

Cours de techniques des mesures

Aperçu des chaînes d'acquisition de données

Et

Traitement des signaux

Mécanique, 6^{ème} semestre

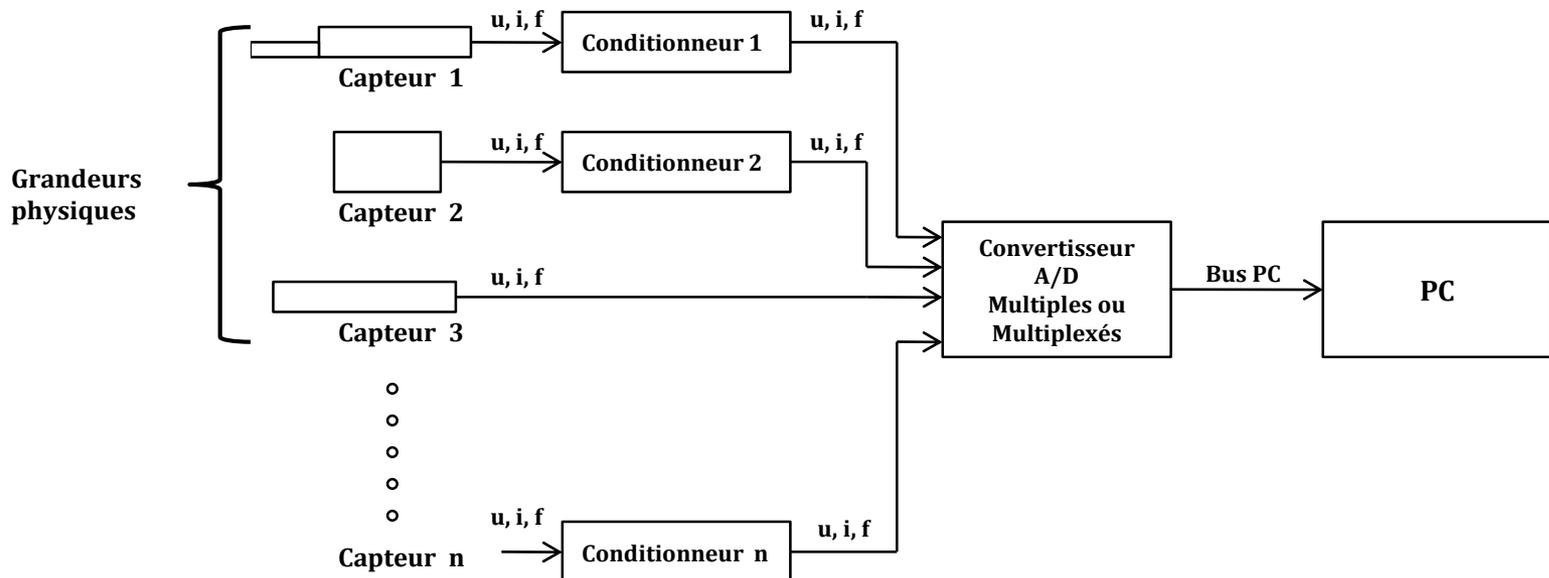
Un des points important de la conception d'un essai est l'acquisition et le traitement des données. Dès lors, les points ci-dessous s'imposent dans tout dispositif complexe de prise de données.

- Concevoir la chaîne d'acquisition
- Ou analyser la chaine existante à disposition
- Traiter les signaux et les informations acquis

1 Architecture des chaînes

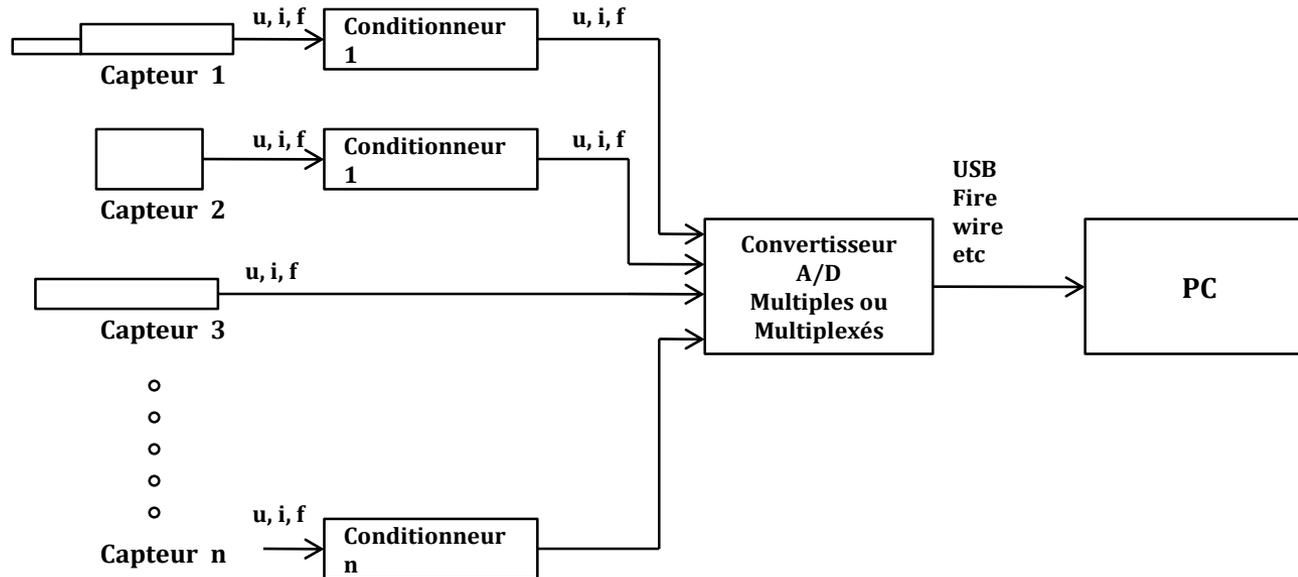
D'une manière générale, une chaîne d'acquisitions peut avoir les architectures suivantes:

1.1 Architecture A



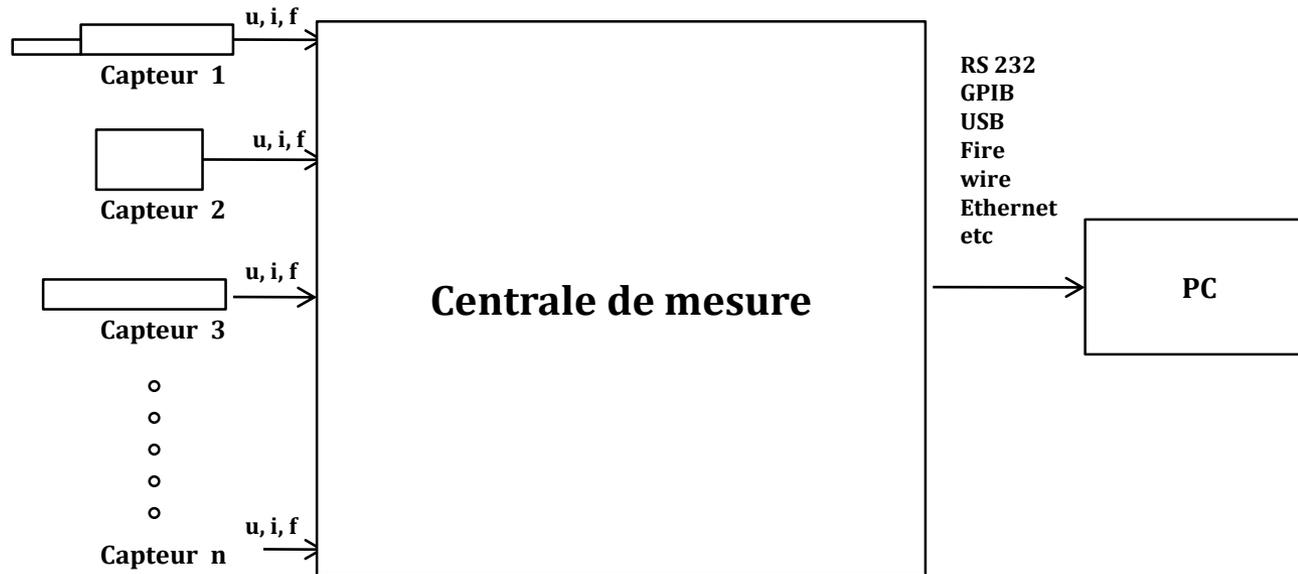
Petits **conditionneurs déportés**; **carte A/D multiplexée** ou **carte multi A/D** connectée au bus interne du PC

