Synthèse de filtres

Roland Badeau,
roland.badeau@telecom-paris.fr

Master Sciences et Technologies
Parcours ATIAM - UE TSM

Partie I

Filtrage discret

Causalité et stabilité

- Produit de convolution : $y(n) = \sum_{m\in\mathbb{Z}} h(m)x(n-m)$
- Causalité :
  - $y(n)$ ne dépend que de $x(k)$, $k \leq n$
  - CNS : $h(m) = 0$ si $m < 0$
  - Propriété : entrée causale $\Rightarrow$ sortie causale
  - Remarque : indispensable pour des traitements temps-réel
- Stabilité :
  - Définition : entrée bornée $\Rightarrow$ sortie bornée
  - CNS : $\sum_{m=-\infty}^{+\infty} |h(m)| < +\infty$ (h dans $l^1(\mathbb{Z})$)
  - Propriété : réponse fréquentielle continue
  - Remarque : indispensable numériquement
    - Si $x_q = x + e$, alors $y_q = y + h * e$.
    - Si $h \in l^1(\mathbb{Z})$, $\|h*e\|_\infty \leq \|h\|_1 \|e\|_\infty$, sinon $h*e$ peut diverger.

Filtres idéaux

- Filtre passe-bas (spectre périodique)
  - Réponse en fréquence : $H(e^{2i\pi\nu}) = \begin{cases} 1 & \text{si } |\nu| < \nu_c \\ 0 & \text{si } |\nu| > \nu_c \end{cases}$
  - Réponse impulsionnelle : $h(n) = 2\nu_c \,\mathrm{sinc}(2\nu_c n)$
- Exercice : filtre passe-bande
  - Réponse en fréquence : $H(e^{2i\pi\nu}) = \begin{cases} 1 & \text{si } ||\nu| - |\nu_0|| < \nu_c \\ 0 & \text{si } ||\nu| - |\nu_0|| > \nu_c \end{cases}$
  - Réponse impulsionnelle : $h(n) = 4\nu_c \,\mathrm{sinc}(2\nu_c n)\cos(2\pi\nu_0 n)$
- Causalité ? Stabilité ?

Régimes transitoire et stationnaire

- Exemple :
  - $x(n)$ est un échelon : $x(n) = 1_{[0,+\infty[}(n)$
  - $h(n)$ est un filtre moyenneur : $h(n) = \frac{1}{N} 1_{[0,N-1]}(n)$
  - De $n = 0$ à $N-2$: régime transitoire (rampe)
  - De $n = N-1$ à $+\infty$: régime stationnaire ou permanent (constante)

Retards de phase et de groupe

- Réponse en fréquence : $H(e^{i2\pi\nu}) = H_R(\nu)e^{i\phi(\nu)}$
- Retards de phase et de groupe

$$\begin{cases} \tau_p(\nu_0) & = & -\frac{1}{2\pi}\frac{\phi(\nu_0)}{\nu_0} \\ \tau_g(\nu_0) & = & -\frac{1}{2\pi}\frac{d\phi}{d\nu}(\nu_0) \end{cases}$$

- Réponse en fréquence au voisinage de ν_0

$$H(e^{i2\pi\nu}) \simeq H_R(\nu_0)\, e^{-i2\pi(\nu_0\tau_p(\nu_0)+(\nu-\nu_0)\tau_g(\nu_0))}$$

- Filtrage d'un signal à bande étroite ($y = h * x$)

$$x(n) = a(n)e^{i2\pi\nu_0 n} \Rightarrow y(n) \simeq H_R(\nu_0)a(n-\tau_g(\nu_0))e^{i2\pi\nu_0(n-\tau_p(\nu_0))}$$

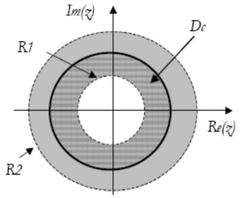
- Filtres à phase linéaire (retard constant)

Partie II

Transformée en Z

Transformée en Z

- Définition : $H(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(n)z^{-n}$, appelée Fonction de Transfert
- Domaine de convergence : $\mathscr{D} = \left\{z / \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |h(n)||z|^{-n} < +\infty\right\}$
- Cas causal : $R = \inf\{|z|, z \in \mathbb{C} / \sum h(n)z^{-n} < +\infty\}$, $\in \mathbb{R} \cup \{+\infty\}$



$z = 1$ en $\nu = 0$
$z = i$ en $\nu = 1/4$
- Filtres RIF : $D = \mathbb{C} \backslash 0$ ou ∞
- Anti-causalité : $\mathscr{D}$ est un disque
- Causalité : $\mathscr{D}$ est le complémentaire d'un disque
- Cas général : $\mathscr{D}$ est une couronne (ou $\emptyset$)

Propriétés élémentaires

- Stabilité : la couronne $\mathscr{D}$ contient le cercle unité
  - La TZ coïncide avec la TFTD sur le cercle unité
- Linéarité : $a_1h_1 + a_2h_2 \to a_1H_1 + a_2H_2 \quad (\mathscr{D} \supset \mathscr{D}_1 \cup \mathscr{D}_2)$
- Retard : $y(n) = x(n-k) \Leftrightarrow Y(z) = z^{-k}X(z)$
- Produit de convolution
  - Si $y = h*x$, $Y(z) = H(z)X(z)$, $\mathscr{D}_y \supset \mathscr{D}_h \cap \mathscr{D}_x$
- Insertion de zéros : $Y(z) = X(z^L) \Leftrightarrow y(nL) = x(n)$, $y = 0$ ailleurs
- Filtre inverse
  - Si $h*h_i = \delta$, $H(z)H_i(z) = 1$ pour $z \in \mathscr{D}_h \cap \mathscr{D}_{h_i}$

