

## Objectifs

- Justifier les différents éléments qui constituent la chaîne d'information
- Énoncer les caractéristiques d'un CAN ou d'un CNA
- Être capable de choisir un CAN ou un CNA en fonction de l'environnement dans lequel il sera inséré

# 16 CONDITIONNEMENT DE L'INFORMATION

## 1 Chaîne d'information (le traitement du son par exemple)

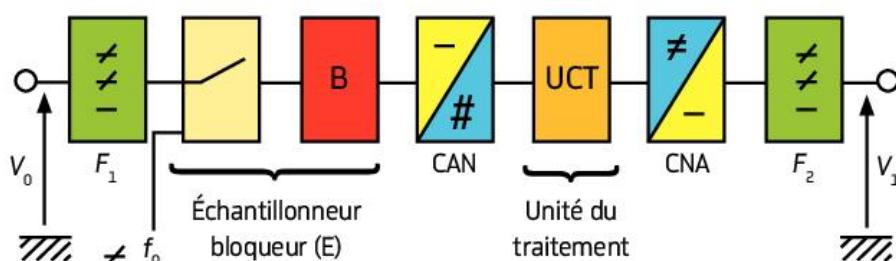
### a Généralités

Dans le ballon-sonde, on trouve des capteurs (température, luminosité, pression, etc.) plus ou moins sophistiqués. Nous allons voir que pour un problème technique identique le mode de traitement peut être différent.

Nous allons aussi nous intéresser au traitement du son. Nous constaterons que les problèmes rencontrés diffèrent s'il s'agit de la restitution de la voix en téléphonie ou de la restitution d'une œuvre musicale de qualité pour une écoute individuelle ou collective (ex. support CD).

Nous avons vu lors des chapitres 6 et 26 du tome 1 que la chaîne d'information était composée, en général, d'un capteur suivi d'un convertisseur analogique numérique (CAN) qui préparait le signal au traitement (application d'un programme par exemple) puis ce résultat était à nouveau converti par un convertisseur numérique analogique (CNA) pour pouvoir commander les actionneurs. Dans ce chapitre nous allons nous concentrer sur le conditionnement du signal. Nous allons donc le suivre de la sortie du capteur jusqu'à son arrivée au traitement puis de sa sortie du traitement jusqu'à la commande des actionneurs. (voir Fig.1)

### Description d'une chaîne de traitement du signal



$F_1$  : filtre antirepliement

$F_2$  : filtre de lissage

CAN : convertisseur analogique numérique

CNA : convertisseur numérique analogique

$V_0$  : tension issue du capteur

$V_1$  : tension de commande de l'actionneur

Fig.1 Blocs fonctionnels composant de la chaîne du traitement du signal

On a vu, dans le chapitre 26 du tome 1, que le signal sortant du capteur doit être tout d'abord rendu exploitable par les constituants qui suivent ce captage. Pour exploiter le capteur de température (CTN, exercice 4 p. 294 du tome 1), on utilise une résistance en série  $R_1$  qui va servir à appliquer une composante continue supplémentaire au signal (Fig. 2) c'est-à-dire à obtenir une variation de la tension aux bornes de la résistance en fonction de la température mesurée  $V_{CTN}$ . Cette variation sera très petite et sur une plage qui n'est pas obligatoirement exploitable par les convertisseurs.

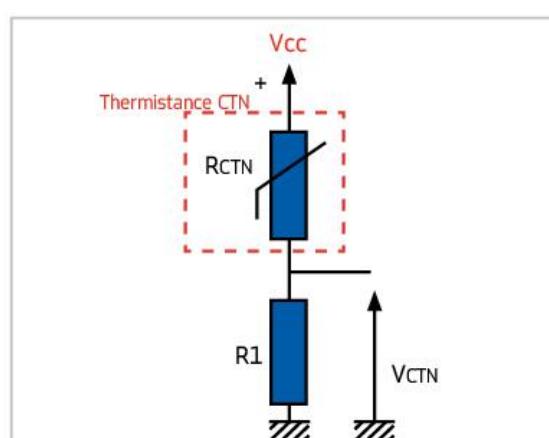
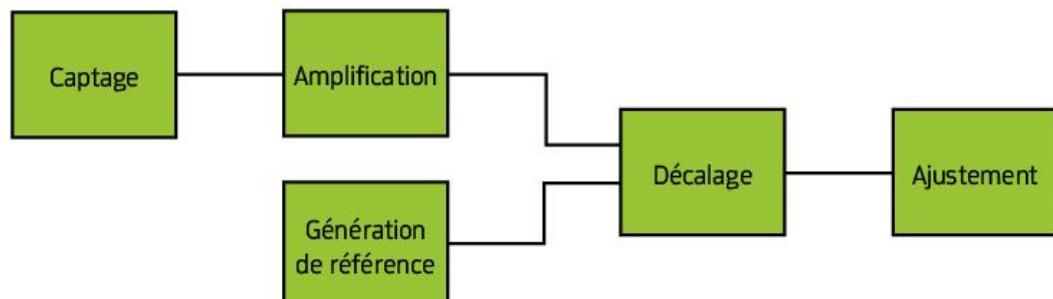


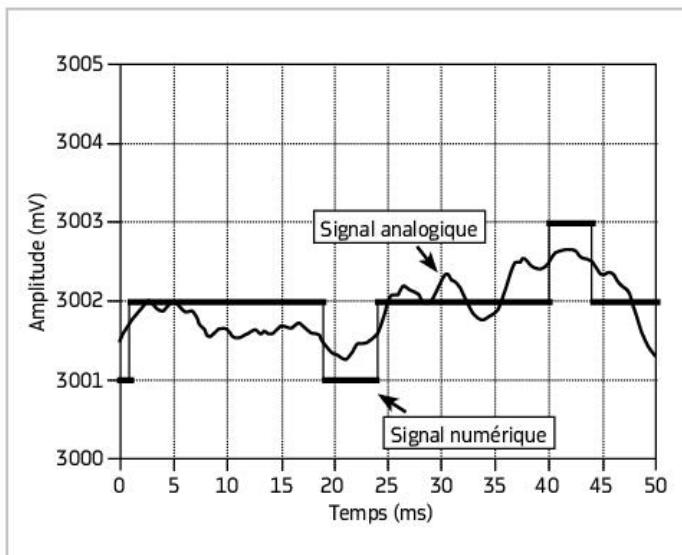
Fig.2 Polarisation

Pour pouvoir utiliser ce signal il est nécessaire de l'amplifier puis le décaler pour le centrer au milieu de la plage de fonctionnement du convertisseur puis amplifier à nouveau ce signal pour l'ajuster et utiliser le CAN dans sa dynamique la plus importante (Fig. 3).



**Fig. 3** Schéma fonctionnel de la mise en forme du signal issu du capteur

Le décalage et l'amplification sont rendus nécessaires pour éviter les pertes d'information lors de la numérisation d'un signal de faible amplitude. Dans cet exemple (variation de moins de 2 mV), on ne retrouve pas les variations importantes du signal d'origine (Fig.4).

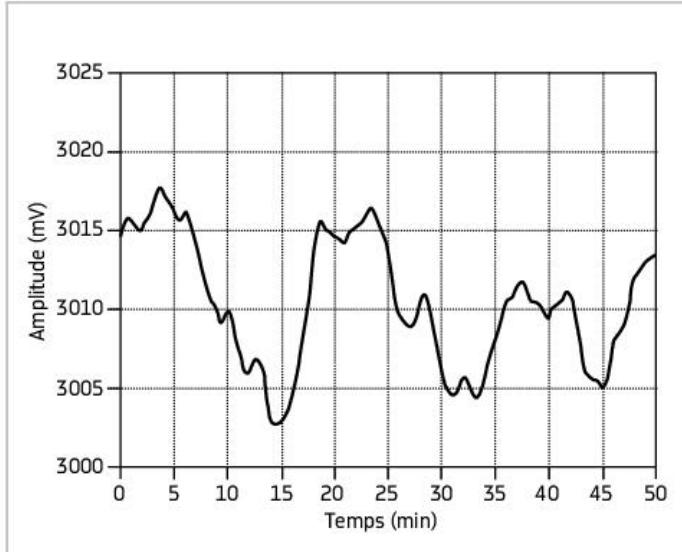


**Fig. 4** Numérisation d'un signal de faible amplitude

## b Comment passer d'un signal analogique à un signal numérique sans perdre de l'information ?

On veut transformer un signal analogique en un signal numérique (suite de 0 et de 1) pour pouvoir appliquer par la suite un traitement informatique (appliquer un programme).

Nous avons, ici, la variation de la température au sol avant le lancement du ballon sonde. La température varie en fonction du passage des nuages.



**Fig. 5** Signal analogique d'origine

Le signal d'origine et le signal après l'échantillonnage (analogiques tous les deux) portent une puissance ( $u$  et  $i$ ) alors que l'on va « dématérialiser » ce signal après le passage par le CAN (pas de puissance, donc pas de pertes possibles dans la transmission).

L'échantillonnage consiste à transformer un signal analogique (continu) en signal analogique par paliers (discret) en capturant des valeurs à intervalle de temps régulier (Temps, exprimé en secondes). La fréquence à laquelle les valeurs sont capturées est la fréquence d'échantillonnage exprimée en hertz (Hz, 1/Temps).

À la sortie de l'échantilleur-bloqueur, le signal présente des « paliers » mais est toujours analogique (Fig. 6)

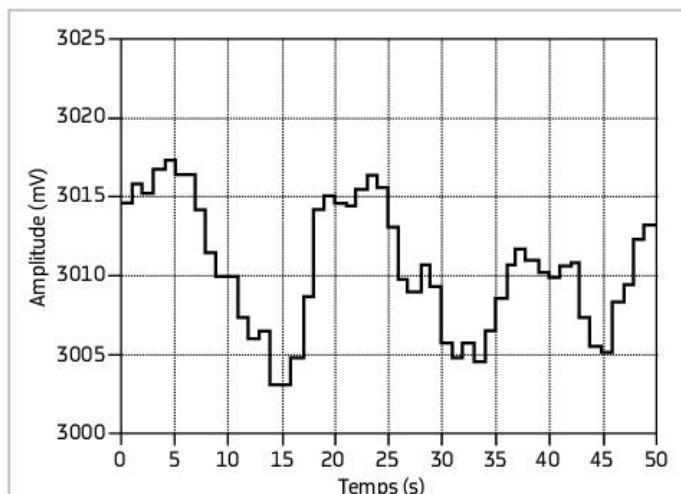


Fig. 6 Signal analogique échantillonné

Un signal analogique est par définition d'une précision infinie (hors bruit additionnel), à la fois en temps et en valeur. Or pour stocker numériquement le signal, il est nécessaire de le réduire en une suite de points discrets, c'est-à-dire de donner une définition temporelle du signal, cette opération s'appelle l'échantillonnage. Cela comporte deux conséquences distinctes : seules les informations présentes sur les points de capture sont enregistrées et le reste est perdu.

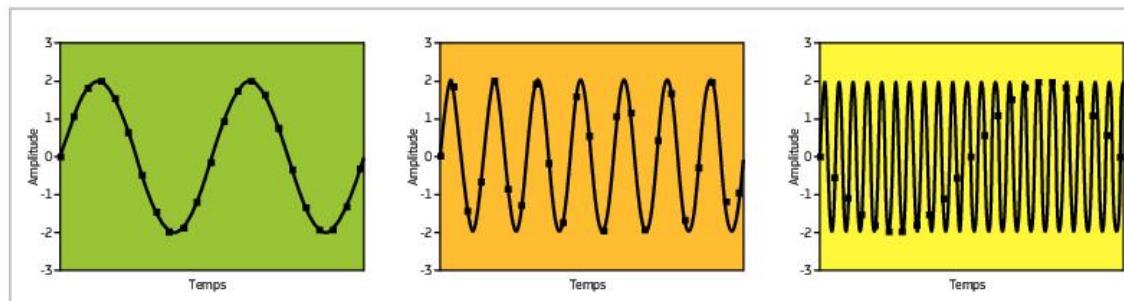


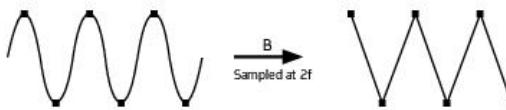
Fig. 7 Échantillonnage identique sur 3 signaux sinusoïdaux de fréquences différentes

Observons les signaux ci-dessus : nous voyons que pour les 3 signaux nous prenons 23 points d'échantillonnage (23 échantillons). Pour le premier signal, nous prenons 11 échantillons par période (la restitution est excellente). Pour le deuxième signal, nous en prenons 3 ou 4 (23 échantillons pour 7 périodes), la restitution sera correcte. Pour le 3<sup>e</sup> signal, nous en prenons toujours 23 mais pour 21 périodes (soit environ 1 par période). Le signal restitué est une sinusoïde qui a une fréquence 21 fois plus basse, c'est-à-dire que nous ne retrouvons pas du tout le signal d'origine.