1.2 Architecture B



Petits **conditionneurs déportés**; **module** A/D multiplexée ou **module** multi A/D connecté au PC par un bus sériel USB, ethernet, voir fire wire

1.3 Architecture C

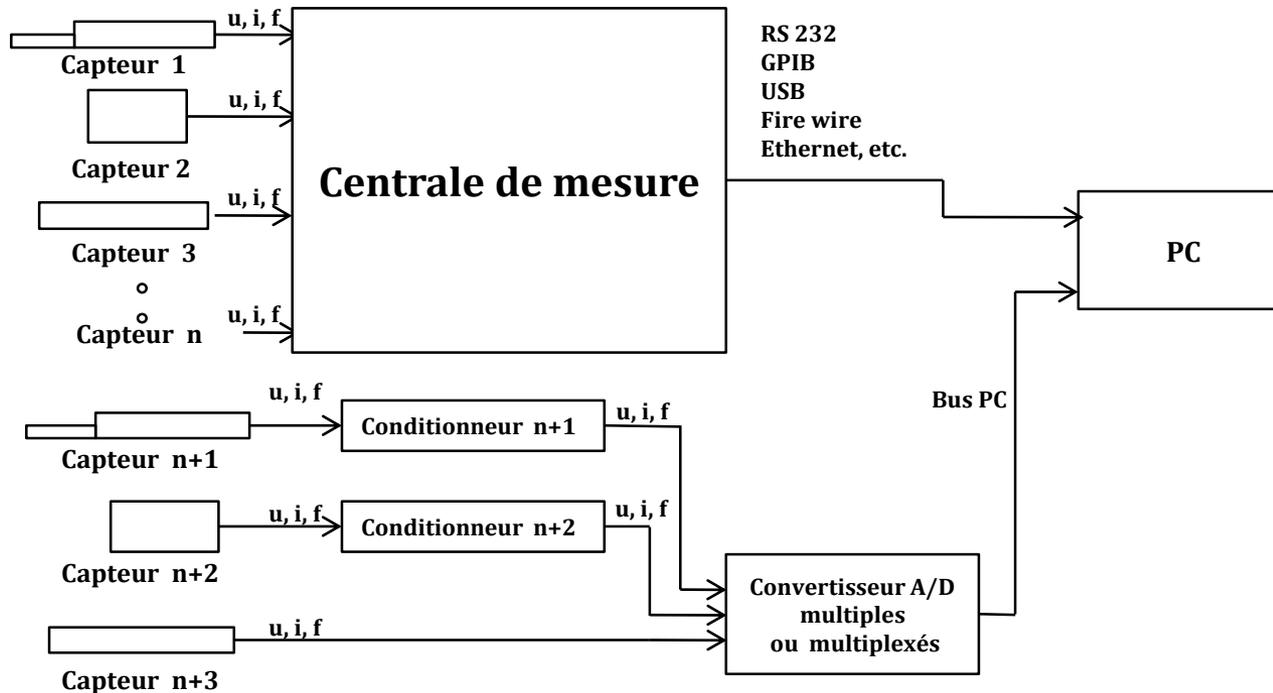


Les divers conditionnements ainsi que l'A/D ou les A/D sont intégrés dans la **centrale de mesure**. La centrale de mesure communique par données numériques et protocole de haut niveau avec le PC

1.4 Architecture D

Il s'agit de combinaisons des cas précédents. Il faut alors résoudre le problème de synchronisation des données provenant des divers équipements.

Exemple: Architecture A et C



1.5 Composants



Capteur de pression



Conditionneur



Carte d'acquisition ISA
Multi IO, Analog in. multiplexé



Conditionneur avec affichage



Capteur de position



Appareil de mes. avec sorties pour acq.



Carte d'acquisition PCI
Multi IO, multi A/D



Le P.C.



Capteur de température



Centrale de mesure



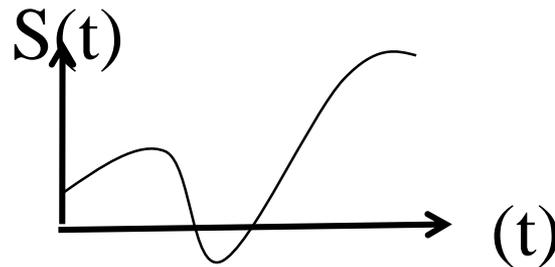
Module d'acquisition USB
Multi IO, multi A/D



Centrale de mesure

2 Les Signaux

Les signaux recueillis sur un dispositif expérimental sont des fonctions réelles ($S(x, \dots, t)$) de variables réelles (x, \dots, t). Afin d'alléger l'écriture, nous faisons l'hypothèse générale que les signaux sont adéquat au traitement.



Certaines caractéristiques du signal nous permettent de le classifier, d'en déduire la nature à fin de traitement.

2.1 Classification

Parmi les diverses classifications existantes, nous nous bornerons aux classifications temporelle et énergétique

Classification temporelle

L'observation de l'évolution du signal en fonction du temps permet de savoir si le signal est déterministe ou aléatoire.

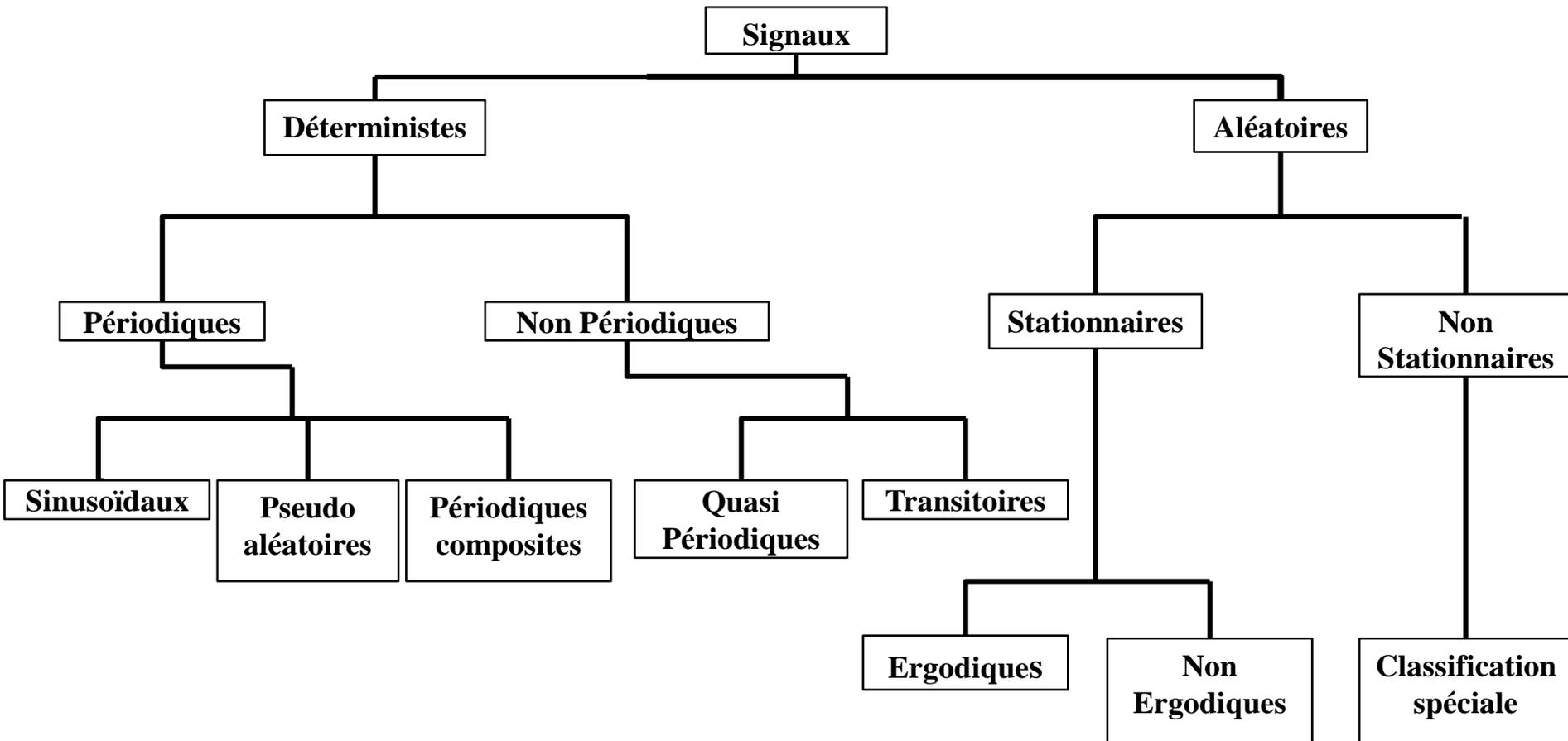
– Evolution prévisible en fonction du temps