Exemples de TZ

- $h(n) = \delta(n) \Rightarrow H(z) = 1 \ \forall z \in \mathbb{C}$
- $h(n) = \mathbf{1}_{[0,+\infty[}(n) \Rightarrow H(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} \ \forall |z| > 1$
- $h(n) = \mathbf{1}_{[0\ldots N-1]}(n) \Rightarrow H(z) = \frac{1-z^{-N}}{1-z^{-1}} \ \forall z \neq 0$
- Filtre AR1 :
  - $h(n) = \begin{cases} a^n & \text{si } n \geq 0 \\ 0 & \text{si } n < 0 \end{cases} \Rightarrow H(z) = \frac{1}{1-az^{-1}}$, $\mathscr{D} = \{z \in \mathbb{C}/|z| > |a|\}$
  - $h(n) = \begin{cases} -a^n & \text{si } n < 0 \\ 0 & \text{si } n \geq 0 \end{cases} \Rightarrow H(z) = \frac{1}{1-az^{-1}}$, $\mathscr{D} = \{z \in \mathbb{C}/|z| < |a|\}$

Filtre autorégressif d'ordre 1

Relation E/S	$y(n) - ay(n-1) = x(n)$
Fonction de transfert	$H(z) = \frac{1}{1-az^{-1}}$

Implémentation	$y(n)=ay(n-1)+x(n)$	$y(n) = \frac{y(n+1)-x(n+1)}{a}$
RI $(x(n)=\delta_0(n))$	$h(n) = a^n 1_{\{n\geq 0\}}$	$h(n) = -a^n 1_{\{n<0\}}$
Domaine $\mathscr{D}$	$\{z \in \mathbb{C}/|z| > |a|\}$	$\{z \in \mathbb{C}/|z| < |a|\}$
Propriétés	causale, stable si $|a|<1$	anti-causale, stable si $|a|>1$

Partie III

Filtres récursifs

Filtres récursifs

- Relation entrée-sortie : $\sum_{k=0}^{N} a_k y(n-k) = \sum_{k=0}^{M} b_k x(n-k)$
- Calcul de la sortie (implémentation causale)

$$y(n) = \frac{1}{a_0}\left[\sum_{k=0}^{M} b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^{N} a_k y(n-k)\right]$$

- Fonction de transfert : $H(z) = \frac{\sum_{k=0}^{M} b_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^{N} a_k z^{-k}} = \frac{b_0}{a_0}\frac{\prod_{k=1}^{M}(1-c_k z^{-1})}{\prod_{k=1}^{N}(1-d_k z^{-1})}$

Exemples de filtres récursifs

- Filtres Auto-Régressifs (si $M=0$, AR d'ordre N)

$$y(n) = \frac{b_0}{a_0}x(n) - \sum_{k=1}^{N}\frac{a_k}{a_0}y(n-k)$$

- Filtres à Réponse Impulsionnelle Finie
  - Si $N=0$, filtre RIF de taille M
    $h(n) = \begin{cases} \frac{b_n}{a_0} & \text{si } n = 0 \dots M \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$
  - Filtres causaux, inconditionnellement stables
  - Si la RI est symétrique ou antisymétrique, la phase est linéaire

Filtres récursifs

- Fonction de transfert d'un filtre récursif

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^{M} b_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^{N} a_k z^{-k}} = \frac{b_0}{a_0}\frac{\prod_{k=1}^{M}(1-c_k z^{-1})}{\prod_{k=1}^{N}(1-d_k z^{-1})}$$

  - Définition des pôles et des zéros
  - Domaine de convergence : $\mathscr{D}$ est une couronne limitée par 2 pôles, et n'en contenant aucun
  - Filtres stables : $\mathscr{D}$ est la plus grande couronne contenant le cercle unité et aucun pôle
  - Filtres stables et causaux : dont tous les pôles sont strictement à l'intérieur du cercle unité
  - Si les a_k et b_k sont réels, les pôles et zéros sont soit réels, soit vont par paires conjuguées

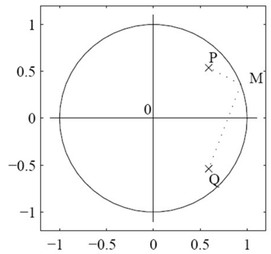
Calcul de la RI à partir de la TZ

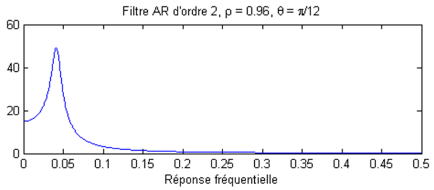
1. Extraire si nécessaire de $H(z)$ un terme en z^n, de sorte que les numérateur et dénominateur de $H(z)$ ne contiennent plus que des puissances négatives de z plus une constante
2. Factoriser le numérateur et dénominateur en monômes en z^{-1}
3. Décomposer $H(z)$ en éléments simples en z^{-1}
4. Développer les éléments simples en séries entières :
   - en z^{-1} si on calcule la RI causale, ou si on calcule la RI stable et que le pôle est à l'intérieur du cercle unité ;
   - en z si on calcule la RI anti-causale, ou si on calcule la RI stable et que le pôle est à l'extérieur du cercle unité.
5. Identifier l'expression obtenue avec $H(z) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} h(n)z^{-n}$