Dans le cas A, l'onde sinusoïdale de fréquence  $f$  est échantillonnée à  $f_e = f$ . La forme d'onde reconstituée apparaît comme une constante continue.



Dans le cas B, à  $f_e = 2f$ , la forme d'onde numérisée présente la bonne fréquence mais se manifeste comme une forme d'onde triangulaire. Dans ce cas,  $f_e$  équivaut à une fréquence particulière appelée « fréquence de Nyquist ».



Dans le cas C, la fréquence d'échantillonnage est  $f_e = \frac{4f}{3}$ . Cette fréquence d'échantillonnage reproduit une fréquence et une forme incorrectes.



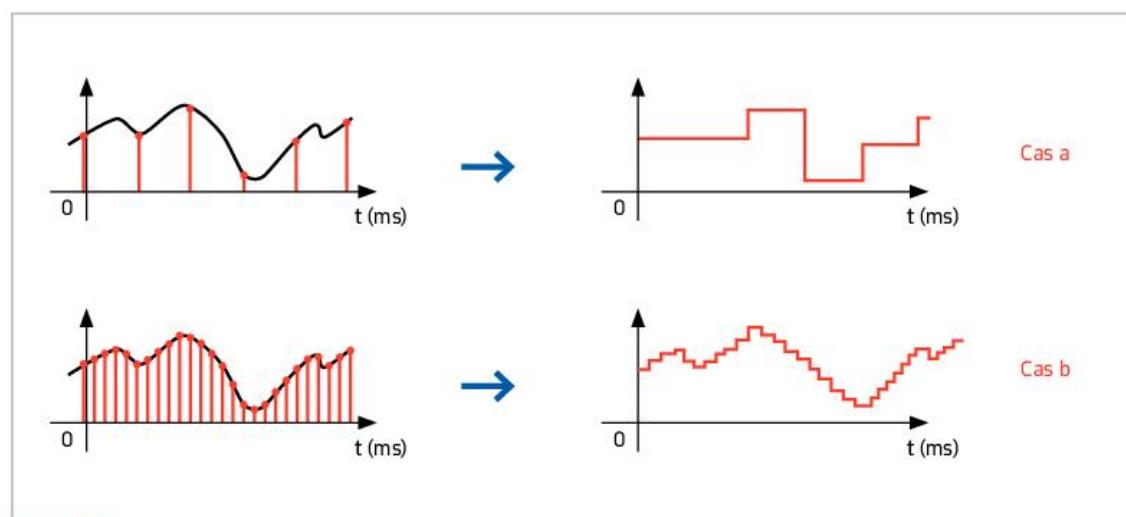
Intuitivement, nous pouvons nous rendre compte que, si la fréquence d'échantillonnage est très faible, les acquisitions seront très espacées et, de ce fait si le signal original comporte des détails entre deux positions de capture, ils ne seront pas enregistrés. C'est pour cela que la fréquence d'échantillonnage doit être bien choisie, suffisamment grande pour restituer correctement l'ensemble des informations transportées par le signal analogique, au moins les informations utiles, sans être excessive, ce qui gaspillerait de l'espace de stockage.

Si la fréquence d'échantillonnage est bien choisie, la seule erreur introduite au cours de la numérisation résulte de l'approximation faite en codant un nombre infini de valeurs analogiques par un nombre fini  $2^n$  niveaux binaires.

## Théorème de Shannon (ou Nyquist)

Toutes les fréquences du signal inférieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage sont correctement restituées.

Voici, ci-dessous, le même signal échantillonné à une fréquence  $f_e$  dans le cas a et à une fréquence  $5f_e$  dans le cas b.



**Fig. 8** Échantillonnage à la fréquence  $f_e$  dans le cas a et  $5f_e$  dans le cas b

Nous constatons en voyant ces chronogrammes que le signal échantillonné à une fréquence  $f_e$  est nettement moins fidèle à l'original. On perd dès cette étape énormément d'informations.

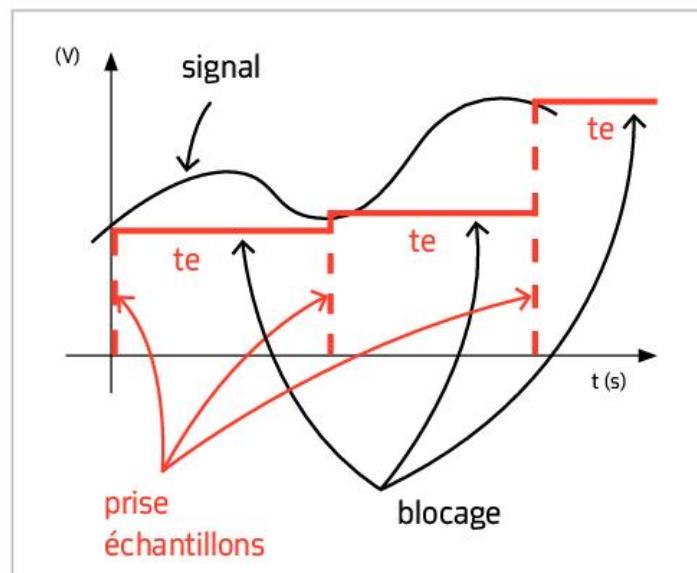
En revanche avec une prise d'informations 5 fois plus élevée, le signal est nettement plus fidèle à l'original mais on aura 5 fois moins de temps pour le traiter (conversion + stockage + traitement) et il faudra 5 fois plus d'espace pour stocker les informations. Nous serons en permanence confrontés à un dilemme et qu'il faudra faire des compromis en y incluant d'autres critères comme le temps de conversion, le temps de traitement, ou encore la capacité de stockage que nous expliciterons dans la suite.

## 2 Constituants d'une chaîne d'information

### a Échantilleurs bloqueurs

La fonction échantillonnage blocage (*sample and hold*) permet de maintenir une grandeur analogique, principalement une tension, constante pendant une durée  $t_e$ , afin qu'elle soit numérisée (Fig. 9). Le maintien de la tension est réalisé grâce à un condensateur dont la charge est commandée par un commutateur analogique piloté par un signal logique.

Il est composé en entrée, d'un montage suiveur (Chapitre 27 tome 1) dont l'impédance d'entrée est infinie et l'impédance de sortie nulle (idéalement), d'un commutateur analogique de résistance de contact nulle, d'un condensateur de maintien sans pertes et d'un étage de sortie d'impédance d'entrée infinie (pour ne pas perturber la tension aux bornes du condensateur) et d'impédance de sortie nulle.



**Fig. 9** Fonction échantillonnage-blocage

Dans la réalité l'échantillonneur bloqueur a des défauts : les 2 principaux sont qu'il existe un temps d'acquisition (ce n'est pas instantané) appelé  $t_a$  (*acquisition time*) : quelques nanosecondes à quelques microsecondes selon les modèles) et qu'il existe un temps d'ouverture (ce n'est pas instantané non plus) appelé  $t_o$  (*aperture time*) temps que met le commutateur à s'ouvrir en générant une erreur de tension dont l'amplitude dépend de la vitesse de croissance du signal à échantillonner (*slew rate*) (quelques centaines de nano-secondes selon les modèles)

Le signal transporté est la somme du signal utile et du bruit rapporté. Une notion importante est le rapport signal-bruit.

Si l'on prend le cas particulier du CD dont la fréquence d'échantillonnage a été fixée à 44,1 kHz, le théorème de Shannon affirme qu'il ne faut pas dépasser une fréquence enregistrée de 22 050 Hz.

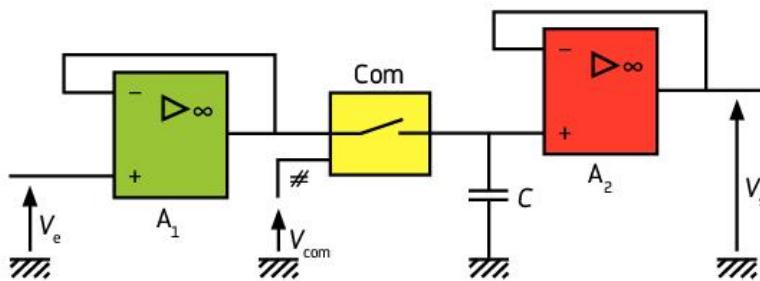


Fig. 10 Schéma de principe de l'échantillonneur bloqueur

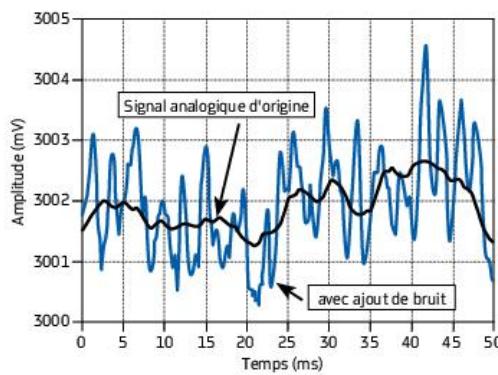
### b Filtre passe-bas (antirepliement, antialiasing)

Lorsqu'on transmet ou que l'on récupère un signal celui-ci se trouve dans un environnement qui peut être plus ou moins parasité. On nomme « bruit » tout phénomène responsable de signaux parasites. Ils se classent en deux grandes catégories :

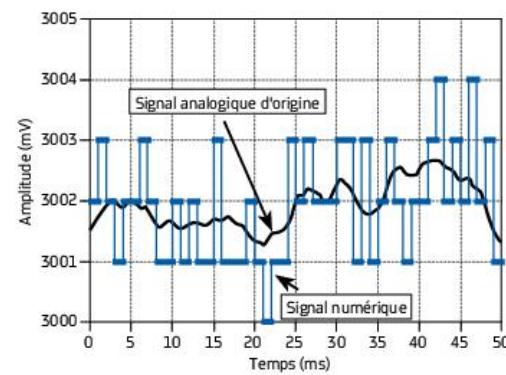
- **les bruits externes** : le bruit industriel c'est-à-dire les moteurs, les tubes fluorescents, le bruit atmosphérique comme les orages par exemple et tout ce qui est rayonnement parasite capté par les antennes ;
- **les bruits internes** : les fluctuations liées à l'origine microscopique des phénomènes électriques, fluctuation intrinsèque des composants (bruit thermique lié à l'agitation thermique dans les composants, bruit de grenaille...).

Sur un signal analogique parasité, ces impulsions représentent un ajout de hautes fréquences au signal de base. Si le point de capture tombe sur une portion saine, l'impulsion est ignorée, mais si le point de capture tombe au milieu de l'impulsion, c'est la valeur à cet endroit précis qui sera enregistrée, introduisant de ce fait une erreur lors de l'enregistrement, car cette valeur sera considérée comme la valeur moyenne sur son intervalle.

Si nous ne « débarrassons » pas le signal de ses parasites avant l'échantillonnage nous allons avoir un résultat (Fig. 11) qui ne représente pas le signal original.



Parasitage par ajout de bruits



Numérisation du signal parasité

Fig. 11 Numérisation d'un signal analogique parasité non filtré

Afin d'éviter ce genre de désagréments, on effectue généralement un filtrage fréquentiel passe-bas **avant** l'opération d'échantillonnage proprement dite, que l'on appelle filtre anti-repliement (*antialiasing filter*) qui laissera passer toutes les fréquences inférieures à la plus haute fréquence correctement restituée, soit la moitié de la fréquence d'échantillonnage.

Un signal sinusoïdal est composé d'une seule raie de fréquence. Le son *la* émis par un diapason a une fréquence de (440 Hz). Nous avons sur la figure 12a sa représentation temporelle et en figure 12b sa représentation fréquentielle.

