

# Filtrage

Valentin Gies

Seatech - 4A  
Université de Toulon (UTLN)

# Objectifs du cours

## Objectifs :

- Comprendre les principes du filtrage analogique
- Savoir choisir et utiliser les principales approximations utilisées en filtrage
- Connaître les structures électroniques de réalisation des filtres

# Plan

- 1 Filtrage analogique
  - Filtres idéaux
  - Fonctions d'approximation des filtres analogiques
  - Implantation électronique des filtres

# Pourquoi filtrer un signal ?

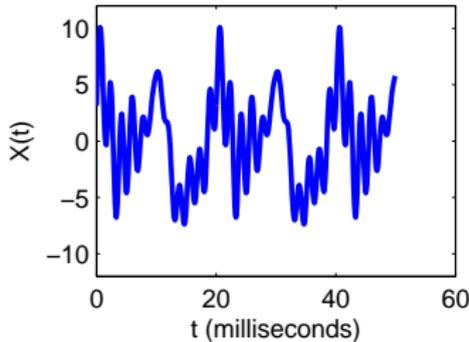
- Permettre aux opérations de traitement du signal de se faire dans de bonnes conditions, par exemple :
  - Anti-aliasing avant conversions ADC.
  - Lissage du signal en sortie d'un DAC.
  - Stabilisation des amplificateurs en haute fréquence
  - Elimination de la composante continue en circuits à alimentation unique.
- Permettre l'extraction d'informations dans le signal, par exemple :
  - Extraction d'une valeur moyenne.
  - Suppression de la gravité dans un signal accélérométrique
  - Sélection d'une bande de fréquence en radio
  - Amélioration d'un signal médical par rejet du 50 Hz ambiant

# Plan

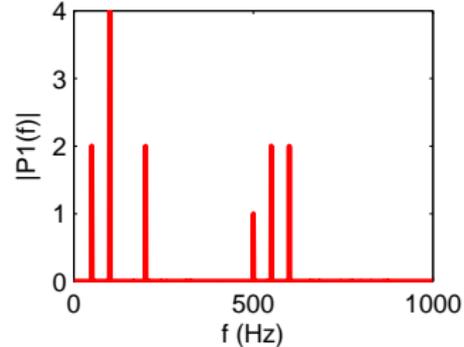
- 1 Filtrage analogique
  - Filtres idéaux
  - Fonctions d'approximation des filtres analogiques
  - Implantation électronique des filtres

# Les filtres idéaux : passe-bas idéal

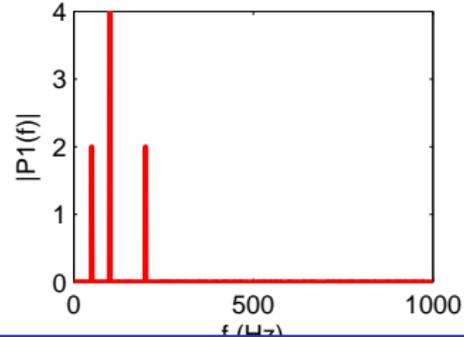
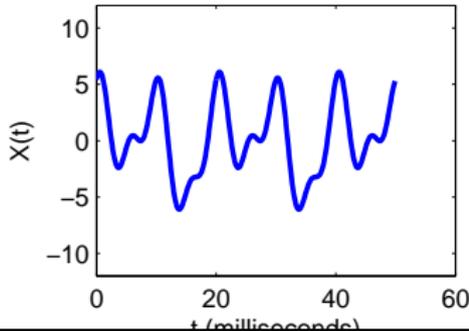
Signal d'origine



Transformée de Fourier du signal d'origine



Signal filtré passe-bas idéal Transformée de Fourier du signal filtré passe-bas idéal



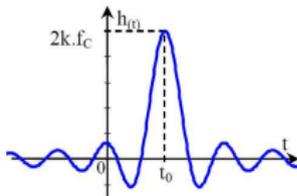
# Les filtres idéaux : passe-bas idéal

Un filtre passe-bas idéal a les caractéristiques suivantes :

- Amplification  $A = K$  dans la bande passante
- Amplification  $A = 0$  hors bande passante
- Déphasage proportionnel à la fréquence
  - Temps de propagation constant pour toutes les fréquences
  - Vitesse de groupe constante pour toutes les fréquences

réponse impulsionnelle

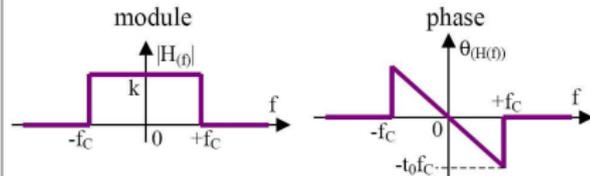
$$h_{(t)} = 2k \cdot f_c \cdot \frac{\sin(2\pi f_c(t-t_0))}{2\pi f_c(t-t_0)}$$



réponse harmonique (fonction de transfert)

$$H_{(f)} = k \cdot e^{-j2\pi f t_0} \quad \text{pour } |f| < f_c$$

$$H_{(f)} = 0 \quad \text{pour } |f| > f_c$$

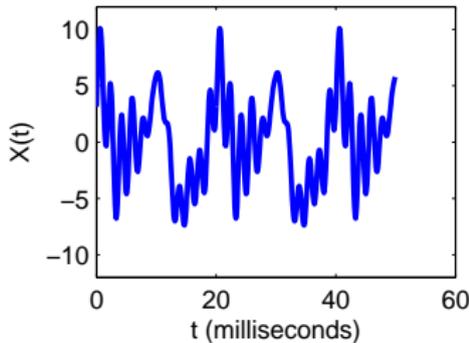


$t_0$  est le temps de propagation, (retard)