Exemple : $H(z) = \frac{1}{1-\frac{5}{2}z^{-1}+z^{-2}}$

Interprétation géométrique de la RF

Exemple (filtre AR 2) : $H(z) = \frac{1}{1+a_1 z^{-1}+a_2 z^{-2}} = \frac{1}{(1-pz^{-1})(1-p^* z^{-1})}$





$$|H(z)| = \frac{1}{PM \times QM}$$
$$\arg H(z) = 2\arg(OM) - \arg(PM) - \arg(QM)$$

Partie IV

Filtres RIF à phase linéaire

Filtres RIF à phase linéaire

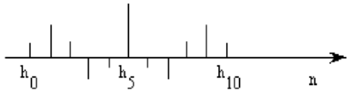
- Réponse impulsionnelle : $h(n) \in \mathbb{R}$, $n = 0 \dots N-1$
- Réponse en fréquence : $H(e^{i2\pi\nu}) = e^{i2\pi(\beta-\alpha\nu)} H_R(\nu)$
- Retards de groupe et de phase constants et égaux (si $\beta = 0$)
- Avantages : toujours causaux et stables, conservent la forme d'onde d'un signal à bande étroite (si $\beta = 0$)
- Inconvénient : complexité de calcul élevée

Caractérisation

- 1 - périodicité de $H(e^{2i\pi\nu}) \Rightarrow \alpha = p/2$, $p \in \mathbb{Z}$ et H_R 2-periodique
- Symétrie hermitienne $\Rightarrow d = e^{2i\pi\beta} = 1$ ou i et H_R paire ou impaire
- Comme $H_R(\nu)$ est 2-périodique, on peut définir $G(e^{2i\pi\nu}) = d\, H_R(2\nu)$ où $g(n)$ est réelle, paire ou impaire
- On peut donc écrire $H(z^2) = z^{-p} G(z)$ (filtre de longueur $2N-1$)
- On choisit $p = N-1$ pour un filtre causal
- 4 possibilités selon d et la parité de N :
  - $d = 1$, N pair ou impair : $h(n) = h(N-1-n)$
  - $d = i$, N pair ou impair : $h(n) = -h(N-1-n)$

Types de filtres

- Type 1 : N impair, symétrique ($d=1$)

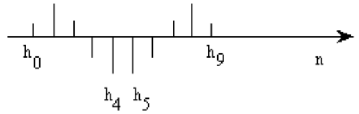


$$H(e^{i2\pi\nu}) = e^{-i2\pi\nu\frac{N-1}{2}} \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} a_n \cos(2\pi\nu n)$$

- Utilisation : passe-bas, passe-haut, passe-bande

Types de filtres

- Type 2 : N pair, symétrique ($d=1$)

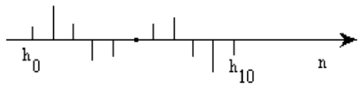


$$H(e^{i2\pi\nu}) = e^{-i2\pi\nu\frac{N-1}{2}} \sum_{n=1}^{\frac{N-1}{2}} b_n \cos\left(2\pi\nu\left(n-\tfrac{1}{2}\right)\right))$$

- Propriété : $H(-1)=0$ ($\nu=\frac{1}{2}$)
- Utilisation : passe-bas, passe-bande

Types de filtres

- Type 3 : N impair, antisymétrique ($d=i$)

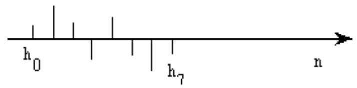


$$H(e^{i2\pi\nu}) = i\, e^{-i2\pi\nu\frac{N-1}{2}} \sum_{n=1}^{\frac{N-1}{2}} c_n \sin(2\pi\nu n)$$

- Propriété : $H(1)=H(-1)=0$ ($\nu=0$ ou $\frac{1}{2}$)
- Utilisation : différenciateur ($H(f)=i2\pi f$), transformateur de Hilbert ($H(f)=-i\,\mathrm{sign}(f)$) sous forme de passe-bande

Types de filtres

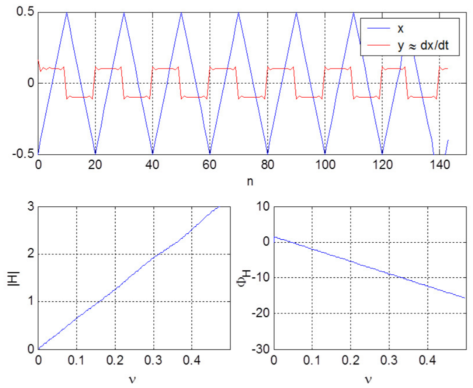
- Type 4 : N pair, antisymétrique ($d=i$)



