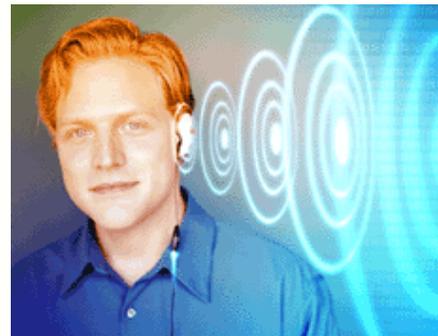
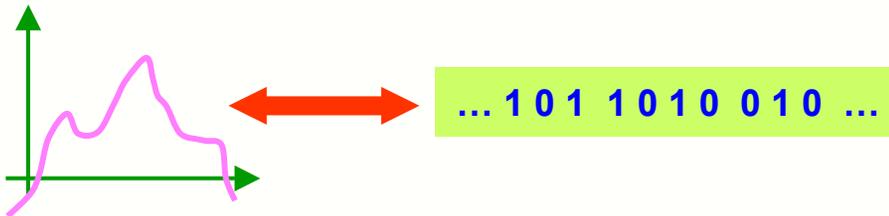




# La conversion de données





## Acquisition

- 1- De l'analogique vers le numérique
- 2- Exemples de systèmes numériques grand-public
- 3- Exemples de systèmes numériques professionnels
- 4- Échantillonnage d'un signal analogique
- 5- Exemple de signaux échantillonnés
- 6- Calcul du spectre d'un signal échantillonné
- 7- Spectre d'un signal sinusoïdal échantillonné
- 8- Spectre d'un signal quelconque échantillonné
- 9- Choix de la fréquence d'échantillonnage
- 10- La vie de Claude E. Shannon
- 11- Exemples de fréquences d'échantillonnage
- 12- Le phénomène de repliement de spectre
- 13- Le filtre anti repliement
- 14- Illustration du rôle du filtre anti repliement
- 15- Exemples de filtres anti repliement
- 16- Filtre anti repliement numérique
- 17- Système d'acquisition à  $f_e$  réglable
- 18- L'échantillonneur-bloqueur
- 19- La quantification linéaire
- 20- L'erreur liée à la quantification
- 21- Le bruit de quantification
- 22- Amplitude du signal et rapport S/B
- 23- Les quantifications non-linéaires

## Restitution

- 24- Restitution d'un signal analogique
- 25- La courbe de réponse du bloqueur
- 26- Spectre du signal en sortie du bloqueur
- 27- Filtre compensateur de sinus cardinal
- 28- Circuit d'entrée-sortie pour DSP
- 29- Restitution par suréchantillonnage
- 30- Exemple de circuit à suréchantillonnage
- 31- Exemple de carte d'acquisition
- 32- Exemple d'enceintes acoustiques numériques
- 33- Exemple d'analyseur de signal FFT
- 34- Les différents types de filtres passe-bas





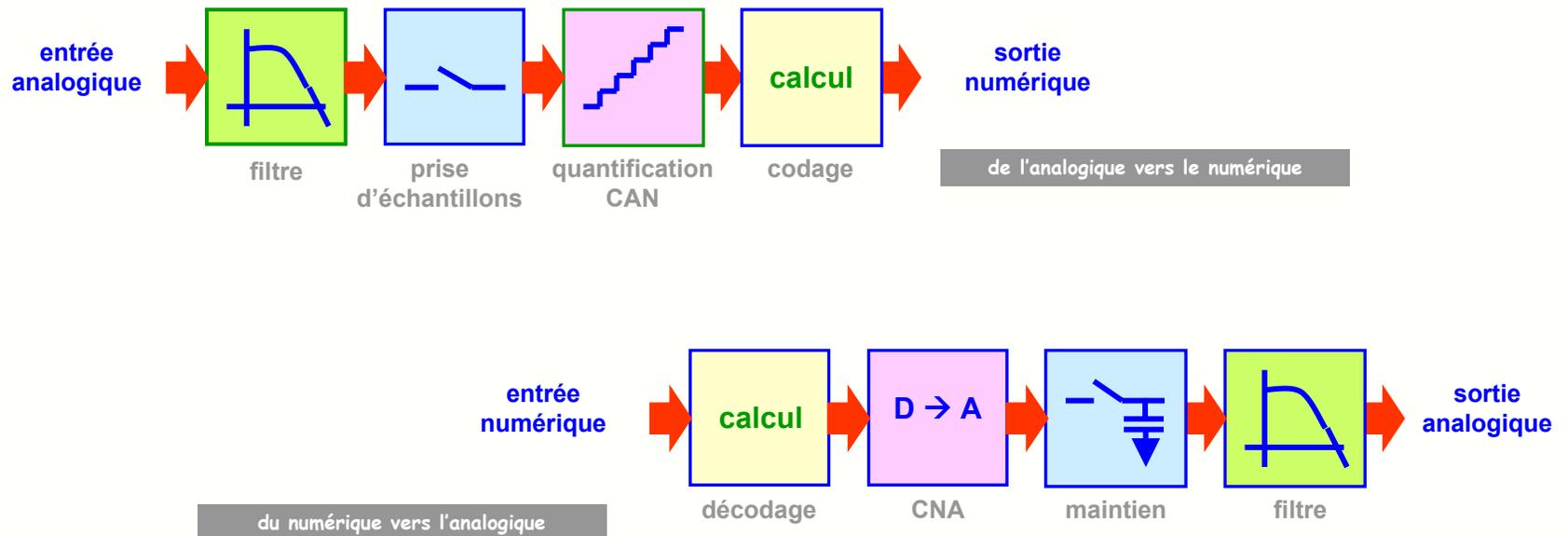
# 1- De l'analogique vers le numérique



Les signaux usuels ( musique, image, signaux biologiques, données issues de capteurs ...) sont le plus souvent des grandeurs **analogiques** continues qu'il est difficile de stocker ou de transmettre sans dégradation.

Les dernières années ont été marquées par le passage sans doute irréversible à la **numérisation** des signaux avec des avantages certains :

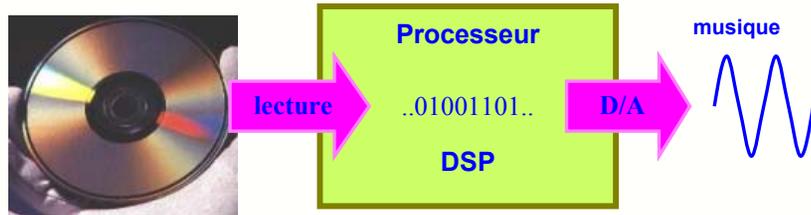
- la **dynamique** et la **bande passante** très bonnes si on respecte certaines règles simples
- les **parasites** ou **bruit de fond électrique**, s'ils restent raisonnables, n'ont plus d'influence sur la qualité du signal
- la copie, la transmission par radio, le traitement et la mémorisation du signal n'entraînent en général **pas de perte de qualité**
- en cas d'erreurs de transmission ou de lecture, des **circuits de détection et de correction d'erreurs** peuvent reconstituer le signal



L'objet de ce cours est de préciser les phénomènes physiques mis en œuvre lors du passage du signal analogique au signal numérique et de préciser les règles à respecter pour une numérisation correcte.

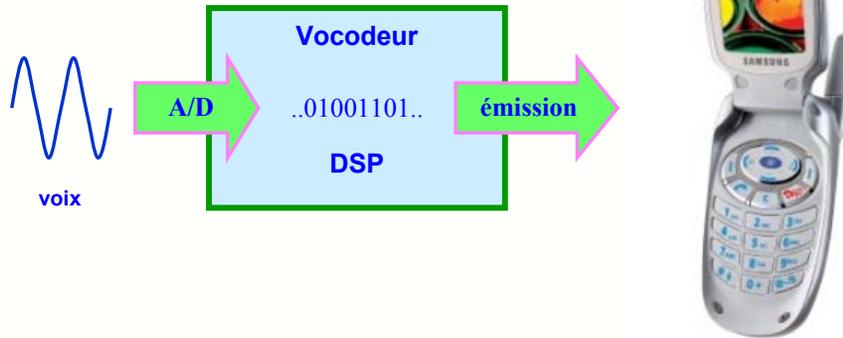


## 2- Exemples de systèmes numériques grand-public

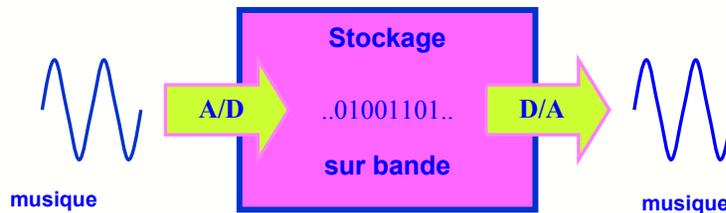


Lecteur CD

Lecteur MP3



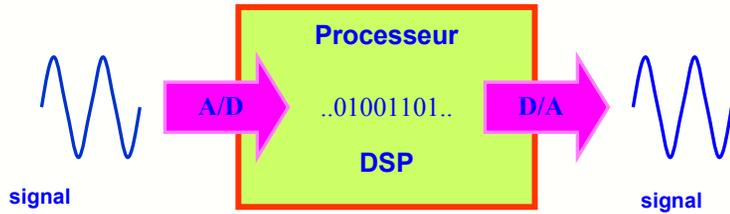
Téléphone GSM



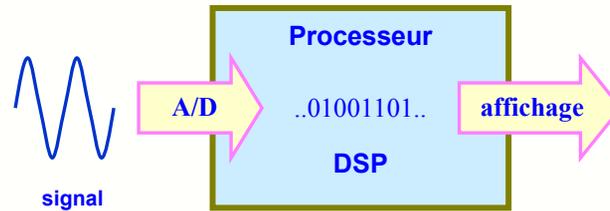
Magnétophone DAT



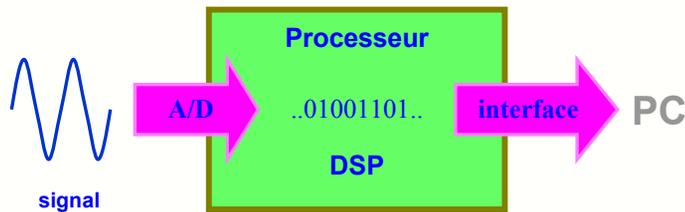
### 3- Exemples de systèmes numériques industriels



Filtre numérique (correcteur PID)



Analyseur de spectre FFT



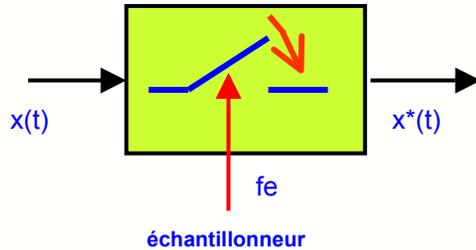
Carte d'acquisition



# 4- Échantillonnage d'un signal analogique



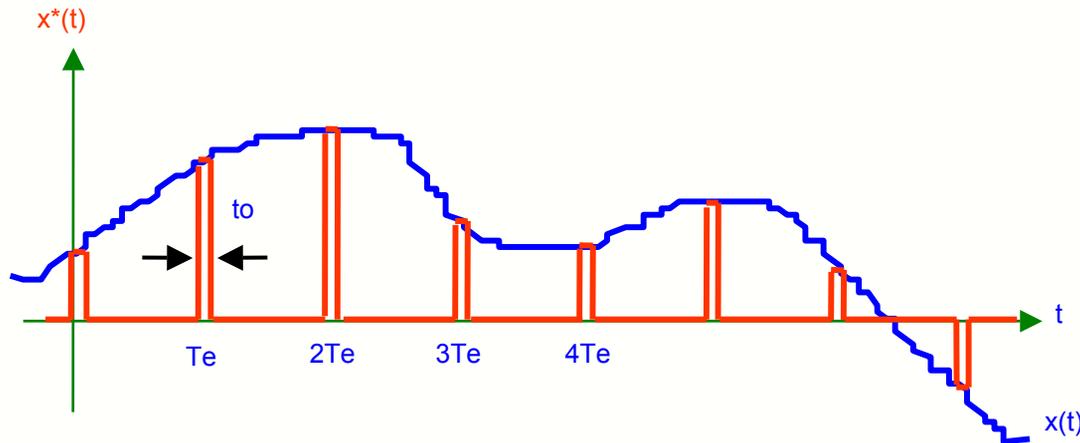
Pour échantillonner un signal analogique continu  $x(t)$  et le transformer en une suite discrète d'échantillons  $x^*(t)$ , on prélève périodiquement à des intervalles de temps  $T_e$  la valeur du signal à l'aide d'un échantillonneur :



### Échantillonneur :

- commutateur analogique  $K$
- se ferme durant un temps  $t_o$  très bref
- toutes les  $T_e$  secondes
- $t_o$  est le temps d'ouverture de la porte d'échantillonnage
- $T_e$  est la période d'échantillonnage
- $f_e = 1/T_e$  est la fréquence d'échantillonnage

- le signal échantillonné est constitué par un train d'impulsions espacées de  $T_e$ , de largeur  $t_o$  et d'amplitude  $x(nT_e)$
- en pratique le temps d'ouverture  $t_o$  est toujours petit devant la période d'échantillonnage  $T_e$



Mathématiquement, on peut décrire l'échantillonnage comme une multiplication :

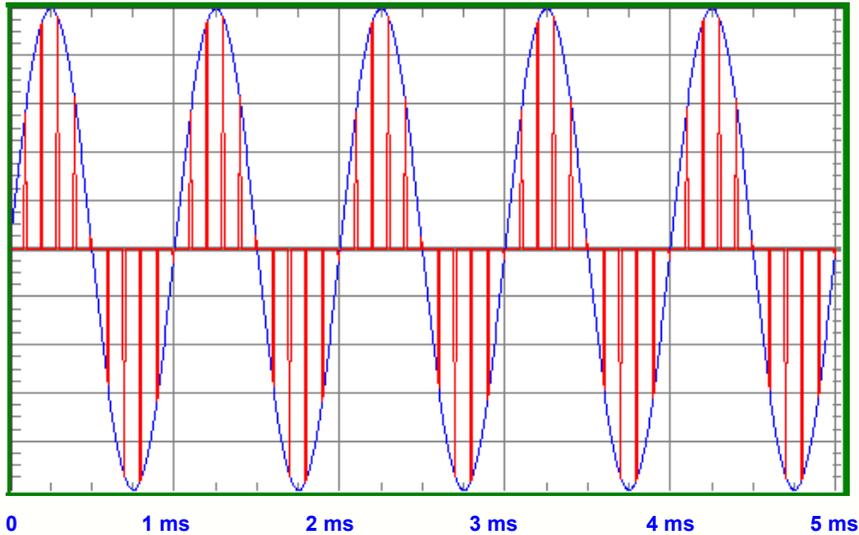
$$x^*(t) = x(t) \cdot d(t)$$

où  $d(t)$  est une suite d'impulsions

- de période de répétition  $T_e$
- de largeur  $t_o$
- d'amplitude unité



# 5- Exemples de signaux échantillonnés

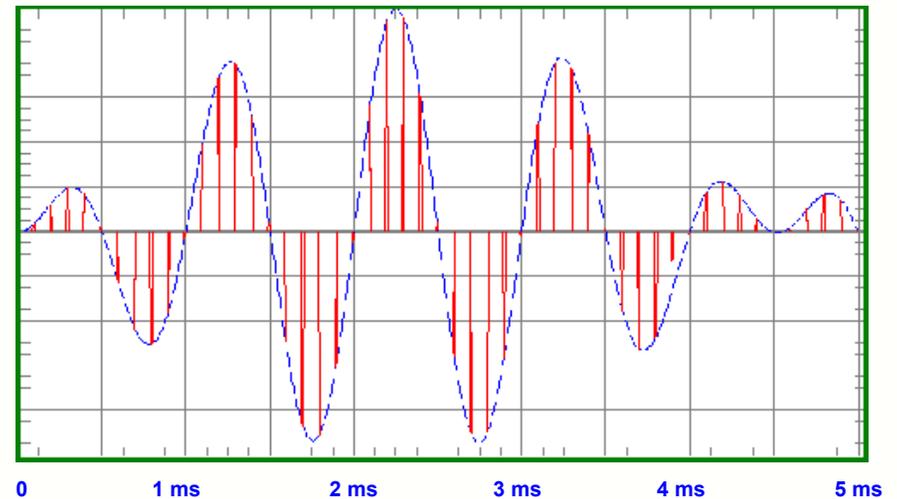


Échantillonnage d'un signal sinusoïdal :