⇒ ***Signal déterministe.***

– Evolution du signal imprévisible en fonction du temps; évaluation du signal par un modèle statistique

⇒ ***Signal aléatoire.***

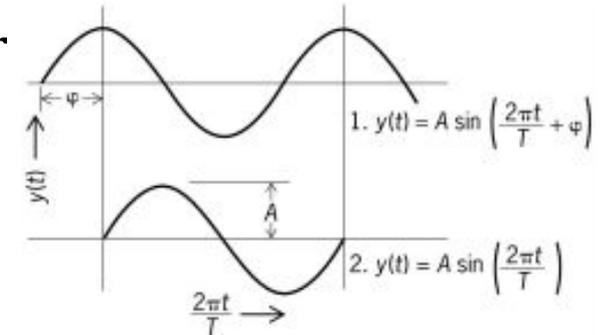
2.1.1 Arbre de la classification temporelle



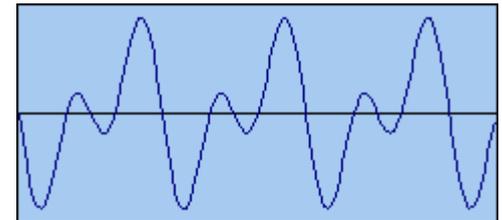
2.1.2 Classification: signaux déterministes

-Signaux périodiques : de forme $y(t) = y(t + kT)$ k entier

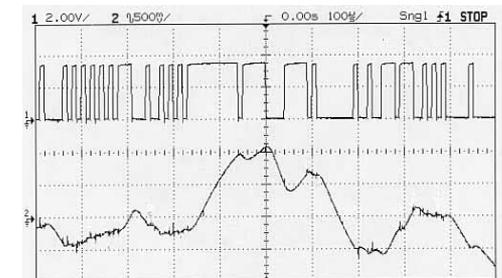
- Sinusoidaux: forme $y(t) = A \sin(2\pi(t + \varphi)/T)$



- Périodiques composites



- Pseudo aléatoire

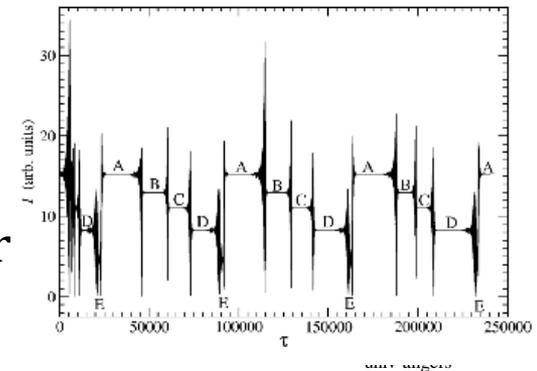


2.1.2 Classification: signaux déterministes

-Signaux non périodiques : n'obéissent pas à loi de répétition de période T

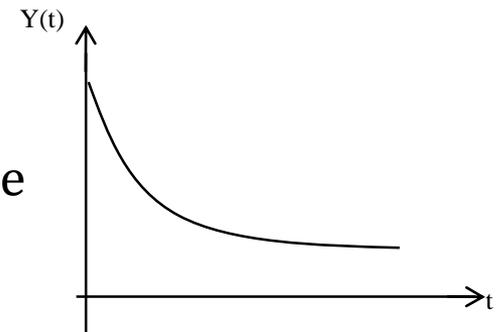
- Quasi périodique

Les périodes des principales composantes du signal semblent identiques mais ne le sont pas. Leur rapport donne un nombre irrationnel.



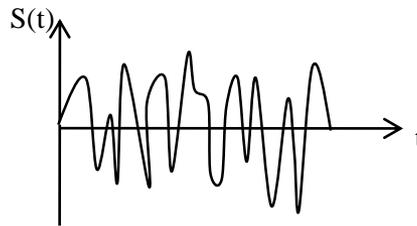
- Transitoire

Ce signal est le plus souvent produit lors du passage d'un état à un autre d'un système; il est par nature éphémère.



2.1.3 Classification: signaux aléatoires

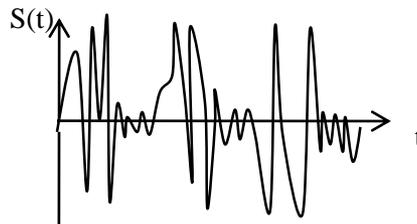
-Signaux stationnaires: Les propriétés statistiques (moyenne, écart type, ...) du signal ne changent pas au cours du temps .



- Ergodique: Si les moyennes statistiques du signal stationnaire sont équivalentes aux moyennes temporelles alors le signal aléatoire stationnaire est ergodique.
- Non ergodique

2.1.3 Classification: signaux aléatoires

-Signaux non stationnaires: Les propriétés statistiques du signal changent au cours du temps.



2.1.4 Classification énergétique

Le calcul de la puissance ou de l'énergie contenue dans le signal, permet de le classer dans l'une des deux catégories à savoir énergie finie ou puissance finie.

-Tout signal $x(t)$ dont l'énergie $W = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty$ est bornée

et dont la puissance moyenne $P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt = 0$ est nulle est dit à

énergie finie. C'est le cas des signaux transitoires, déterministes ou aléatoires.

-Tout signal $x(t)$ dont puissance moyenne $0 < \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt < \infty$ est finie

et dont l'énergie $W = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt \rightarrow \infty$ tend vers l'infini est dit à *puissance finie*.

C'est le cas des signaux périodiques, quasi périodiques et des signaux aléatoires permanents

2.2 Autres classifications

Il y en a deux autres principales que nous citons simplement.

- **La classification spectrale** (bandes de fréquence, largeur des bandes)
- **La classification morphologique** (continu, échantillonné, numérique....)

Conclusions sur les classifications

Dans la suite du cours on traitera les signaux déterministes.

Le traitement des signaux aléatoires fait appel à d'autres outils car la transformée de Fourier n'est pas directement applicable.