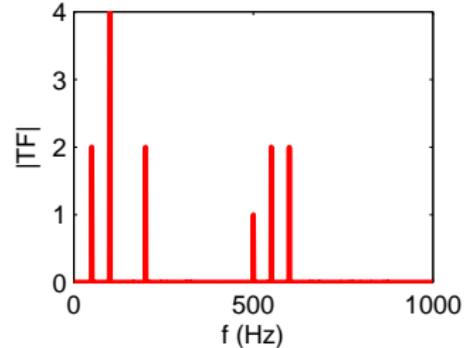
- $\Rightarrow$  **Filtre non causal!**

# Les filtres idéaux : passe-haut idéal

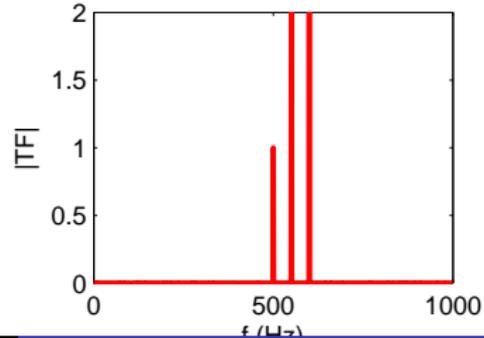
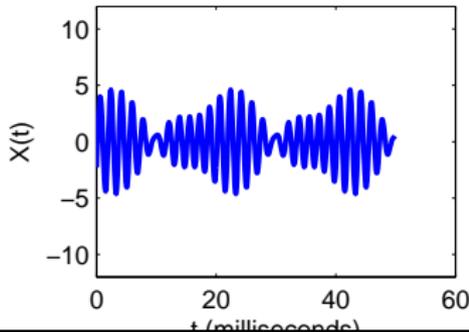
Signal d'origine



Transformée de Fourier du signal d'origine



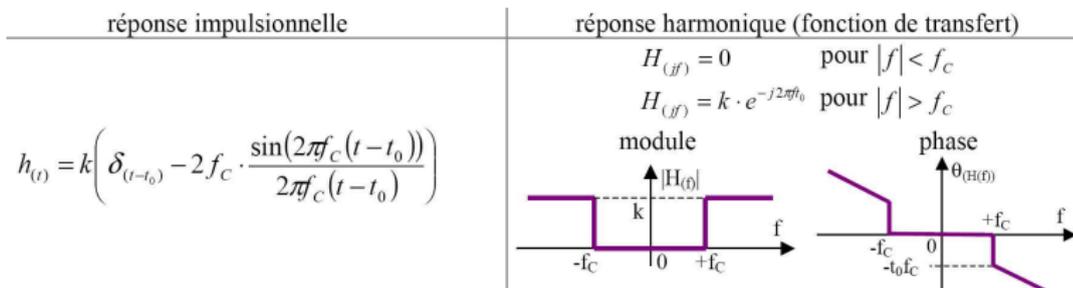
Signal filtré passe-haut idéal Transformée de Fourier du signal filtré passe-haut idéal



# Les filtres idéaux : passe-haut idéal

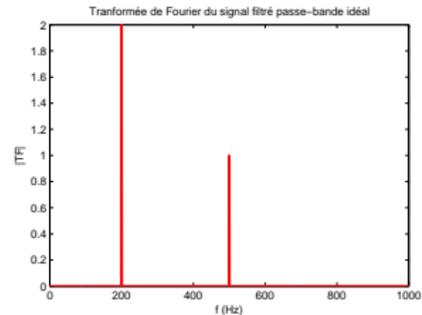
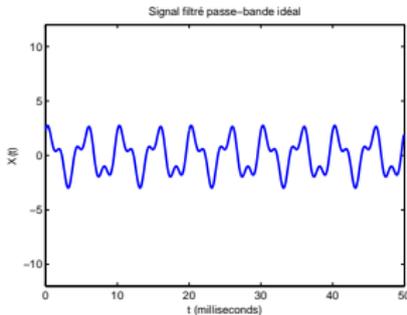
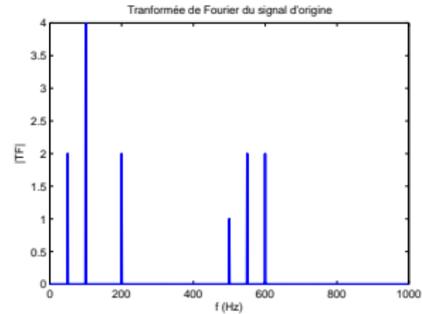
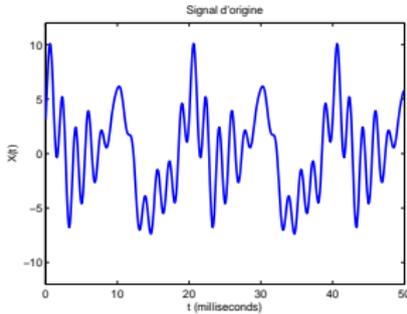
Un filtre passe-haut idéal a les caractéristiques suivantes :

- Amplification  $A = K$  dans la bande passante
- Amplification  $A = 0$  hors bande passante
- Déphasage proportionnel à la fréquence
  - Temps de propagation constant pour toutes les fréquences
  - Vitesse de groupe constante pour toutes les fréquences



- $\Rightarrow$  **Filtre non causal !**

# Les filtres idéaux : passe-bande idéal



# Les filtres idéaux : passe-bande idéal

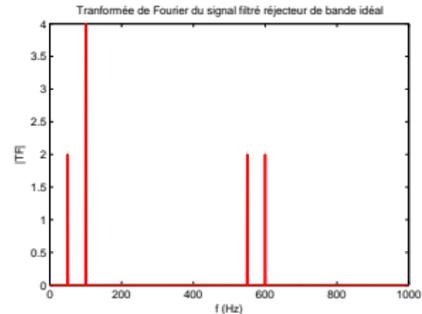
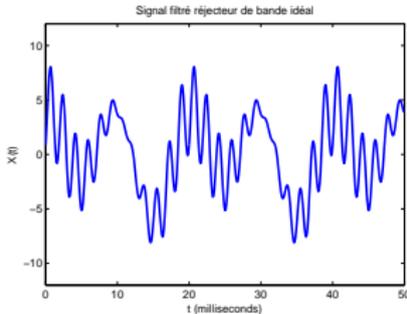
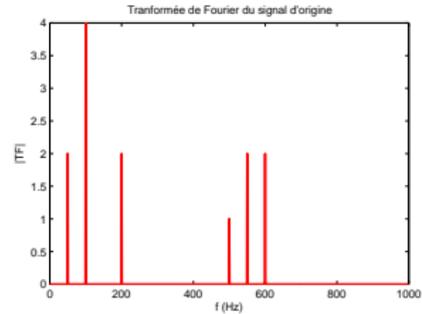
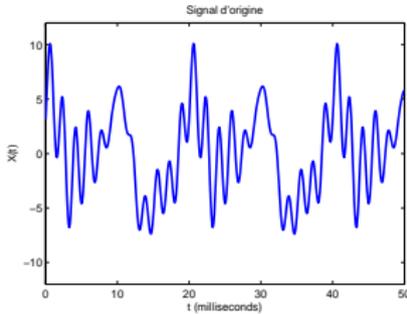
Un filtre passe-bande idéal a les caractéristiques suivantes :