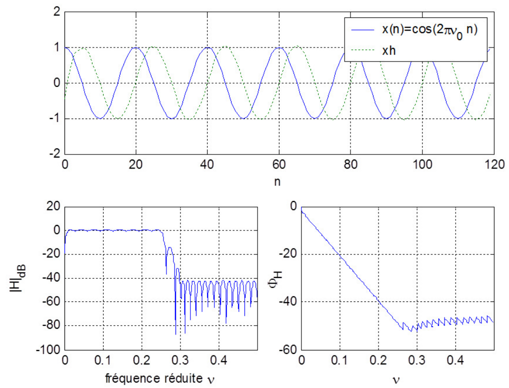
$$H(e^{i2\pi\nu}) = i\, e^{-i2\pi\nu\frac{N-1}{2}} \sum_{n=1}^{\frac{N-1}{2}} d_n \sin\left(2\pi\nu\left(n-\tfrac{1}{2}\right)\right))$$

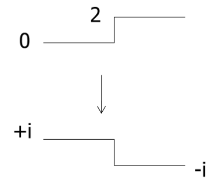
- Propriété : $H(1)=0$ ($\nu=0$)
- Utilisation : différenciateur ($H(f)=i2\pi f$), transformateur de Hilbert ($H(f)=-i\,\mathrm{sign}(f)$) sous forme de passe-haut

Différenciateurs



Transformateur de Hilbert

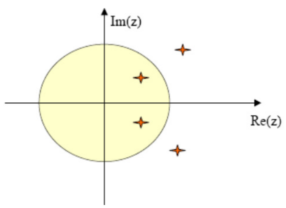




Position des zéros

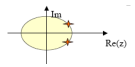
- Zéros complexes hors du cercle unité :

$$(1-\rho e^{i\theta}z^{-1})(1-\rho e^{-i\theta}z^{-1})(1-\frac{1}{\rho}e^{i\theta}z^{-1})(1-\frac{1}{\rho}e^{-i\theta}z^{-1})$$

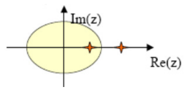


Position des zéros

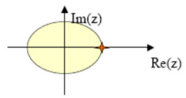
- Zéros sur le cercle unité



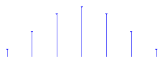
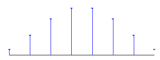
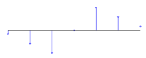
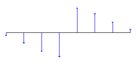
- Zéros réels



- Zéro réel sur le cercle unité



En résumé

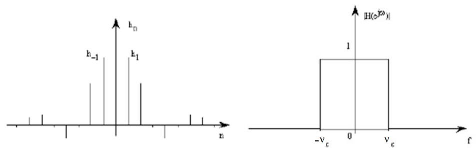
Type I N impair symétrique		-	Passe-bas Passe-Haut Passe-Bande
Type II N pair symétrique		$H(-1) = 0$	Passe-bas, Passe-bande
Type III N impair antisym.		$H(1) =$ $H(-1) = 0$	Différenciateur, Transformateur de Hilbert, Passe-bande
Type IV N pair antisym.		$H(1) = 0$	Différenciateur, Transformateur de Hilbert, Passe Haut

Partie V

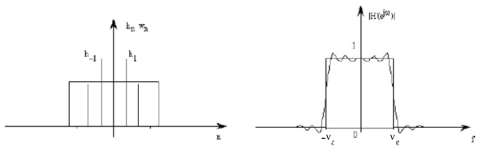
Filtres RIF : méthode de la fenêtre

Méthode de la fenêtre

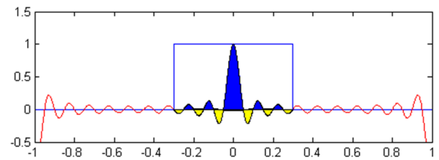
- Exemple : le filtre passe-bas
- Filtre passe-bas idéal : $h(n) = 2\nu_c \operatorname{sinc}(2\nu_c n)$
  - La réponse est RII non causale, non stable