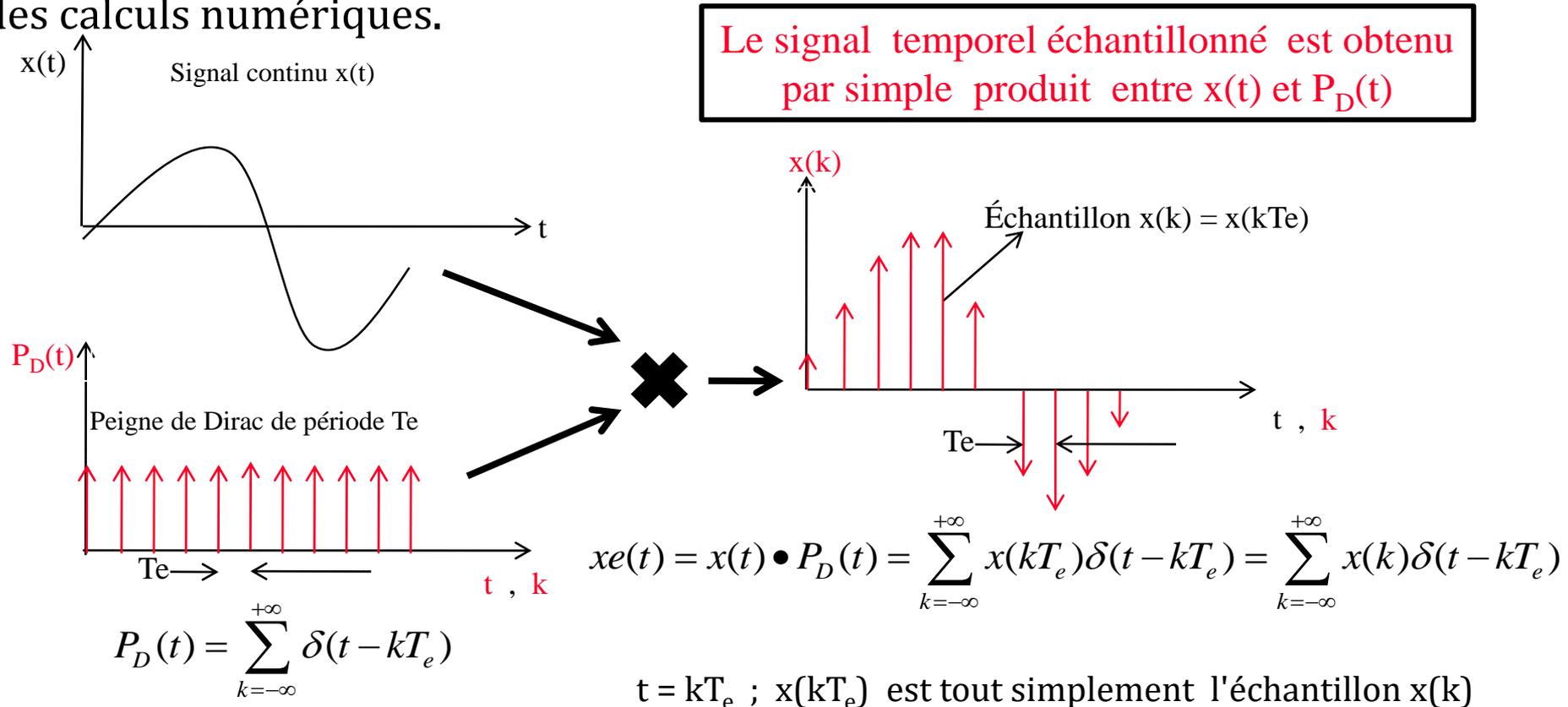
L'ergodicité simplifie l'analyse de signaux aléatoires(SASE)

La moyenne, la covariance, la corrélation, la densité spectrale de puissance, Sont les outils de base pour le traitement des signaux aléatoires.

3 Echantillonnage

3.1 Echantillonnage (vision temporelle)

Les signaux physiques du dispositif sous test doivent être échantillonnés en vue des calculs numériques.

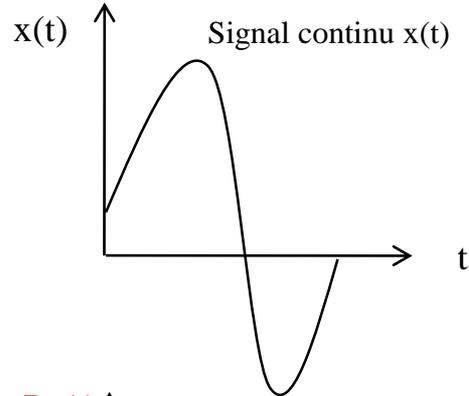


Remarques sur l'échantillonnage.

- La période d'échantillonnage T_e doit être constante par commodité.
- Dans l'échantillonnage réel, les impulsions du peigne ont une durée non nulle.
- Lors de l'échantillonnage réel, afin que le convertisseur ne voit pas les changements du signal durant la conversion, induisant des erreurs, le signal est maintenu (hold) pendant un court instant.

3.2 Echantillonnage (vision fréquentielle)

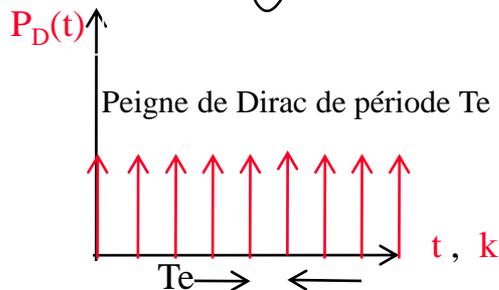
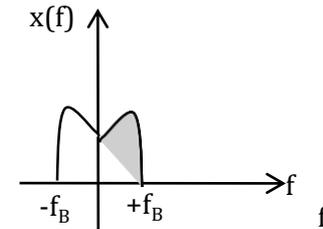
Afin de présenter quelques lois importantes de l'échantillonnage, nous anticipons sur quelques notions et propriétés de la transformée de Fourier.



La transformée de Fourier $x(f)$ du signal $x(t)$ est:

$$x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt$$

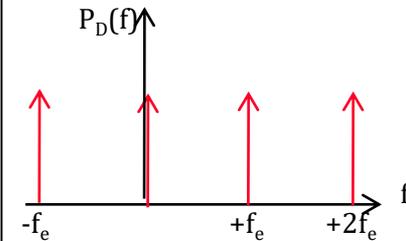
graphiquement, cela correspond à une bande de fréquence occupée par le signal



La transformée de Fourier $P_D(f)$ du peigne de Dirac $P_D(t)$ est:

$$x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e) \cdot e^{-j2\pi ft} dt = f_e \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(f - kf_e)$$

graphiquement, cela correspond à des impulsions de Dirac espacé de $f_e = 1/T_e$

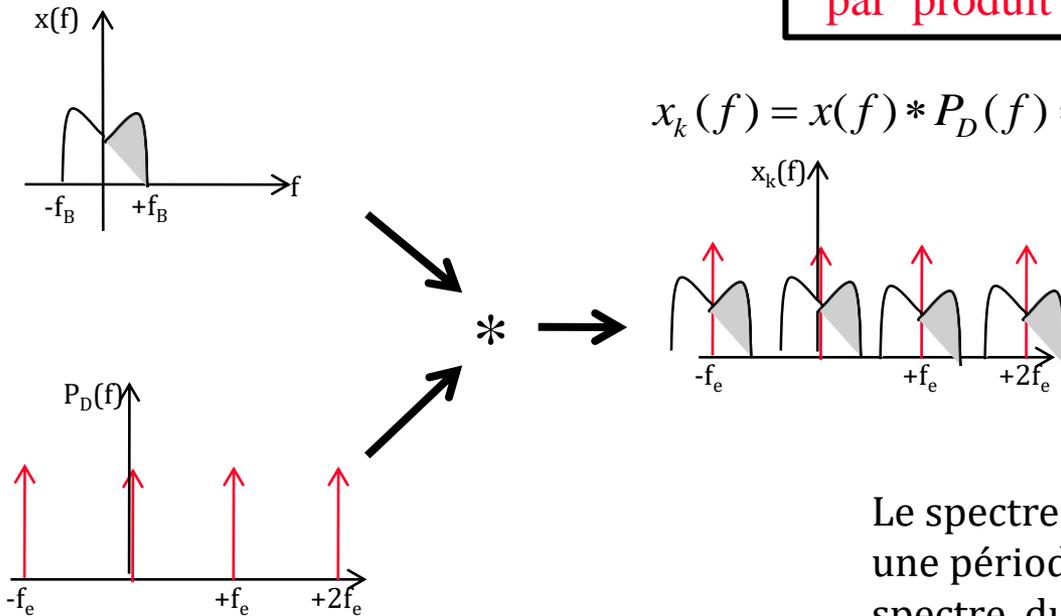


$$P_D(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e)$$

3.2 Echantillonnage (vision fréquentielle)

L'application du théorème de Plancherel (correspondance du produit dans un domaine (t) au produit de convolution dans l'autre (f) et réciproquement, permet de trouver la TF du signal échantillonné.

Le signal fréquentiel échantillonné est obtenu par produit de convolution entre $x(f)$ et $P_D(f)$



$$x_k(f) = x(f) * P_D(f) = x(f) * f_e \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(f - kf_e) = f_e \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(f - kf_e)$$

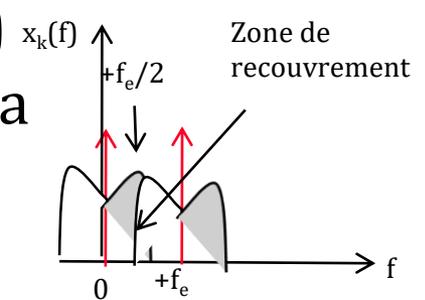
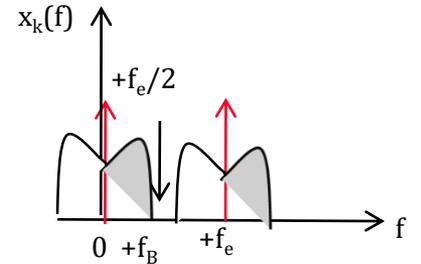
Le spectre du signal échantillonné correspond à une périodisation aux multiples entiers de f_e du spectre du signal à échantillonner.