- Amplification  $A = K$  dans la bande passante
- Amplification  $A = 0$  hors bande passante
- Déphasage proportionnel à la fréquence
  - Temps de propagation constant pour toutes les fréquences
  - Vitesse de groupe constante pour toutes les fréquences

réponse impulsionnelle	réponse harmonique (fonction de transfert)
$\Delta = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{2} \quad \text{et} \quad f_c = \frac{f_{c2} + f_{c1}}{2}$	$H_{(jf)} = 0 \quad \text{pour }  f  \notin [f_{c1}; f_{c2}]$
$h_{(t)} = 2k \cdot \Delta \cdot \frac{\sin(2\pi\Delta(t-t_0))}{2\pi\Delta(t-t_0)} \cdot \cos(2\pi f_c(t-t_0))$	$H_{(jf)} = k \cdot e^{-j2\pi f t_0} \quad \text{pour }  f  \in [f_{c1}; f_{c2}]$
	module
	phase

- $\Rightarrow$  **Filtre non causal !**

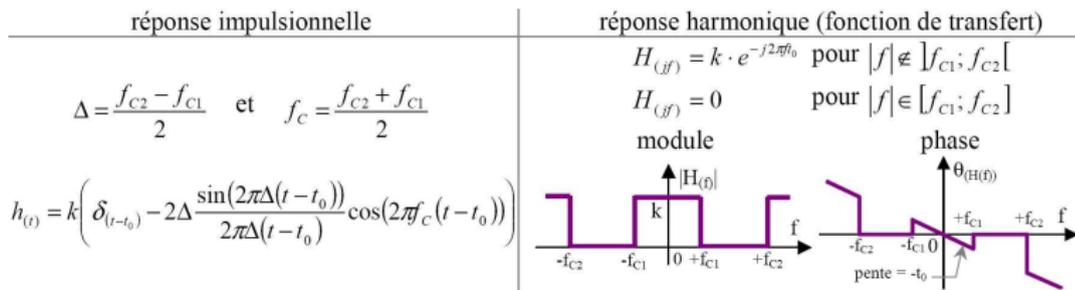
# Les filtres idéaux : réjecteur de bande idéal



# Les filtres idéaux : réjecteur de bande idéal

Un filtre réjecteur de bande idéal a les caractéristiques suivantes :

- Amplification  $A = K$  dans la bande passante
- Amplification  $A = 0$  hors bande passante
- Déphasage proportionnel à la fréquence
  - Temps de propagation constant pour toutes les fréquences
  - Vitesse de groupe constante pour toutes les fréquences



- $\Rightarrow$  **Filtre non causal!**

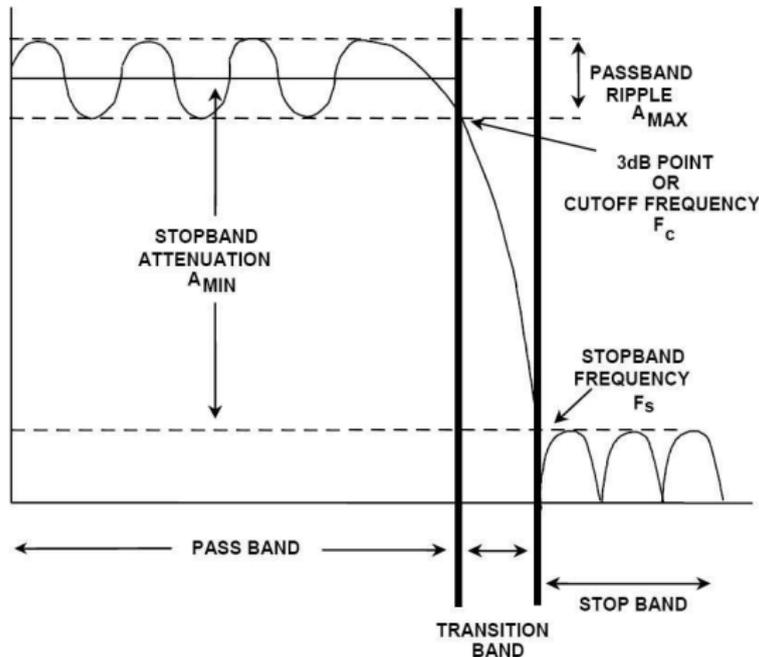
# Filtres idéaux et causalité

- Les réponses impulsionnelles des filtres idéaux sont non nulles pour  $t < 0$  : ces filtres ne sont pas réalisables.
- On aura donc recours à des filtres non idéaux :
  - Amplification non constante dans la bande passante
  - Amplification non nulle hors bande passante
  - Déphasage non proportionnel à la fréquence
- On essaiera toutefois de se rapprocher des filtres idéaux !

# Plan

- 1 Filtrage analogique
  - Filtres idéaux
  - Fonctions d'approximation des filtres analogiques
  - Implantation électronique des filtres

# Implantation des filtres : principales caractéristiques d'un filtre



# Implantation des filtres : gabarit de filtrage

Exemple de gabarit d'un filtre passe-haut :

- Le diagramme de Bode du filtre doit rester à l'intérieur du gabarit de filtrage
- Un filtre est difficile à synthétiser si :
  - La bande de transition est étroite.
  - L'atténuation minimale est grande
  - L'ondulation autorisée dans la bande passante est faible