- signal  $x(t)$  en bleu
- signal  $x^*(t)$  en rouge
- fréquence du signal  $F = 1 \text{ kHz}$
- fréquence d'échantillonnage  $f_e = 10 \text{ kHz}$
- 10 échantillons par période

Échantillonnage d'un signal quelconque :

- signal  $x(t)$  en bleu
- signal  $x^*(t)$  en rouge
- fréquence d'échantillonnage  $f_e = 10 \text{ kHz}$





# 6- Calcul du spectre d'un signal échantillonné



Le signal d'échantillonnage  $d(t)$  est un signal périodique dont la décomposition en série de Fourier contient une valeur moyenne  $d_0$ , un fondamental  $d_1$  à la fréquence  $f_e = 1/T_e$  et des harmoniques  $d_n$  :

$$d(t) = d_0 + d_1 \cos(\omega_e t) + d_2 \cos(2\omega_e t) + \dots + d_n \cos(n\omega_e t) + \dots$$

avec  $\left\{ \begin{array}{l} d_0 = t_0 \cdot f_e \\ d_n = 2 \frac{\sin(n \pi t_0 f_e)}{n \pi} \end{array} \right.$

Le signal échantillonné  $x^*(t)$  s'écrit alors :

$$x^*(t) = x(t) \cdot d(t) = x(t) \cdot d_0 + x(t) \cdot d_1 \cos(\omega_e t) + x(t) \cdot d_2 \cos(2\omega_e t) + \dots + x(t) \cdot d_n \cos(n\omega_e t) + \dots$$

- le signal échantillonné contient des termes à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$
- son spectre est beaucoup plus riche que le spectre du signal analogique  $x(t)$
- en théorie, son spectre est illimité, ce qui est normal puisqu'il est constitué d'une suite d'impulsions très fines
- puisque  $t_0$  est petit devant  $T_e$ , les premiers coefficients  $d_1, d_2, \dots$  sont voisins de  $2 \cdot d_0$

### Exemple :

- fréquence d'échantillonnage  $f_e = 8 \text{ kHz}$
- période d'échantillonnage  $T_e = 125 \text{ microsecondes}$
- temps d'ouverture de la porte  $t_0 = 10 \text{ microsecondes}$

coefficient	$d_0$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$	...	$d_8$
valeur	0,08	0,158	0,153	0,145	0,134		0,072

Dans cet exemple, le signal échantillonné  $x^*(t)$  s'écrit :

$$x^*(t) = x(t) \cdot d(t) = 0,08 \cdot x(t) + 0,158 \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_e t) + 0,153 \cdot x(t) \cdot \cos(2\omega_e t) + \dots + 0,072 \cdot x(t) \cdot \cos(8\omega_e t) + \dots$$

# 7- Spectre d'un signal sinusoïdal échantillonné



On échantillonne un signal sinusoïdal de fréquence  $F = 1$  kHz et d'amplitude  $a$ , qui s'écrit :

$$x(t) = a \cos(\Omega t)$$

L'expression mathématique du signal  $x^*(t)$  se calcule facilement :

$$x^*(t) = d_0 \cdot a \cos(\Omega t) + d_1 \cdot a \cos(\Omega t) \cdot \cos(\omega_e t) + d_2 \cdot a \cos(\Omega t) \cdot \cos(2\omega_e t) + \dots + d_n \cdot a \cos(\Omega t) \cdot \cos(n\omega_e t) + \dots$$

$$d_1 \cdot a \left[ \frac{\cos(\omega_e - \Omega)t + \cos(\omega_e + \Omega)t}{2} \right]$$

- deux raies aux fréquences 7 kHz et 9 kHz
- amplitude  $d_1 \cdot a/2 = 2 \cdot d_0 \cdot a/2 = d_0 \cdot a$

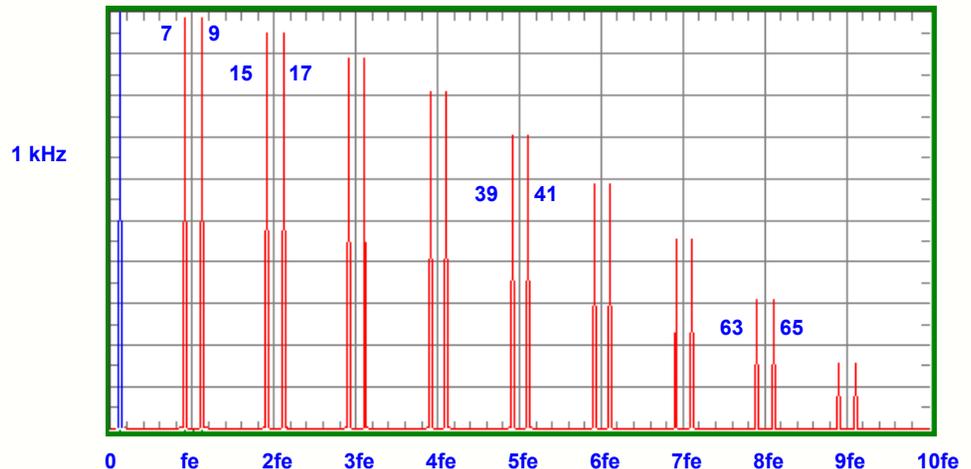
$$d_2 \cdot a \left[ \frac{\cos(n\omega_e - \Omega)t + \cos(n\omega_e + \Omega)t}{2} \right]$$

- deux raies aux fréquences  $n \cdot f_e - F$  et  $n \cdot f_e + F$
- amplitude  $d_2 \cdot a/2 = 2 \cdot d_0 \cdot a/2 = d_0 \cdot a$

- raie à 1 kHz correspondant au signal  $x(t)$  analogique
- amplitude  $d_0 \cdot a$

## Spectre d'une sinusoïde échantillonnée

- fréquence de la sinusoïde :  $F = 1$  kHz
- fréquence d'échantillonnage  $f_e = 8$  kHz
- période d'échantillonnage  $T_e = 125$  microsecondes
- temps d'ouverture de la porte  $t_o = 10$  microsecondes



## 8- Spectre d'un signal quelconque échantillonné



Si on échantillonne un signal de forme quelconque  $x(t)$ , l'expression mathématique du signal échantillonné est :

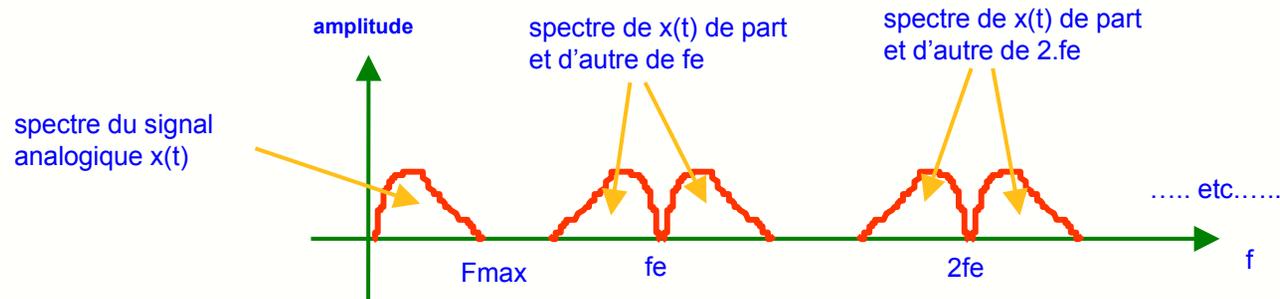
$$x^*(t) = x(t) \cdot d(t) = x(t) \cdot d_0 + x(t) \cdot d_1 \cos(\omega_e t) + x(t) \cdot d_2 \cos(2\omega_e t) + \dots + x(t) \cdot d_n \cos(n\omega_e t) + \dots$$

spectre du signal  
analogique  $x(t)$

spectre de  $x(t)$  de part  
et d'autre de  $f_e$

spectre de  $x(t)$  de part  
et d'autre de  $2f_e$

**Règle :** la partie basse-fréquence du spectre d'un signal échantillonné s'obtient en reproduisant la forme du spectre du signal  $x(t)$  autour de chaque multiple de la fréquence d'échantillonnage :  $f_e, 2f_e, 3f_e \dots$



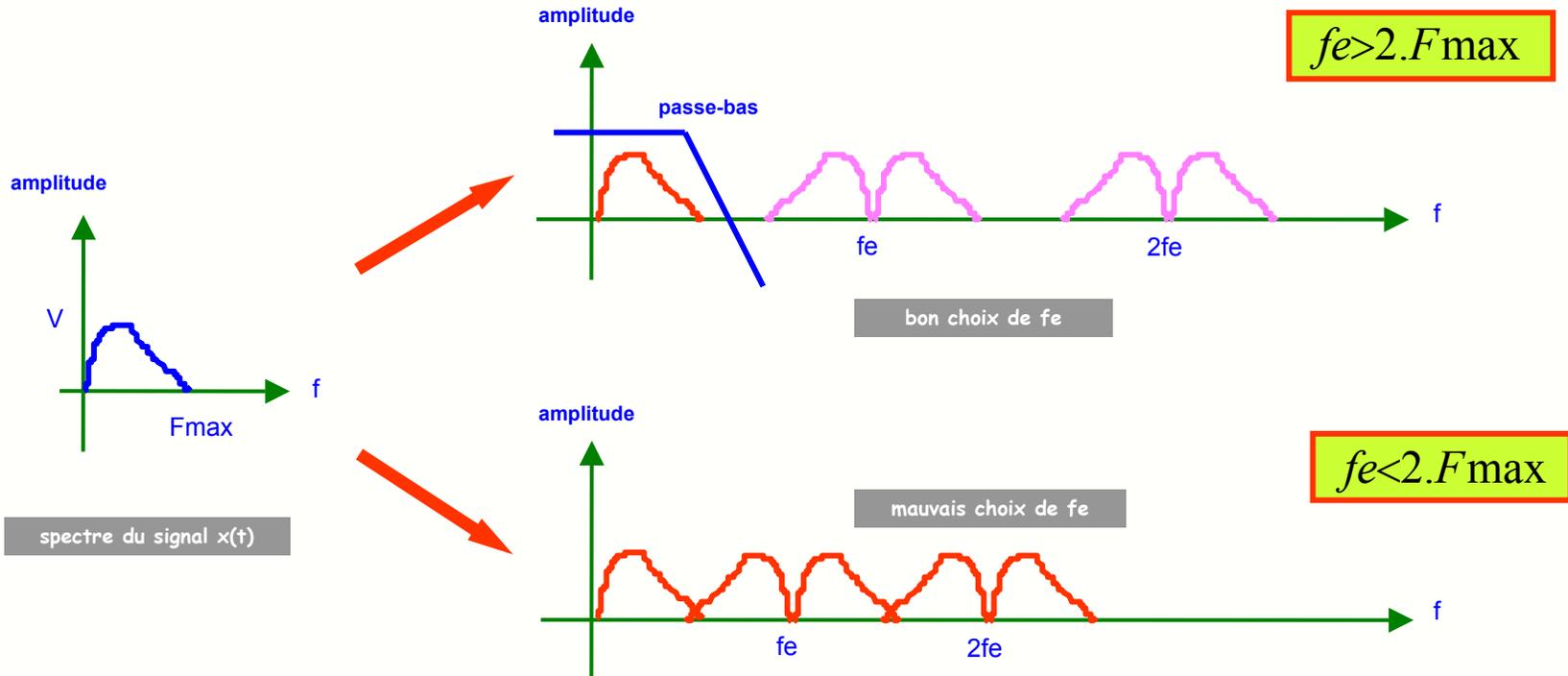
**Remarque :** on appelle  $F_{\max}$  la fréquence la plus élevée du spectre du signal analogique, par exemple  $F_{\max} = 20$  kHz pour la musique

**Applet :** spectre d'un signal échantillonné

# 9- Choix de la fréquence d'échantillonnage



L'opération d'échantillonnage ne doit pas amener une perte d'informations, c'est-à-dire que l'opération d'échantillonnage doit être réversible :



**Règle de Shannon :  $f_e$  doit être au moins égale au double de la fréquence maximale contenue dans le signal.**

Si la fréquence d'échantillonnage est supérieure à  $2 \cdot F_{max}$ , on peut revenir au signal analogique continu par simple filtrage passe-bas.

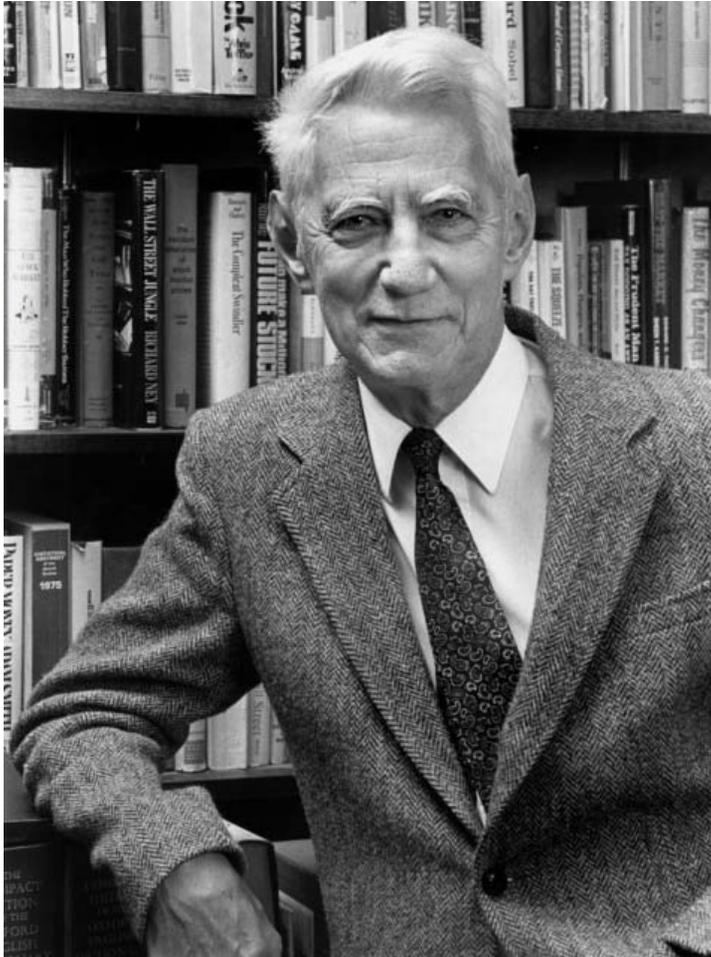
[Applet : choix de  \$f\_e\$  et reconstruction du signal](#)



## 10- La vie de Claude E. Shannon



"I just wondered how things were put together" Claude E. Shannon



[Claude Elwood Shannon](#) est né le 30 avril 1916 à Petoskey, dans le Michigan, d'un père commerçant et d'une mère principale du lycée de Gaylord (Michigan).

Le jeune Shannon construit un bateau radio-commandé et un système télégraphique pour communiquer avec un de ses amis habitant à un kilomètre utilisant les fils barbelés du champ voisin

Il travaille aussi pour réparer des radios et autres appareils électriques, vivant dans l'admiration d'Edison dont il apprendra qu'ils ont des ancêtres communs

Il entre à l'Université du Michigan en 1932 pour y faire des études d'ingénieur.

En 1949, employé à la compagnie de téléphone Bell, il publie la [Théorie mathématique de la communication](#) et y propose ce qu'il appelle le schéma du «système général de communication» :

- une [source](#) d'information (personne, machine) qui produit
- un [message](#) (parole, musique, signal binaire)
- un [émetteur](#) transformant le message en signal électrique
- un [canal](#), grâce auquel sont transportés les signaux (câble, onde, lumière...)
- un [récepteur](#), qui reconstruit le message à partir des signaux et
- une [destination](#), personne ou machine à laquelle le message est envoyé

Dans cet ouvrage, il démontre aussi mathématiquement la règle concernant le choix de  $f_c$ , qui avait été découverte empiriquement par [Nyquist](#) en 1929.

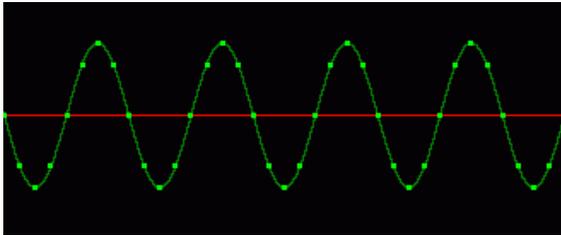
Il effectua beaucoup de travaux sur les circuits logiques, l'utilisation de l'algèbre de Boole, le cryptage des données et termina sa carrière comme professeur au [Massachusetts Institute of Technology](#) (MIT).