Cela évoque aussi une modulation en amplitude.

3.2 Echantillonnage (vision fréquentielle)

Conséquences

- On définit $f_e/2$ comme la fréquence de **Nyquist**
- Si la composante fréquentielle la plus élevée de $x(f)$ est plus grande que la fréquence de Nyquist, on aura un recouvrement de spectre, et dénaturation des signaux initiaux. D'où le théorème de **Shanon**
 $f_B \leq f_e/2$ ou $f_e \geq 2 \cdot f_B$.
- L'utilisation d'un filtre de garde dont la fréquence de coupure est au maximum à $f_e/2$ permet d'éviter le recouvrement de spectre.



3.3 Quantification (linéaire)

Le signal échantillonné et maintenu doit être quantifié c'est-à-dire qu'on lui affecte une valeur numérique entière la plus proche possible de la vraie valeur .

Soit X la plage max admissible en entrée du quantificateur

Soit N le nombre de valeurs que peut prendre le signal

Soit ΔX l'incrément de quantification

Alors $X = N \cdot \Delta X + \varepsilon$

ε est l'erreur de quantification.

Compte tenu du seuil pour l'arrondi, $\varepsilon = \pm \Delta X / 2$

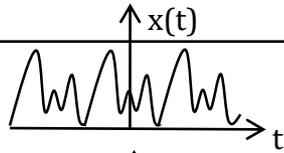
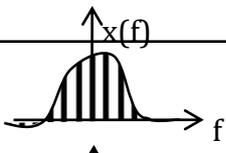
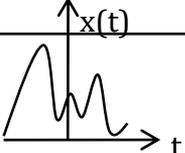
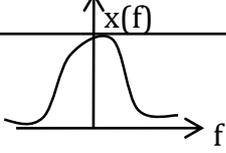
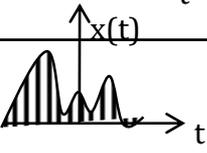
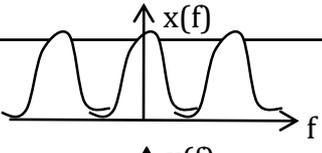
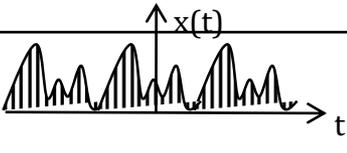
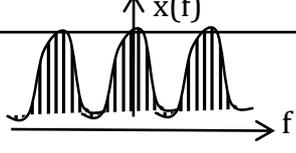
l'erreur relative $e = \frac{\varepsilon}{X} = \frac{\pm \frac{\Delta X}{2}}{X} = \pm \frac{1}{2N+1} \cong \pm \frac{1}{2N}$ car $N \gg 1$

$N = 2^n$ avec n = nbre de bits du convertisseur.

4 Méthodes de calcul du spectre

La représentation fréquentielle des signaux facilite l'approche et l'analyse des phénomènes vibratoires.

La méthode de calcul du spectre du signal dépend de sa classification

Signal temporel	Représentation	Méthode de calcul	Signal fréquentiel	Représentation
Continu et périodique		Série de Fourier	Discret et non périodique	
Continu et non périodique		Intégrale de Fourier	Continu et non périodique	
Discret et non périodique		Intégrale de Fourier	Continu et périodique	
Discret et périodique		Transformée de Fourier discrète	Discret et périodique	

4.1 Série de Fourier

S'applique à un signal continu $x(t)$ de période; $T_0 = \frac{1}{f_0}$
si les conditions de convergence de la série sont remplies:

$x(t)$ continue et définie sur l'intervalle $\left[-\frac{T_0}{2}; +\frac{T_0}{2}\right]$

$x(t)$ peut se mettre sous forme d'une série de fonctions sinusoïdales

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t) = \sum_{k=0}^{+\infty} A_k \cos(k\omega_0 t) + \varphi_k$$

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{t+T_0}^{t+T_0} x(t) dt$$

Valeur moyenne du signal

$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} x(t) \cos(k\omega_0 t) dt$$

$$b_k = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} x(t) \sin(k\omega_0 t) dt$$

4.1.2 Série de Fourier , autres formes.

Vectorielle:
$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} A_k \cos(k\omega_0 t) + \varphi_k$$

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad \text{module}$$

$$\varphi_k = \text{arctg}\left(\frac{b_k}{a_k}\right) \quad \text{phase}$$

Complexe:
$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k e^{(-jk\omega_0 t)} \quad C_k = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} \mathbf{x}(t) e^{(-jk\omega_0 t)} dt$$

Propriétés:

si $x(t)$ est paire: $x(t) = x(-t)$ alors $b_k = 0 \quad \forall k$

si $x(t)$ est impaire: $x(t) = -x(-t)$ alors $a_k = 0 \quad \forall k$

Symétrie par glissement: $x(t) = x(t + \frac{T_0}{2})$; $\forall t$: coeffs. k impair nuls.

Sym. par gliss. & inversion: $x(t) = -x(t + \frac{T_0}{2})$; $\forall t$: coeffs. k pair nuls.

4.2 Transformée de Fourier ou Intégrale de Fourier

Elle s'applique à un signal continu ou discret non périodique. Sa formulation suppose un nombre infini d'échantillon ce qui la rend peu pratique pour un traitement numérique.

Si l'intégrale $\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) dt$ du signal a une valeur finie alors:

$$x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad \text{est la transformée de Fourier de } x(t)$$

$$x(f) \quad \text{Étant complexe sa partie réelle vaut: } \operatorname{Re}\{x(f)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt$$

$$\text{sa partie imaginaire vaut: } \operatorname{Im}\{x(f)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt$$

$$F^{-1}\{x(f)\} = x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(f) e^{j2\pi ft} df \quad \text{est la transformée inverse de Fourier}$$

Transformée de Fourier ou Intégrale de Fourier

Quelques propriétés

Domaine temporel	Domaine fréquentiel
Impulsion de Dirac (court dans le temps)	Spectre infini (large en fréquences)
Signal infiniment large	Impulsion courte
Porte	Sinus cardinal

4.3 Transformée de Fourier Discrète

Le traitement numérique des données nous oblige à échantillonner le signal temporel $x(t)$; ceci conduit à une périodisation dans le domaine fréquentiel.

Le calcul de la transformée de Fourier discrète sur N échantillons est un échantillonnage dans le domaine fréquentiel; conséquence une périodisation dans le domaine temporel.

On se trouve dans le dernier cas des méthodes de calcul de notre tableau.

Quelque soit le signal, la TFD s'applique.

4.3 Transformée de Fourier Discrète

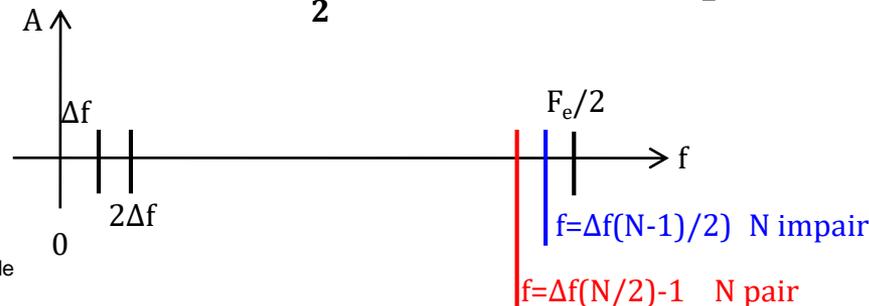
Soit un signal de N échantillons x_k ; la suite x_m est la TFD du signal $x(t)$ ayant produit les échantillons x_k .

$$x_m = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{-j2\pi \frac{k \cdot m}{N}}$$

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x_m \cdot e^{j2\pi \frac{k \cdot m}{N}} \text{ est la transformée inverse.}$$

Répartition des raies fréquentielles

L'information pertinente se trouve entre 0 et $f_e/2$. Si N est pair, le rang de la dernière raie est $\frac{N-1}{2}$. Si N est impair ce rang est $\frac{N-1}{2}$.