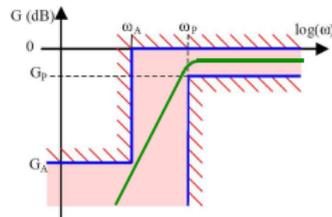


fig: exemple : filtre passe-haut

# Implantation des filtres : principaux gabarits de filtrage

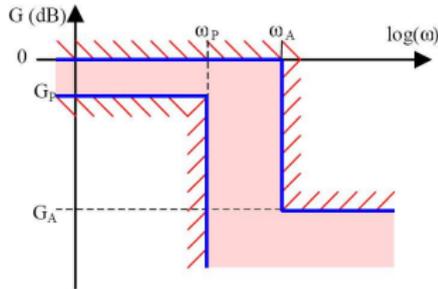


fig: Filtre passe-bas

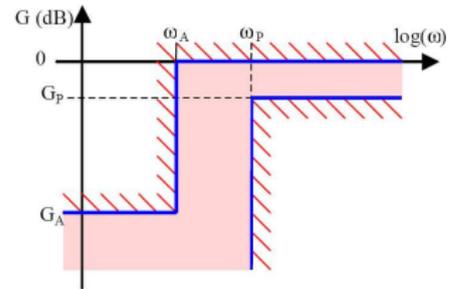


fig: Filtre passe-haut

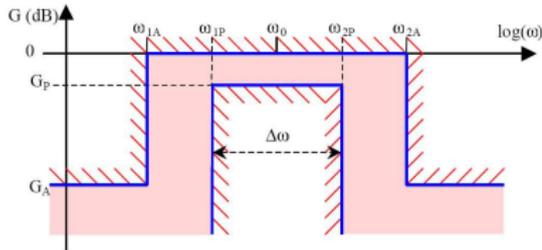


fig: Filtre passe-bande

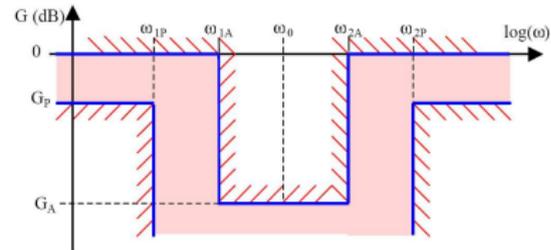
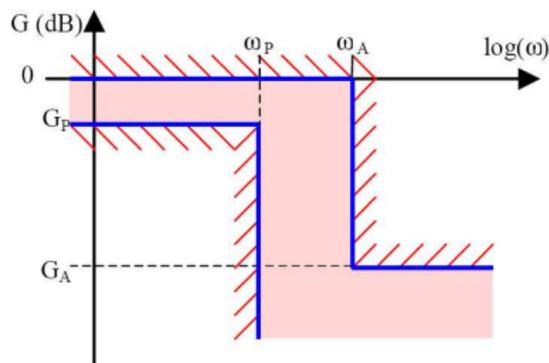


fig: Filtre réjecteur de bande

# Détermination de l'ordre d'un filtre à partir du gabarit

On détermine l'ordre correspondant à chaque transition :

$$n = \frac{\log \left| \frac{A_p}{A_a} \right|}{\log \left| \frac{\omega_p}{\omega_a} \right|} = \frac{|G_p - G_a|}{20 \log \left| \frac{\omega_p}{\omega_a} \right|}$$



**L'ordre du filtre est au moins égal à la somme des ordres de chacune des transitions.**

# Fonctions d'approximations usuelles

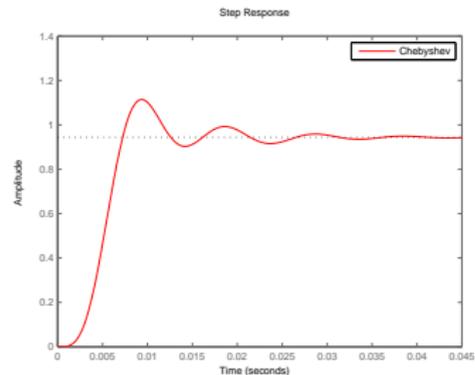
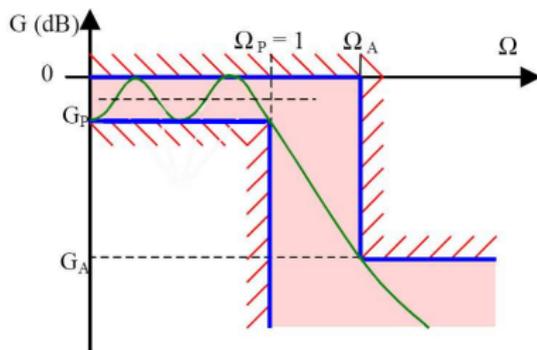
Un fois déterminé le gabarit de filtrage souhaité, il reste à déterminer l'implantation du filtre :

- Une détermination directe serait complexe... et inutile
- On utilise des fonctions d'approximations permettant d'optimiser certains critères pour un ordre de filtre donné :
  - **Chebyshev** : maximise la pente dans la bande de transition
  - **Butterworth** : minimise l'ondulation du gain dans la bande passante
  - **Bessel** : minimise les écarts de temps de propagation dans la bande passante

Le choix de la fonction d'approximation retenue dépend de l'usage du filtre.

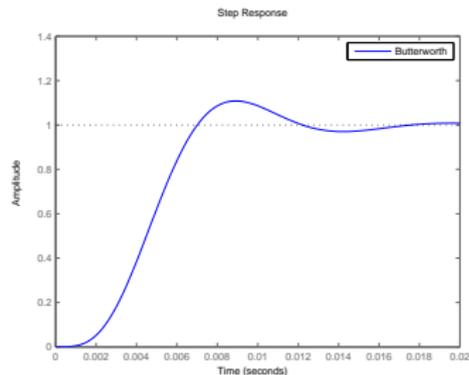
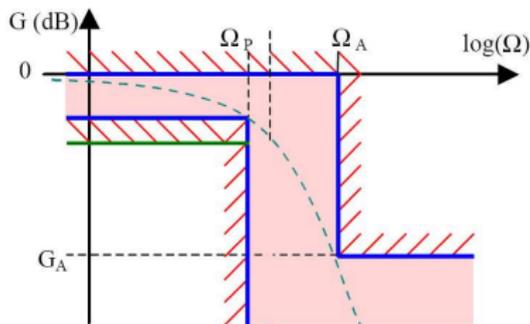
# Fonctions d'approximations usuelles : Chebyshev

- Maximise la pente dans la bande de transition : passage plus rapide de la bande passante à la bande atténuée
- Augmente l'ondulation de gain dans la bande passante
- Augmente l'ondulation de phase dans la bande passante : déformation du signal