[Claude E. Shannon](#) est décédé à Murray Hill le 26 février 2001.

# 11- Exemples de fréquences d'échantillonnage

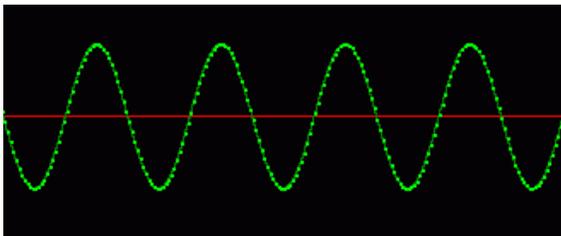


- en **téléphonie**, on se contente d'une qualité moyenne, avec des fréquences vocales limitées à la bande de 300 Hz à  $F_{\max} = 3400$  Hz
- dans le cadre du réseau téléphonique numérique, la fréquence d'échantillonnage standard est de  $f_e = 8000$  Hz



Échantillonnage d'un signal de 1 kHz à  $f_e = 8$  kHz

- la **musique** nécessite une bande allant de 20 Hz jusqu'à  $F_{\max} = 20$  kHz pour une qualité optimale
- dans le cas du **disque CD** (Compact Disc) la fréquence d'échantillonnage standard est de  $f_e = 44,1$  kHz
- pour les **magnétophones numériques DAT**, la fréquence d'échantillonnage est de  $f_e = 48$  kHz
- pour le matériel audio professionnel, la fréquence standard est de  $f_e = 96$  kHz



Échantillonnage d'un signal de 1 kHz à  $f_e = 44,1$  kHz

- un **signal vidéo de télévision** a une spectre qui s'étend pratiquement du continu jusqu'à  $F_{\max} = 5$  ou  $6$  MHz selon la qualité de l'image
- dans le cas de la vidéo numérique, la fréquence d'échantillonnage standard est de  $f_e = 13,5$  MHz

Son : musique échantillonnée à 44,1 kHz

à 22,05 kHz

à 11,025 kHz

à 8 kHz

## 12- Le phénomène de repliement de spectre

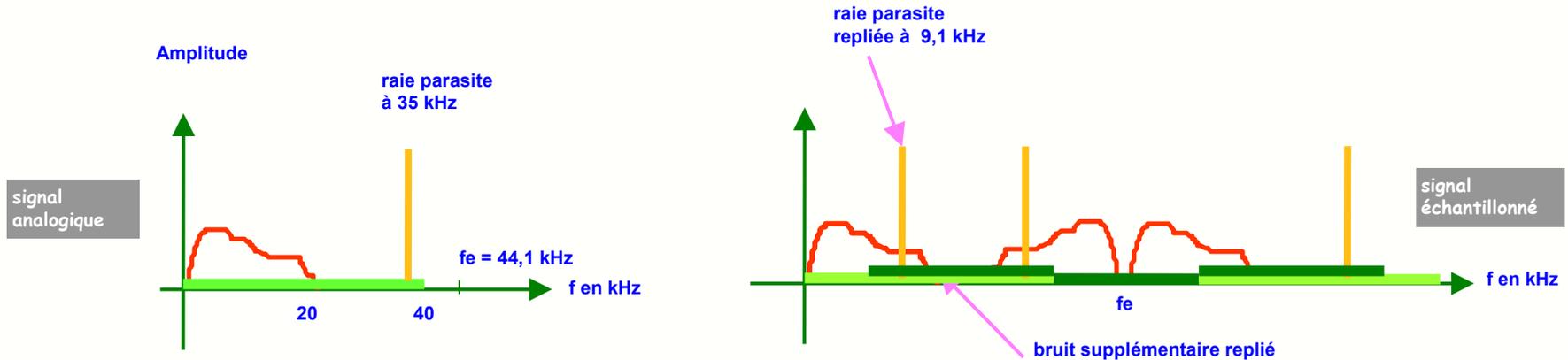


Le bon choix de  $f_e$  nécessite de bien connaître la valeur de la fréquence maximale  $F_{max}$  contenue dans le signal à échantillonner.

**Exemple** : un microphone fournit un signal électrique composé :

- de la **musique** dans la bande 20 Hz-20 kHz
- de **bruit électrique** à densité spectrale constante dans la bande 0-40 kHz
- d'un **signal parasite** à 35 kHz

L'ingénieur du son qui choisit une fréquence d'échantillonnage  $f_e = 44,1$  kHz respecte la règle de Shannon pour la musique, mais pas pour le bruit, ni pour le signal parasite.



On constate l'apparition dans la bande audio par **repliement de spectre** :

- d'un signal parasite à  $44,1 - 35 = 9,1$  kHz qui se trouve dans la bande audio
- d'une augmentation du bruit provenant du bruit au-delà de 20 kHz replié vers les BF

**Remarque** : si la musique ainsi numérisée est gravée sur un CD audio, le 9,1 kHz ainsi que le bruit supplémentaire seront audibles.

**Son** : musique 20Hz-20kHz,  $f_e=44,1$  kHz

$f_e=22,05$  kHz

$f_e=11,025$  kHz

$f_e=5,5$  kHz

$f_e=2,75$  kHz

$f_e=1,38$  kHz

**Illustration** : si on diminue  $f_e$  sans filtre anti-repliement, la qualité se dégrade de plus en plus à cause du repliement de spectre

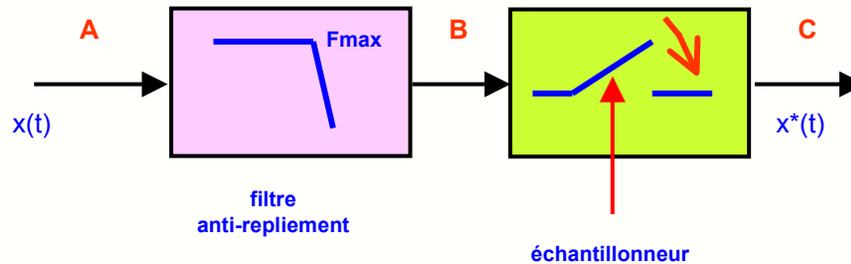


# 13- Le filtre anti-repliement



Pour éviter les problèmes de repliement de spectre, il faut s'assurer que le spectre du signal analogique  $x(t)$  est vraiment limité à la valeur  $F_{max}$ , toujours un peu inférieure à  $f_e/2$ .

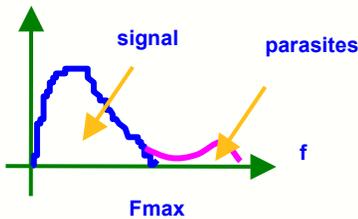
Pour cela, on place avant l'échantillonneur un filtre à coupure raide qui atténue très fortement tous les signaux parasites au-delà de la fréquence limite  $F_{max}$  : c'est le **filtre anti-repliement**.



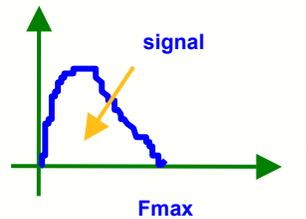
Ce filtre anti-repliement doit simplement :

- laisser passer le signal sans le déformer, donc avoir une courbe de réponse plate entre 0 et  $F_{max}$
- atténuer au maximum toutes les composantes au-delà de  $f_e/2$ , qui seraient sinon pliées et apparaîtraient dans le signal échantillonné

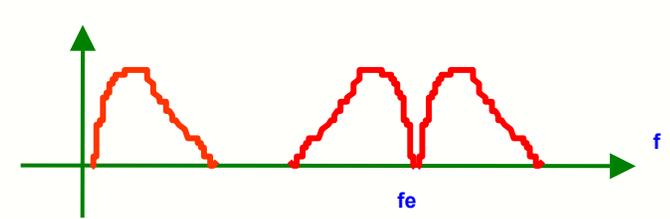
spectre en A



spectre en B



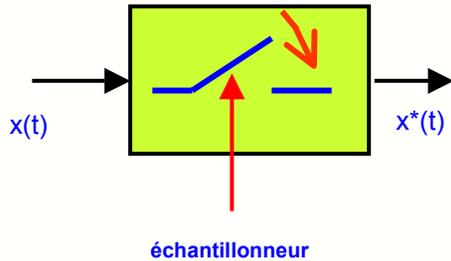
spectre en C



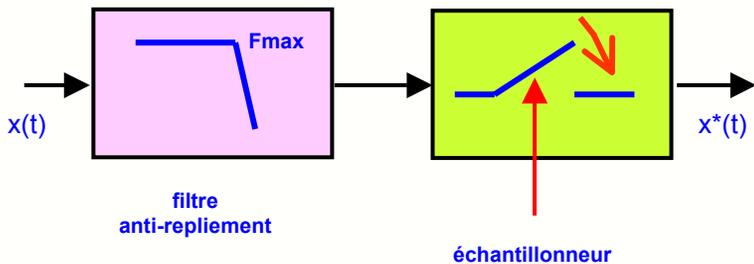
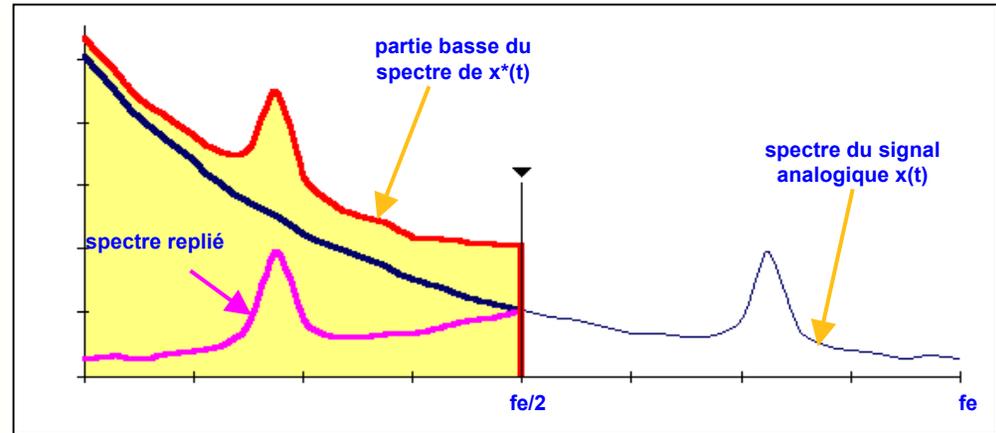
**Remarque** : le filtre anti-repliement ne supprime pas le phénomène, mais atténue le signal replié au point de le rendre négligeable.



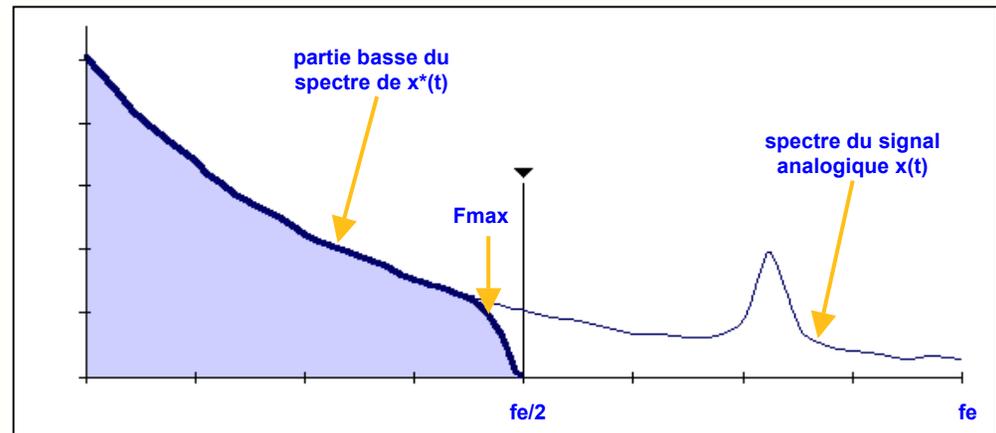
# 14- Illustration du rôle du filtre anti-repliement



Sans filtre anti-repliement



Avec filtre anti-repliement





# 15- Exemples de filtres anti-repliement

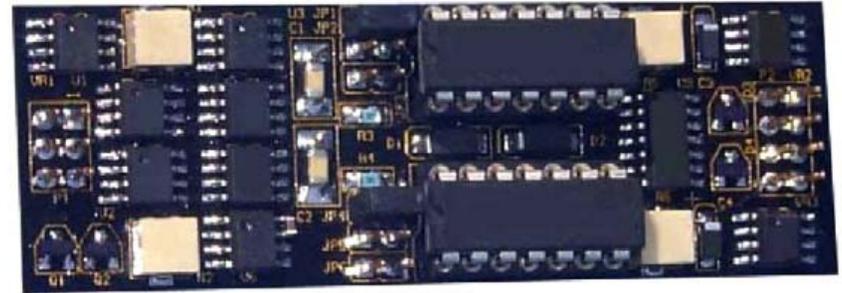


Filtre passe-bas du 9ème ordre GSAF-10



- fc réglable par pas 0,1 - 0,2- 0,5 - 1 - ... - 50 kHz
- technologie **analogique**, deux voies
- réponses de **Butterworth ou Bessel**

Filtre passe-bas du 8ème ordre AAF-2F



- fc réglable continûment de 10 Hz à 200 kHz
- fc réglée par un signal d'horloge fh :  $fc = fh/100$
- technologie à **capacités commutées**, 2 voies
- réponses de **Butterworth, Cauer ou Bessel**

Filtre passe-bas Filtronetics

- une voie, passif, 50 ohms
  - fc fixe :  $fc = 250 \text{ kHz}$
  - pertes d'insertion 0,5 dB max
- atténuation de **70 dB min** au delà de 300 kHz

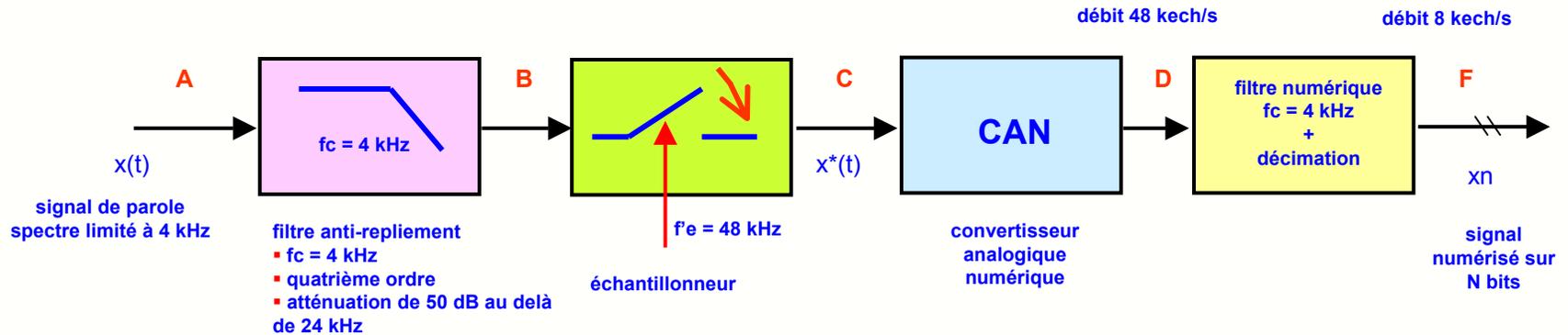




# 16- Filtre anti-repliement numérique

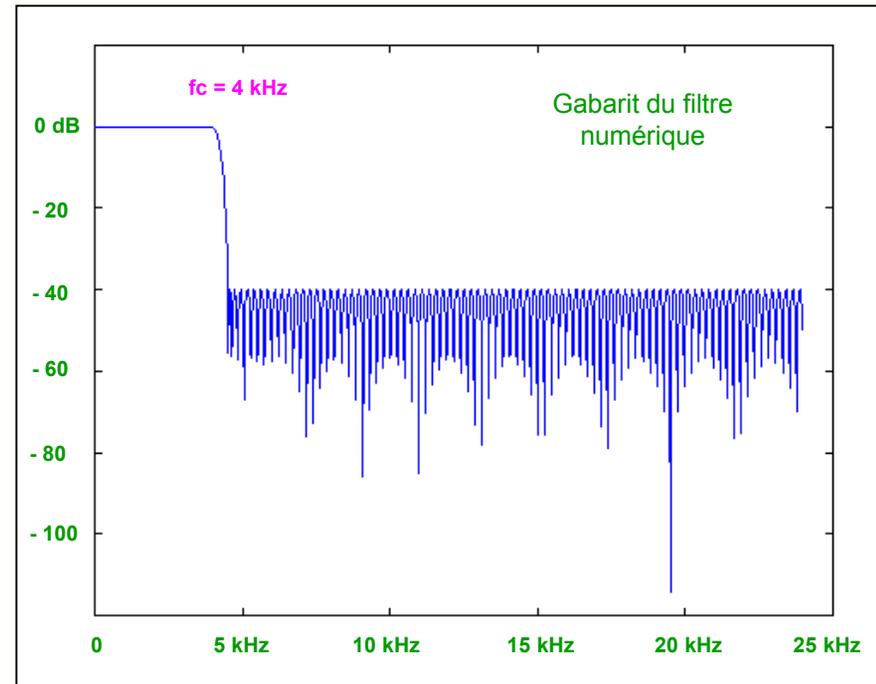


Pour simplifier la conception du filtre anti-repliement analogique, on le remplace souvent par un filtre numérique, moyennant la mise en œuvre d'une technique de sur-échantillonnage :