4.3.1 Transformée de Fourier Rapide (FFT)

Le calcul d'une TFD d'un signal de N échantillons requière N^2 multiplications complexes (gourmandes en temps de calcul) et $N(N-1)$ additions complexes.

L'algorithme **FFT réduit** le nombre de multiplication à $(N/2)\log(N)$. A partir de $N=512$ le gain de temps est de plus de 100 et augmente vite avec le nbre d'échantillons (372 pour $N=2048$).

La principale exigence de la FFT est qu'elle nécessite un nombre d'échantillons en puissance de deux.

4.3.2 Résolution fréquentielle

Elle vaut $\Delta f = \frac{f_e}{N}$. Pour l'améliorer on agit généralement sur N, car les actions sur f_e ont une incidence sur:

- le respect de Shannon
- le matériel (filtre de garde, fréquence d' horloge du CAN).

L'augmentation de la précision en fréquence est obtenue par augmentation du nombre d'échantillon N; ce qui revient à élargir la fenêtre d'observation.

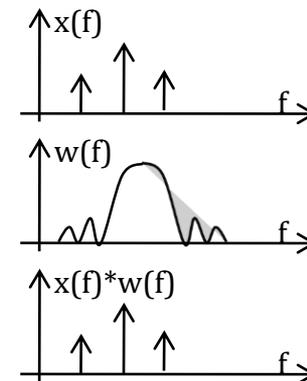
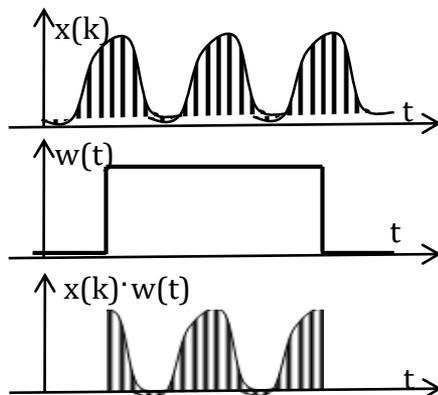
Si des échantillons supplémentaires ne sont pas disponibles, on procède au **ZERO PADDING** qui consiste en l'ajout d'échantillons de valeurs nulles.

4.3.3 Effet de la troncature et fenêtrage

Le calcul d'une TFD nécessite N échantillons.

Selon le nombre d'échantillons désirés, la troncature peut être vue dans le domaine temporel comme un produit d'une fenêtre rectangulaire de largeur variable et du signal échantillonné.

Ce qui dans le domaine fréquentiel correspond à un produit de convolution entre la TF du signal échantillonné et une fonction sinus cardinal résultat de la TF de la fenêtre.



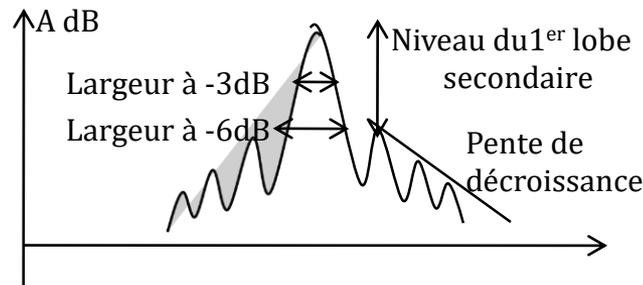
4.3.3 Effet de la troncature et fenêtrage

4.3.3.1 Phénomène de GIBBS

Les discontinuités présentes dans le signal échantillonné et tronqué suite au fenêtrage rectangulaire, (flancs raides du rectangle) créent des oscillations sur le signal fréquentiel.

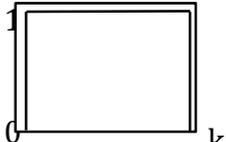
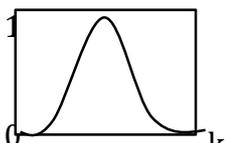
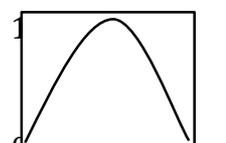
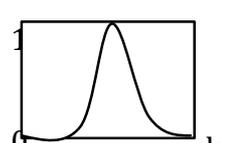
L'amplitude des oscillations reste constante quelque soit N , alors que leur fréquence croît avec N .

Afin de minimiser ces erreurs, on utilise plusieurs types de fenêtres. Les TF de toutes ces fenêtres sont des fonctions Sinc caractérisées par la largeur à -3dB et -6dB du lobe principal le niveau du 1^{er} lobe secondaire et le taux de décroissance des lobes secondaires.



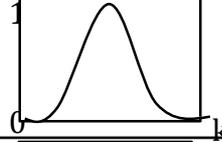
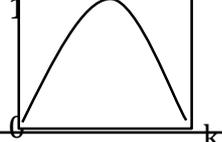
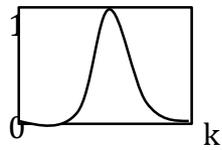
4.3.3 Effet de la troncature et fenêtrage

4.3.3.2 Quelques fenêtres courantes.

Fenêtre	Allure Temporelle	Equation	Largeur Lobe Princ. -3dB	Largeur Lobe Princ. -6dB	Niveau 1 ^{er} lobe sec.	Pente d'att. des lobes sec.
Rect.		$W_k = 1$ $K=0, \dots, N-1$ $W_k = 0 \text{ ailleurs}$	$0.89/N$	$1.21/N$	-13 dB	-6 dB/oct
Hamming		$W_k = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right)$ $K=0, \dots, N-1$ $W_k = 0 \text{ ailleurs}$	$1.3/N$	$1.81/N$	-43 dB	-6 dB/oct
Hanning		$W_k = 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right)$ $K=0, \dots, N-1$ $W_k = 0 \text{ ailleurs}$	$1.44/N$	$2/N$	-32 dB	-18 dB/oct
Blackman		$W_k = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi}{N}k\right)$ $K=0, \dots, N-1$ $W_k = 0 \text{ ailleurs}$	$1.68/N$	$2.35/N$	-58 dB	-18 dB/oct

4.3.3 Effet de la troncature et fenêtrage

4.3.3.3 Fenêtres courantes éléments de choix.

Fenêtre	Allure Temporelle	Remarques
Rect.		Offre la plus faible largeur spectrale au sommet donc bien indiqué pour une identification fine d'une fréquence. Les lobes secondaires étant importants, les mesures d'amplitude des raies latérales au sommet sont erronées.
Hamming		Meilleur compromis en résolution fréquentielle et en amplitude.
Hanning		A peine moins bon que le Hamming.
Blackman		Lobes secondaires fortement atténués, très bonne précision sur la mesures en amplitude des raies présentes dans le lobe principal. Compte tenu de sa largeur, elle offre la moins bonne résolution fréquentielle.

5 Autres opérations courantes.

5.1 Convolution discrète.

Le produit de convolution permet d'obtenir à la sortie d'un système linéaire causal et invariant dans le temps, son signal de sortie:

$$y_k = x_k * g_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i \bullet g_{k-i}$$

x_i l'échantillon appliqué à l'entrée .

g_{k-i} l'échantillon correspondant de la réponse impulsionnelle du système.

g_k peut être considéré comme un signal car c'est la réponse du système excité par un Dirac .

Pour N échantillons de x et g , le produit de convolution s'écrit:

$$y_k = x_k * g_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \bullet g_{k-i}; \quad k \in [0, N-1]$$

5 Autres opérations courantes.

5.2 Corrélation discrète.

La corrélation (intercorrélation) permet de mesurer à chaque instant la ressemblance entre deux signaux. Le résultat est d'autant élevé que les signaux se ressemblent. L'autocorrélation montre le degré de ressemblance entre deux valeurs d'un même signal.

La corrélation est utilisée pour mesurer et améliorer le rapport signal sur bruit; pour évaluer des décalages etc.

Soit x_i et y_i les échantillons des deux signaux.

