralement ses valeurs sans modifier ses autres caractéristiques (cf. ci-contre le symbole du dispositif et son effet). C'est en particulier indispensable pour rendre unidirectionnel un signal alternatif ; dans ce cas, on doit prendre $U > \hat{U}_e$.

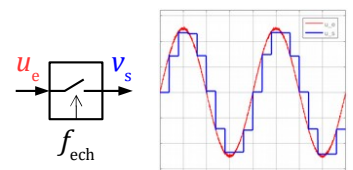


■ Techniquement, un décalage analogique peut s'implémenter par un circuit comprenant un *amplificateur linéaire intégré* connecté en **montage opérationnel** (additionneur ou soustracteur) dont l'une des deux entrées est branchée sur un *générateur de tension continue* réglé à la valeur U du décalage souhaité.



I.4 Échantillonnage

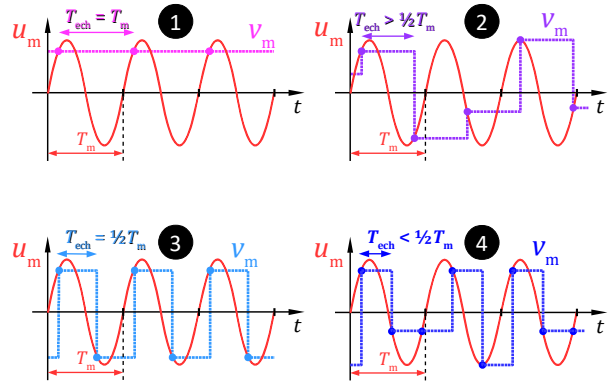
■ L'échantillonnage d'un signal u_e consiste à périodiquement « **prélever** » sa valeur en entrée et la maintenir – on dit **bloquer** – en sortie jusqu'au prochain prélèvement (période d'échantillonnage suivante). On emploie un **échantillonneur bloqueur** donc la principale caractéristique est sa **fréquence d'échantillonnage f_{ech}** (cf. ci-contre le symbole du dispositif et son effet).



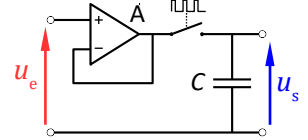
2. Symbole du **décibel**, unité de grandeur sans dimension mesurant ici l'expression $10 \cdot \log(P_s/P_e)$ où P_e et P_s sont respectivement la puissance du signal d'entrée et de sortie d'un dispositif et « log » la fonction *logarithme décimal*, qui est la bijection réciproque de $x \mapsto 10^x$.
 3. Sachant que $10^{-0,3} \approx 1/2$, une variation de -3 dB exprime un rapport $1/2$ entre la puissance des composantes d'entrée (non filtrée) et de sortie (filtrée) ; or la puissance d'un signal de tension u est fonction du carré de son amplitude \hat{U} , donc si $P_s = P_e/2$, alors $\hat{U}_s = \hat{U}_e/\sqrt{2}$.
 4. En abrégé, ALI ; auparavant, on parlait d'*amplificateur opérationnel*, abrégé AOP. C'est un circuit intégré composé de transistors.

La valeur de f_{ech} doit être **suffisamment élevée** pour ne pas perdre de variations significatives du signal d'entrée, **mais limitée** pour ne pas trop allonger le temps de traitement du signal. Le théorème d'échantillonnage – aussi dit **théorème de Shannon**⁵ – stipule la condition nécessaire $f_{ech} > 2f$ pour une restitution convenable d'un signal alternatif sinusoïdal u de fréquence f . Sachant que, sur un intervalle de temps donné, tout signal se décompose en une somme de signaux sinusoïdaux (cf. chap. 3.2, p. 4), il suffit donc choisir $f_{ech} > 2f_m$ où f_m est la **plus haute fréquence** des composantes sinusoïdales du signal non atténuées par le filtrage. En effet, pour cette seule composante sinusoïdale u_m , son signal échantillonné v_m garde une valeur constante sur chaque période d'échantillonnage T_{ech} (i.e. entre deux instants d'échantillonnage successifs) et peut être lui-même décomposé en une somme de sinusoïdes, dont on note f_1 la plus basse fréquence, dite **fréquence fondamentale**. Alors :