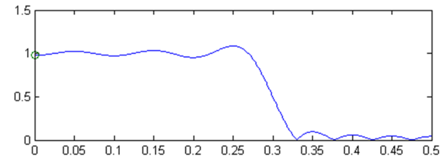


- Synthèse d'un filtre RIF causal de type I
  - Troncature et décalage temporel

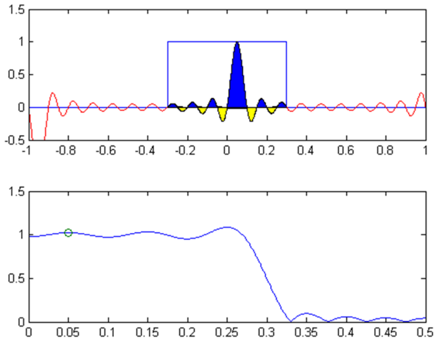


Phénomène de Gibbs



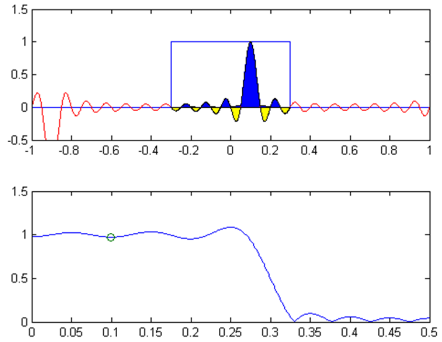


Phénomène de Gibbs



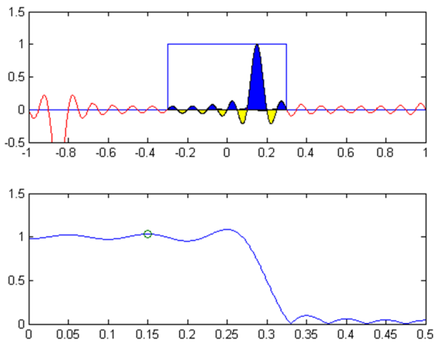
TELECOM Paris

Phénomène de Gibbs



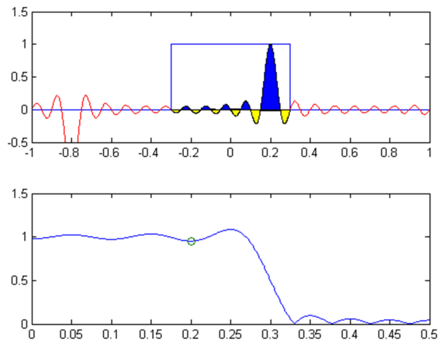
TELECOM Paris

Phénomène de Gibbs



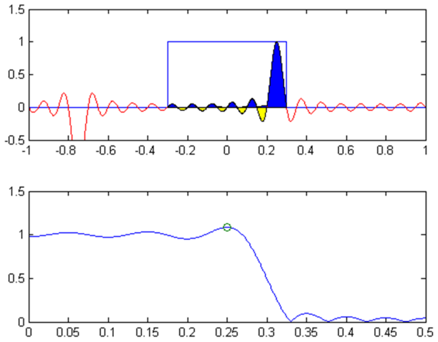
TELECOM Paris

Phénomène de Gibbs

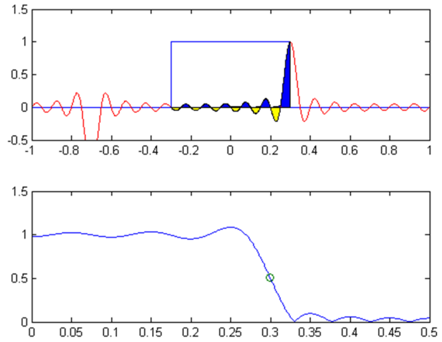


TELECOM Paris

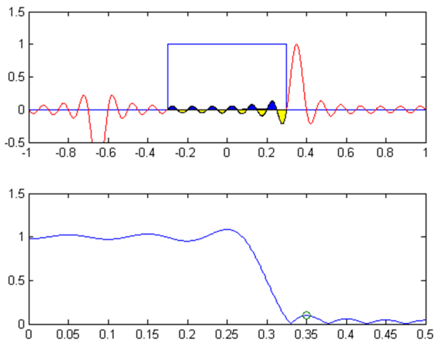
Phénomène de Gibbs



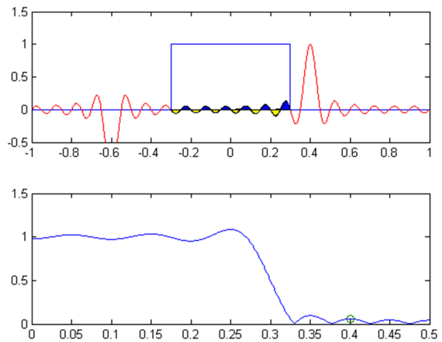
Phénomène de Gibbs



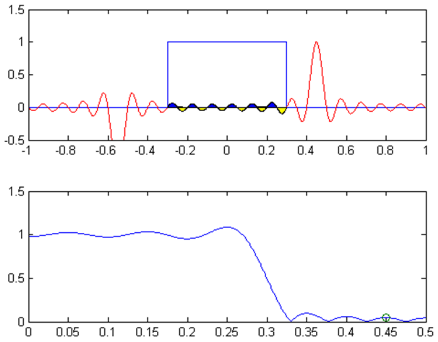
Phénomène de Gibbs



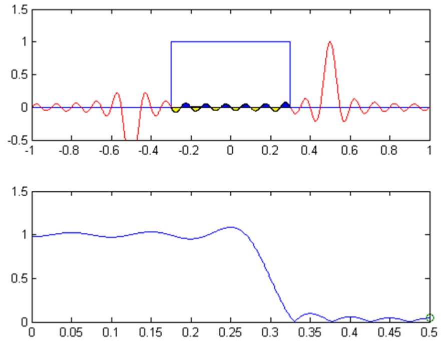
Phénomène de Gibbs



Phénomène de Gibbs



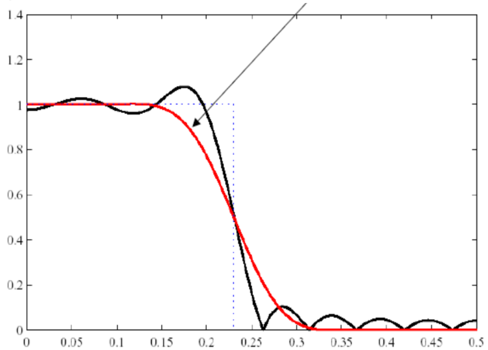
Phénomène de Gibbs



Choix d'une fenêtre adéquate

$$h(n) = 2\nu_c \operatorname{sinc}(2\nu_c n)\, w(n)$$

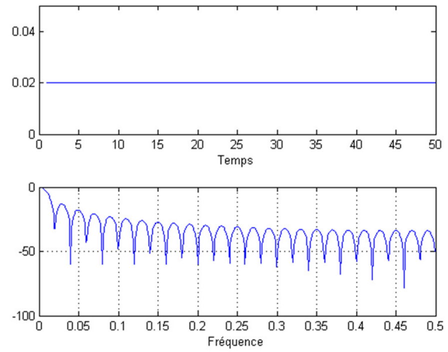
où $w(n)$ est une fenêtre symétrique de support fini