L'intercorrélation des deux signaux vaut :
$$C_{xy,k} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i \cdot y_{i-k} \quad \forall k$$

Pour N échantillons de x_i et y_i , le produit de corrélation s'écrit:

$$C_{xy,k} = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot y_{i-k} \quad k \in [0, N-1]$$

Remarque : Différence entre convolution et corrélation les indices $i-k$ et $k-i$.

5 Autres opérations courantes.

Remarques sur la convolution et la corrélation discrète.

Ces deux opérations requièrent un décalage de signal sur toute la plage temporelle par l'intermédiaire de l'indice i . Afin d'éviter les distorsions sur le résultat, on recopie les échantillons $(0 \dots N-1)$ en avant $(-(N-2) \dots -1)$ et après $(N \dots 2N-1)$ on périodise le signal et on fait le calcul sur $2N-1$ échantillons.

Pour la convolution la relation devient:
$$y_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \bullet g_{k-i} \quad k \in [0, 2N-1]$$

Pour la corrélation la relation devient:
$$C_{xy,k} = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \bullet y_{i-k} \quad k \in [0, 2N-1]$$

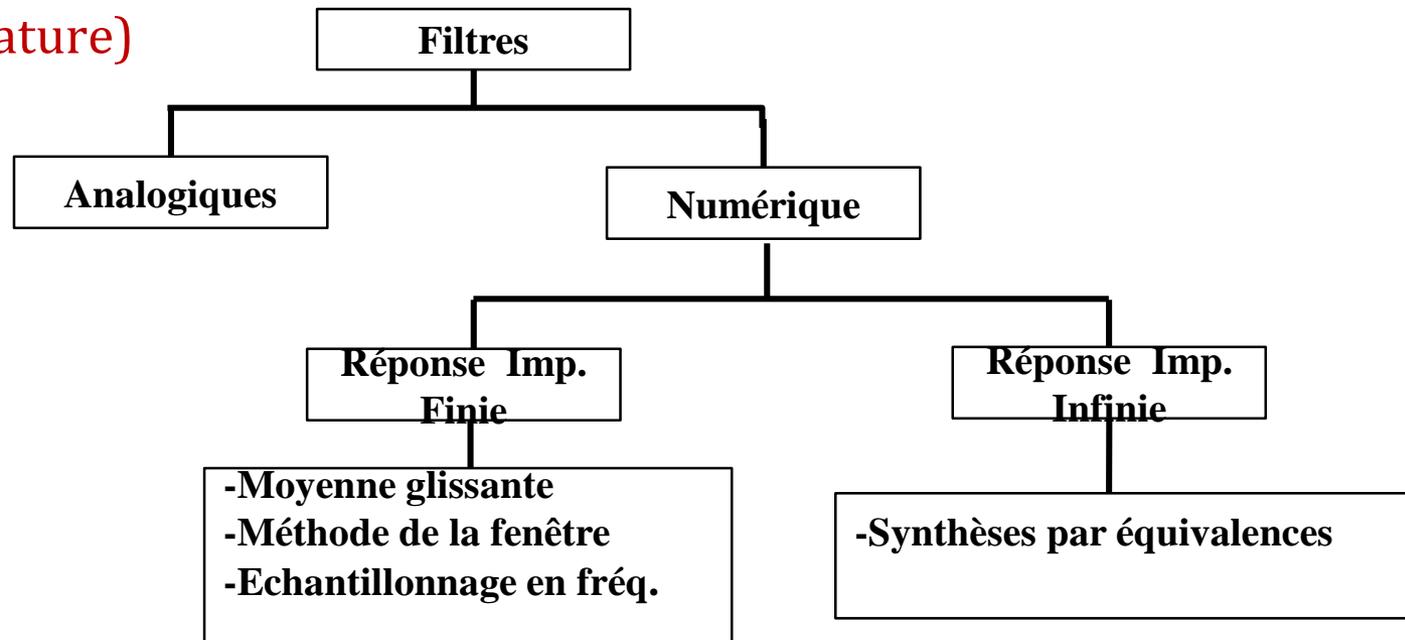
Remarque : Différence entre convolution et corrélation les indices $i-k$ et $k-i$.

6 Filtrage

Il peut être nécessaire de modifier la distribution des composantes fréquentielles d'un signal, afin d'en amplifier certaines (ex:signal) ou d'en atténuer d'autres (ex:bruit); ce sont les filtres qui permettent d'atteindre ces objectifs.

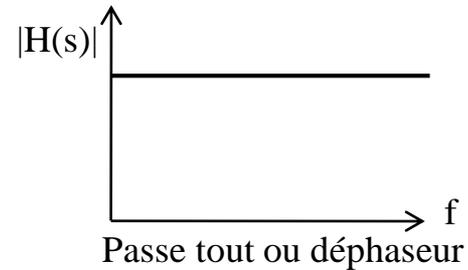
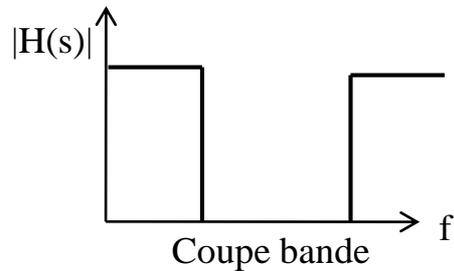
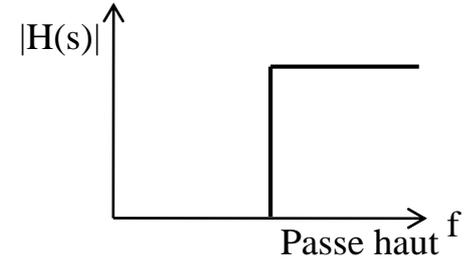
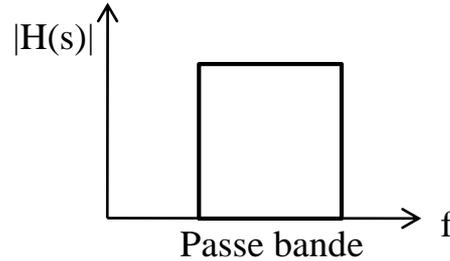
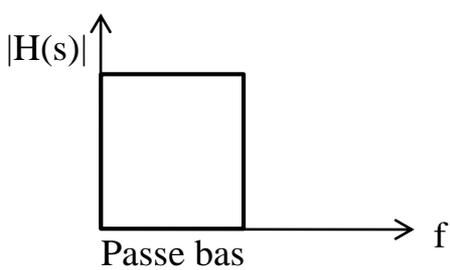
Le sujet étant vaste, et pas l'objet premier de ce cours, nous nous limitons à des notions générales permettant de ne pas être démuni si l'obtention de signaux adéquat l'exigeait.

6.1 Classification (nature)



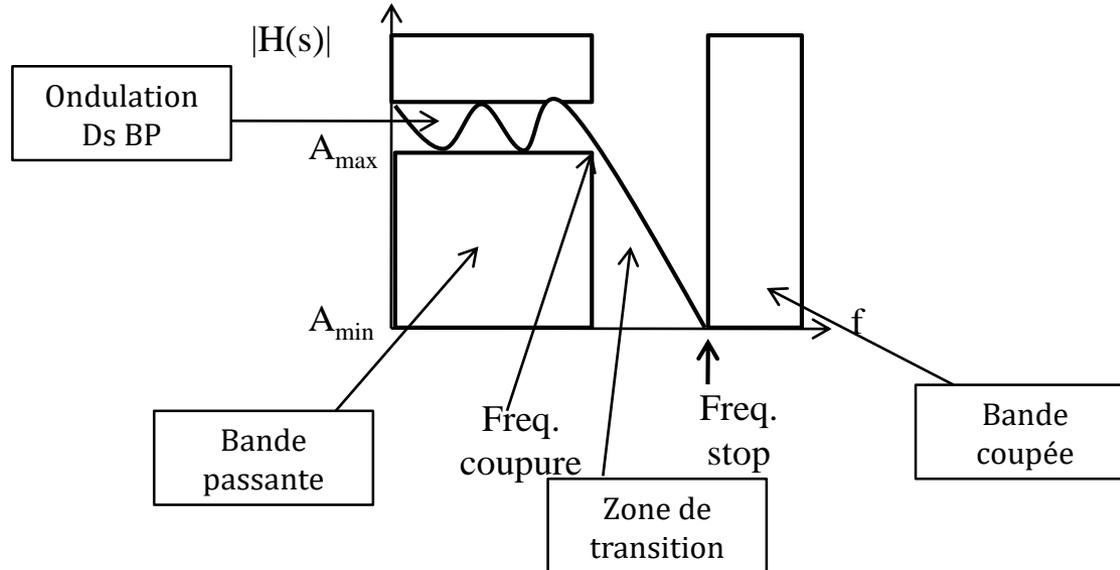
6.2 Classification (type)

Il existe cinq principaux types de filtres, selon la forme de leur réponse



6.3 Gabarit d'un filtre

Le gabarit permet de déterminer les performances d'un filtre.