## Exemple d'acquisition d'un signal analogique 0-4 kHz :

- on effectue un filtrage sommaire du signal analogique (A) par un passe-bas qui élimine les fréquences au-dessus de 24 kHz (B)
- ce signal est échantillonné à  $f_e = 48$  kHz, soit 8 fois la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  nécessaire (C)
- le CAN convertit les échantillons en valeurs numériques (D)
- ces échantillons sont filtrés par un passe-bas numérique, performant sans nécessiter de composants particuliers, coupant à  $f_c = 4$  kHz
- le débit des échantillons est enfin déduit de 48 kech/s à 8 kech/s en conservant 1 échantillon sur 6 (F), ce qui permet de revenir à  $f_e = 8$  kHz



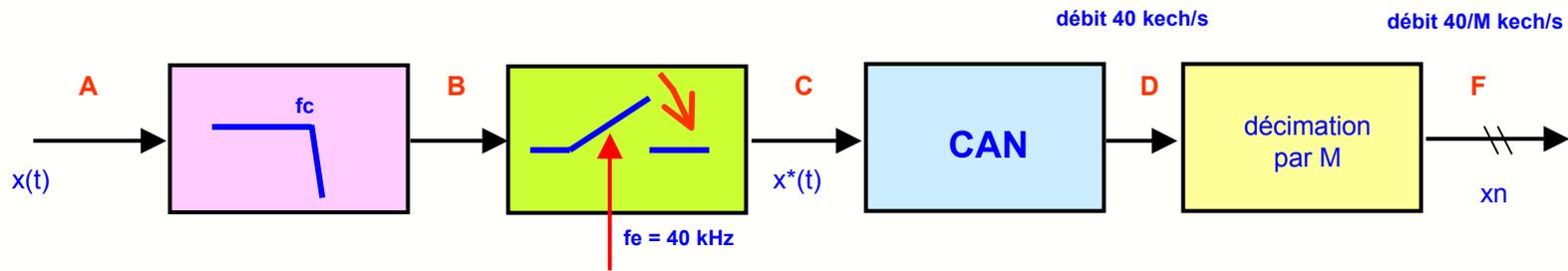


# 17- Système d'acquisition à fe réglable

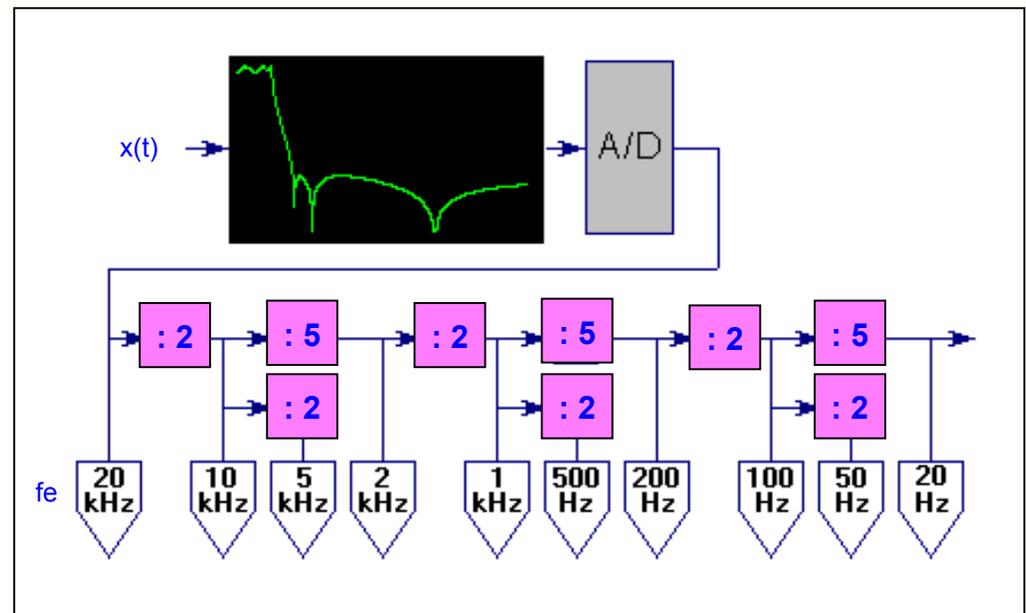
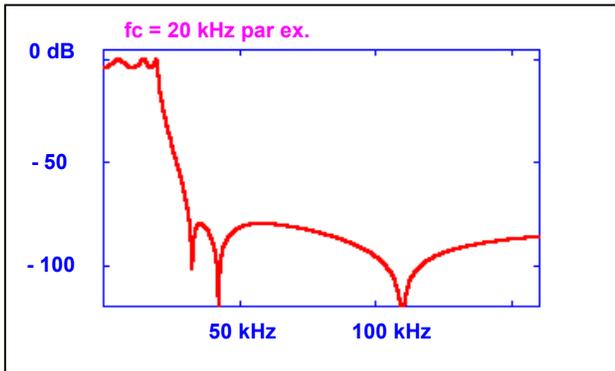


Dans l'utilisation d'une carte d'acquisition, on sélectionne la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  en fonction du signal à acquérir, ce qui implique la modification de la fréquence de coupure du filtre anti-repliement.

Pour simplifier la conception du filtre, on utilise souvent un filtre variable ( $f_c = F_{max}$ ), une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  fixe et une décimation par un facteur M consistant simplement à garder un échantillon sur M en sortie du CAN.



Exemple de système d'acquisition avec  $f_e$  réglable de 20 Hz à 20 kHz

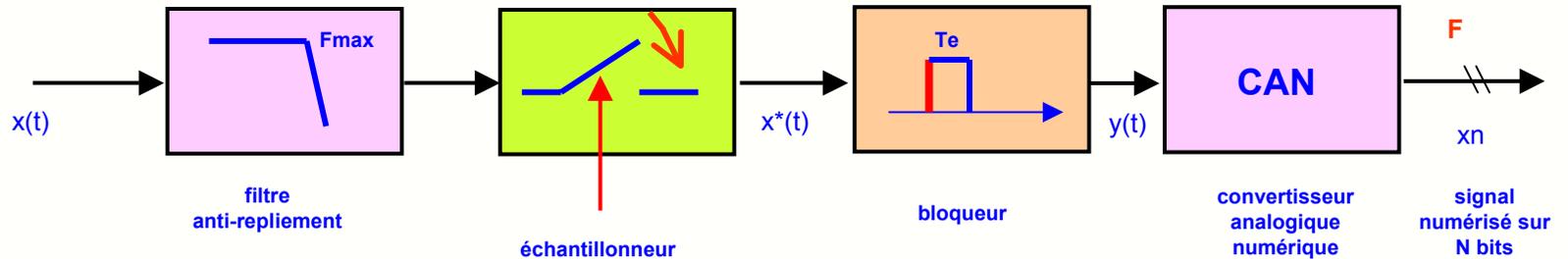




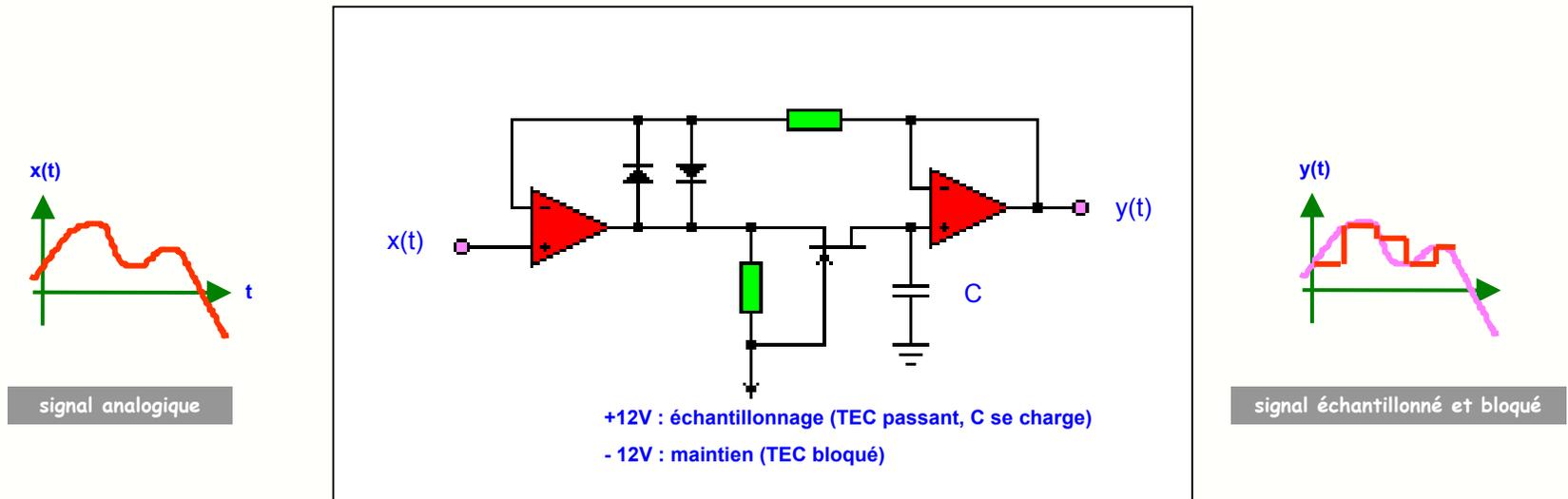
# 18- L'échantillonneur-bloqueur



Pour permettre la conversion analogique-numérique entre deux instants d'échantillonnage, il faut maintenir la valeur du signal  $x^*(t)$  à l'entrée du convertisseur jusqu'à l'arrivée de l'échantillon suivant.



Dans la pratique, les opérations d'échantillonnage et de maintien sont effectuées par la même fonction : l'échantillonneur-bloqueur dans lequel l'échantillon est conservé en mémoire par un condensateur C.



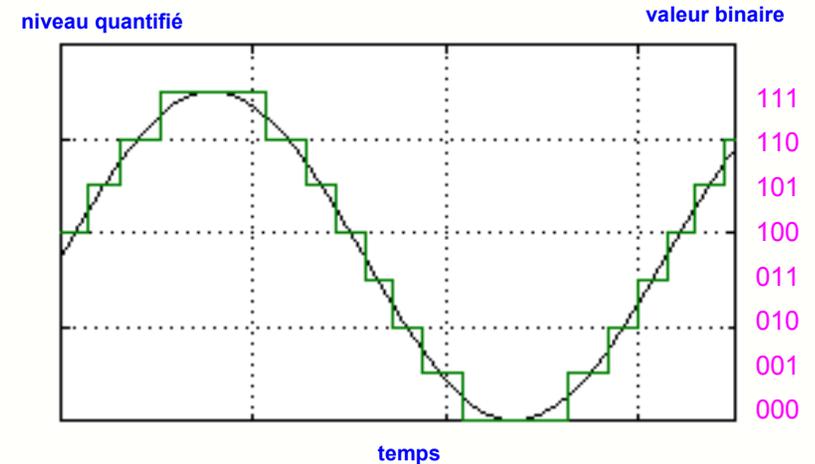
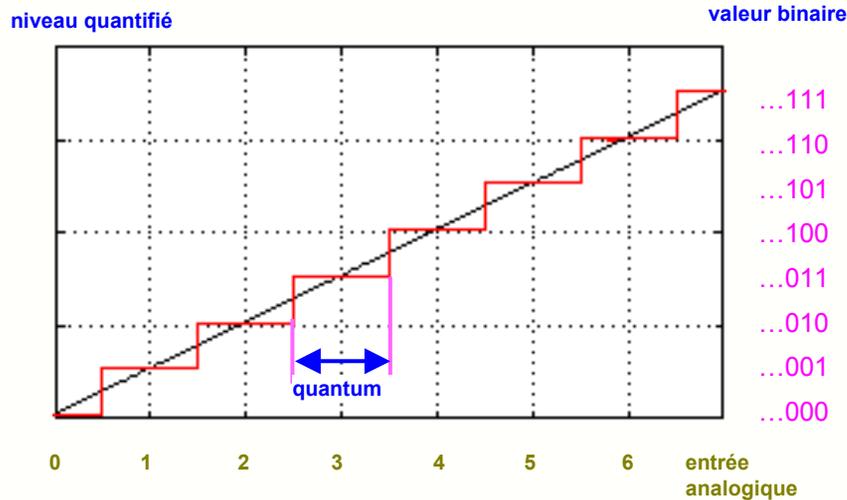


# 19- La quantification linéaire



Le signal échantillonné et bloqué en marches d'escalier variant entre 0 et E (pleine échelle) ou -E/2 à +E/2 peut maintenant être converti en une suite de valeurs binaires :

- le nombre de valeurs binaires n'est pas infini, il faut donc classer les échantillons analogiques en différents niveaux
- la fonction de **quantification** attribue le même niveau à tous les signaux situés dans une plage de tension donnée
- l'amplitude de cette plage s'appelle le **quantum** q



Quantification linéaire

Sinusoïde quantifiée sur 8 niveaux

Le nombre de niveaux de quantification est bien-sûr lié au nombre de bits N du CAN :

- un convertisseur **8 bits** quantifie le signal analogique sur **256** niveaux,  $q = 19,5 \text{ mV}$  si  $E = 5\text{V}$
- un convertisseur **12 bits** quantifie le signal analogique sur **1024** niveaux,  $q = 4,9 \text{ mV}$  si  $E = 5\text{V}$
- un convertisseur **16 bits** quantifie le signal analogique sur **65536** niveaux,  $q = 0,076 \text{ mV}$  si  $E = 5\text{V}$

Quantum  $Q = \frac{E}{N}$

[Applet](#) : quantification d'une sinusoïde

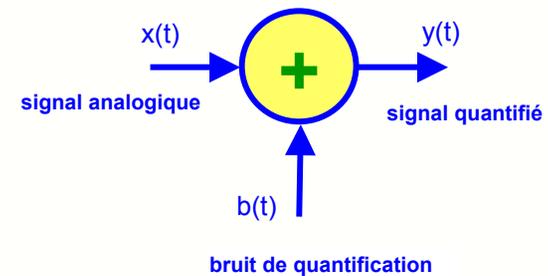
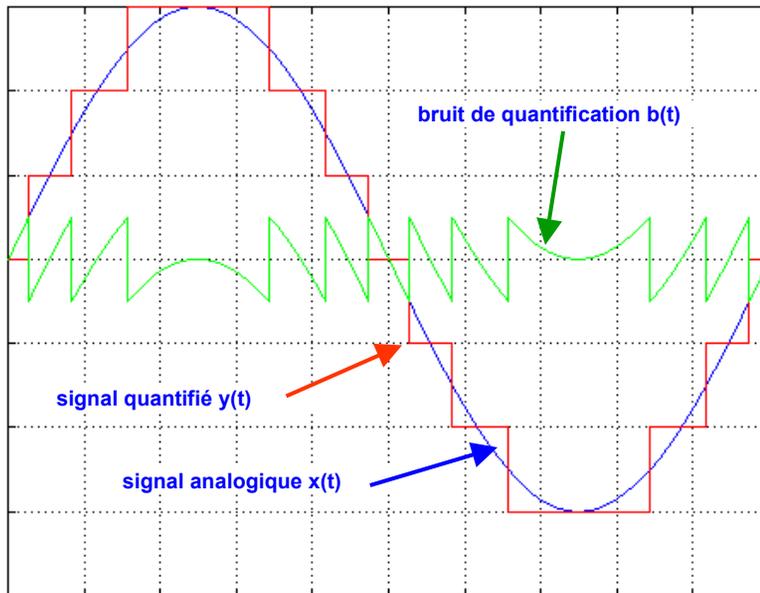