1. si on choisit $f_{ech} = f_m$ (i.e. le cas particulier où $T_{ech} = T_m$), alors v_m est un signal continu, il ne restitue pas du tout u_m ;
2. si on choisit $f_m < f_{ech} < 2f_m$ (i.e. $\frac{1}{2}T_m < T_{ech} < T_m$), alors v_m est un signal crénelé et on montre que $f_1 < f_m$; il ne restitue pas u_m et crée à la place un **bruit** de fréquence plus basse ;
3. si on choisit $f_{ech} = 2f_m$ (i.e. le cas particulier où $T_{ech} = \frac{1}{2}T_m$), alors v_m est carré de période T_m donc synchrone à u_m ; sa composante fondamentale $f_1 = f_m$ restitue u_m moyennant une correction d'amplitude ;
4. si on choisit $f_{ech} > 2f_m$ (i.e. $T_{ech} < \frac{1}{2}T_m$), alors v_m est un signal crénelé et on montre que $f_1 = f_m$; mieux qu'au cas limite précédent, on peut restituer u_m par filtrage et amplification.



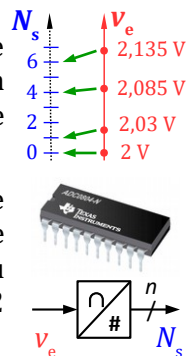
■ Techniquement, un échantillonneur bloqueur peut être implémenté par un **commutateur analogique** commandé par un signal d'horloge de fréquence f_{ech} , un **amplificateur linéaire intégré** connecté en montage « suiveur » et un **condensateur de maintien** de la valeur en sortie jusqu'au prochain échantillon traité.



II. Conversion analogique numérique

II.1 Principe et caractéristiques

■ La conversion analogique numérique d'un signal de **tension** consiste à convertir à chaque échantillon sa valeur d'**amplitude** v_e (entrée) en un **nombre entier** variable N_s (sortie). On emploie un dispositif appelé **convertisseur analogique numérique** (abrégé CAN)⁶ qui peut être soit intégré dans un micro-contrôleur, soit réalisé par un composant voire une carte spécifique.

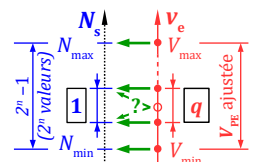


Le plus souvent, la sortie N_s est codée en **binnaire** et la principale caractéristique du CAN est alors le **nombre de bits** n , indiqué sur son symbole (cf. ci-contre) ; n détermine le nombre cardinal 2^n de l'ensemble des valeurs (zéro compris) que peut prendre N_s ; on définit la **résolution numérique**⁷ du CAN comme le rapport $r = 1/2^n$ qui s'exprime en % de l'échelle de v_e . En pratique, n va de 6 à 32 bits, le plus souvent 8 (i.e. $2^8 = 256$ valeurs), 10, 12, 14, 16 et 24 bits ($2^{24} \approx 1,6 \times 10^6$ valeurs).

■ Un CAN est aussi caractérisé par les extrema V_{min} et V_{max} de v_e qu'il peut convertir. Les valeurs $V_{max} \approx 3,6$ V et 5 V sont les plus courantes ; quant à V_{min} , sa valeur détermine le type de CAN en termes de **polarité** :

- **unipolaire** si $V_{min} = 0$ V ;
- **bipolaire** si $V_{min} = -V_{max}$;
- **asymétrique** dans les autres cas.

On appelle $V_{PE} = V_{max} - V_{min}$ la **tension de pleine échelle** (full scale range). Mais un CAN permet souvent d'augmenter V_{min} (zero-shift) et de diminuer V_{max} ou V_{PE} (span adjust) via des broches idoines (V_{ref} , etc.) et des **circuits potentiométriques externes**. On peut ainsi exploiter toute la résolution du CAN sur une échelle de tension plus réduite. C'est donc à partir de la **valeur ajustée de V_{PE}** qu'on calcule le quantum (ou **résolution analogique**⁸) $q = V_{PE} / 2^n$ de la **conversion**. Le quantum est le **l'augmentation de v_e** (en V) qui provoque une **incrémentatation unitaire** (i.e. une variation de +1) de N_s – nombre dont valeur est fixée par la **fonction de transfert** du CAN (cf. §II.2).



5. Du nom de Claude Elwood SHANNON, ingénieur et mathématicien américain du XX^e siècle, qui en a publié une démonstration en 1949.