# Fonctions d'approximations usuelles : Butterworth (maximally flat)

- Minimise l'ondulation du gain dans la bande passante
- Réduit la pente dans la bande de transition
- Augmente l'ondulation de phase dans la bande passante : déformation du signal



# Fonctions d'approximations usuelles : Bessel

- Minimise les écarts de temps de propagation dans la bande passante
- Réduit la pente dans la bande de transition

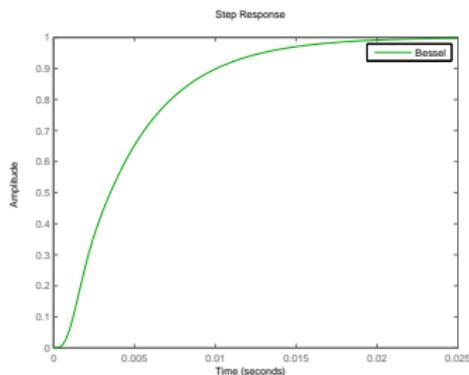
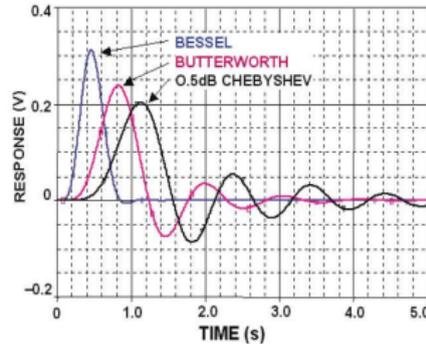
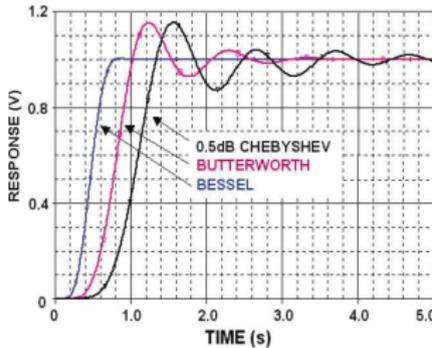
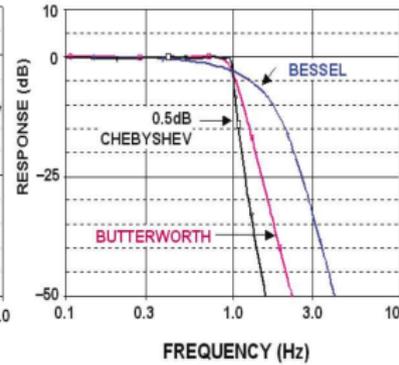
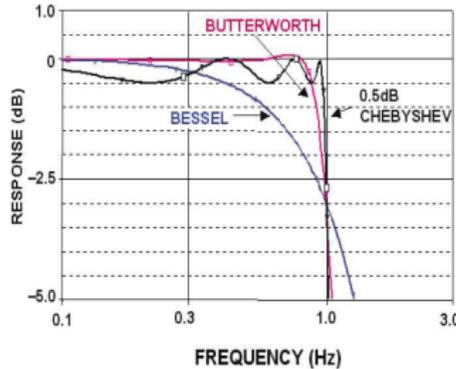
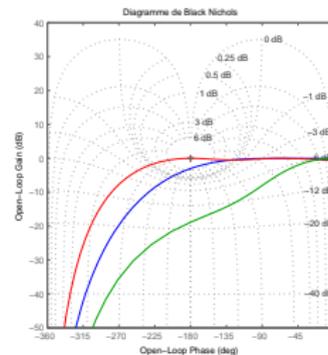
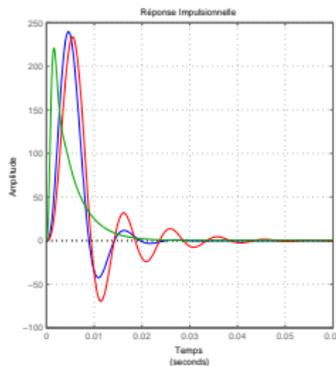
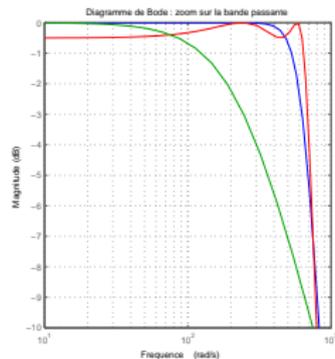
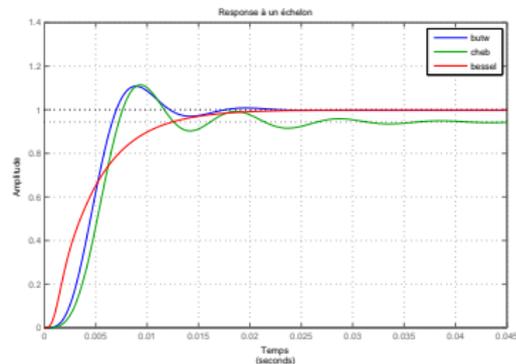
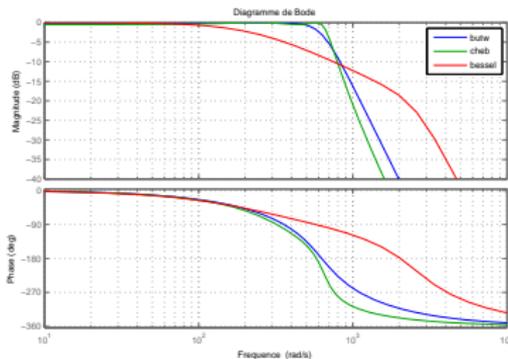


fig: Réponse impulsionnelle : filtre de Bessel

# Fonctions d'approximations usuelles : comparaison



# Fonctions d'approximations usuelles : comparaison



# Fonctions d'approximations usuelles : comparaison

- **Chebyshev** : maximise la pente dans la bande de transition
- **Butterworth** : minimise l'ondulation du gain dans la bande passante
- **Bessel** : minimise les écarts de temps de propagation dans la bande passante, et donc la déformation du signal

# Plan

- 1 Filtrage analogique
  - Filtres idéaux
  - Fonctions d'approximation des filtres analogiques
  - **Implantation électronique des filtres**

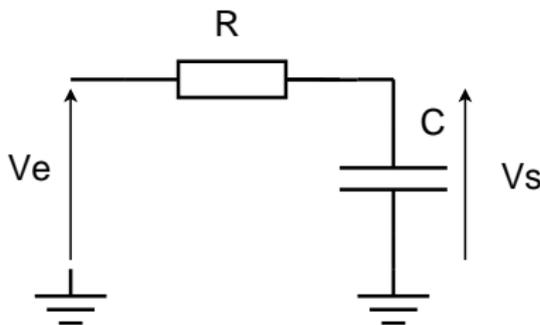
# Implantation électronique des filtres analogiques

Le type de filtre choisi, il reste à déterminer sa structure électronique.