## 20- L'erreur liée à la quantification

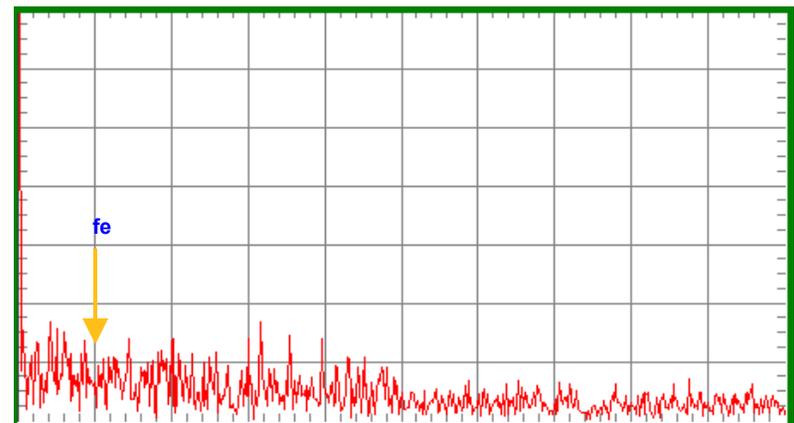


L'opération de quantification n'est pas anodine puisqu'elle dégrade le signal :

- en remplaçant un échantillon par un autre de valeur voisine, on introduit une **erreur d'arrondi** quasiment aléatoire
- cette erreur d'arrondi est appelée **bruit de quantification**
- ce type de bruit qui se traduit en audio par une sorte de bourdonnement n'apparaît qu'en présence du signal
- on peut représenter le signal quantifié par la somme du signal initial et du bruit de quantification



Spectre du bruit de quantification



- la valeur crête-crête du bruit est égale au quantum
- son amplitude est indépendante de l'amplitude du signal

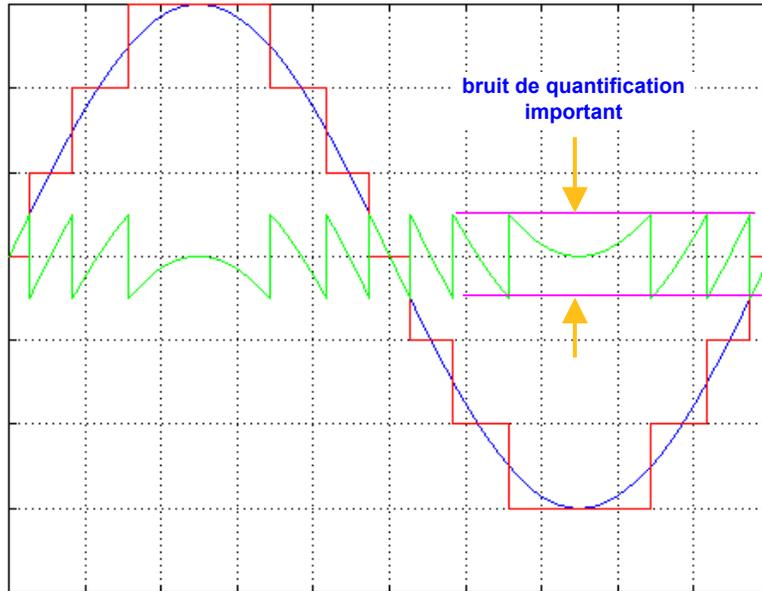
Le bruit de quantification se rapproche, par ses caractéristiques spectrales, du bruit blanc, mais il n'est pas gaussien puisque sa valeur crête-crête ne dépasse pas le quantum.



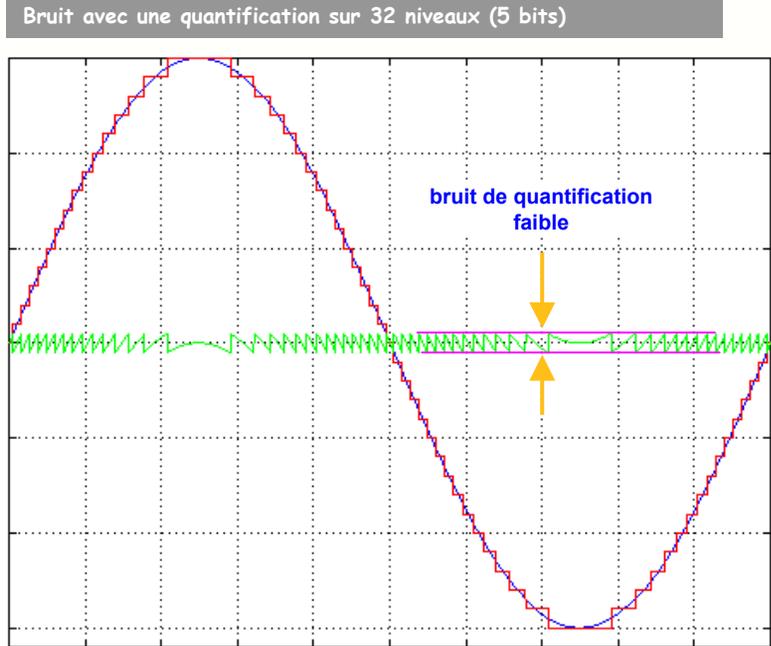
# 21 - Le bruit de quantification



Le bruit de quantification diminue si la précision, c'est-à-dire le nombre de bits N, de la conversion augmente :



Bruit avec une quantification sur 8 niveaux (3 bits)



Bruit avec une quantification sur 32 niveaux (5 bits)

On démontre que le rapport Signal/Bruit pour un signal utilisant la pleine échelle vaut environ :

$$S/B = 6.N + 2$$

Remarques :

- la quantification dégrade toujours la qualité du signal, mais cette dégradation peut être maîtrisée
- on peut toujours améliorer la qualité de la numérisation en augmentant le nombre de bits N
- une numérisation sur 16 bits ( cas du CD audio) donne un rapport  $S/B = 94$  dB, le bruit de quantification est alors à peine perceptible

Son : musique digitalisée sur 16 bits

sur 12 bits

sur 8 bits

sur 5 bits



# 22- Amplitude du signal et rapport S/B

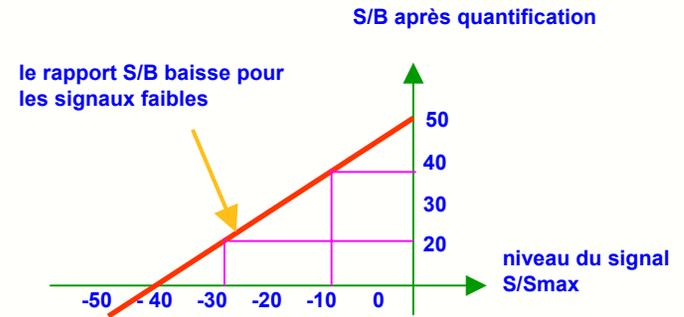


Le rapport Signal/Bruit  $S/B=6N+2$  est obtenu pour la pleine échelle et diminue si l'amplitude du signal numérisé est plus faible, ce qui peut devenir gênant dans les applications de téléphonie par exemple.

**Exemple :** un CAN 8 bits travaille sur une plage d'entrée de -5V à +5V :

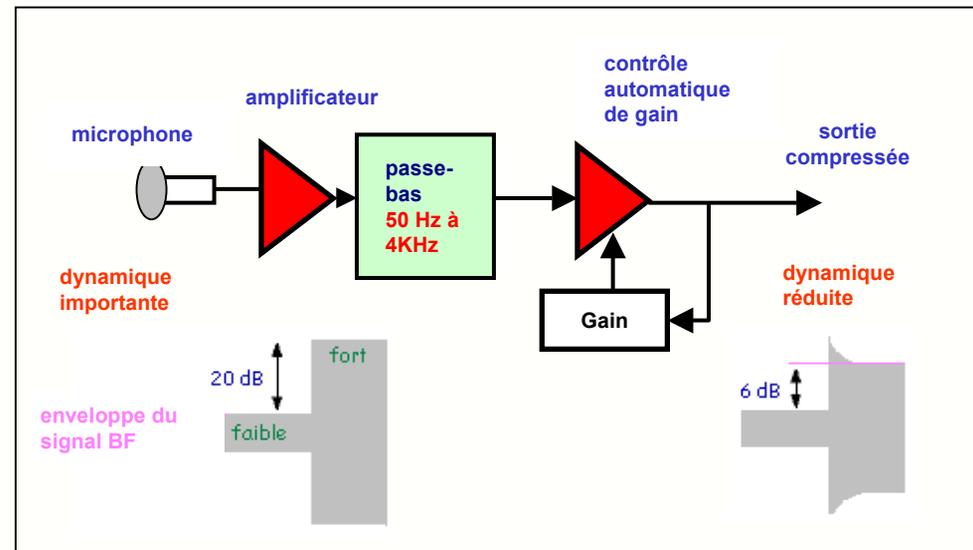
- le bruit de quantification a une valeur crête de  $Q = 10/256 = 40 \text{ mV}$  quelle que soit l'amplitude du signal.
- un signal d'amplitude  $S_{max} = 5V$  sera digitalisé sur 256 niveaux, d'où un rapport  $S/B = 6.N + 2 = 50 \text{ dB}$
- un signal d'amplitude  $1,25V$  sera digitalisé sur 64 niveaux soit 6 bits , d'où un rapport  $S/B = 38 \text{ dB}$  pour  $S/S_{max} = 0,25 = -12 \text{ dB}$
- un signal d'amplitude  $0,15V$  sera digitalisé sur 8 niveaux soit 3 bits , d'où un rapport  $S/B = 20 \text{ dB}$  pour  $S/S_{max} = -30 \text{ dB}$

**Conséquence pratique :** si on ne prend pas de précautions, la qualité est moins bonne si on parle à voix basse !



Une réponse à ce problème peut être le **compresseur de dynamique** qui évite les écarts de niveau sonore :

- le préamplificateur du microphone a un gain variable
- ce gain s'ajuste automatiquement au niveau du signal sonore
- si le signal est faible, le préampli a une amplification  $A1$
- si le signal est fort, le préampli a une amplification  $A2 < A1$
- cette technique assure une qualité correcte, qu'on parle fort ou pas, mais modifie l'intensité de la voix qui peut aussi contenir des informations





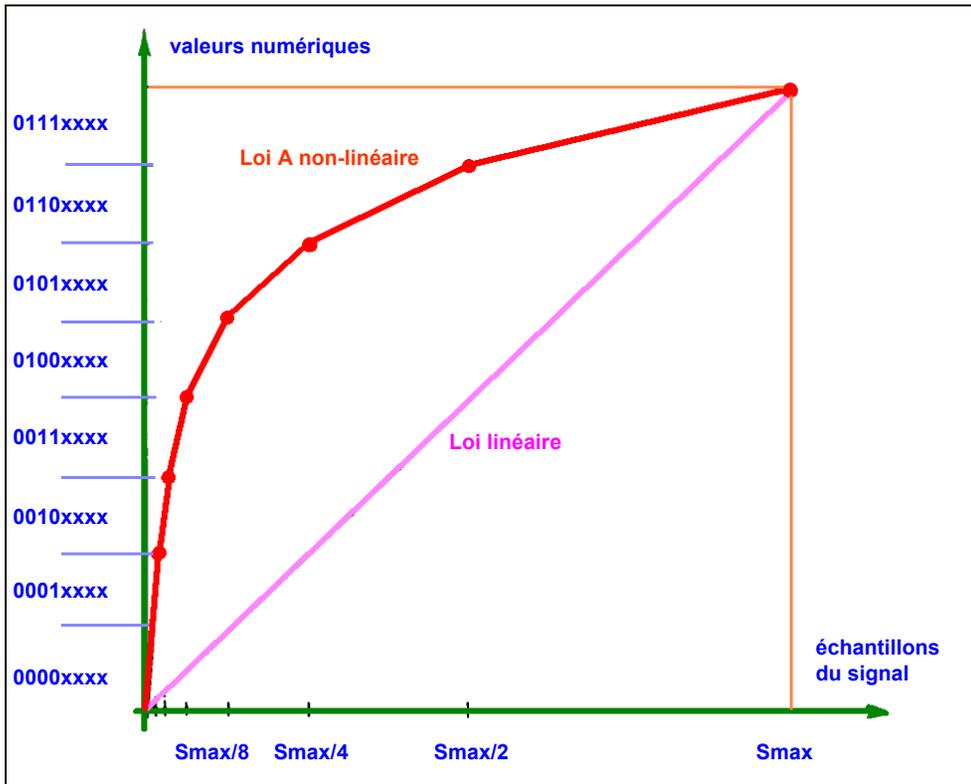
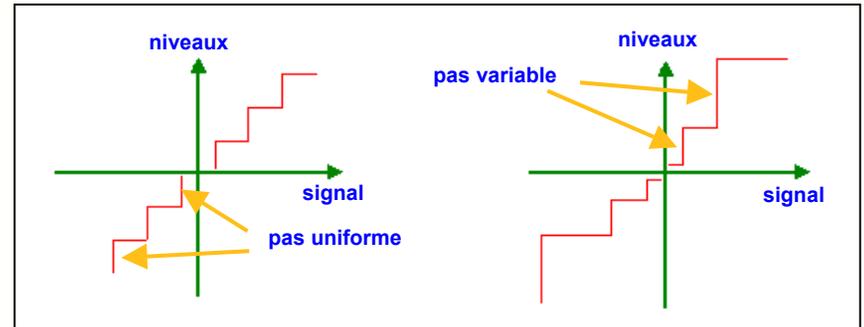
# 23- Les quantifications non linéaires



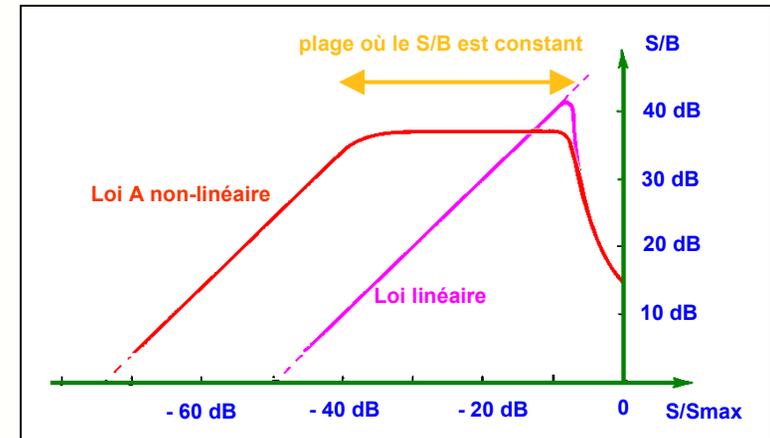
Une autre solution pour éviter ce défaut est d'utiliser un pas de quantification non constant :

- le pas est **petit** pour les échantillons de faible amplitude
- le pas est **grand** pour des échantillons de forte amplitude

En **téléphonie**, la quantification est à pas variable et utilise une courbe non linéaire appelée "loi A" en Europe et "loi mu" aux Etats-Unis.



L'utilisation de cette "loi A" permet d'avoir un rapport S/B à peu près constant sur une plage de dynamique supérieure à 35 dB.