Fenêtre rectangulaire

$$w(n) = \mathbf{1}_{[0\ldots P-1]}(n)$$

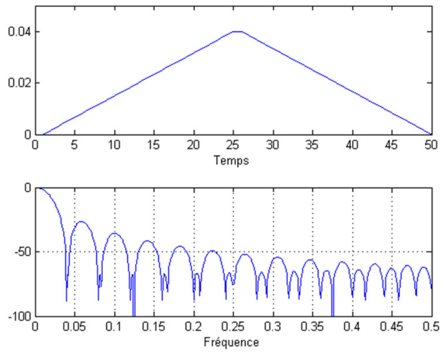
- Largeur : $2/P$, 2ème lobe : -13 dB, décroissance : -6 dB / octave



Fenêtre de Bartlett

$$w(n) = 1 - \left|\frac{2n}{P-1} - 1\right|$$

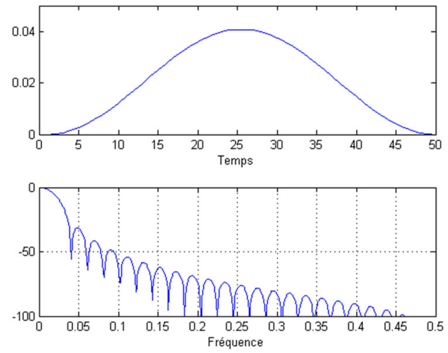
- Largeur : $4/P$, 2ème lobe : -26 dB, décroissance : -12 dB / octave



Fenêtre de Hann

$$w(n) = 0.5 - 0.5\cos(2\pi n/(P-1))$$

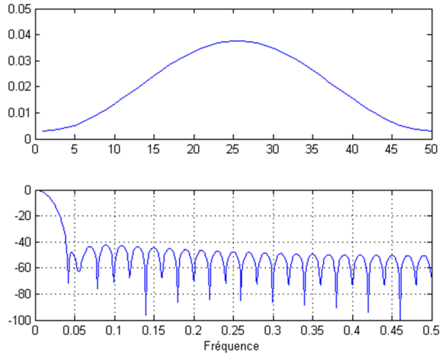
- Largeur : $4/P$, 2ème lobe : -31 dB, décroissance : -18 dB / octave



Fenêtre de Hamming

$$w(n) = 0.54 - 0.46\cos(2\pi n/(P-1))$$

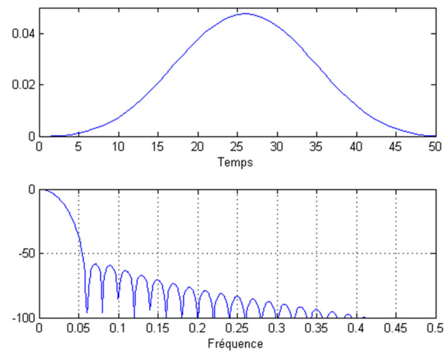
- Largeur : $4/P$, 2ème lobe : -41 dB, décroissance : -6 dB / octave



Fenêtre de Blackman

$$w(n) = 0.4266 - 0.4965\cos(2\pi n/(P-1)) + 0.076\cos(4\pi n/(P-1))$$

- Largeur : $6/P$, 2ème lobe : -57 dB, décroissance : -18 dB / octave



Méthode de la fenêtre

- Avantages :
  - Stabilité, causalité
  - Filtre à phase linéaire si fenêtre symétrique
- Inconvénients :
  - les bandes de transition sont élargies
  - les ondulations parasites
    - sont dues aux lobes secondaires
    - n'ont pas une amplitude constante
    - sont les mêmes en bandes passante et atténuée

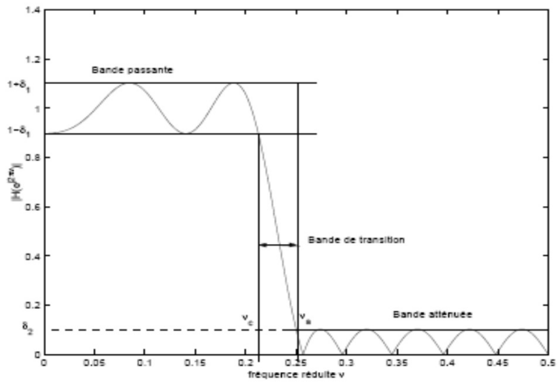
Partie VI

Filtres RIF : méthodes itératives

Méthodes itératives

- Avantages
  - Design optimal
  - Méthode flexible
  - Ondulations d'amplitude constante
  - Ordre minimum pour un gabarit donné
- Inconvénients
  - Synthèse coûteuse en temps de calcul
  - Pas approprié pour du temps-réel
  - Pas exploitable pour des filtres longs (problèmes numériques)