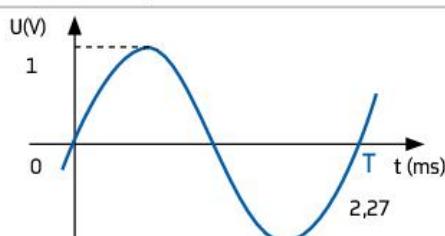


Fig. 12a

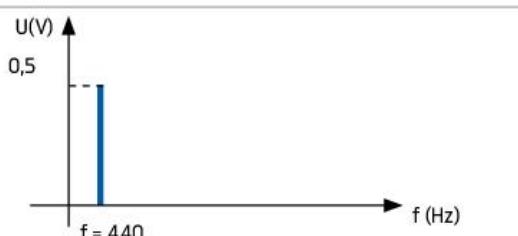


Fig. 12b

En numérisant ce signal à la fréquence  $f_e$  et on va obtenir les signaux suivants :

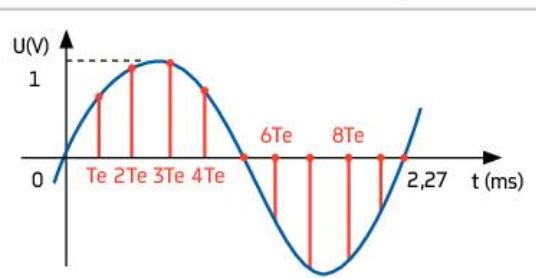


Fig. 13

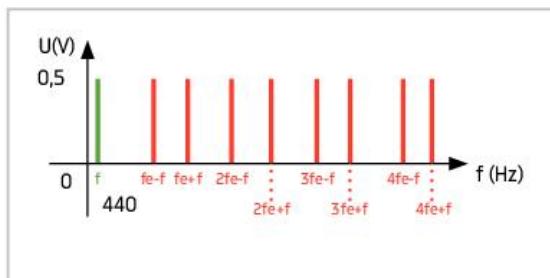


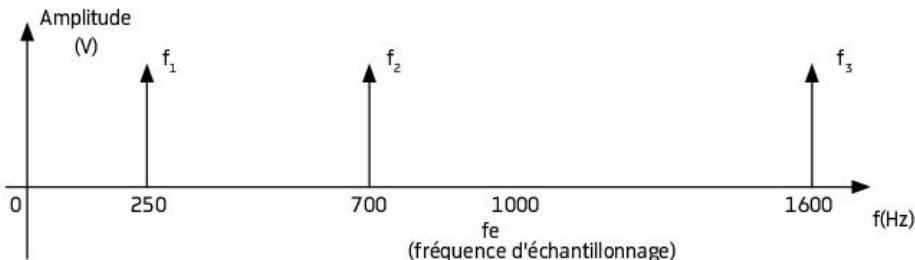
Fig. 14

On constate qu'apparaissent des fréquences qui n'existent pas dans le signal d'origine.

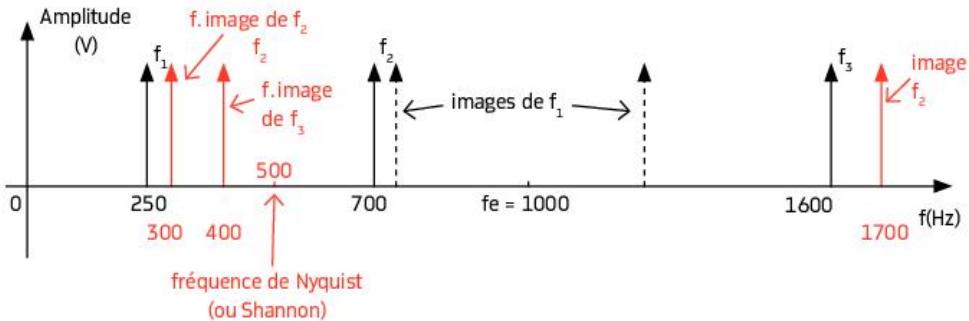
## EXEMPLE

Supposons que l'on veuille enregistrer un message vocal dans la maison à énergie positive.

La fréquence d'échantillonnage  $f_e$  a été (mal) choisie à 1 000 Hz (le filtre passe-bas a une fréquence de coupure de  $\frac{f_e}{2} = 500$  Hz et le signal d'entrée contient les fréquences suivantes : 250 Hz, 700 Hz et 1 600 Hz. Ces fréquences sont représentées sur la figure.



On veut redessiner la représentation fréquentielle après échantillonnage.



Comme le montre la figure, les fréquences inférieures à la fréquence de Shannon (ou Nyquist, c'est-à-dire  $\frac{f_e}{2}$ ) apparaissent repliées. Par exemple,  $f_1$  (250 Hz) apparaît à la bonne fréquence, mais  $f_2$  (700 Hz) et  $f_3$  (1 600 Hz) sont repliées respectivement à 300 Hz et 400 Hz.

On se retrouve donc avec des sons qui vont être transmis alors qu'ils n'existaient pas au départ, tout cela parce que la fréquence d'échantillonnage a été mal choisie ainsi que la fréquence de coupure du filtre passe-bas qui lui est associée.

On représente sur la figure 15 ci-dessous la densité spectrale du signal à convertir (c'est-à-dire l'enveloppe contenant toutes les fréquences, de la plus petite à la plus grande).

Le spectre audible de la voix va de 20 Hz à 20 kHz selon l'âge de la personne et les conditions environnantes. Pour transmettre la voix en téléphonie, on peut se contenter d'un spectre qui va de 300 Hz à 3 kHz. On reconnaît aisément qui parle même si la voix est altérée.

Pour la téléphonie, on prend une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz. On obtient la représentation suivante compte tenu des fréquences de repliement.

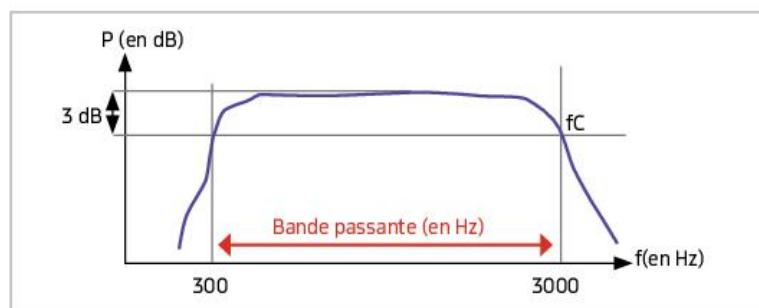


Fig. 15 Spectre audible de la voix

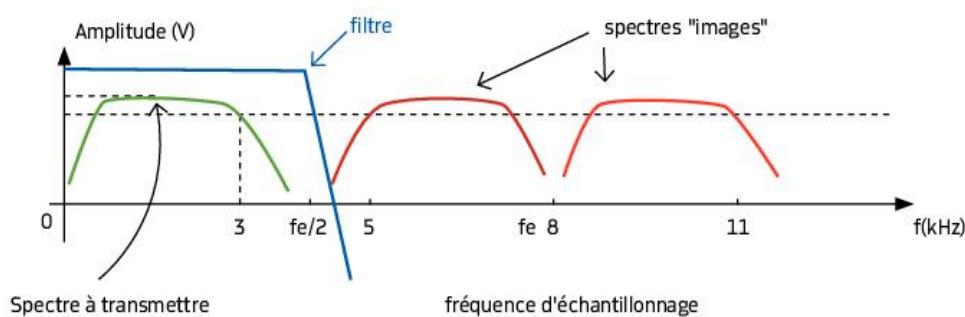


Fig. 16 Spectre d'échantillonnage

En vert on retrouve le spectre à transmettre, en rouge les fréquences « images » (fantômes, alias en anglais). Si on met un filtre à la fréquence de Shannon (Nyquist), c'est-à-dire à  $\frac{f_e}{2}$ , on ne récupérera que le signal utile.

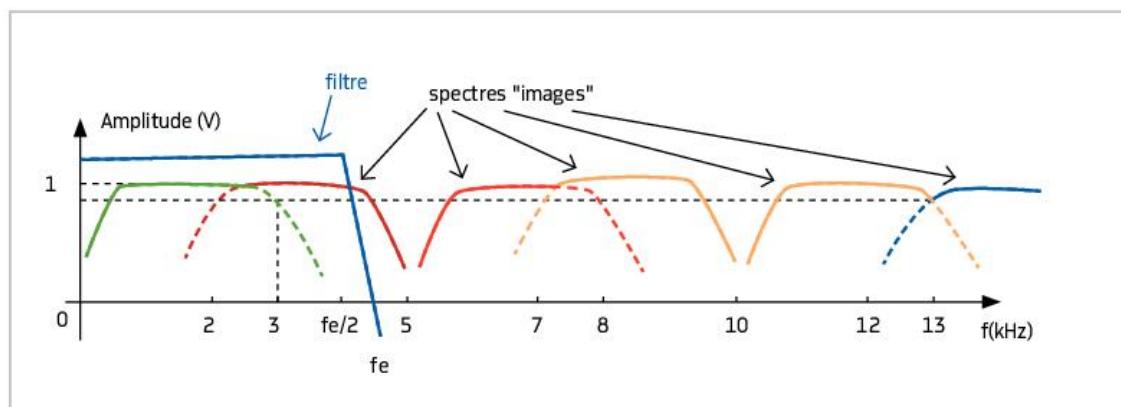


Fig. 17 Spectre d'échantillonnage avec fréquence d'échantillonnage trop basse

Si on échantillonne à une fréquence trop basse (par exemple à 5 kHz), nous obtiendrons le résultat de la figure ci-dessus (Fig. 17).

On constate que quoique le filtre ait une fréquence de coupure de 4 kHz (comme dans le cas de la figure 16), la fréquence d'échantillonnage mal choisie génère des fréquences images qui se trouvent dans le signal à transmettre. Il y a recouvrement des spectres. Ces fréquences de repliement doivent être évidemment éliminées, mais si on baisse la fréquence de coupure du filtre, on altérera le signal « utile » ! Il faut donc connaître le spectre à transmettre, échantillonner, au moins, à une fréquence égale à 2 fois la fréquence maximale contenue dans le spectre  $f_e$  (théorème de Shannon) et filtrer à la fréquence de Shannon  $\frac{f_e}{2}$ .

On voit bien la nécessité de mettre un filtre qui ne laissera passer que le signal réel. On va mettre en place un filtre « passe-bas » qui éliminera les fréquences supérieures à sa fréquence de coupure.

Pour transmettre le son : en qualité téléphonique :  $f_{\max} = 3 \text{ kHz}$ . On échantillonne à  $f_e = 8 \text{ kHz}$ . Chaque échantillon est codé sur 8 bits soit un débit de  $8 \times 8000 = 64 \text{ kbits/s}$ . Pour le transmettre en qualité hi-fi :  $f_{\max} = 20 \text{ kHz}$ . On échantillonne à  $f_e = 44,1 \text{ kHz}$ . Le codage en stéréo est réalisé sur 16 bits soit un débit de  $2 \times 16 \times 44100 = 1,41 \text{ Mbits/s}$ .

Il faut trouver un compromis entre la taille mémoire, la vitesse d'acquisition, la bande passante, etc. La taille mémoire d'un signal numérique non compressé en bits est donnée par :

$$\text{Taille} = D \times f_e \times N \times \text{Nbre de voies}$$

avec  $D$  : durée du signal en seconde.

Débit binaire (bps = bits par seconde) Bit Rate =  $f_e \times N \times \text{Nbre de voies}$ .

	Fréquence d'échantillonnage	Codage	Poids d'une minute de son
Téléphone	8 kHz	8 bits	480 ko
Radio FM	32 kHz	16 bits	3840 ko
CD audio	44,1 kHz	16 bits	5292 ko

Fig. 18 Quelques normes du codage audio

### Filtre passe-bas du 1<sup>er</sup> ordre

Un filtre passe-bas idéal a un rapport d'amplitude constant (1 pour un filtre passif, c'est-à-dire que  $V_s = V_e$ ) dans sa bande passante et  $V_s = 0$  dans la bande coupée.

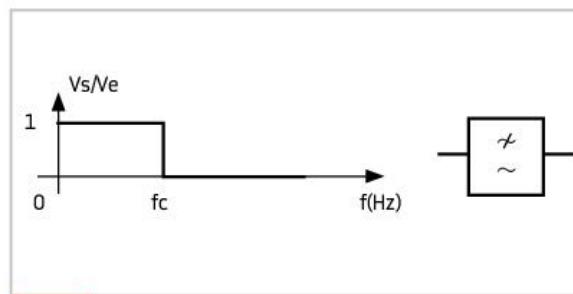


Fig. 19 Gabarit d'un filtre idéal et son symbole schématique

La transition entre les deux états est instantanée. Un filtre idéal n'est pas réalisable, on peut juste essayer de s'en rapprocher. Un filtre passe-bas peut être réalisé de façon analogique ou numérique. Les composants et la configuration du circuit fixeront les différentes caractéristiques du filtre, telles que l'ordre, la fréquence de coupure que l'on pourra représenter par son diagramme de Bode.