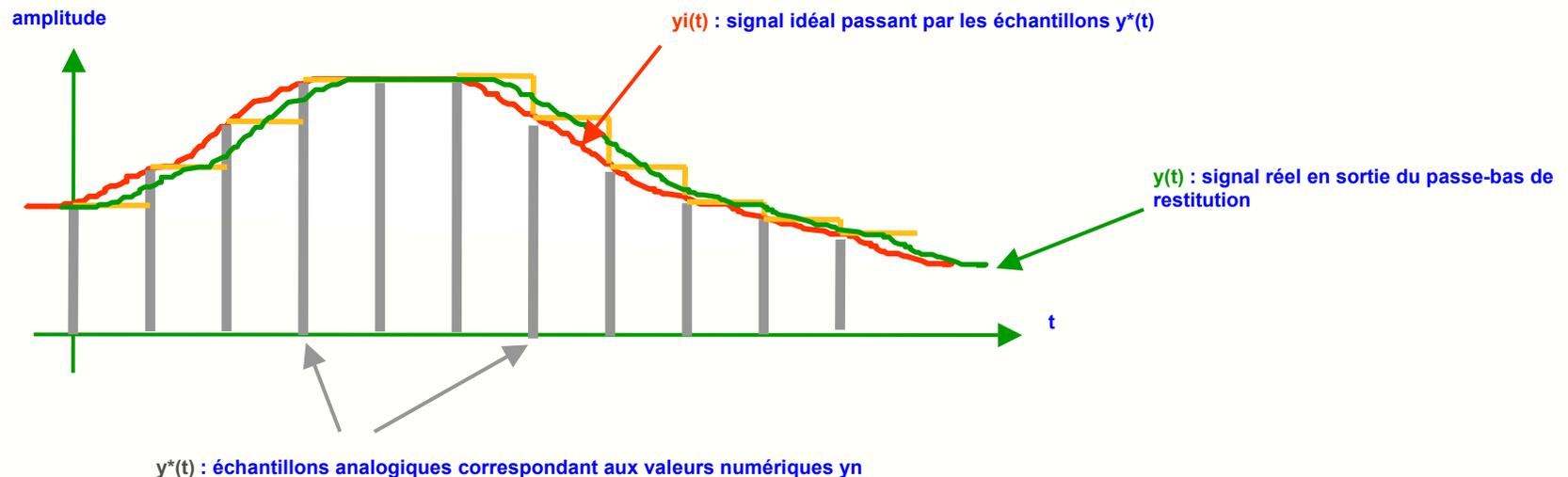


## 24- Restitution d'un signal analogique



En sortie du système numérique, on transforme en général la séquence numérique  $y_n$  en signal analogique  $y(t)$  de la façon suivante :

- la séquence  $y_n$  est appliquée à un **convertisseur numérique analogique** qui fournit en sortie les échantillons  $y(nT_e)$
- un **bloqueur** maintient en sortie la valeur de l'échantillon  $y(nT_e)$  jusqu'à l'arrivée de l'échantillon suivant  $y((n+1)T_e)$
- le signal en marches d'escaliers ainsi obtenu est simplement lissé par un **filtre passe-bas**



### Remarques :

- cette structure est simple et très utilisée pour passer du signal numérique au signal analogique
- elle ne fournit pas le signal idéal  $y_i(t)$ , mais une approximation  $y(t)$  de ce signal et introduit donc une **distorsion**
- cette distorsion n'est guère acceptable dans un système de reproduction du son de bonne qualité

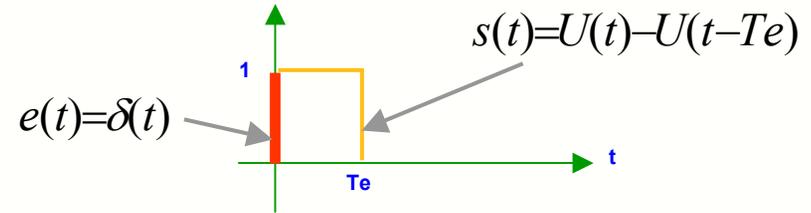


# 25- La courbe de réponse du bloqueur



Le bloqueur est un circuit qui, à une entrée en impulsion, répond par un créneau de largeur  $T_e$  :

$$E(p)=1 \quad S(p)=\frac{1}{p} \frac{e^{-T_e p}}{p}$$



Connaissant la sortie  $S(p)$  pour une entrée  $E(p)$  particulière donnée, on écrit facilement la transmittance de Laplace du bloqueur :

$$T(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{1 - e^{-T_e p}}{p}$$

et sa transmittance complexe

$$T(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T_e}}{j\omega} = T_e \frac{\sin(\pi \frac{f}{f_e})}{\pi \frac{f}{f_e}} e^{-j\pi \frac{f}{f_e}}$$

Remarques :

- le bloqueur est un **filtre passe-bas** dont la transmittance passe par zéro aux multiples de la fréquence d'échantillonnage
- la courbe de phase est linéaire, ce qui veut dire que le bloqueur introduit un retard de  $t_0 = T_e/2$

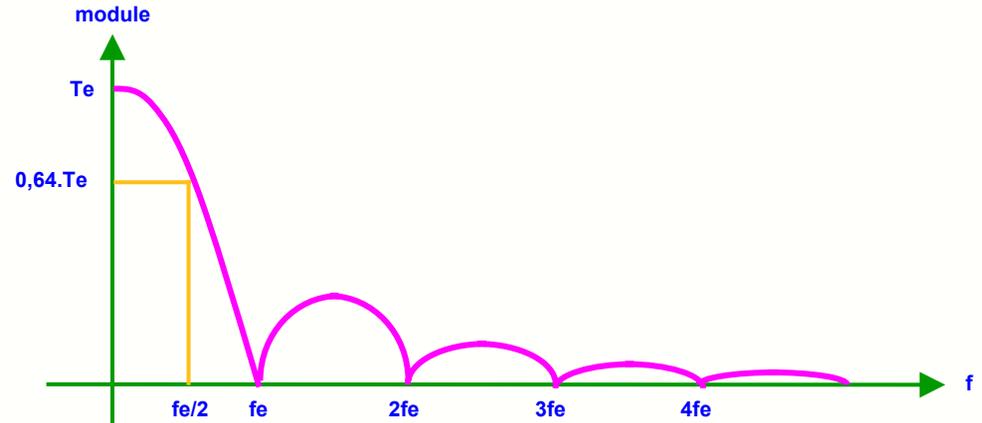
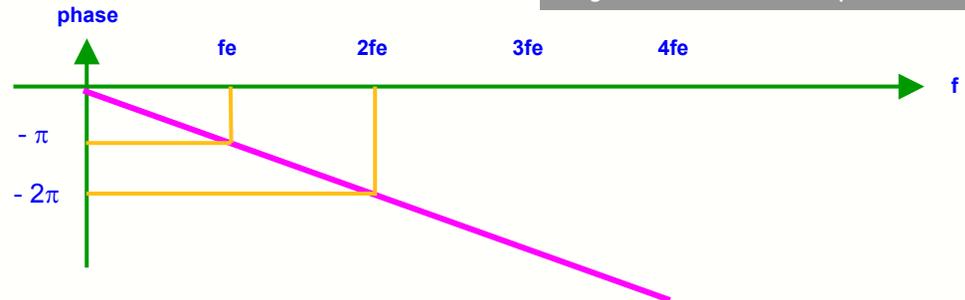


Diagramme de Bode du bloqueur

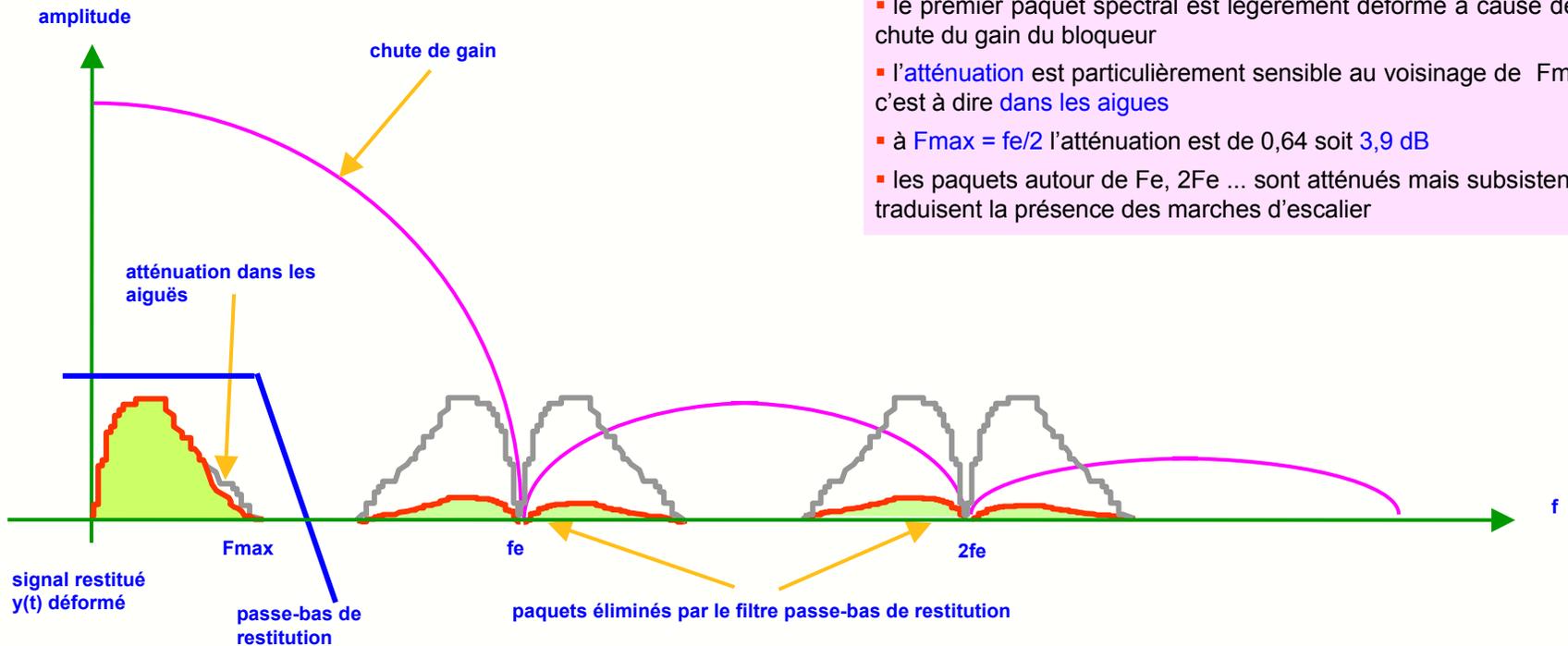




## 26- Spectre du signal en sortie du bloqueur



Pour obtenir le spectre du signal en sortie du bloqueur, il suffit de superposer le spectre des échantillons  $y^*(t)$  et la transmittance du bloqueur :



- le premier paquet spectral est légèrement déformé à cause de la chute du gain du bloqueur
- l'atténuation est particulièrement sensible au voisinage de  $F_{max}$ , c'est à dire dans les aigües
- à  $F_{max} = f_e/2$  l'atténuation est de 0,64 soit 3,9 dB
- les paquets autour de  $f_e$ ,  $2f_e$  ... sont atténués mais subsistent et traduisent la présence des marches d'escalier

### Remarques :

- le filtre passe-bas de restitution lisse le signal en marches d'escalier en éliminant les paquets autour de  $f_e$ ,  $2f_e$  ...
- il est difficile à réaliser : réponse plate dans la bande passante, coupure très raide
- au final, la distorsion introduite par ce système de restitution est simplement une perte de niveau dans les aigües
- le bloqueur introduit aussi un retard  $t_0 = T_e/2$  sans influence sur la qualité de la restitution

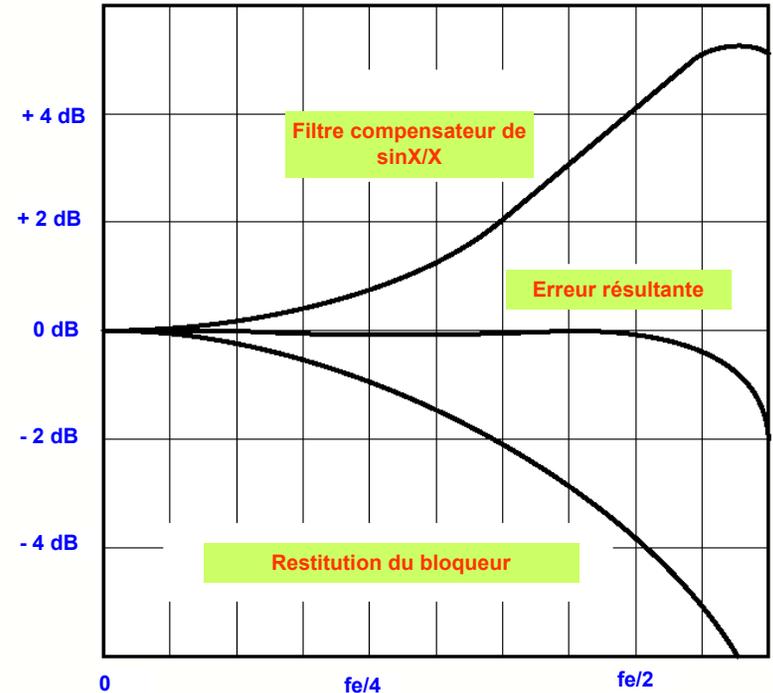
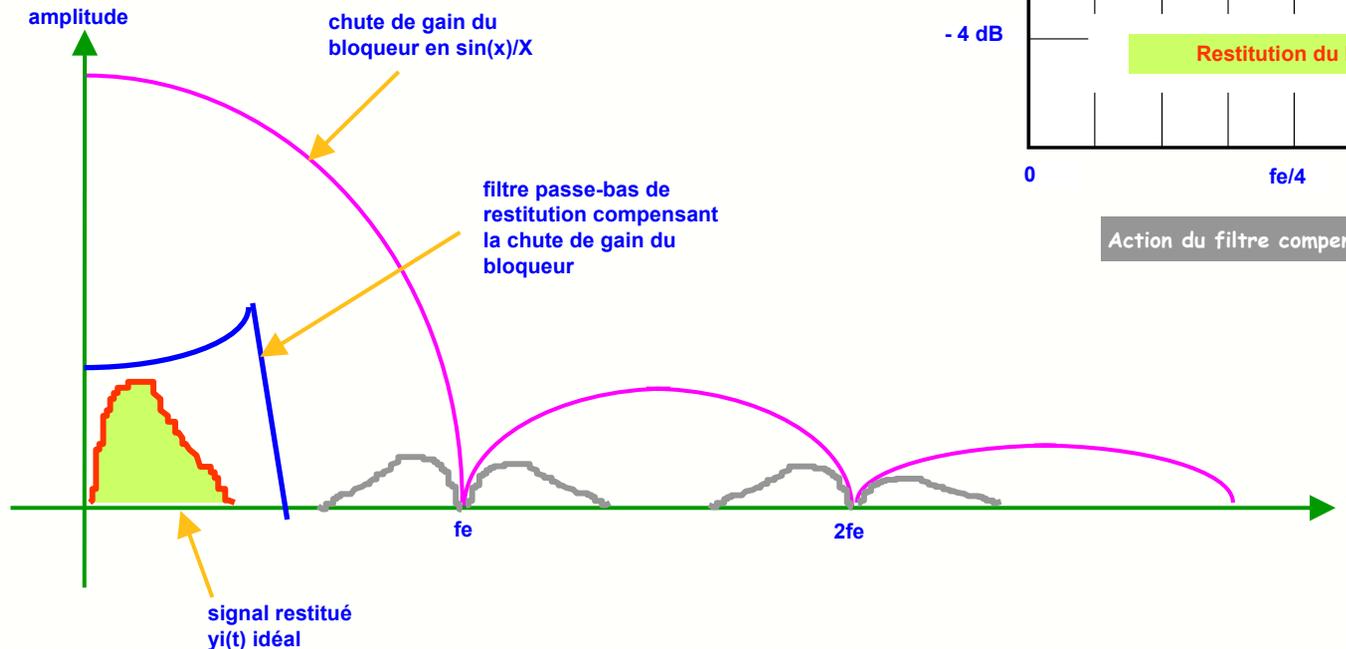


## 27- Filtre compensateur de sinus cardinal



On peut très bien compenser la perte dans les aiguës en utilisant un filtre dont la courbe de gain augmente légèrement jusqu'à  $F_{max}$  :

- ce filtre doit remonter le gain de 4 dB environ à  $f_c/2$
- il doit avoir une pente très raide après la coupure
- il est délicat à réaliser en analogique car il nécessite des composants de valeurs précises
- il est souvent intégré sous forme de filtre à capacités commutées avec d'autres fonctions dans les circuits de conversion N/A