Gabarit d'un filtre



Paramétrisation de H_R

- Factorisation : $H_R(\nu) = P(\nu)Q(\nu)$

$H_R(\nu)$	$P(\nu)$	$Q(\nu)$
$\sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} a_n \cos(2\pi\nu n)$	$\sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} a_n \cos(2\pi\nu n)$	1
$\sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} b_n \cos\left(2\pi\nu\left(n-\frac{1}{2}\right)\right)$	$\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} b'_n \cos(2\pi\nu n)$	$\cos(\pi\nu)$
$\sum_{n=1}^{\frac{N-1}{2}} c_n \sin(2\pi\nu n)$	$\sum_{n=0}^{\frac{N-3}{2}} c'_n \cos(2\pi\nu n)$	$\sin(2\pi\nu)$
$\sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} d_n \sin\left(2\pi\nu\left(n-\frac{1}{2}\right)\right)$	$\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} d'_n \cos(2\pi\nu n)$	$\sin(\pi\nu)$

TELECOM Paris

IP PARIS

Méthode de Remez

- Formulation du problème : minimisation de l'erreur

$$E(\nu) = W(\nu)|H_D(\nu) - H_R(\nu)|$$

à N, ν_c et ν_a fixés

- On pose $W(\nu) = 1/\delta_1$ en bande passante, $W(\nu) = 1/\delta_2$ en bande atténuée, et $W(\nu) = 0$ en bande de transition
- Avec $P(\nu) = \sum_{n=0}^{M} a_n \cos(2\pi\nu n)$, on obtient :

$$\begin{aligned} E(\nu) &= W(\nu)(H_D(\nu) - P(\nu)\,Q(\nu)) \\ &= W'(\nu)(H'_D(\nu) - P(\nu)) \end{aligned}$$

TELECOM Paris

IP PARIS

Théorème d'alternance

- Minimisation au sens de Chebyshev :

$$H(e^{i2\pi\nu}) = \min_H ||E(\nu)||_\infty$$

sur un ensemble fermé de fréquences B

- Théorème d'alternance : l'unique et meilleure approximation est obtenue lorsque il existe $M+2$ fréquences $\nu_0 \dots \nu_{M+1}$ dans B telles que $E(\nu_k) = \pm(-1)^k\,\delta$ où $\delta = ||E(\nu)||_\infty$

TELECOM Paris

IP PARIS

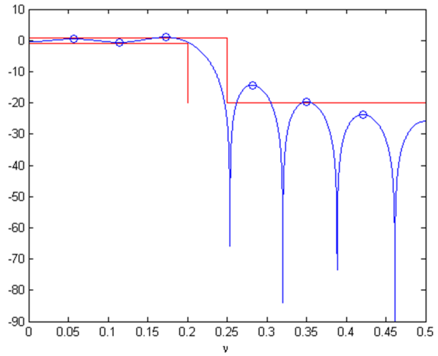
Algorithme de Remez

- Initialisation : on fixe les $M+2$ alternances uniformément dans B
- Itération
  - Résolution directe du système linéaire $\sum_{n=0}^{M} a_n \cos(2\pi\nu_k n) + \frac{(-1)^k\delta}{W(\nu_k)} = H_D(\nu_k)$ (ou solution par interpolation Lagrangienne)
  - Recherche des extrema de ce polynôme
  - Choix des nouvelles valeurs des ν_k
- Convergence en quelques itérations