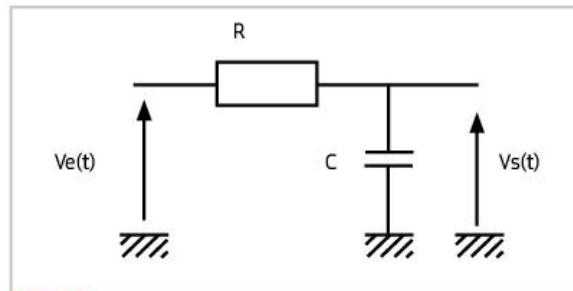


Fig. 20 Filtre passe-bas passif 1<sup>er</sup> ordre

La fonction de transfert  $\frac{V_s}{V_e}$ , pour un signal

$$\text{sinusoïdal est : } \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1+jRC\omega)}$$

On peut obtenir à partir de cette fonction de transfert le diagramme de Bode suivant :

On peut voir sur la figure ci-contre que pour un filtre passif du premier ordre on obtient une atténuation du signal de

$$-3\text{dB} \left( \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \right) \text{ à la fréquence}$$

de coupure  $f_c$  et que pour une fréquence de  $10 \times f_c$  (1 décade plus loin) on obtient une atténuation de -20 db.

De cette manière on atténue fortement toutes les fréquences supérieures à  $f_c$ .

Le diagramme de Bode est la représentation du gain, en décibel (dB) de  $20 \log \frac{|V_s|}{|V_e|}$  en fonction de la fréquence. On représente les asymptotes qui donnent une vue globale du comportement de la fonction. On représente sous l'amplitude, le déphasage de  $V_s$  par rapport à  $V_e$ .

Le plus souvent, le gain et le déphasage sont représentés en fonction de la pulsation  $\omega$  (rad/s). Rappel  $\omega = 2\pi f$ .

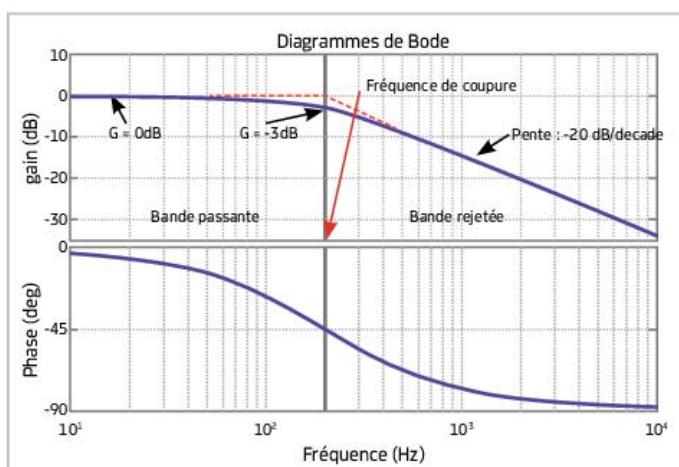


Fig. 21 Diagrammes de Bode du 1<sup>er</sup> ordre

## ACTIVITÉ

1

On se propose de voir l'allure que peut avoir un signal purement sinusoïdal quand il est soumis à un filtre passe-bas réel tel que celui de la figure 21. On imagine une fréquence de coupure de 10 kHz.

Dessinez, en vous aidant des courbes ci-dessus (ou simulez),  $V_s(t)$  en fonction de  $V_e(t)$  aux fréquences suivantes :  $f = 1 \text{ kHz}$ ,  $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $f = 50 \text{ kHz}$ ,  $f = 100 \text{ kHz}$  et  $f = 500 \text{ kHz}$ .

Quelle conclusion en tirez-vous ?

Nous pouvons utiliser des filtres plus efficaces pour réduire l'amplitude des signaux parasites, par exemple un filtre passe-bas du deuxième ordre.

Nous constatons que pour un filtre du deuxième ordre, la pente est beaucoup plus importante, plus « raide ». À la fréquence  $10f_c$  on a maintenant une atténuation de -40 dB !

## ACTIVITÉ

2

On se propose de refaire la même étude avec un filtre passe-bas réel tel que celui de la figure.

On imagine une fréquence de coupure de 10 kHz.

Dessinez, en vous aidant des courbes figure 22 (ou simulez),  $V_s(t)$  en fonction de  $V_e(t)$  aux fréquences:  $f = 1 \text{ kHz}$ ,  $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $f = 50 \text{ kHz}$ ,  $f = 100 \text{ kHz}$  et  $f = 500 \text{ kHz}$ .

Quelle conclusion en tirez-vous par rapport au filtre passe-bas du premier ordre ?

Quelles conclusions en tirez-vous par rapport au filtre passe-bas idéal ?

Vous semble-t-il possible de réaliser réellement un filtre passe-bas idéal ?

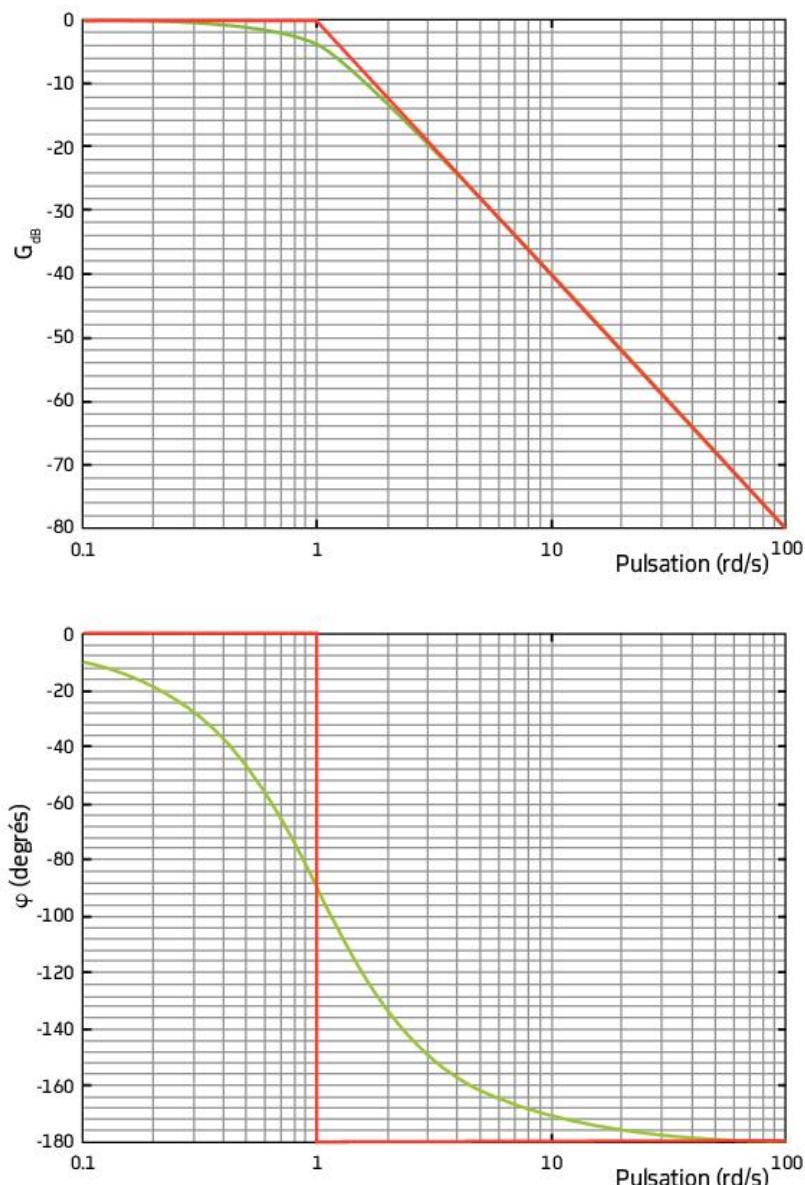


Fig. 22 Diagrammes de Bode 2<sup>e</sup> ordre

Il existe plusieurs familles de filtres analogiques : Butterworth, Tchebychev, Bessel, etc. L'implémentation des filtres d'une même famille se fait généralement en utilisant la même configuration de circuit.

Nom	Gabarit	Symbole	Effet	Utilité
Filtre passe-bas			Toutes les fréquences inférieures à $f_c$ sont conservées, les autres éliminées	Éliminer les parasites
Filtre passe-haut			Toutes les fréquences inférieures à $f_c$ sont éliminées, les autres sont conservées	Couper le continu, attention il laisse passer le bruit...
Filtre passe-bande			Seules les fréquences comprises entre $f_{cb}$ et $f_{ch}$ sont conservées. Les autres sont éliminées	Selectionner les fréquences utiles, typiquement, le mélangeur d'un disc-jockey est constitué d'une série de filtres passes bandes pour sélectionner et mélanger plusieurs gammes de fréquences
Filtre réjecteur de bande			Les fréquences comprises entre $f_{cb}$ et $f_{ch}$ sont éliminées les autres sont conservées	Rejeter les fréquences inutiles : le bruit généré par la fréquence de 50 Hz [fréquence du réseau électrique] dans une installation domestique

Dans le ballon-sonde nous avons plusieurs capteurs. Si le capteur de température est soumis à une variation lente qui autorise un échantillonnage relativement lent, il n'en est pas de même pour le capteur de luminosité qui va être excité par les éclairs. Ce signal a une durée d'environ 200  $\mu$ s. Nous allons voir l'effet d'un filtre passe-bas du 2<sup>e</sup> ordre sur le signal. Pour la simulation nous l'avons rendu périodique ( $f = 5 \text{ kHz}$ ) en gardant sa forme et sa durée.

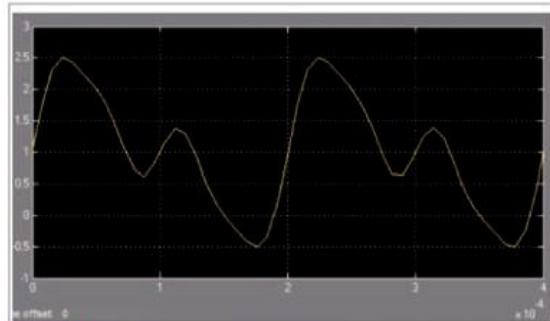


Fig. 23 Signal avant le filtre

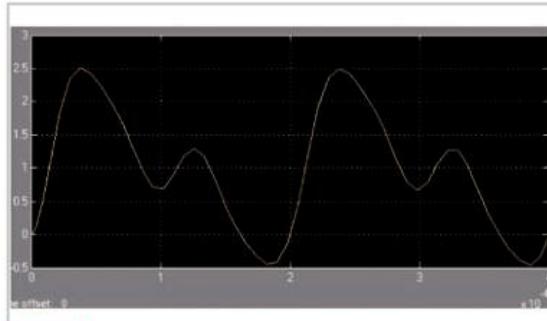


Fig. 24 Signal après le filtre ( $f_c = 20 \text{ kHz}$ )

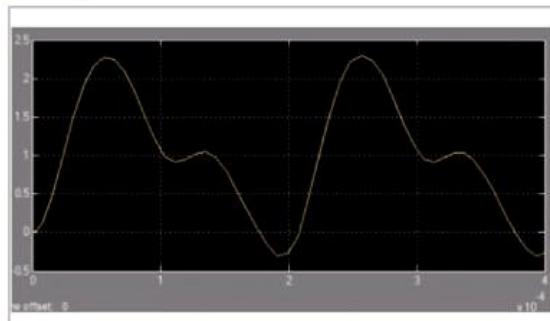


Fig. 25 Signal après le filtre ( $f_c = 10 \text{ kHz}$ )

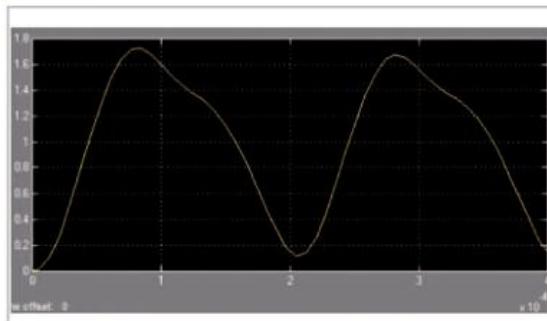


Fig. 26 Signal après le filtre ( $f_c = 5 \text{ kHz}$ )

On constate que le signal original a une fréquence de 5 kHz. Avec un filtre passe-bas du 2<sup>e</sup> ordre et une fréquence de coupure de 20 kHz, le signal n'est pas altéré. Quand on modifie la fréquence de coupure à 10 kHz, le signal est très ressemblant à l'original mais il y a quelques petites différences et l'amplitude du signal a changé. À 5 kHz, on retrouve le signal avec la bonne fréquence mais son allure est modifiée et son amplitude a diminué. Or d'après le théorème de Shannon, nous devons échantillonner à 10 kHz ( $2 \times 5$  kHz) et avoir un filtre avec une fréquence de coupure de 5 kHz. Nous voyons que nous respectons le critère mais que nous déformons obligatoirement le signal.

Intéressons-nous à la transmission d'un son émis par quelqu'un qui parle (ou qui chante) et voyons comment il sera restitué selon que l'on est en qualité CD, à la radio (FM) ou au téléphone. Les problèmes ne sont pas les mêmes : pour le CD il faut privilégier la qualité, (le stockage se fera sur CD). En téléphonie, il faut que le signal soit compréhensible mais qu'il prenne le moins de place possible pour la transmission.