Action du filtre compensateur du TLC32044

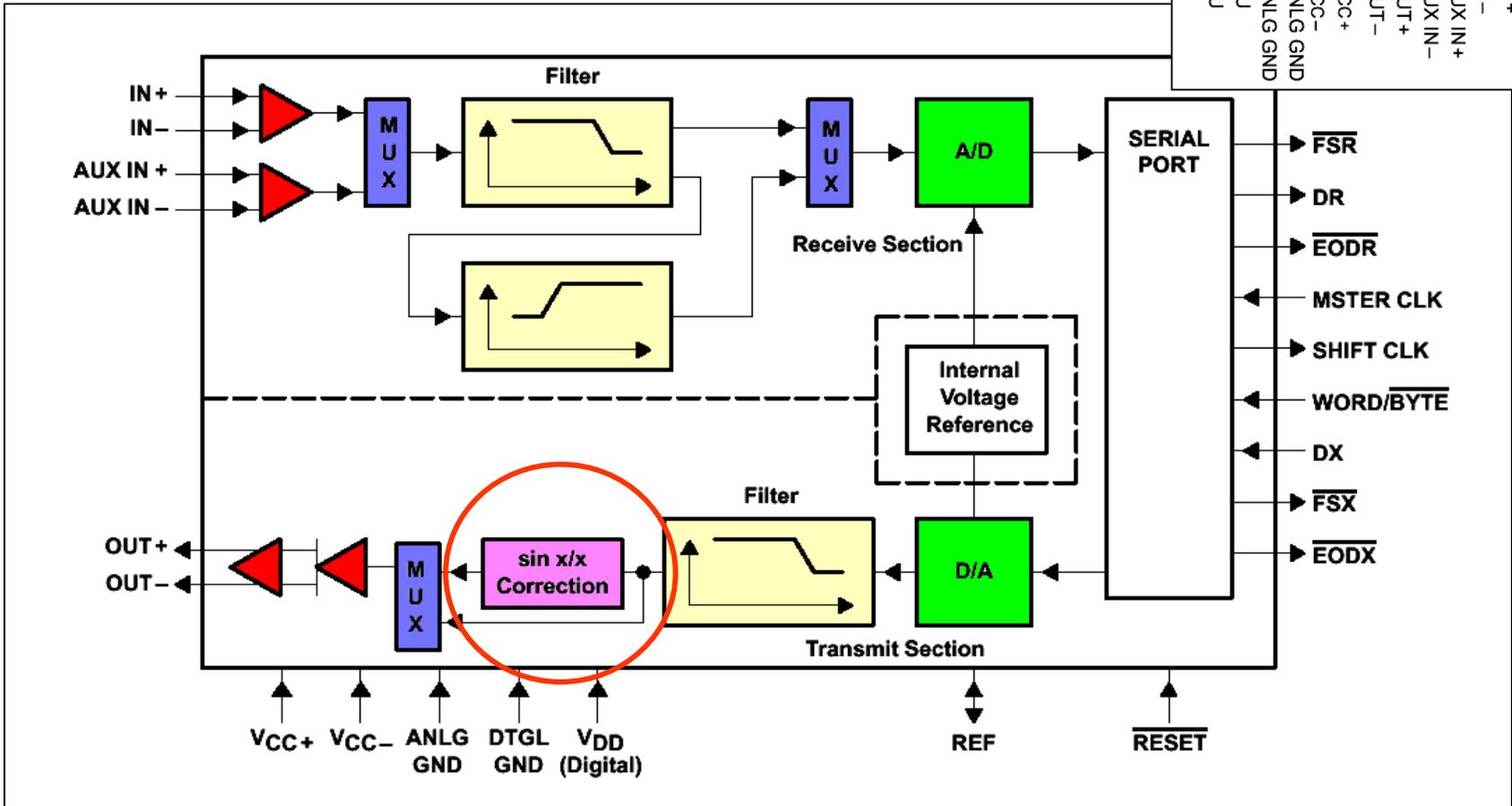
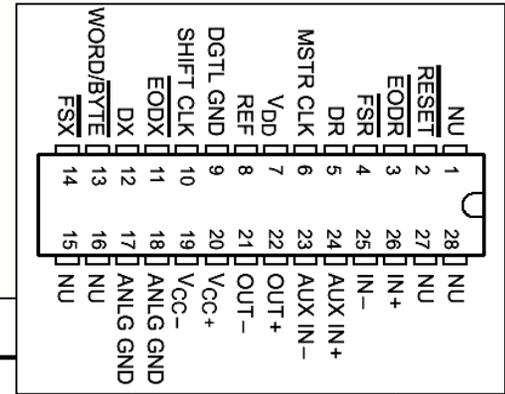


# 28- Circuit d'entrée-sortie pour DSP



Circuit Texas TLC32044

- 2 entrées analogiques, 1 sortie analogique
- CAN et CNA 14 bits
- filtre anti-repliement à capacités commutées
- filtre de reconstruction à capacités commutées, [compensation de sinus cardinal](#)
- fe maximale de 19,2 kHz





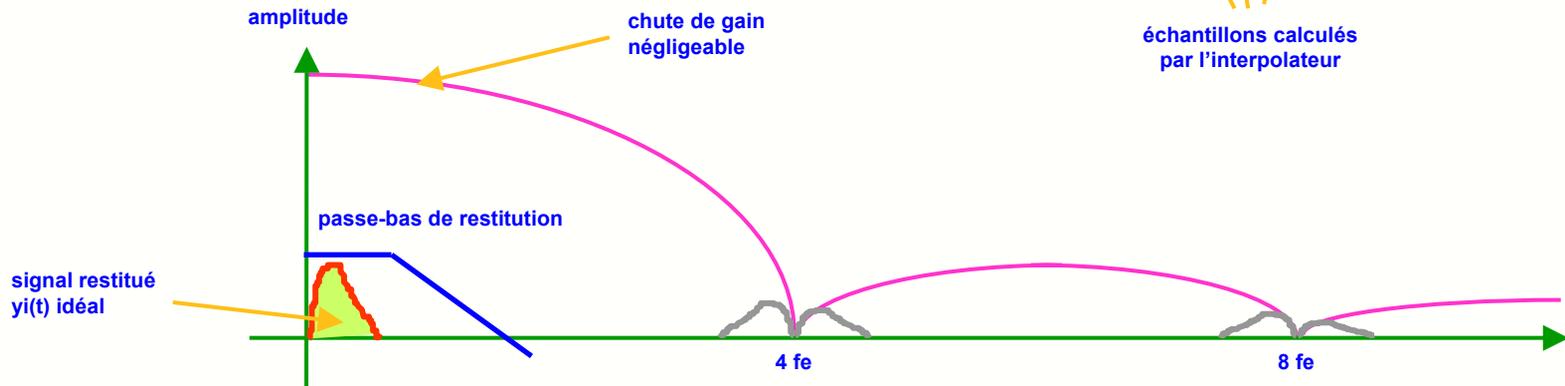
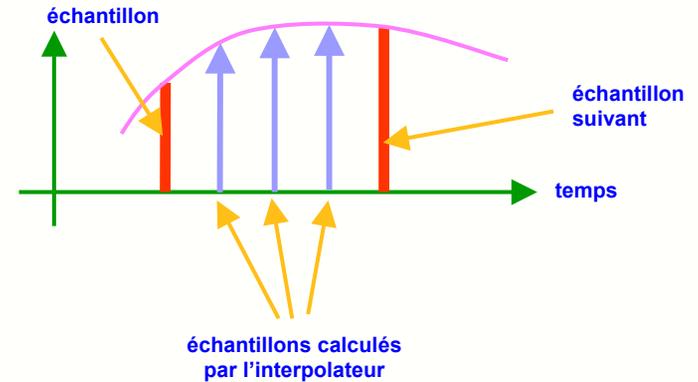
# 29- Restitution par suréchantillonnage



Pour simplifier la conception du filtre de sortie, on utilise très souvent la technique du **sur-échantillonnage** .

Le convertisseur numérique-analogique est précédé d'un **filtre numérique interpolateur** :

- ce filtre calcule des échantillons supplémentaires qui seront placés entre 2 échantillons connus
- avec **3 échantillons supplémentaires**, le rythme des échantillons devient 4 fois plus élevé, soit  $f_e = 4 \cdot f_e$
- on parle dans ce cas de **quadruple suréchantillonnage**
- les **lecteurs CD audio actuels** utilisent couramment **l'octuple suréchantillonnage** ( calcul de 7 échantillons dans  $T_e$ )



### Remarques :

- dans la bande du signal le gain du bloqueur reste constant, le signal restitué par un simple passe-bas correspond au signal idéal  $y_i(t)$
- le filtre passe-bas de restitution n'a pas besoin d'être d'ordre élevé, puisqu'il doit éliminer les composantes autour de  $4f_e, 8f_e \dots$
- les échantillons intermédiaires calculés par le filtre interpolateur facilitent la restitution, sans nécessiter une augmentation effective de  $f_e$  avec ses conséquences négatives ( accroissement du flux de données, de la capacité de stockage, diminution de la durée du CD ...)
- pour que l'interpolation soit efficace même entre deux échantillons qui ne diffèrent que par le LSB, il faut que le calcul se fasse sur un nombre de bits supérieur : dans les lecteurs CD actuels les échantillons sont codés sur **20 voire 22 bits**

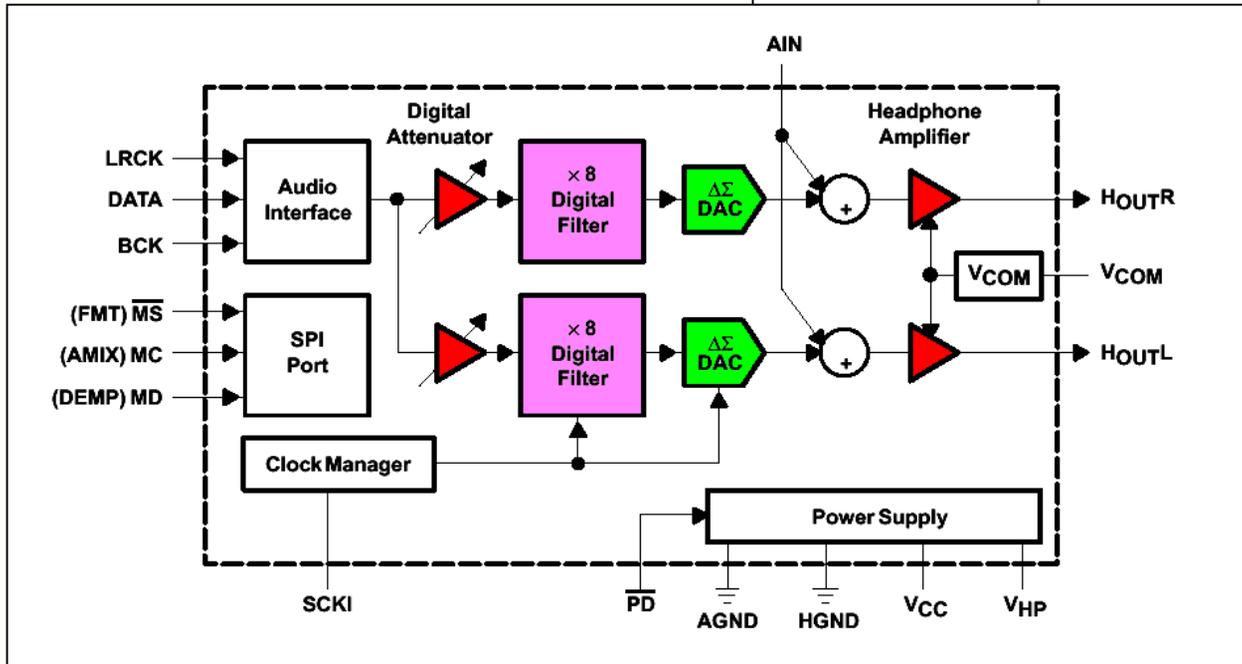
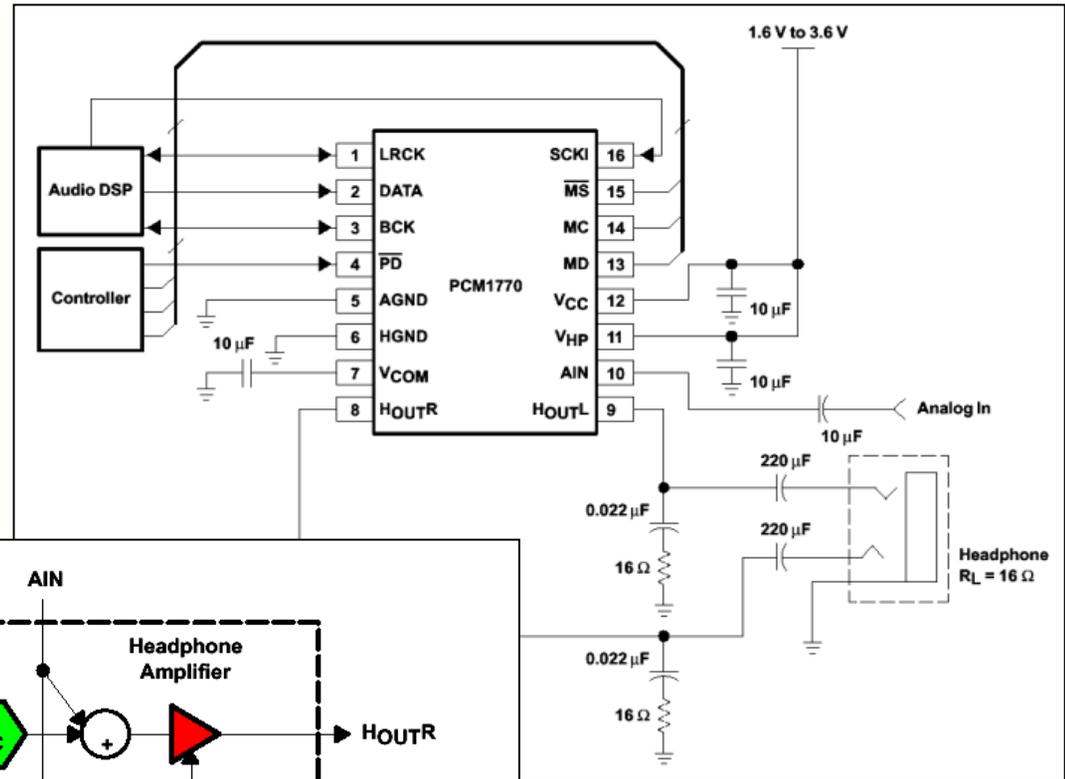


# 30- Exemple de circuit à suréchantillonnage



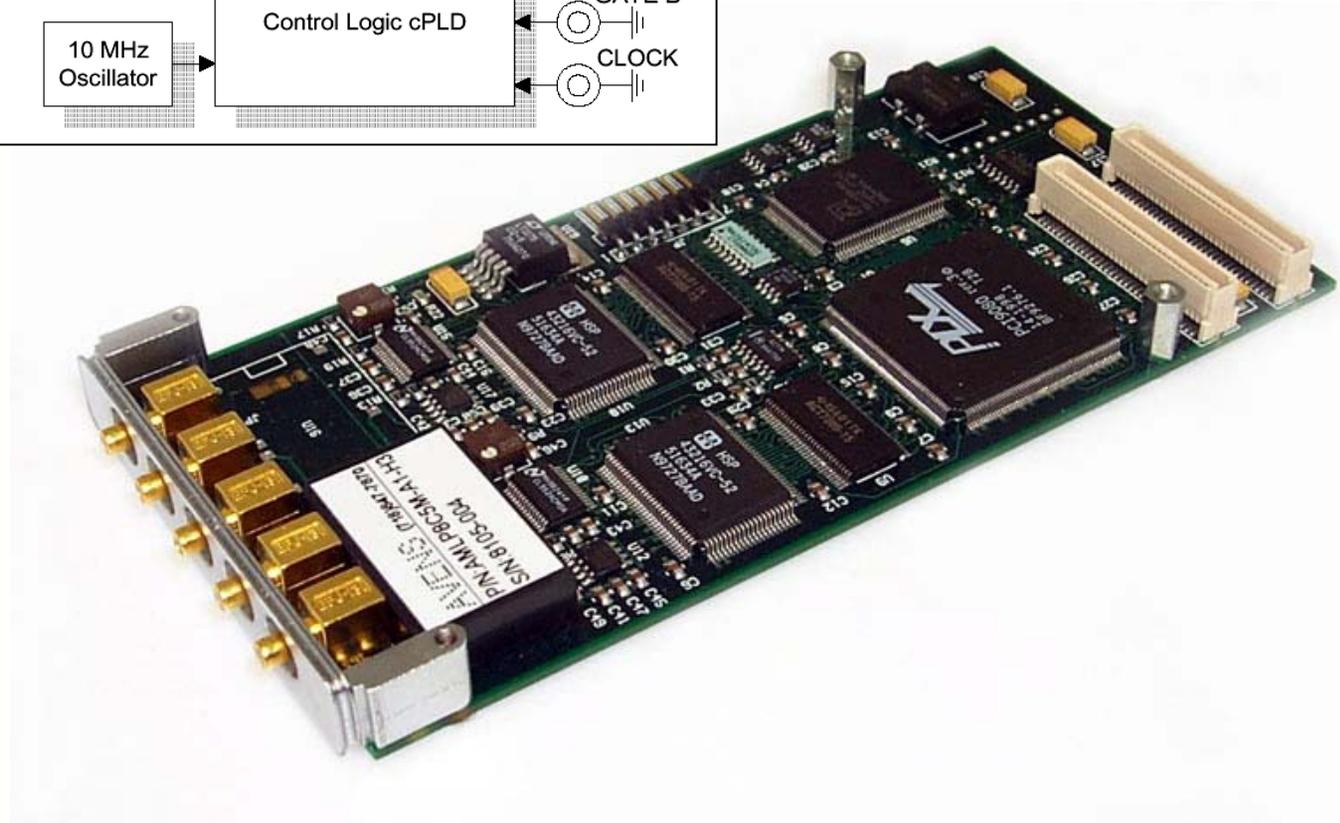
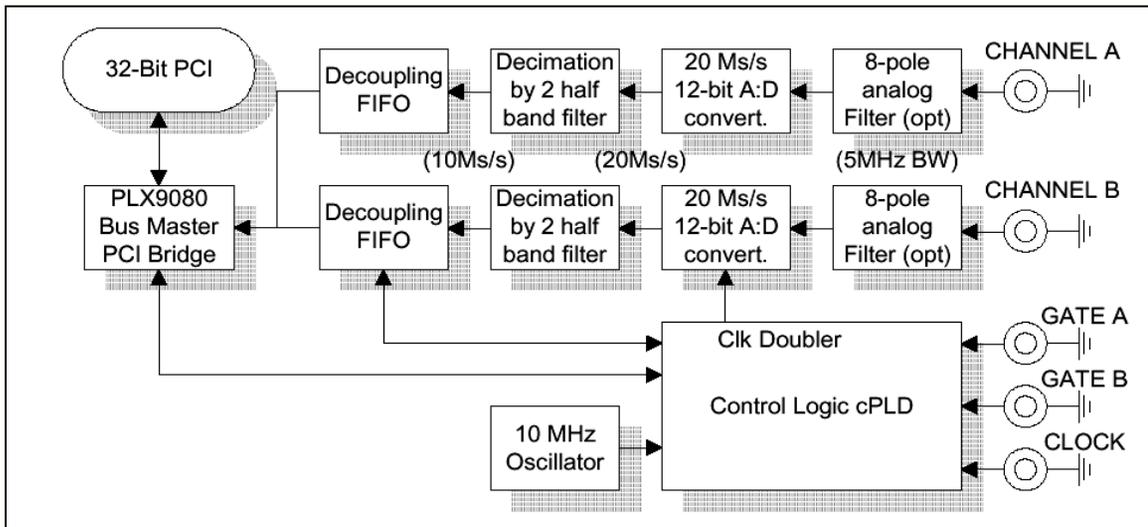
Circuit Texas PCM1771