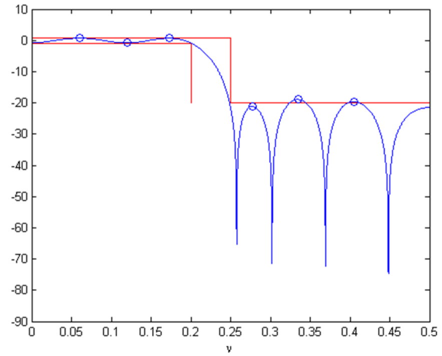
TELECOM Paris

IP PARIS

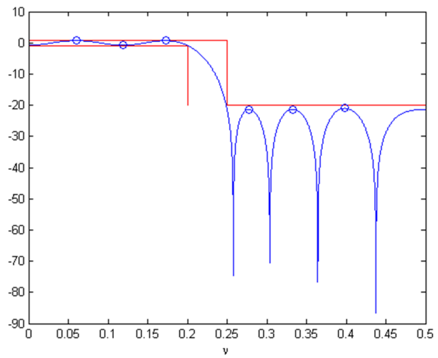
Méthode de Remez



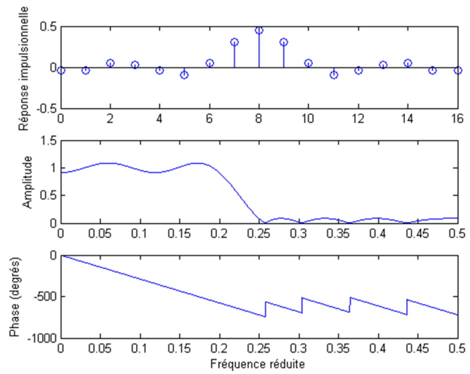
Méthode de Remez



Méthode de Remez



Méthode de Remez

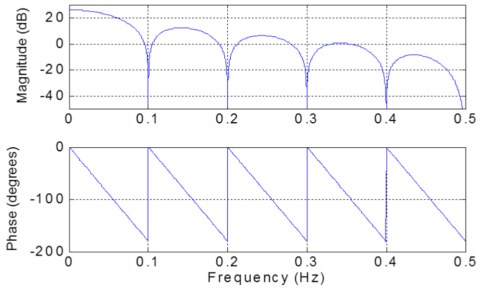


Partie VII

Synthèse de filtres récursifs

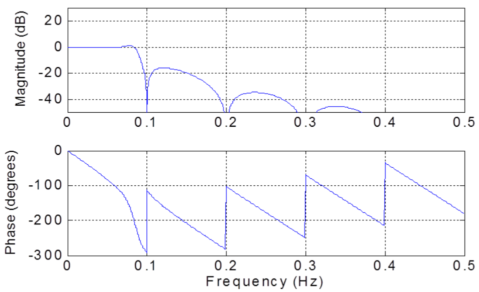
Généralités

- Exemple : $N(z) = \prod_k (1 - z_k z^{-1})$ avec des zéros aux fréquences 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5



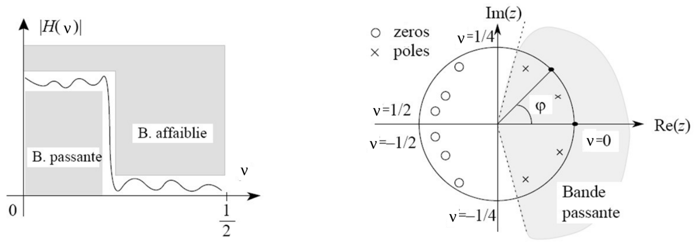
Généralités

- Exemple :$H(z) = N(z)/D(z)$ où
  $D(z) = (1 - pz^{-1})(1 - p^* z^{-1})$, avec $p = 0.95e^{i2\pi 0.085}$



Filtres récursifs passe-bas

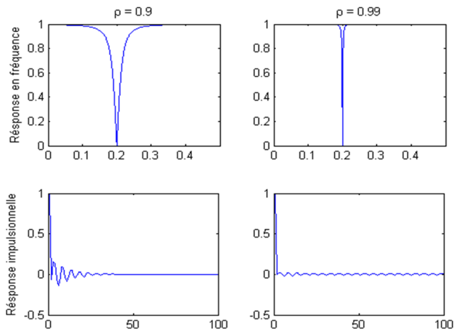
- Position des pôles et des zéros



Filtre réjecteur (effet Larsen)

$$H(z) = \frac{1-e^{+i2\pi\nu_c}z^{-1}}{1-\rho\, e^{+i2\pi\nu_c}z^{-1}}\frac{1-e^{-i2\pi\nu_c}z^{-1}}{1-\rho\, e^{-i2\pi\nu_c}z^{-1}} = \frac{1-2\cos(2\pi\nu_c)z^{-1}+z^{-2}}{1-2\rho\cos(2\pi\nu_c)z^{-1}+\rho^2z^{-2}}$$

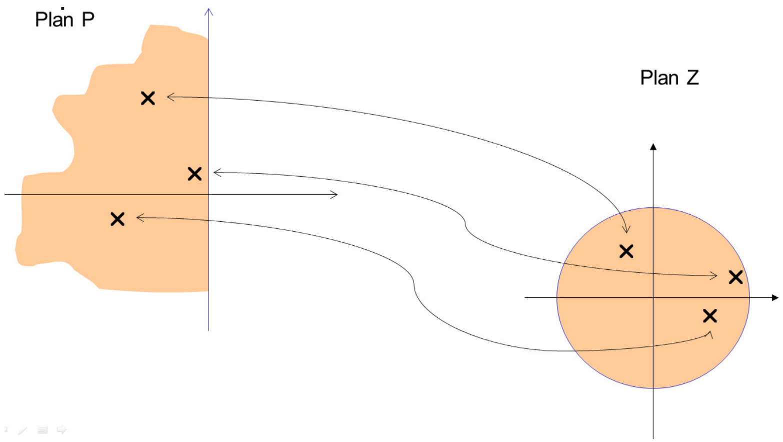
- Remarque : la RI est longue si $\rho \to 1$



Transformation bilinéaire

- Filtres analogiques : $H_a(s) = \int_{\mathbb{R}} h_a(t)e^{-st}dt$ où $s = 2i\pi f$
- Filtres numériques : $H(z) = \sum_{\mathbb{Z}} h(n)z^{-n}$ où $z = e^{2i\pi\nu}$
- Méthode des trapèzes pour approcher
  $$x(nT) = x((n-1)T) + \int_{(n-1)T}^{nT} x'(t)dt$$
- Exemple du système $y(t) = x'(t)$ (filtre dérivateur : $H_a(s) = s$)
- Transformée bilinéaire : $s = \frac{2}{T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
- Lien fréquentiel : $f = \frac{1}{\pi T}\tan(\pi\nu)$

Transformation bilinéaire



Passage du continu au discret