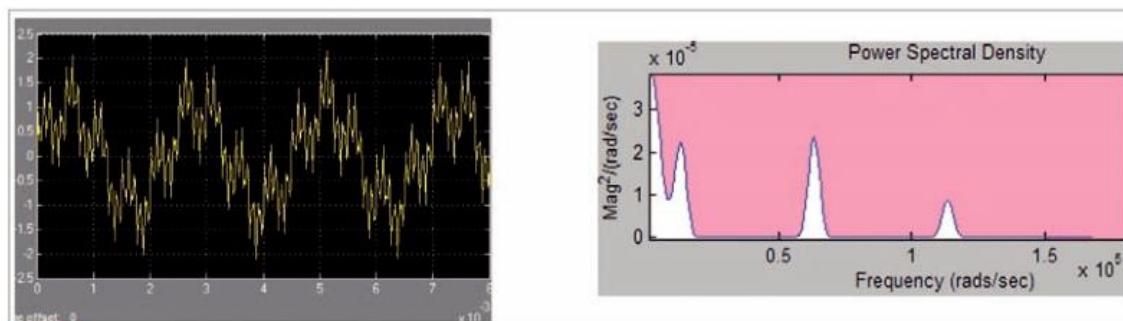


Fig. 27 Signal à transmettre

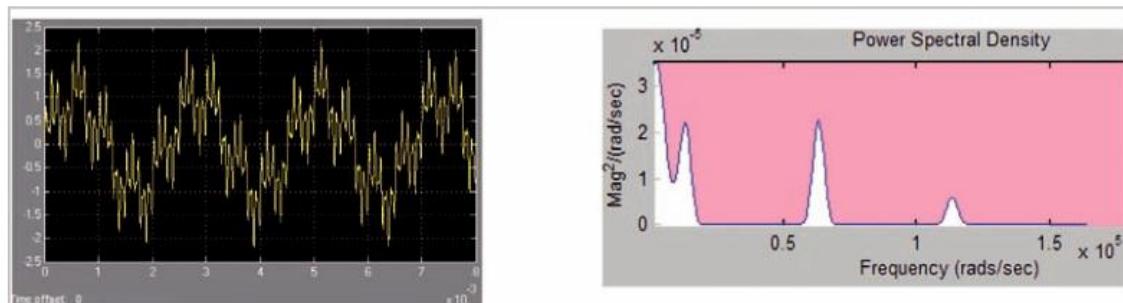


Fig. 28 Signal filtré avec  $f_c = 22$  kHz (CD)

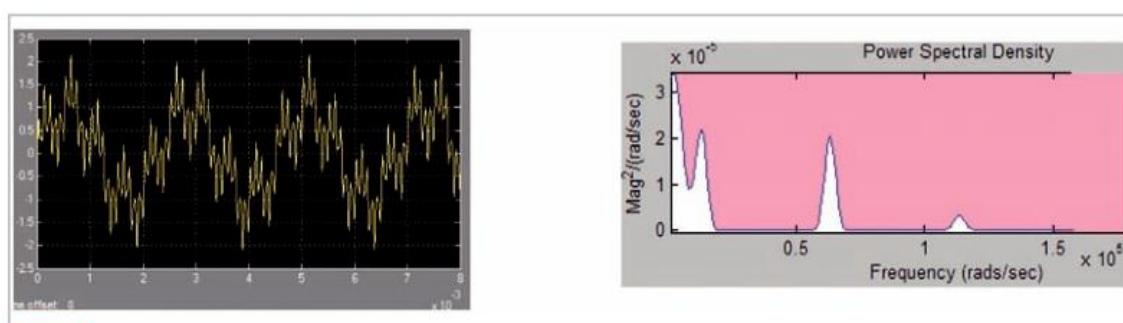


Fig. 29 Signal filtré avec  $f_c = 16$  kHz (FM)

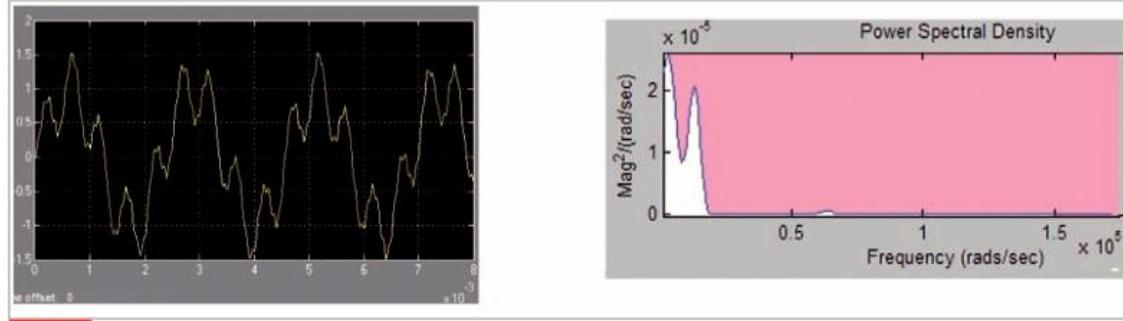


Fig. 30 Signal filtré avec  $f_c = 4$  kHz

On constate que pour le CD, il n'y a pas de pertes. Pour la FM on trouve une perte mineure, en revanche pour la téléphonie, le signal est dégradé mais suffisant pour être tout à fait compréhensible et identifiable.

## C Convertisseur Analogique Numérique : CAN ou ADC (Analog Digital Converter)

### ► Quelques définitions

Les CAN sont définis par plusieurs critères pour pouvoir effectuer un choix parmi les centaines que proposent les constructeurs. Les principales caractéristiques sont la résolution, la plage de conversion, le quantum, la vitesse de conversion, le principe utilisé, la linéarité, le coût, la consommation...

*La résolution :* elle s'exprime en nombre de bits (8, 10, 16, 24...).

*La plage de conversion :* exprimée en volts, elle indique le minimum et le maximum de la tension convertible.

*Le quantum :* exprimé en volts, c'est la quantité minimale que l'on pourra identifier.

C'est le 1 du bit de poids le plus faible LSB (*least significant bit*) (plage de conversion  $\times \left(\frac{1}{2^n}\right)$  avec  $n$  : nombre de bits de la résolution).

Dans cet exemple nous voyons que la résolution est de 3 bits, la plage de conversion de 8 volts (-4 à 4),

$$\text{le quantum de } 1 \text{ V} (8 \times \frac{1}{2^3}) = \frac{8}{8}.$$

*Le temps de conversion* (ou vitesse de conversion) : temps au bout duquel une valeur stable est obtenue à  $\frac{1}{2}$  quantum près.

*La monotonie :* absence d'erreur de codage faisant qu'un code correspondant à une augmentation de l'entrée de 1 quantum ne soit inférieur au précédent c'est-à-dire que les codes successifs sont constamment croissants.

*Erreur de quantification :* si on reprend l'exemple de la figure 31 nous avons la figure 32.

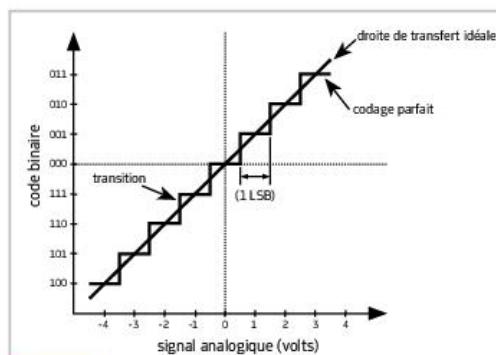


Fig. 31

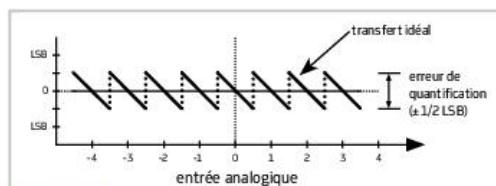


Fig. 32

### ► Quelques principes de conversion

Il existe trois grandes familles de convertisseurs : les convertisseurs série, les convertisseurs parallèles et ceux qui combinent ces deux principes.

#### ► Convertisseur série

Le plus classique est le convertisseur à simple rampe.

On rentre sur un comparateur la tension à convertir. Sur l'autre entrée on a une rampe linéaire connue. Tant que la tension de la rampe est inférieure à celle de la tension à convertir, on compte. On récupère la valeur en sortie sous forme de  $n$  bits.

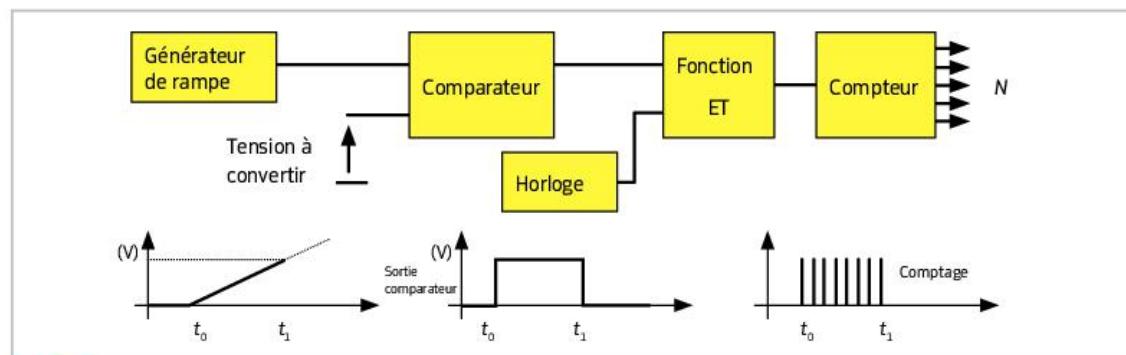


Fig. 33 Convertisseur simple rampe

Cette méthode a un gros inconvénient : la rampe générée doit être stable dans le temps. Or, toutes les rampes que nous verrons sont faites de la même manière c'est-à-dire sur la charge à courant constant d'un condensateur (intégration). Avec le temps, la valeur des composants internes (résistance, condensateur) varie et donc la mesure n'est pas fiable.

### ► CAN à double rampe

Pour éviter ce défaut, on a imaginé un CAN qui fonctionne de la manière suivante :

La tension analogique à convertir  $V_e$  est appliquée à l'entrée du générateur de rampe (comme dans le cas précédent) pendant un temps prédéterminé. Un compteur mesure ce temps soit  $N_1$  impulsions. Ensuite la logique de commande commute l'entrée du générateur de rampe sur une tension de référence  $V_{ref}$  de polarité opposée à la tension  $V_e$ . La tension de sortie décroît linéairement jusqu'à 0. Un compteur mesure la durée de cette décroissance soit  $N_2$  impulsions. La valeur de la tension  $V_e$  est donnée par :

$$\frac{V_e}{V_{ref}} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{T_2}{T_1} \text{ soit } V_e = \frac{V_{ref} \times T_2}{T_1}, \text{ d'où } N_2 = \frac{V_e \times N_1}{V_{ref}}$$

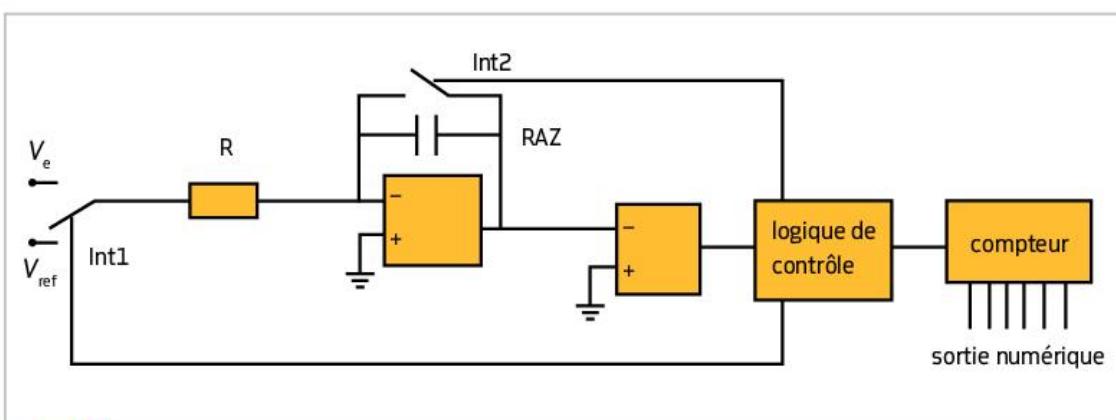


Fig. 34 Convertisseur double rampe

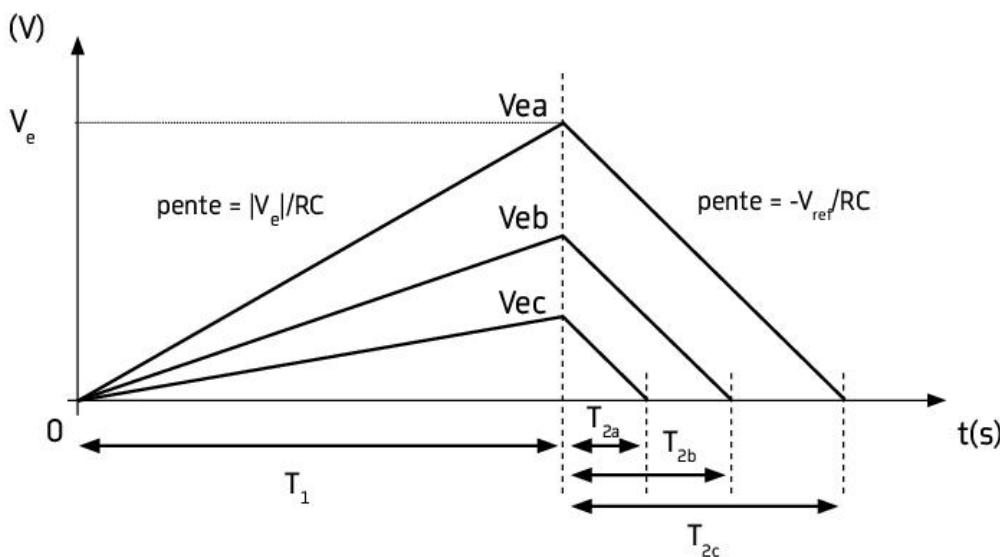


Fig. 35 Charge et décharge des condensateurs

On notera que dans la formule finale, le résultat ne dépend pas du temps et donc du condensateur interne dont la valeur pourrait varier avec le temps !