- 2 sorties analogiques
- CNA 24 bits
- **octuple suréchantillonnage**
- fe de 5 kHz à 50 kHz
- amplificateur pour casque intégré





# 31 - Exemple de carte d'acquisition



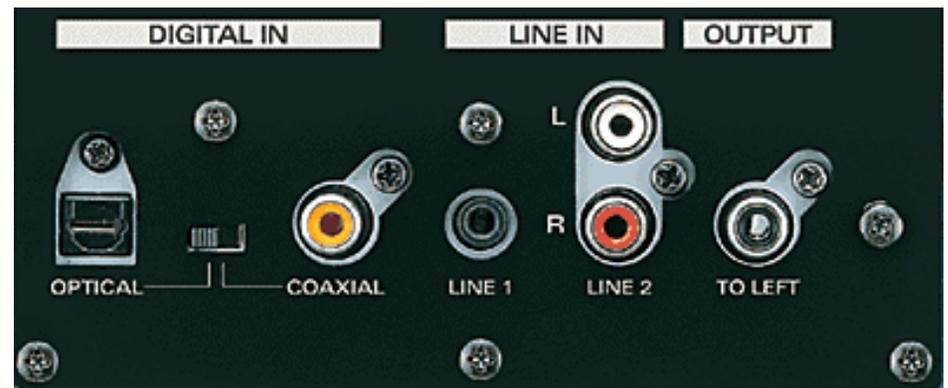
## Carte d'entrée analogique :

- 2 voies
- 12 bits
- 10 Mech/s
- filtre anti-repliement 5 MHz
- $f_e = 20$  MHz
- décimation par 2
- produit par Technobox Inc

## 32- Exemple d'enceintes acoustiques numériques

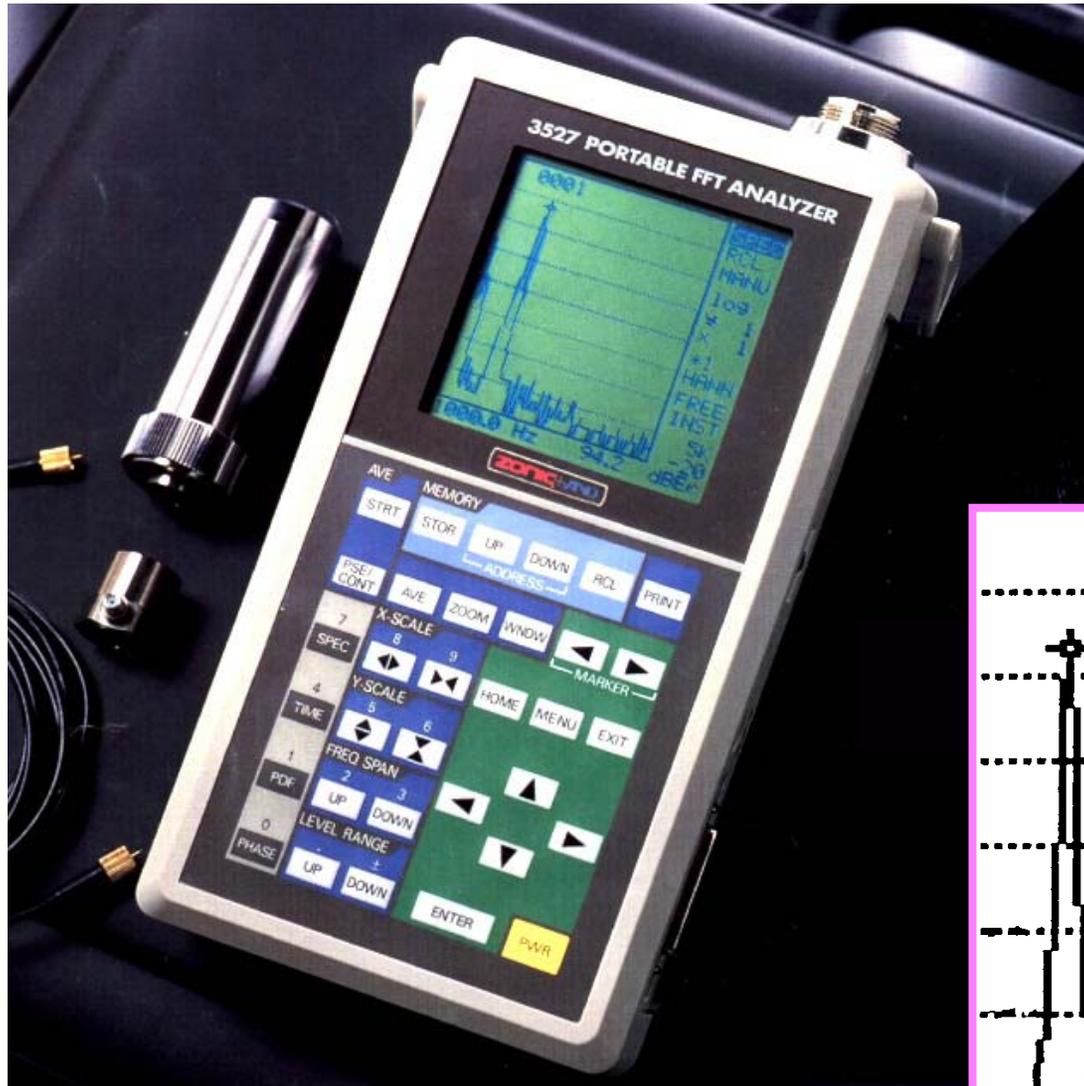


- amplificateur stéréo 2 x 10W
- convertisseur CAN 24-bit/96 kHz
- connecteurs RCA, coaxial et fibre optique
- type basse-reflex à 2 voies
- finition bois
- prise jack pour casque





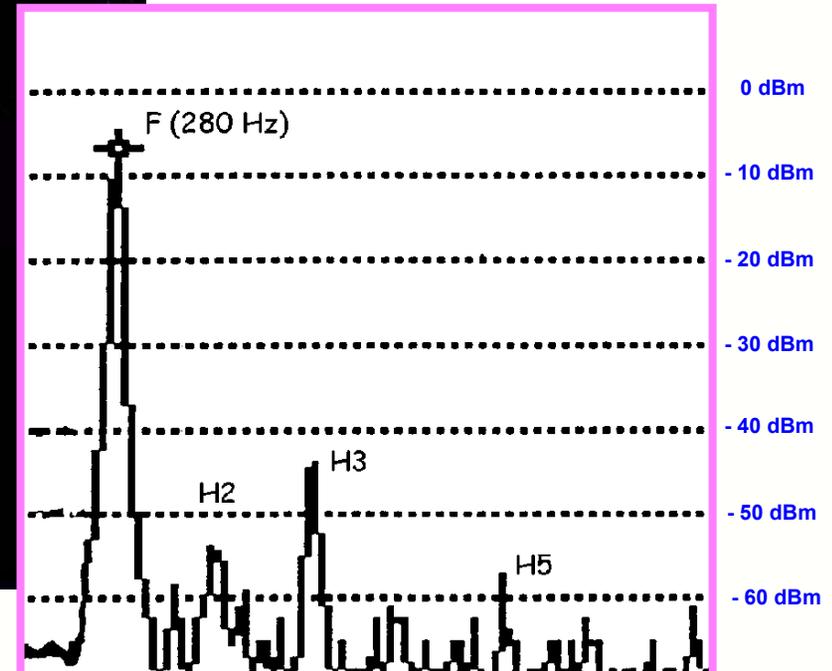
# 33- Exemple d'analyseur de signal FFT



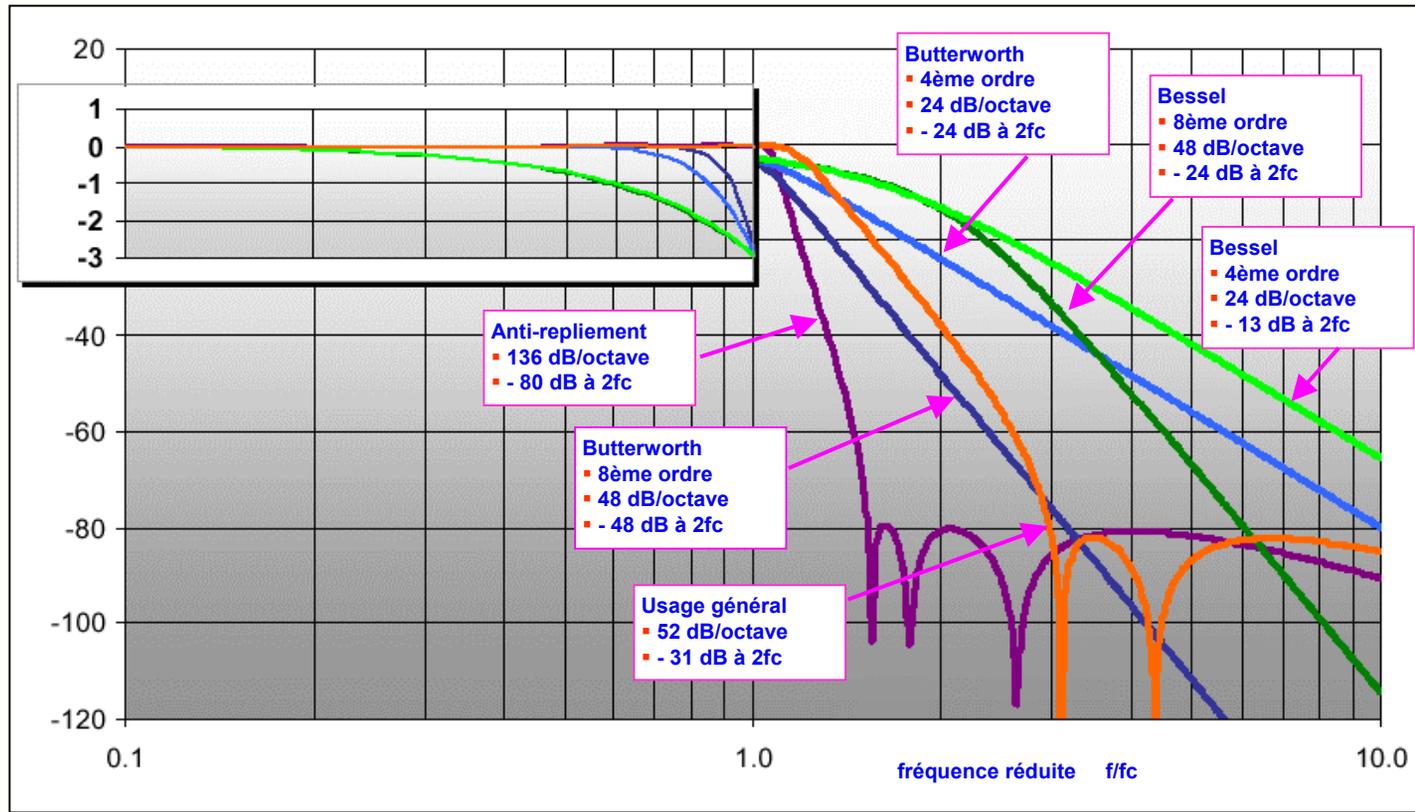
## Analyseur FFT portable Zonic :

- 1 voies
- impédance d'entrée 100 kohms
- 12 bits, dynamique 74 dB
- gamme de fréquence : 100 Hz à 50 kHz
- filtre anti-repliement 95 dB/octave
- calcul du spectre par transformée de Fourier rapide
- FFT sur 256, 512, 1024 ou 2048 points

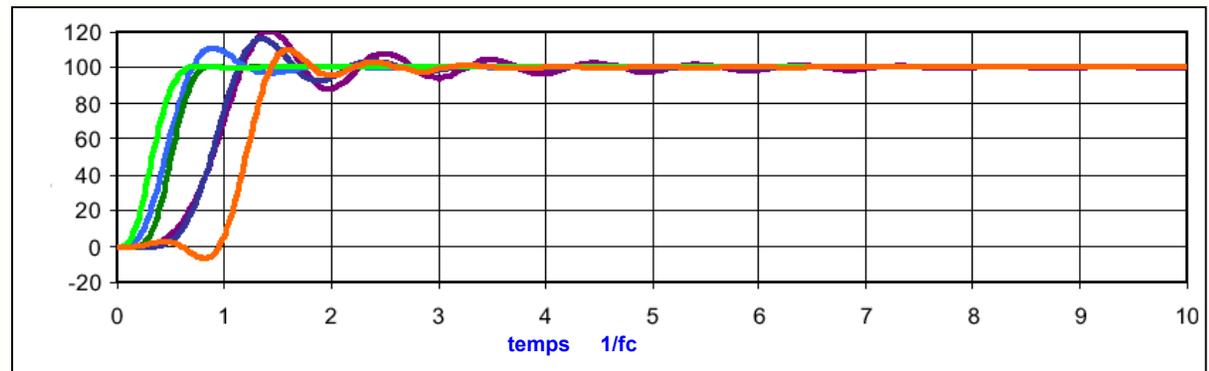
Spectre FFT d'une sinusoïde en sortie d'un BGF



# 34- Les différents types de filtres passe-bas

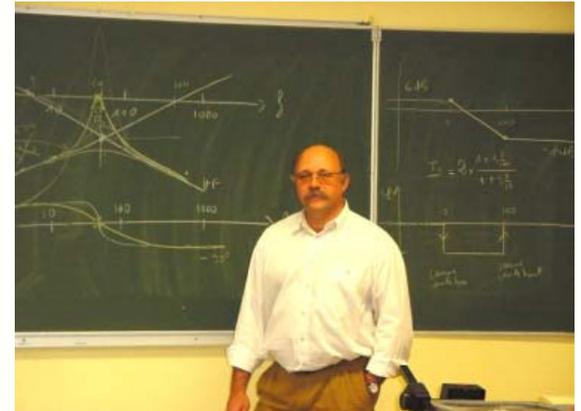


Réponses indicielles





Le zoo de Mulhouse



# FIN