- Premier ordre :
  - Passe-haut (circuit RC)
  - Passe-bas (circuit RC)
- Deuxième ordre :
  - Filtre RLC : peu utilisé en micro-électronique en raison de la présence d'une bobine
  - Structure de Sallen-Key. (implanté avec R et C)
  - Structure Multiple Feedback (MFB) ou de Rauch. (implanté avec R et C)

# Filtre passe-bas passif du 1er ordre

On étudie le circuit suivant :



$$\begin{aligned}\underline{H}(j\omega) &= \frac{\underline{V}_s(j\omega)}{\underline{V}_e(j\omega)} = \frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_R + \underline{Z}_C} \\ &= \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 + jRC\omega}\end{aligned}$$

# Filtre passe-bas passif du 1er ordre

On en déduit les grandeurs caractéristiques :

- Amplification :

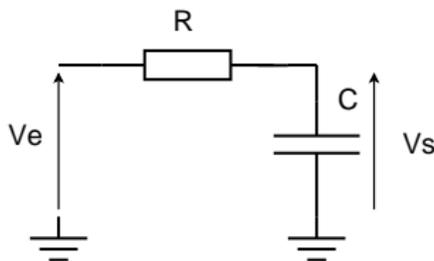
$$\begin{aligned} A = |\underline{H}(j\omega)| &= \left| \frac{1}{1 + jRC\omega} \right| \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \end{aligned}$$

- Phase :

$$\begin{aligned} \varphi = \arg \underline{H}(j\omega) &= \arg 1 - \arg (1 + jRC\omega) \\ &= 0 - \tan^{-1} \left( \frac{RC\omega}{1} \right) \\ &= -\tan^{-1}(RC\omega) \end{aligned}$$

# Filtre passe-bas passif du 1er ordre

## Représentation de la fonction de transfert :



- Gain en décibels :

$$G = 20 \log \left( \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \right)$$

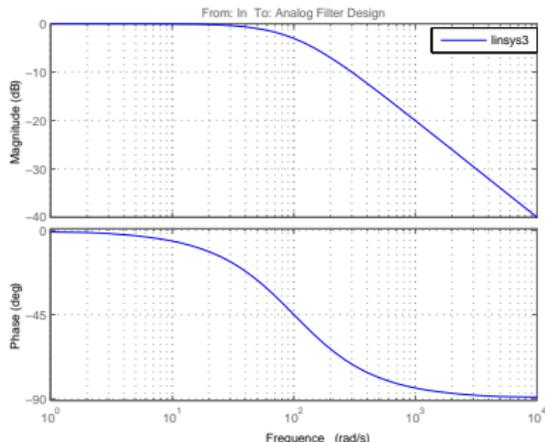
- Phase :

$$\varphi = -\tan^{-1}(RC\omega)$$

# Filtre passe-bas passif du 1er ordre

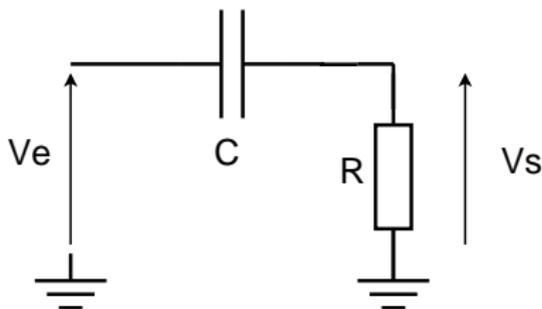
## Représentation de la fonction de transfert :

- Asymptote de pente -20dB/dec
- Fréquence de coupure :  $f_c = \frac{1}{2\pi\tau}$



# Filtre passe-haut passif du 1er ordre

On étudie le circuit suivant :



$$\begin{aligned} \underline{H}(j\omega) &= \frac{\underline{V}_s(j\omega)}{\underline{V}_e(j\omega)} = \frac{\underline{Z}_R}{\underline{Z}_R + \underline{Z}_C} \\ &= \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} \end{aligned}$$

# Filtre passe-haut passif du 1er ordre

On en déduit les grandeurs caractéristiques :

- Amplification :

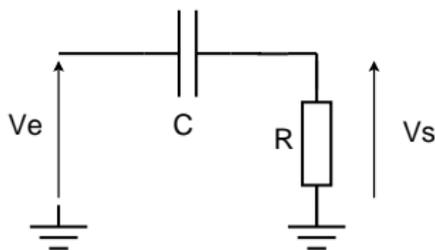
$$\begin{aligned} A = |\underline{H}(j\omega)| &= \left| \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} \right| \\ &= \frac{RC\omega}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \end{aligned}$$

- Phase :

$$\begin{aligned} \varphi = \arg \underline{H}(j\omega) &= \arg(jRC\omega) - \arg(1 + jRC\omega) \\ &= \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left( \frac{RC\omega}{1} \right) \\ &= \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(RC\omega) \end{aligned}$$

# Filtre passe-haut passif du 1er ordre

## Représentation de la fonction de transfert :



- Gain en décibels :

$$G = 20 \log \left( \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \right)$$