La première rampe est à durée constante, la seconde à pente constante. La durée de la conversion dépend de la tension à convertir. Plus  $V_e$  est grande plus le temps est long !

## ► CAN à approximations successives (SAR converter)

On les appelle aussi à pesées successives (ou à dichotomie) puisque c'est le même principe que l'on utilise pour effectuer une pesée sur une balance. À chaque coup d'horloge, l'intervalle de recherche est divisé par 2. Au début de la conversion tous les bits de sortie RAS et CAN sont à 0 sauf le MSB qui est à 1.

La valeur présentée est donc égale à  $\frac{V_{ref}}{2}$ .

Cette dernière est comparée à  $V_e$ . Si  $V_e$  est supérieure à  $V_{ref}$  alors on laisse le MSB à 1 sinon on le met à 0. On teste tous les bits de la même manière jusqu'au LSB. Pour un CAN 8 bits on mettra donc 8 fois la période d'horloge.

Cette technologie quoiqu'ancienne est toujours très utilisée. On peut aller jusqu'à 18 bits et quelques MHz. Le temps de conversion est toujours le même quelle que soit la tension à convertir.

## ► Principe de recherche du code numérique

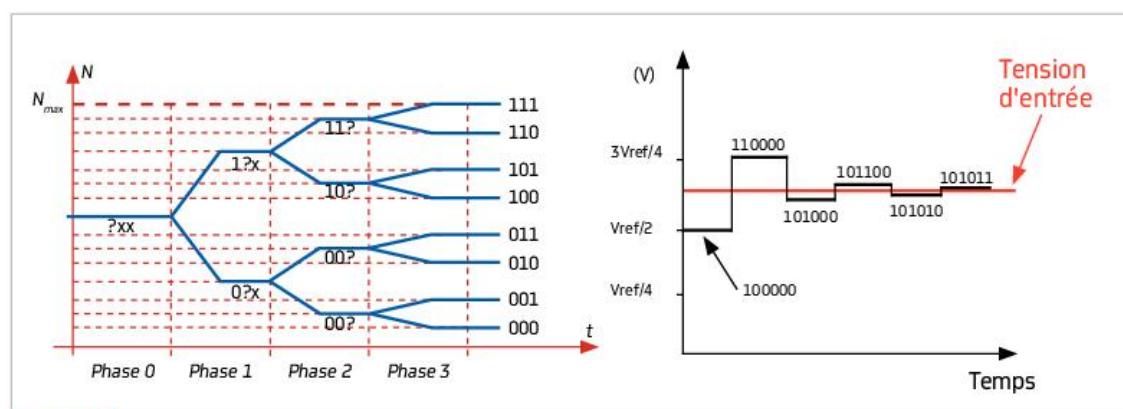


Fig. 36 Principe de recherche du code numérique

### NUM

Nous avons vu les principes les plus simples. Il en existe d'autres comme les CAN à redistribution de charges qui s'appuient sur une batterie de condensateurs.

## ► Convertisseur parallèle.

Le convertisseur « Flash » est composé d'une série de résistances ( $2^n + 1$ ) de même valeur (sauf la 1<sup>re</sup> et la dernière - voir schéma) qui constituent les seuils avec lesquels la tension à convertir sera comparée. Les  $2^n$  comparateurs donnent en sortie 0 ou 1 en allant du LSB au MSB (de bas en haut sur le schéma).

On obtient, par exemple, un résultat sous la forme suivante : 0011111 (5 comparateurs sont à 1). Ce code est ensuite transformé par le décodeur pour avoir un code pondéré qui progresse d'un LSB à la fois (ici nous aurions 101 ; 5 en binaire naturel). **Le résultat est quasi immédiat.**

Il ne dépend essentiellement que du temps de propagation du décodeur. L'inconvénient majeur est le fait que pour un convertisseur 8 bits, il faut 256 résistances, 255 comparateurs et un décodeur à 255 entrées et 8 sorties ! Plus la résolution est grande et plus le CAN sera lent parce que le décodeur sera composé de beaucoup plus d'éléments, augmentant ainsi le temps de propagation. Ce type de CAN est généralement limité à 12 bits ( $2^{12} = 4\,096$ ).

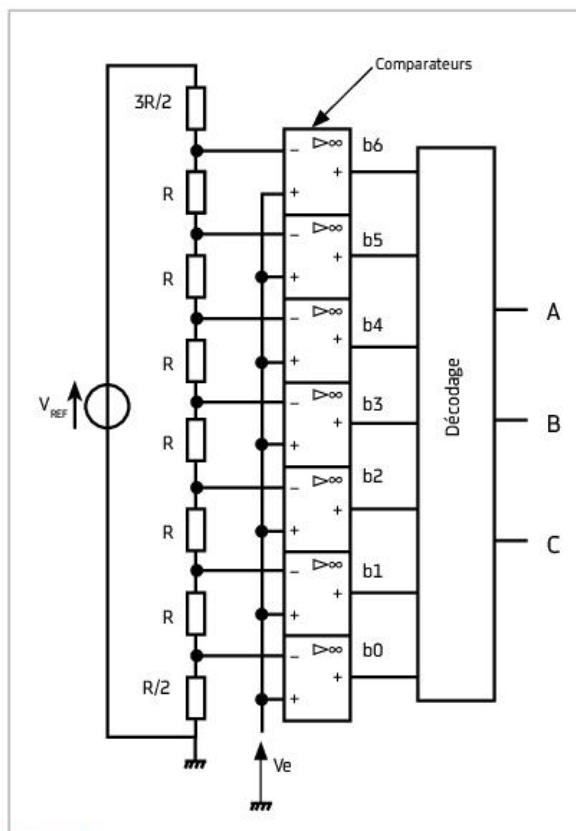


Fig. 37

### ► Convertisseur série-parallèle

Ils allient les avantages des deux familles. On y trouve les CAN multi-step, les Pipeline plus complexes et les CAN Sigma-Delta ( $\sum \Delta$ ) (CAN et CNA), s'intègrent facilement dans les circuits intégrés. Ils sont dominants sur les marchés audio. Le suréchantillonnage inhérent dans ces convertisseurs permet de diminuer énormément les exigences sur le filtre antirepliement CAN et le filtre de reconstruction CNA. Ils seront vus en spécialité terminale.

Tableau comparatif de quelques CAN

Référence	Principe de conversion	Résolution	Puissance consommée	Durée de conversion	Erreur de linéarité	Prix
AD7914	Approximations successives	10 bits	13,5 mW	800 ns	$\pm 0,5$ LSB	3 €
ICL7109	Double rampe	12 bits	3,5 mW	10 ms	$\pm 1$ LSB	6 €
AD9057	Flash	8 bits	220 mW	11 ns	$\pm 0,75$ LSB	3 €
AD9260	Sigma delta	16 bits	637 mW	13 ns	$\pm 0,75$ LSB	47 €
AD9480	Pipeline	8 bits	698 mW		$\pm 0,25$ LSB	16 €

	Flash	Pipeline	Approximations Successives	Double rampe	Sigma Delta
Vitesse	A	B	D	E	D
Consommation	E	C	B	B	C
Précision	E	B	B	B	A

A : excellent  
B : bon  
C : assez bon  
D : moyen  
E : médiocre

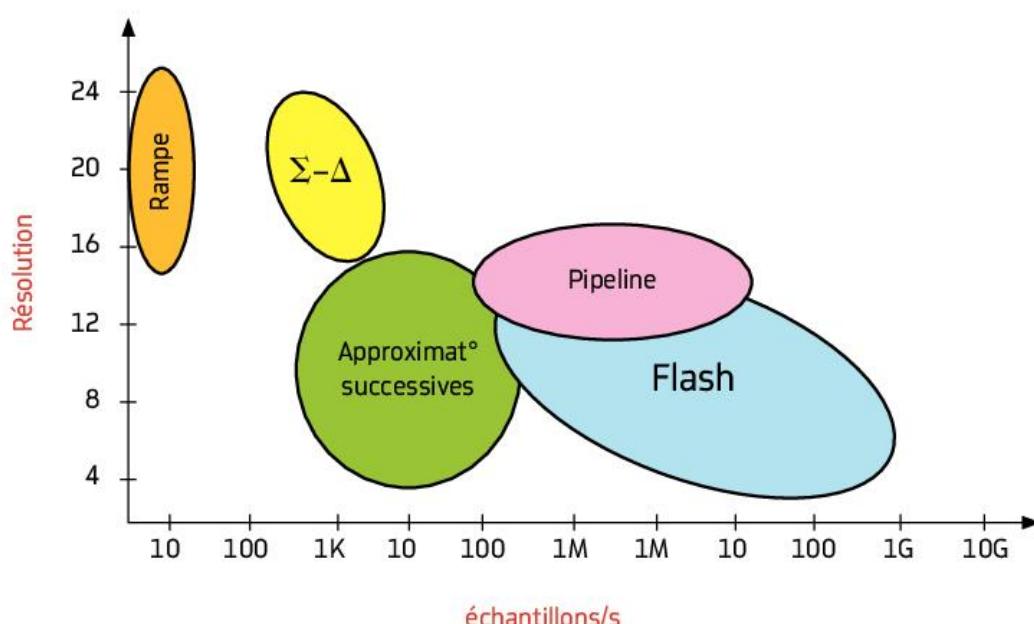


Fig. 38 Utilisation des différentes technologies en fonction de la résolution et de la fréquence d'échantillonage

## d Les CNA : convertisseur numérique analogique

À la fin de la chaîne de traitement, il faut restituer le signal sous forme analogique pour pouvoir commander les actionneurs. Le rôle des CNA est de fournir une tension analogique image d'un signal numérique échantillonné (Fig.39).

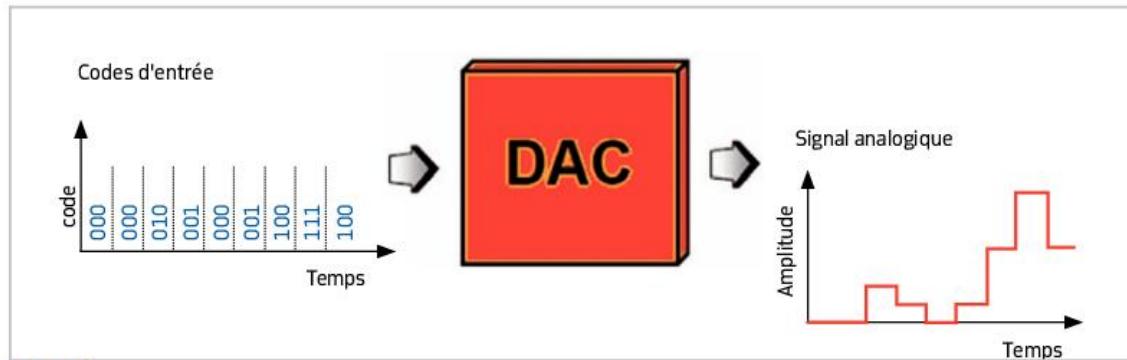


Fig. 39 Fonction d'un CNA

Pour les CNA à résistances, on distingue 2 technologies, les CNA à résistances pondérées et les CNA à réseau  $\frac{R}{2R}$ .