6. En anglais, analog-to-digital converter (ADC ou encore A/D).

7. Cette notion doit pas être confondue avec le terme anglais resolution (sans accent) pour désigner le nombre de bits du convertisseur.

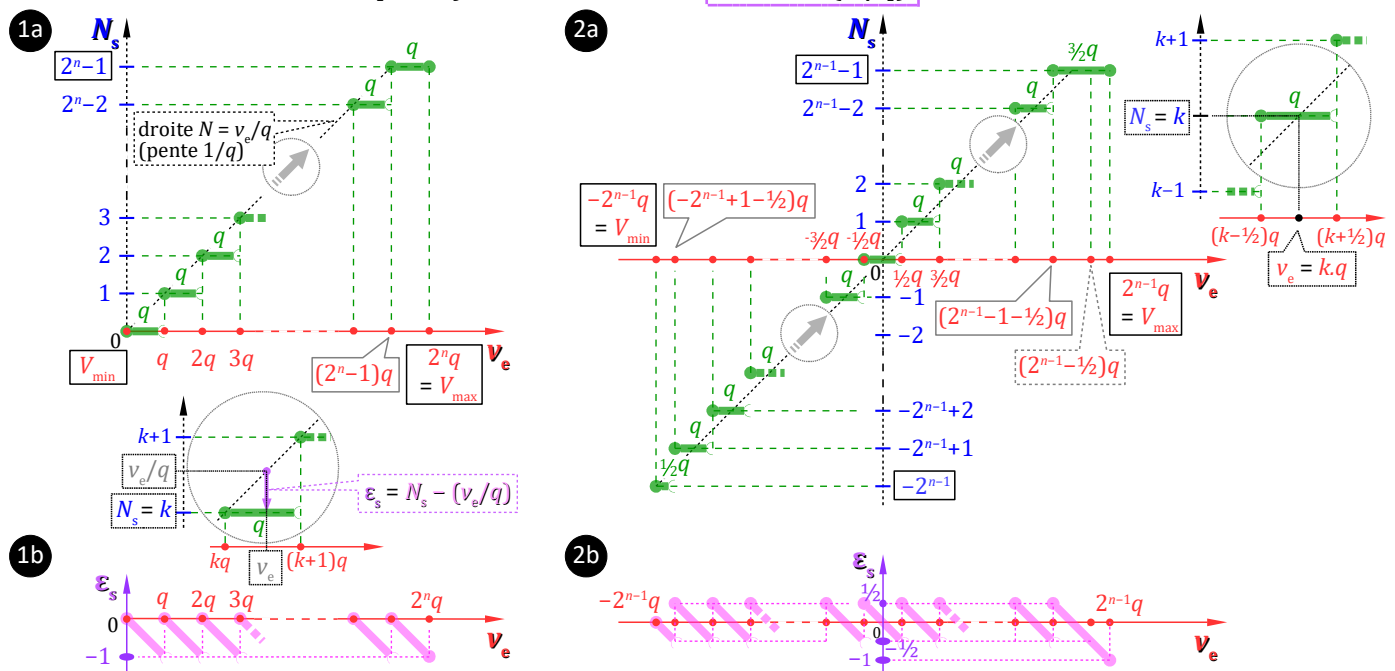
8. En anglais, le quantum est appelé least significant bit (LSB) parce qu'il exprime la tension qui correspond à la valeur 1 de N_s .

■ Les autres caractéristiques importantes d'un CAN sont :

- l'entrée en **mode différentiel**, qui apporte une bonne immunité aux bruits pouvant parasiter v_e (ce qui diminue les besoins en filtrage préalable) ;
- le **type de sortie**, qui peut être en **série** (une seule borne), ou en **parallèle** (n bornes) ; les liaisons série (bus SPI, I2C, etc.) dont les débits sont très satisfaisants, sont privilégiées dès que $n \geq 10$ bits (câblage simplifié) ;
- le **temps de conversion** t_c , qui peut aller de 100 ms à 10 ns ; de nombreux CAN intègrent un échantillonneur-bloqueur cadencé par une horloge (broche CLK) ; on donne leur **fréquence d'échantillonnage**⁹ $f_{ech} = 1/t_c$;
- sa **fonction de transfert** (cf. infra).