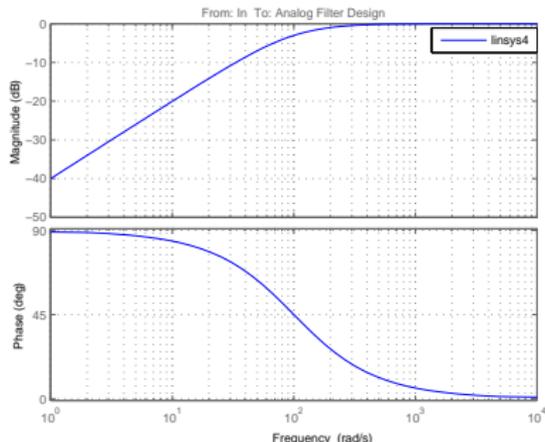
- Phase :

$$\varphi = -\tan^{-1}(RC\omega)$$

# Filtre passe-haut passif du 1er ordre

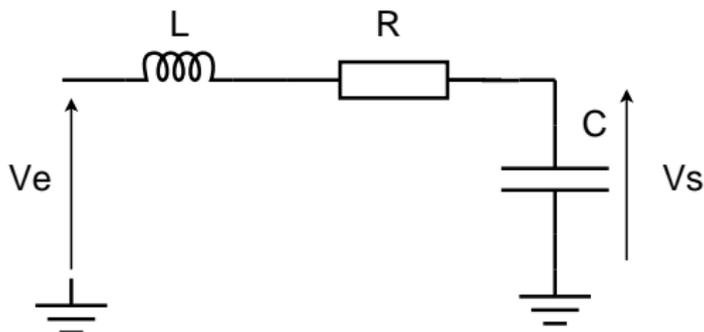
## Représentation de la fonction de transfert :

- Asymptote de pente +20dB/dec
- Fréquence de coupure :  $f_c = \frac{1}{2\pi\tau}$



# Filtre RLC passe-bas passif du 2e ordre

On étudie le circuit suivant :



$$\begin{aligned} \underline{H}(j\omega) &= \frac{\underline{V}_s(j\omega)}{\underline{V}_e(j\omega)} = \frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_R + \underline{Z}_C + \underline{Z}_L} \\ &= \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \end{aligned}$$

# Filtre RLC passe-bas passif du 2e ordre

En posant  $\omega_0 = \frac{1}{LC}$  et  $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ , on obtient :

$$\begin{aligned} \underline{H}(j\omega) &= \frac{1}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \\ &= \frac{1}{1 + j\frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \\ &= \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \end{aligned}$$

# Filtre RLC passe-bas passif du 2e ordre

On en déduit les grandeurs caractéristiques :

- Amplification :

$$\begin{aligned} A = |\underline{H}(j\omega)| &= \left| \frac{1}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \right| \\ &= \frac{1}{\sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \end{aligned}$$

- Phase :

$$\begin{aligned} \varphi = \arg \underline{H}(j\omega) &= \arg 1 - \arg (1 + jRC\omega - LC\omega^2) \\ &= \tan^{-1} \left( \frac{RC\omega}{1 - LC\omega^2} \right) \end{aligned}$$

# Filtre RLC passe-bas passif du 2e ordre

## Asymptotes de la fonction de transfert :

- Aux hautes fréquences :  $\omega \rightarrow +\infty$

$$G = 20 \log \left( \frac{1}{\sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \right) \simeq 20 \log \left( \frac{1}{LC\omega^2} \right)$$

$$\simeq -40 \log(\sqrt{LC}\omega)$$

$$\varphi = -\pi$$

# Filtre RLC passe-bas passif du 2e ordre

## Asymptotes de la fonction de transfert :

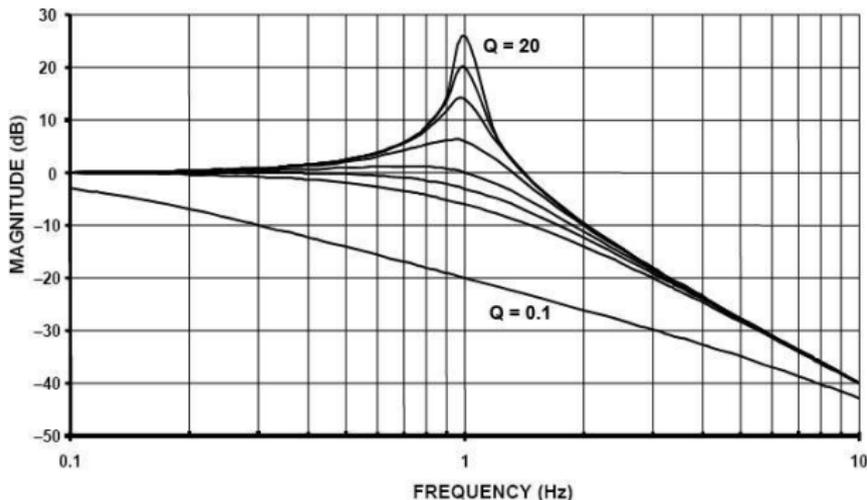
- Aux basses fréquences :  $\omega \rightarrow 0$

$$G = 20 \log \left( \frac{1}{\sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \right) \simeq 20 \log 1 \simeq 0$$

$$\varphi = 0$$

# Filtre RLC passe-bas passif du 2e ordre

## Représentation de la fonction de transfert :



Note : un filtre du second ordre commence à avoir une résonance dès que  $Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$

# Filtre RLC passe-bas passif du 2e ordre

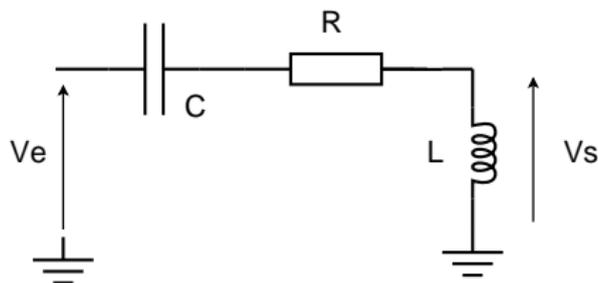
## Résonance du filtre :

- Au voisinage de la fréquence  $\omega_0 \simeq \frac{1}{\sqrt{LC}}$  :

$$\begin{aligned} G &= 20 \log \left( \frac{1}{\sqrt{(1 - LC\omega_0^2)^2 + (RC\omega)^2}} \right) \\ &= 20 \log \left( \frac{1}{RC\omega_0} \right) \\ &= 20 \log \left( \frac{1}{R\sqrt{\frac{C}{L}}} \right) \\ &= 20 \log \left( \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) = 20 \log Q \end{aligned}$$