### ► CNA à résistances pondérées

$$\text{On démontre que : } V_s = -V_{\text{ref}} \times \left( a_0 + \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{4} + \dots + \frac{a_{n-1}}{2^{n-1}} \right).$$

(Tome 1, chapitre 27)

Ce montage est suivi d'un amplificateur inverseur pour avoir  $V_s$  positif.

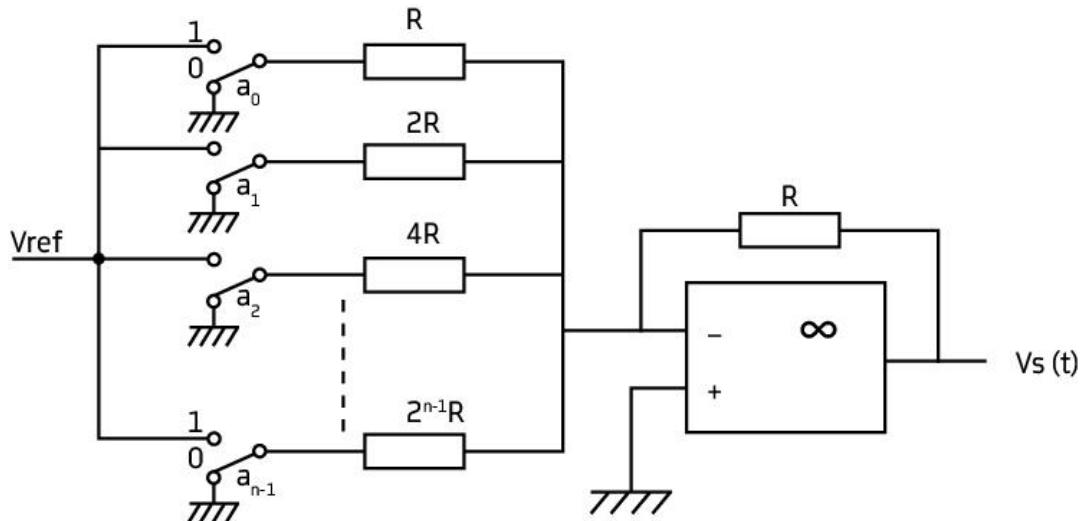


Fig. 40 CNA à résistances pondérées

Le principe de ce convertisseur est très simple mais il est limité à quelques bits de conversion. En effet, il est difficile d'obtenir des valeurs de résistances qui restent proportionnelles entre elles et qui ont la même plage de variation en fonction de la température.

► CNA à réseau  $\frac{R}{2R}$

Ce montage utilise un ALI ainsi qu'un réseau d'éléments résistifs  $R, 2R$ .

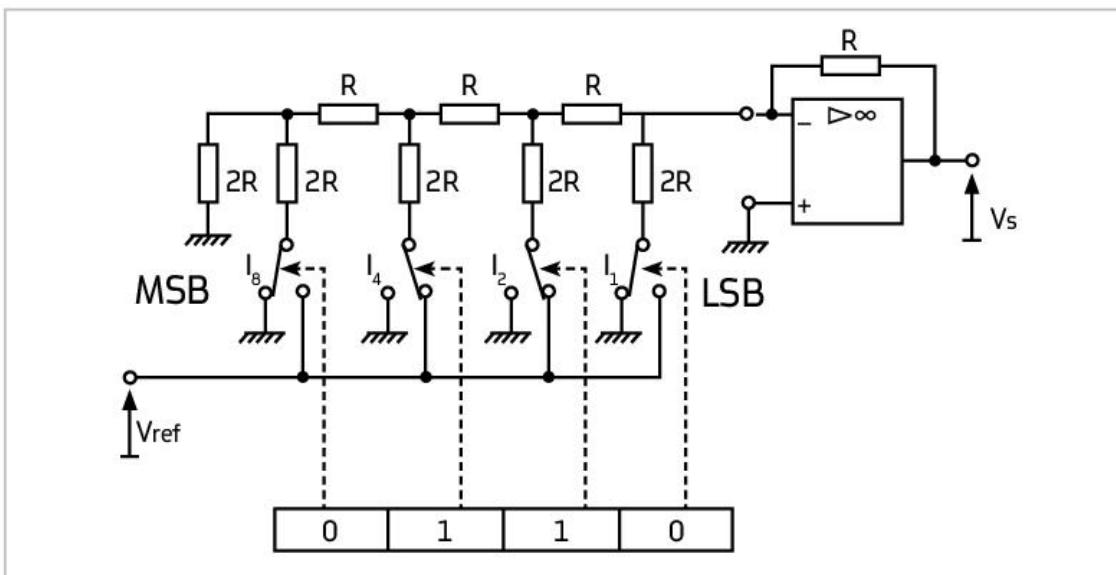


Fig. 41 CNA à réseau R/2R

$$\text{On démontre que : } V_s = -V_{\text{ref}} \times \left( a_0 + \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{4} + \dots + \frac{a_{n-1}}{2^{n-1}} \right).$$

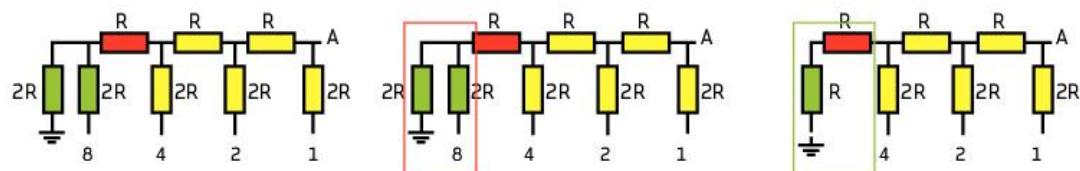


Fig. 42

Dans le cadre rouge, nous voyons que nous avons 2 résistances de valeur  $2R$  en parallèle : la résistance équivalente est égale à  $R$ . Cette résistance est remplacée dans le cadre vert et se retrouve en série avec une autre résistance de valeur  $R$ . La somme donne  $2R$  en parallèle avec  $2R$ , etc. Vue du point A, la résistance est toujours égale à  $R$ . L'avantage de ce montage est qu'il ne nécessite que 2 valeurs de résistances.

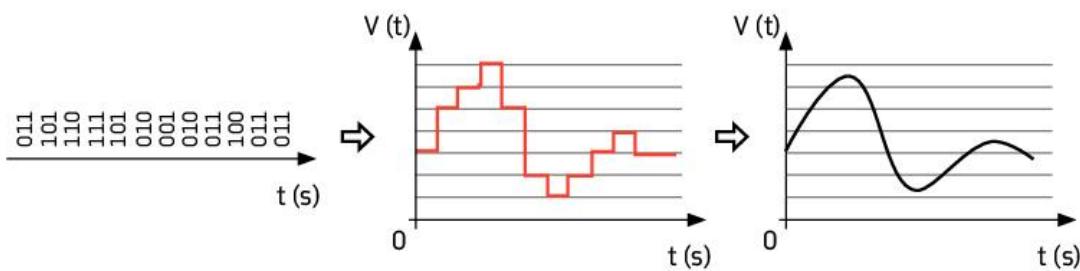


Fig. 43

Nous venons de voir comment passer d'un code numérique à un signal analogique. Celui-ci se compose d'une suite de paliers. Nous allons donc « lisser » ce signal pour obtenir un signal analogique continu. Pour cela un filtre passe-bas (comme nous l'avons vu plus haut dans le chapitre) suffira.

## 3

## CODEC : COdeur-DECodeur (COde-DECode en anglais) ou COMpression-DECompression

Nous avons vu qu'il faut sans cesse faire un compromis entre la qualité de restitution et la taille mémoire dont on dispose. Le tableau (Fig. 18) résume bien ce dilemme.

Il existe des composants (circuit intégré ou logiciel) spécialement conçus pour répondre à ce problème. En entrée, les codecs encodent des flux ou des signaux pour la transmission (Chapitre 17), le stockage et le cryptage des données. Pour la restitution de ces données, ils les décodent.

On les utilise essentiellement dans le domaine de la téléphonie et de la vidéo. Ils servent en fait à compresser un signal, c'est-à-dire à réduire sa taille sans que le signal ne soit trop altéré.

C'est le cas du MP3 (Mpeg-1 Audio Layer 3), qui va permettre de compresser le signal en éliminant, définitivement, ce qui est supposé ne pas être perçu par l'oreille. C'est la raison pour laquelle les « vrais » musiciens n'écoutent jamais de morceaux de musique codés en MP3.

L'énorme avantage est évident : le taux de compression est d'environ  $\frac{1}{12}$  pour une perte mineure de qualité. On peut stocker le contenu de plus de 10 albums sur un CD vierge !

Voici ci-dessous un extrait de la fiche de données constructeur (data sheet) d'un Codec de Texas Instruments : le PCM3010.

Comme on peut lire, il s'agit d'un codec audio stéréo de 24 bits. Les convertisseurs utilisent la technologie sigma-delta. Les filtres antirepliement des CAN et les filtres de lissage des CNA sont inclus.


**Burr-Brown Products  
from Texas Instruments**

**PCM3010**

**24-BIT STEREO AUDIO CODEC WITH 96-kHz ADC, 192-kHz DAC, AND SINGLE-ENDED ANALOG INPUT/OUTPUT**

---

**FEATURES**

- 24-Bit Delta-Sigma ADC and DAC
- Stereo ADC:
  - Single-Ended Voltage Input: 3 Vp-p
  - Antialiasing Filter Included
  - 1/128, 1/64 Decimation Filter:
    - Pass-Band Ripple: ±0.05 dB
    - Stop-Band Attenuation: –65 dB
  - On-Chip High-Pass Filter: 0.84 Hz at  $f_S = 44.1$  kHz
  - High Performance:
    - THD+N: –95 dB (Typical)
    - SNR: 100 dB (Typical)
    - Dynamic Range: 102 dB (Typical)
- Stereo DAC:
  - Single-Ended Voltage Output: 3 Vp-p
  - Analog Low-Pass Filter Included
  - ×8 Oversampling Digital Filter:
    - Pass-Band Ripple: ±0.03 dB
    - Stop-Band Attenuation: –50 dB
  - High Performance:
    - THD+N: –96 dB (Typical)
    - SNR: 104 dB (Typical)
    - Dynamic Range: 104 dB (Typical)
- Multiple Functions:
  - 16-, 24-Bit Audio Data Formats

- Sampling Rate: 16–96 kHz (ADC), 16–192 kHz (DAC)
- System Clock: 128  $f_S$ , 192  $f_S$ , 256  $f_S$ , 384  $f_S$ , 512  $f_S$ , 768  $f_S$
- Dual Power Supplies: 5 V for Analog and 3.3 V for Digital

**APPLICATIONS**

- DVD Recorders
- CD Recorders
- PC Audio
- Sound Control System

**DESCRIPTION**

The PCM3010 is a low-cost single-chip 24-, 16-bit stereo audio codec (ADC and DAC) with single-ended analog voltage input and output. Both the analog-to-digital converters (ADCs) and digital-to-analog converters (DACs) employ delta-sigma modulation with 64-times oversampling. The ADCs include a digital decimation filter with a high-pass filter, and the DACs include an 8-times-oversampling digital interpolation filter. The DACs also include a digital de-emphasis function. The PCM3010 accepts four different audio data formats for the ADC and DAC.

Fig. 44 Extrait d'une fiche de données constructeur : PCM 3010 de Texas Instruments

On reconnaît en rose les convertisseurs, en jaune le suréchantillonnage avec les filtres. En bleu les sorties analogiques (droite et gauche). En vert interface audio qui permet de sortir le signal pour le transmettre, le traitement et la compression faits (Dout) ou bien l'acquisition du signal émis compressé (Din) qu'il faut décompresser pour les sorties analogiques.