II.2 Fonction de transfert d'un CAN uniforme idéal

■ La **fonction de transfert** d'un CAN est la fonction qui, comme pour un capteur, donne sa valeur de **sortie** N_s pour celle d'**entrée** v_e . Comme l'échelle de v_e est continue et celle de N_s discrète, cette fonction n'est pas linéaire, mais **en escalier**. Pour un convertisseur **uniforme** et **idéal** (i.e. sans défauts), ses marches sont de **largeur égale**¹⁰, sauf la première et/ou la dernière, souvent particulières. La fonction de transfert d'un CAN crée une **erreur absolue** (ou **bruit**) **de quantification** définie par $\epsilon_s = N_s - (v_e/q)$ à valeurs réelles sur l'échelle de N_s .



■ Pour un **CAN unipolaire idéal** (i.e. avec $V_{min} = 0$ et $V_{max} = V_{PE}$), la fonction de transfert la plus simple s'écrit :

- pour $v_e < V_{max}$, $N_s = E(v_e/q)$ i.e. $N_s = E(2^n \cdot v_e / V_{max})$;
- pour $v_e = V_{max}$, $N_s = 2^n - 1$

où **E** est la fonction **partie entière**¹¹. La courbe de N_s (cf. 1a ci-dessus) présente 2^n **marches de largeur q**. Le **bruit** de quantification ϵ_s suit une courbe en **dents de scie** (cf. 1b) d'amplitude $|\epsilon_{max}| = 1$ (q sur l'échelle de v_e).

■ Pour un **CAN bipolaire idéal** (i.e. avec $V_{min} = -V_{max}$), on préfère centrer l'escalier de la fonction de transfert sur le zéro (cf. 2a) afin que les valeurs négatives de v_e très proches de 0 V ne soient pas convertie en $N_s = -1$. Mais comme le nombre de marches (2^n) est nécessairement pair, toutes les marches ne peuvent avoir la même largeur. En réduisant la première et en augmentant la dernière de $1/2q$, la fonction de transfert du CAN devient :

- pour $v_e < V_{max} - 1/2q$, $N_s = R(v_e/q)$ i.e. $N_s = R(2^{n-1} \cdot v_e / V_{max})$;
- pour $v_e \geq V_{max} - 1/2q$, $N_s = 2^{n-1} - 1$

où **R** est la fonction **arrondi entier**. Le **bruit** de quantification ϵ_s est alors d'**amplitude** $|\epsilon_{max}| = 1/2$ (soit $1/2q$ sur l'échelle de v_e), sauf à la dernière marche (cf. 2b). Cette réduction de l'erreur absolue conduit à préférer ce type de fonction de transfert, dit en **quantification linéaire centrée**, même en mode unipolaire ou asymétrique.

9. Exprimée en anglais en *samples per second* (SPS) plutôt qu'en Hz.

10. Il existe aussi des CAN non uniforme dont la largeur des marches suit une progression logarithmique. Employés en téléphonie fixe, ils donnent une meilleure résolution pour les valeurs de v_e proches de V_{min} (sons faibles) que pour celles proches de V_{max} (sons forts).

11. La fonction $x \mapsto E(x)$ fait correspondre à un réel x le plus grand nombre entier $n = E(x)$ tel que $n \leq x$; la fonction E se confond sur \mathbb{R}^+ avec la fonction **troncature entière** qui supprime la partie décimale d'un nombre, mais en diffère sur \mathbb{R}^- : $E(-1,5) = -2$ et non pas -1 .

II.3 Technologie des convertisseurs analogiques numériques

La technologie des CAN est **très diverse**, afin de répondre à la **variété des besoins** en numérisation des signaux, notamment en termes de **précision** et de **rapidité** : pour une sonde de température, un CAN intégré dans un micro-contrôleur suffit ; mais la chaîne numérique d'un studio d'enregistrement requiert une carte électronique dédiée, voire un appareil spécifique. Le tableau comparatif ci-dessous présente quelques types de CAN¹².