Gabarit d'un filtre passe bas

En vue d'un dimensionnement ou d'une comparaison, tous les autres types de filtre peuvent se ramener par changement de variable au filtre passe bas de référence normalisé avec l'équation prototype correspondante.

6.4 Spécificité des filtres

Selon les caractéristiques attendues du filtre, on choisira un des types répertoriés dans le tableau.

Type	Ondulation Dans la bande passante	Phase	Zone de transition
Bessel	Légère atténuation	La plus linéaire	
Butterworth	Réponse la plus plate	Légèrement distordu	
Tchebytchev	Plusieurs niveaux d'ondulation	Distortions	Plus raide que les précédentes.
Elliptiques	Ondulations	La plus distordue	Les plus raides

6.5 Ordre du filtre

Plus il est élevé, plus la pente dans la zone de transition est élevée.

6.7 Filtres analogiques

Leur réalisation requière du matériel électronique et ils offrent peu de souplesse par rapport au changement des performances.

Une application type est le filtre anti-repliement avant le CAN.

Les étapes d'une mise en œuvre comprennent:

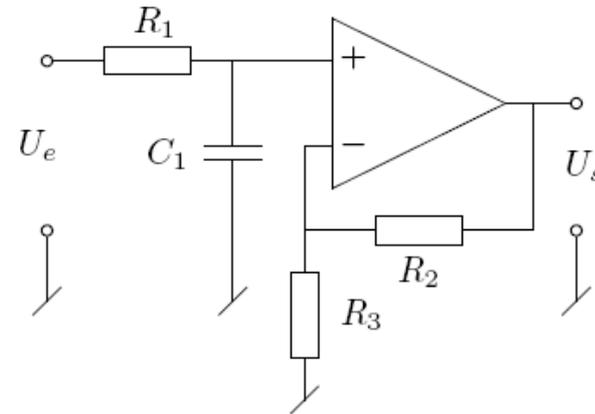
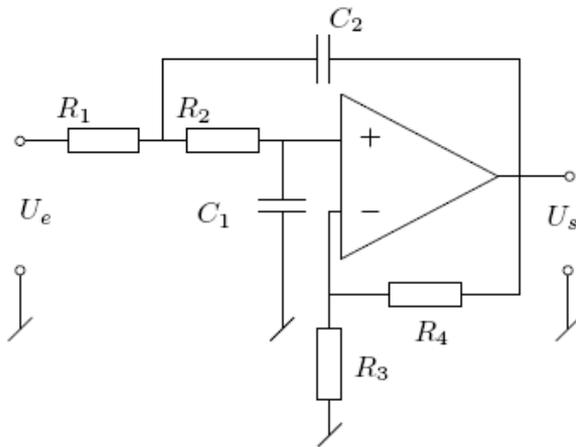
- Etablissement du gabarit
- déduction des paramètres (l'ordre , les fréquences de coupure....)
- Choix du type
- Réglage des appareils (pour des filtres variables prêts à l'emploi)
- Déduction des fonctions de transmission et particularisation aux paramètres du gabarit pour obtenir la fonction de transfert spécifique
ex: Bessel; 3^{ième} ordre, 60dB/dec; Fc=1KHz.

$$\text{F.transmission : } H(s) = \frac{1}{(0.4771s^2 + 0.996s + 1)(0.756s + 1)}$$

$$\text{F.transfert : } H(\omega) = \frac{1}{(12.083E^{-9}(j\omega)^2 + 158.518E^{-6}j\omega + 1)(120.32E^{-6}j\omega + 1)}$$

6.7 Filtres analogiques

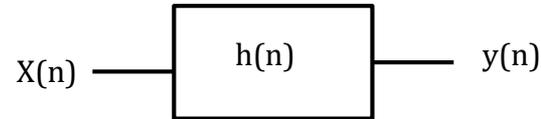
- Choix de la structure électrique (passif, actif, Sallen-Key, Rauch...) pour le filtre précédent on choisit un Sallen-Key 2^{ième} et un SK 1^{er} ordre.



- Identification des termes des fonctions de transfert et calcul des composants.

6.8 Filtrage Numériques

Soit la structure suivante avec $x(n)$ et $y(n)$ les échantillons en entrée et en sortie, et $h(n)$ la loi de filtrage.



$$y(k) = \sum_{n=0}^N a_n x(k-n) - \sum_{m=0}^N b_m y(k-m)$$

Est l'équation aux différences du filtre; lorsque tous les coefficients b_m sont nuls le filtre est non récursif ou à réponse impulsionnelle finie.

6.8.1 Filtrage à RIF

Les filtres à réponse impulsionnelle finie ont l'avantage d'être stables et l'inconvénient d'être plus gourmand en temps de calcul.

6.8.1.1 Filtrage RIF à moyenne glissante

Si le coefficient a_n de tous les Échantillons vaut $1/N'$, N' étant la profondeur de filtrage, on a affaire à un filtre à moyenne mobile dont l'équation aux différences prends la forme:

$$y(k) = \frac{1}{N'} \sum_{n=0}^{N'-1} x(k-n)$$

Ce genre de filtre facile à implémenter est assez pratique pour lisser un signal.

6.8.1.2 Filtrage RIF méthode de la fenêtre

De l'échantillonnage de la réponse impulsionnelle $h(s)$ on déduit $h(k)$. L'équation aux différences a la forme:

$$y(n) = \sum_{k=0}^n h(k) \bullet x(n-k)$$

Autres filtres à RIF.

6.8.1.3 A échantillonnage en fréquence.

A partir du gabarit fréquentiel échantillonné et de contraintes sur la phase, on calcule les coefficients du filtre. Pour une phase linéaire, les coefficients sont donnés par:

$$h(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \left| T_0\left(\frac{k}{NT_e}\right) \right| e^{j\phi_k} e^{2\pi j k \frac{m}{N}}$$

6.8.1.4 Filtres à RIF récursifs

Ils ont moins de coefficients pour un ordre élevé et sont par conséquent plus rapide; par contre il y a apparition de pôles donc risque d'instabilité. La transmittance d'un tel filtre a la forme ci-dessous:

$$T(z) = \frac{1 - z^{-N}}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \frac{T_0\left(j \frac{k}{NT_e}\right)}{1 - (z^{-1} e^{2\pi j \frac{k}{N}})}$$

6.8.2 Filtrage à RII (Réponse Impulsionnelle Infini)

Si l'équation aux différences possède au moins un coefficient a_n et b_n on a un filtre à structure récursive ou à RII.

La synthèse du filtre s'obtient par transposition de la réponse continue en discret.

Selon les objectifs désirés on utilise l'équivalence de la réponse impulsionnelle, d'Euler, de Tustin ou bilinéaire.

Les filtres RII sont plus rapides mais peuvent être instables car on a des pôles et des zéros; la stabilité doit être vérifiée.

7 Logiciels

Les données acquises sont généralement traitées avec des logiciels tel que:

- Matlab
- Labview
- VEE pro
- Excel

Tous ces programmes ont des fonctions permettant de faire tous les traitements numériques standards.

- Théorie et traitement des signaux
- Traitement numérique du signal
- Techniques de mesure polycopié
- Le signal déterministe
- Traitement numérique des signaux
- Cours de mécatronique
- Ingénierie du signal
- Commande numérique de systèmes dynamiques

Frédéric de Coulon

PPUR

Kidiyo Kpalma

Veronique Haese-Coat

Ellipse

EPFL

D. Declercq-A. Quinquis

Hermes

Murat Kunt

PPUR

K. Agbeviade

EPFL

Philippe Courmontagne

Ellipse

Roland Longchamp

PPUR