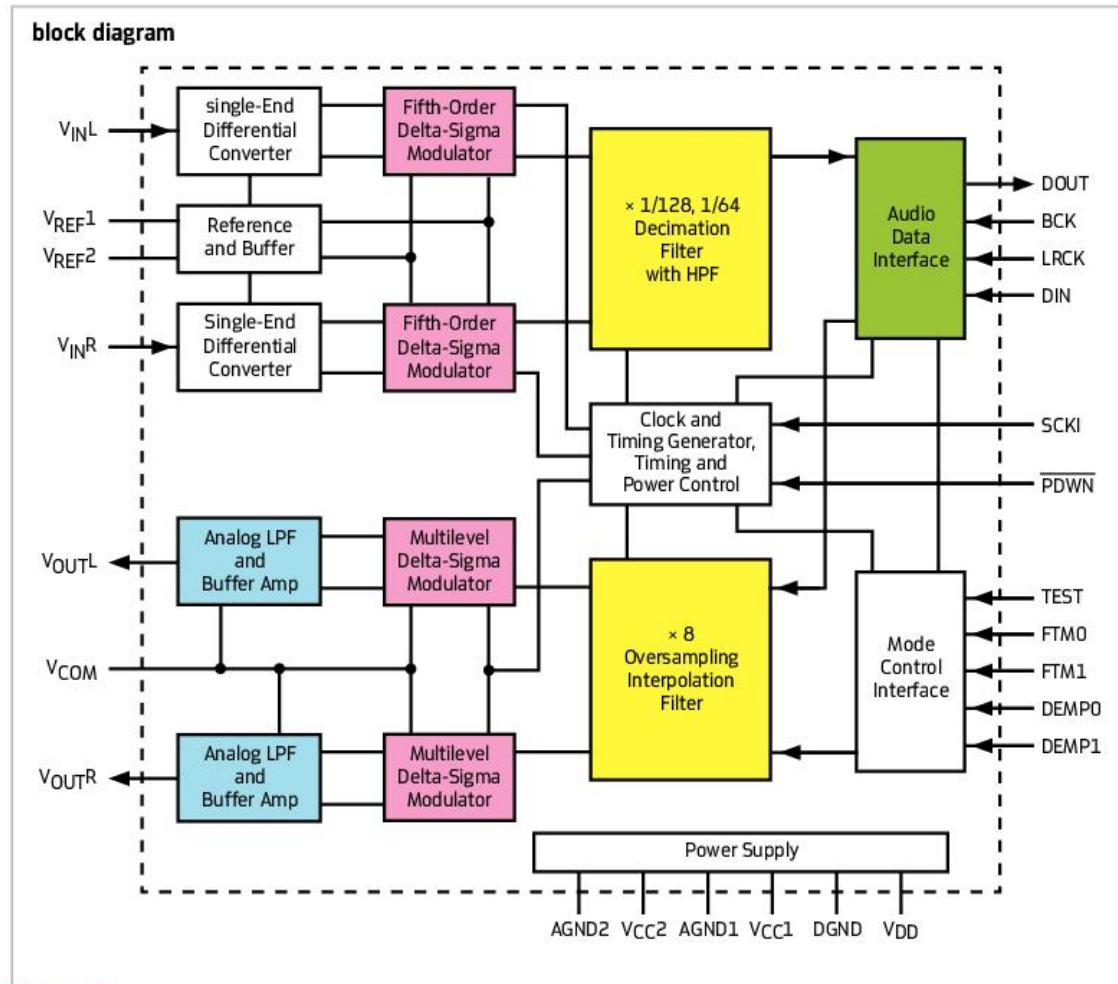


Fig. 45 Codec du PCM3010 de Texas Instrument

### NUM

Le codec peut être logiciel et matériel et il est essentiellement utilisé pour le traitement de l'audio et pour la téléphonie.

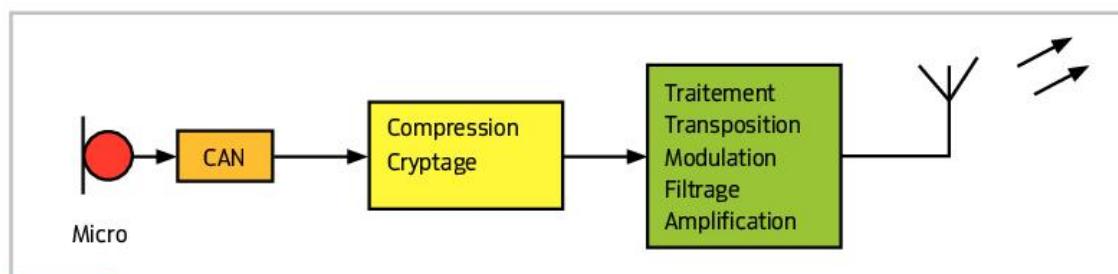


Fig. 46 Schéma fonctionnel d'un téléphone mobile en émission

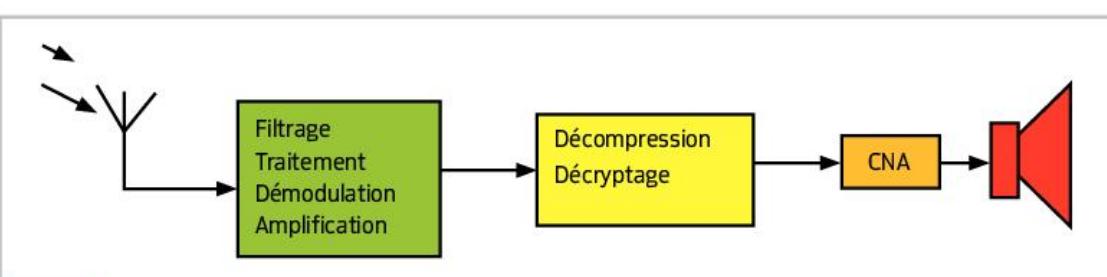


Fig. 47 Schéma fonctionnel d'un téléphone mobile en réception

Il existe des kits d'évaluation qui permettent d'évaluer les performances des codecs avec une liaison vers un PC et des interfaces graphiques (par exemple MC 145537 EVK de Motorola). Il existe aussi des circuits qui permettent, avec une mise en œuvre simple, d'enregistrer des messages sonores et de les restituer (par exemple ISD 2590).

## SYNTHÈSE

D'après le théorème de **Shannon**, pour que l'échantillonnage à la fréquence  $f_e$  d'un signal soit correct, celui-ci ne doit contenir aucune composante de fréquence supérieure ou égale à  $\frac{f_e}{2}$ .

Pour cette raison, la fréquence  $\frac{f_e}{2}$  est appelée fréquence de **Shannon (ou de Nyquist)**.

Si une composante fréquentielle du signal d'entrée devait, par erreur, dépasser  $0,5f_e$ , il ne serait alors plus possible de retrouver le signal analogique d'origine à partir de ses échantillons.

En effet, cette composante du signal échantillonné serait perçue comme étant de fréquence plus basse et viendrait s'ajouter aux autres, les « bonnes », comprises entre les fréquences 0 et  $\frac{f_e}{2}$ . Et ce, de manière irréversible.

La fréquence "fantôme" qui apparaît dans ce cas est appelée fréquence de repliement ou, en anglais, « alias frequency ».

Pour éviter ce repliement du spectre, tout convertisseur analogique numérique sera précédé d'un filtre analogique de type passe-bas qui ne laissera passer que les signaux de fréquence inférieure à  $\frac{f_e}{2}$ . Ce filtre porte le nom de filtre antialiasing, filtre anti-repliement ou encore filtre anti-recouvrement.

Il est évident que le filtre antialiasing est d'abord calculé pour laisser passer les fréquences « utiles » du signal et que la fréquence d'échantillonnage est ensuite choisie en conséquence. Attention aucun filtre numérique ne peut convenir et seul un filtre analogique peut remplir le rôle d'un filtre anti-repliement !

Le choix du convertisseur se fait en fonction du signal que l'on a à traiter. Les principaux critères de choix sont : la résolution, la vitesse, la précision, le prix... Plus la conversion est « fine » et rapide, plus il faut un espace important pour stocker les données et moins on a de temps pour les traiter. De plus, cela prendra plus de place sur les canaux de transmission de l'information.

Pour restituer le signal on fait le chemin inverse et on finit par lisser le signal par « paliers » avec un filtre passe-bas.

Les CODEC sont des logiciels ou des circuits intégrés qui font l'acquisition, la compression, le traitement et la restitution. On les trouve dans le domaine audio et vidéo.

## POUR S'ENTRAÎNER

### 1 Complétez le tableau suivant :

Plage de conversion (V)	0 - 5	0 - 5	0 - 5	0 - 5
Nombre de bits	8	10	12	16
Nombre de points	256			
Quantum (mV)	19,5			

### 2 Question de cours

Énoncez le théorème de Shannon.

Illustrez le repliement spectral si on a des fréquences à 200 Hz, 500 Hz, 1 200 Hz et 1 500 Hz et une fréquence d'échantillonnage de 1 000 Hz.

Comment se protéger des erreurs dues au repliement spectral ? Dessinez un schéma structurel qui pourrait répondre à ce besoin.

Si la fréquence d'échantillonnage a été bien choisie,

quelle doit être la fréquence de coupure du filtre passe-bas ? Calculez la valeur des composants qui composent votre schéma.

Justifiez la fréquence d'échantillonnage de 44 100 Hz pour les CD audio.

Combien y a-t-il de pas de quantification si  $N = 10$  bits ?  $N = 12$  bits ?

Calculez la taille et le débit binaire (bit rate) associé à un signal de 3 minutes échantillonné à 8 kHz sur 8 bits et 1 voie.

### 3 Les convertisseurs à approximations successives (SAR)

En vous appuyant sur la figure 36, montrez graphiquement les étapes suivies si la tension à convertir est 2,2 V et que l'échelle de conversion est de 0-5 V. Même question pour 3,9 V.

### 4 Les convertisseurs flash

Dessinez le schéma de principe d'un convertisseur flash 3 bits qui donne le tableau suivant : (8 bits ; plage d'entrée 0-5V)

Ve	État de sorties des comparateurs							États de sortie du décodeur		
	a0	a1	a2	a3	a4	a5	a6	C	B	A
0 < Ve < 0,625	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0,625 < Ve < 1,25	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1,25 < Ve < 1,875	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
1,875 < Ve < 2,5	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
2,5 < Ve < 3,125	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0
3,125 < Ve < 3,75	1	1	1	1	1	0	0	1	0	1
3,75 < Ve < 4,375	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0
4,375 < Ve < 5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

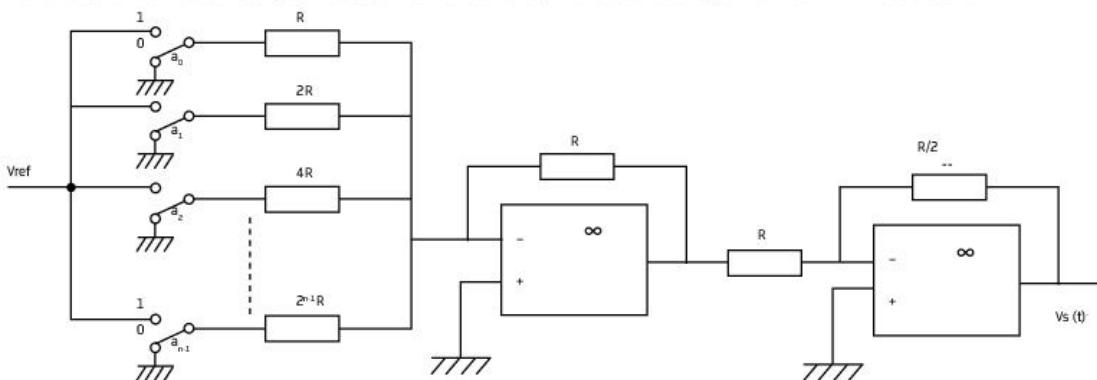
Donnez les équations de A, B et C en fonction de  $a_0, a_1 \dots a_7$ .

## 5 Les CNA à résistances pondérées

À partir d'un CNA 4 bits avec  $V_{ref} = 5$  V dont le schéma structurel est donné ci-dessous, calculez  $V_s$  si :

$$a_0 = a_1 = a_2 = a_3 = 0.$$

Refaites le même calcul pour les combinaisons suivantes : 0001, 0101 et 1111. Concluez.



## POUR ALLER PLUS LOIN

NUM

## 6 Le ballon sonde

Dans le ballon-sonde nous avons plusieurs capteurs. L'un d'eux capte la température.

Le ballon monte à une vitesse de 5 m/s et la température mesurée varie de 20 °C au sol à - 60 °C à 11 000 m d'altitude (tropopause).

Nous allons considérer que l'ascension et la variation de température sont linéaires.

Tracez l'élévation du ballon (0 à 11 000 m) en fonction du temps.

Tracez l'évolution de la température pendant ce même temps (valeur initiale 20 °C).

On choisit de relever la température toutes les secondes. Ce choix vous paraît-il judicieux ?

Le convertisseur choisi est un AD670SD 8 bits. Calculez le quantum de ce convertisseur en sachant qu'on a choisi de travailler sur une plage de 0 à 2,55 V. (Voir document constructeur.)

La chaîne d'acquisition a été calculée de façon à avoir en entrée du CAN 0,5 V pour 20 °C et 4 V à - 60 °C.

Calculez le temps qu'il faut pour avoir une variation d'un quantum. Le choix de l'AD670SD vous paraît-il judicieux ?