type de CAN	principe de fonctionnement	performances ¹³	applications
à approximations successives (SAR : successive approximation register)	comparaison de v_e avec $V_{PE}/2$ puis $V_{PE}/4$, etc. (procédure par dichotomie) donnant les bits de N_s (poids fort → poids faible)	$n \leq 24$ bits $t_c \approx 1$ à $10 \mu s$ ($n \nearrow \Rightarrow t_c \nearrow$)	type le plus courant (cartes Arduino...), choix par défaut
intégration à double/multi-rampe (dual/multi slope)	mesure du temps charge d'un condensateur par v_e (N_s donné par le nombre d'impulsions d'une horloge)	$n \leq 18$ bits $t_c \approx 10 ms$	mesures de précision , multimètres...
flash parallèle	comparaisons simultanées de v_e avec $2^n - 1$ ponts diviseurs de tension	$n \leq 10$ bits $t_c \approx 1$ à $10 ns$	caméras vidéos, oscilloscopes...
delta-sigma ($\Delta\Sigma$) ou sigma-delta ($\Sigma\Delta$)	système asservi comparant v_e avec $V_{PE}/2$ puis $V_{PE}/4$, etc. et intégrant la différence avec sur-échantillonnage (oversampling)	$n \rightarrow 32$ bits et + $t_c \approx 1$ à $10 \mu s$	microphones, enregistreurs audio...

III. Conversion numérique analogique

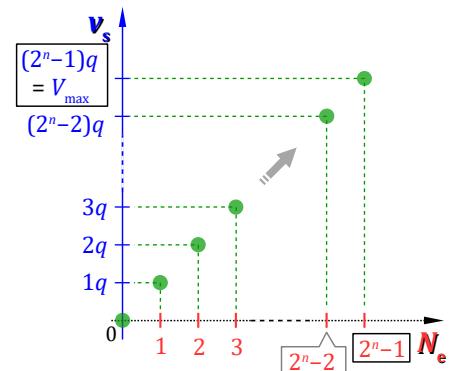
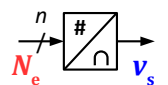
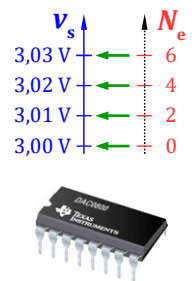
III.1 Principe, caractéristiques et fonction de transfert idéale

■ La conversion numérique analogique est l'opération inverse de la numérisation ; elle intervient en aval de la fonction « calculer ». À partir d'un **nombre entier** variable N_e (entrée), elle délivre un signal **analogique** de **tension** v_s ou de **courant** i_s (sortie) **proportionnel** à N_e .

Le dispositif employé est un **convertisseur numérique analogique** (CNA)¹⁵ qui, comme un CAN, peut être soit intégré dans un micro-contrôleur, soit réalisé par un composant voire une carte spécifique pour les applications les plus exigeantes. Sa principale caractéristique est n , le **nombre de bit** sur lequel N_e est codé – « résolution¹⁶ numérique » qui doit correspondre avec l'échelle de codage des données de la chaîne de traitements numériques en amont.

Comme l'entrée d'un CAN, la sortie d'un CNA est définie par ses extrema V_{min} et V_{max} qui peuvent être éventuellement ajustés, leur différence $V_{PE} = V_{max} - V_{min}$ constituant l'**excursion** ou tension de pleine échelle. Selon que N_e et v_s peuvent prendre ou non des valeurs signées (i.e. positives et négatives), on parle de CNA à 1, 2 ou 4 **quadrant(s)** : 1 si $N_{min} \geq 0$ et $v_{min} \geq 0$, 2 si $N_{min} \geq 0$, $v_{min} \leq 0$ et $v_{max} \geq 0$, etc.

■ Comme pour un CAN, c'est en référence à l'excursion ajustée V_{PE} qu'est définie la **fonction de transfert** d'un CNA. Mais la variable d'entrée étant discrète, la variable de sortie l'est nécessairement aussi. Si le CNA est idéal, la fonction de transfert est donc simplement une **fonction linéaire** de la forme $v_s = q \cdot N_e$ (cf. ci-contre pour un CNA à 1 quadrant) et n'engendre, en théorie, **aucun bruit** de traitement¹⁷. Par similitude avec un CAN, on définit le **quantum** ou « résolution¹⁶ analogique » de la **conversion** que le CNA opère comme le nombre $q = V_{PE} / (2^n - 1)$ (variation de v_s en volt pour une incrémentation de N_e). La fonction de transfert du CNA peut donc aussi s'écrire $v_s = V_{PE} \cdot N_e / (2^n - 1)$.



12. Pour plus de détails sur une technologie, on peut consulter sur l'Internet les notices techniques (en anglais, *datasheet*) des CAN.

13. Ce sont des ordres de grandeurs pouvant progresser avec l'évolution technologique ; il peut exister des CAN qui les dépassent déjà.

14. Un courant met moins de temps à se stabiliser qu'une tension ; on opte en général pour une sortie en courant lorsque $t_c < 1 \mu s$; si une tension est requise en sortie, il faut ensuite recourir à un convertisseur courant-tension.

15. En anglais, *digital to analog converter* (DAC).

16. Abus de langage car la notion de résolution ne s'applique en principe qu'à un appareil de mesure dont l'entrée est analogique.

17. En réalité, un CNA, comme un CAN, est sujet à diverses imperfections occasionnant des erreurs (décalage, linéarité, monotonie, etc.)

III.2 Technologie des CNA et post-conditionnements analogiques associés

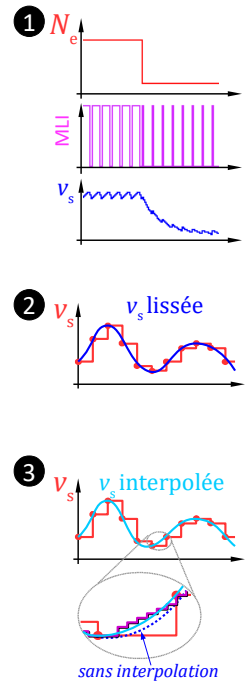
■ La technologie des CNA est **moins variée** que celle des CAN, car la conversion numérique analogique est en principe **plus rapide** que l'inverse : le temps de conversion d'un CNA est donc rarement un aspect critique qui conditionne son choix. Dans une chaîne d'information complète, la fréquence d'échantillonnage et la résolution sont fixées en amont par la technologie du CAN choisi. En revanche, dans une chaîne d'information dont la source est numérique (lecteur de disque audio ou vidéo, etc.), une spécification serrée en termes de qualité de restitution peut requérir un CNA à haute résolution.

Comme pour les CAN, il existe des CNA à technologie **série** ou **parallèle** ; le choix dépend principalement du nombre de bits et de la distance du CNA au microprocesseur qui délivre N_e .

■ Les CNA usuels opèrent par **modulation de largeur d'impulsion**¹⁸, i.e. en multipliant le signal source continu (sur la période d'échantillonnage) par un signal rectangulaire de rapport cyclique α proportionnel à N_e ; après lissage par un filtre passe-bas, il en résulte un signal v_s de valeur moyenne proportionnelle α , donc à N_e (cf. l'exemple figure 1 ci-contre).

Pour une plus grande rapidité, il existe des CNA parallèles à n bits construits sur une association de n composants de même type et alimentés par un générateur commun. Pour $k = 1$ à n , le composant $n^o k$ joue le rôle d'un mini générateur commandé en TOR par le bit $n^o k$ de N_e et dont la FEM¹⁹ (ou le courant) est proportionnel au poids 2^k du bit $n^o k$. La valeur de v_s (ou i_s) est obtenue par l'addition des sortie des mini générateurs. On trouve ainsi les CNA à **réseaux de résistances R-2R** (en anglais, *R-2R ladder*)²⁰ et les CNA à réseaux de condensateurs, dits à **redistribution de charges**. Avec ces technologies, le signal de sortie doit être maintenu en aval par un **bloqueur** cadencé à la fréquence de travail de la chaîne d'information, ce qui engendre un signal crénelé. On emploie ensuite un filtre passe-bas pour le lisser (cf. figure 2).

Pour une bien meilleure précision, requise pour les signaux audio, on trouve les CNA **delta-sigma**, basés sur la **modulation en densité d'impulsion**²¹, le **sur-échantillonnage** et le lissage par **interpolation** pour diminuer le crénelage du signal de sortie v_s , donc éliminer les fréquences harmoniques indésirables. Entre deux valeurs successives de N_e le CNA ajoute des échantillons supplémentaires et calcule par interpolation les points intermédiaires du signal v_s pour un lissage plus performant (cf. figure 3).



18. En abrégé, MLI ; en anglais, PWM pour *pulse width modulation* ; technique employée aussi pour la variation de vitesse des moteurs.

19. **Rappel** : force électromotrice, i.e. tension du générateur supposé parfait (cf. cours, chap. 3.1, section III.2, p. 7).

20. Technologie qu'on retrouve également dans les CAN à approximations successives.

21. En abrégé, MDI ; en anglais, PDM pour *pulse density modulation*.