# Filtre RLC passe-haut passif du 2e ordre

On étudie le circuit suivant :



$$\begin{aligned} \underline{H}(j\omega) &= \frac{\underline{V}_S(j\omega)}{\underline{V}_E(j\omega)} = \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_R + \underline{Z}_C + \underline{Z}_L} \\ &= \frac{jL\omega}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{-LC\omega^2}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \end{aligned}$$

# Filtre RLC passe-haut passif du 2e ordre

En posant  $\omega_0 = \frac{1}{LC}$ ,  $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$  et  $s = j\omega$ , on obtient :

$$\begin{aligned} \underline{H}(j\omega) &= \frac{-LC\omega^2}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \\ &= \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \\ &= \frac{1}{1 + j\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \\ &= \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \end{aligned}$$

# Filtre RLC passe-haut passif du 2e ordre

On en déduit les grandeurs caractéristiques :

- Amplification :

$$\begin{aligned} A = |\underline{H}(j\omega)| &= \left| \frac{-LC\omega^2}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \right| \\ &= \frac{LC\omega^2}{\sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \end{aligned}$$

- Phase :

$$\begin{aligned} \varphi = \arg \underline{H}(j\omega) &= \arg(-LC\omega^2) - \arg(1 + jRC\omega - LC\omega^2) \\ &= -\pi + \tan^{-1} \left( \frac{RC\omega}{1 - LC\omega^2} \right) \end{aligned}$$

# Filtre RLC passe-haut passif du 2e ordre

## Asymptotes de la fonction de transfert :

- Aux hautes fréquences :  $\omega \rightarrow +\infty$

$$G = 20 \log \left( \frac{LC\omega^2}{\sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \right) \simeq 20 \log 1 \simeq 0$$

$$\varphi = 0$$

# Filtre RLC passe-haut passif du 2e ordre

## Asymptotes de la fonction de transfert :

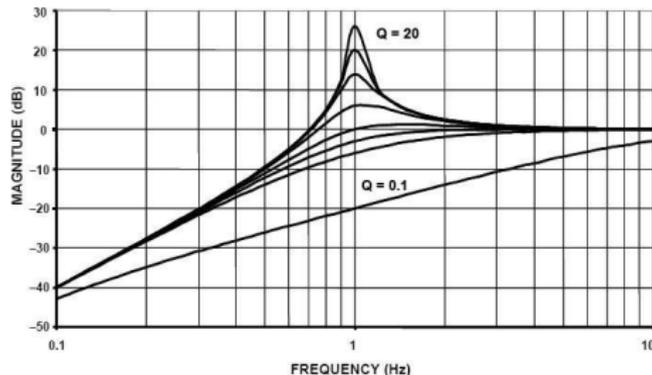
- Aux basses fréquences :  $\omega \rightarrow 0$

$$G = 20 \log \left( \frac{LC\omega^2}{\sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \right) \simeq 20 \log (LC\omega^2)$$

$$\varphi = -\pi$$

# Filtre RLC passe-haut passif du 2e ordre

Représentation de la fonction de transfert :



Note : un filtre du second ordre commence à avoir une résonance dès que  $Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$

# Filtre RLC passe-haut passif du 2e ordre

## Résonance du filtre du second ordre étudié :

- Au voisinage de la fréquence  $\omega_0 \simeq \frac{1}{\sqrt{LC}}$  :

$$\begin{aligned} G &= 20 \log \left( \frac{LC\omega_0^2}{\sqrt{(1 - LC\omega_0^2)^2 + (RC\omega)^2}} \right) \\ &= 20 \log \left( \frac{1}{RC\omega_0} \right) \\ &= 20 \log \left( \frac{1}{R\sqrt{\frac{C}{L}}} \right) \\ &= 20 \log \left( \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) = 20 \log Q \end{aligned}$$

# Implantation électronique des filtres analogiques

Parmi les filtres du 2e ordre, les filtres RLC ont un intérêt limité en électronique en raison de la bobine

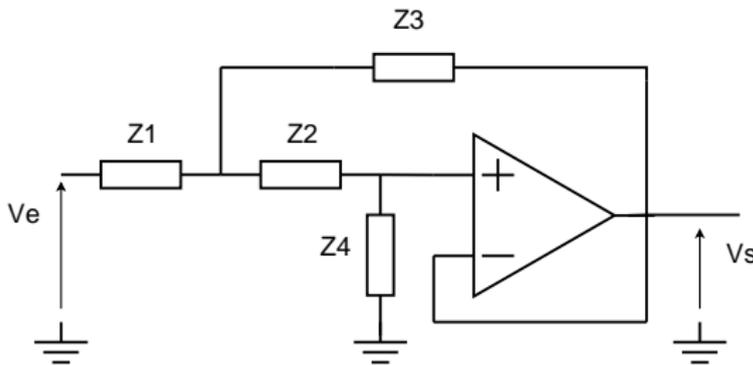
- Coûteuse
- Difficile à trouver
- Encombrante par rapport à une capacité

On préfère des structures du 2e ordre basées uniquement sur des capacités et des résistances

- Sallen-Key
- Multiple Feedback (MFB) aussi appelée Rauch

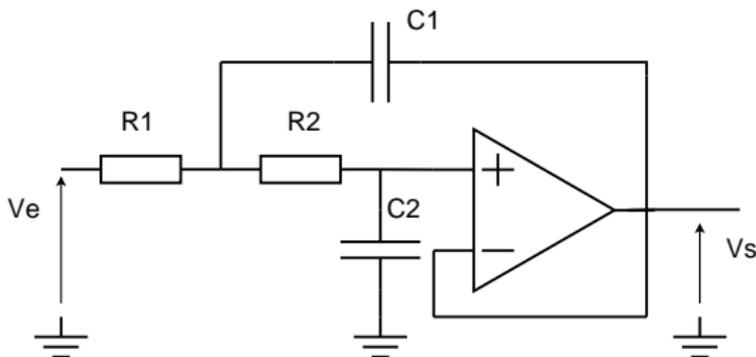
# Structure de Sallen-Key

**Sallen-Key** est une structure générique permettant d'implanter tout type de filtre d'ordre 2 :



$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_3 (Z_1 + Z_2) + Z_3 Z_4}$$

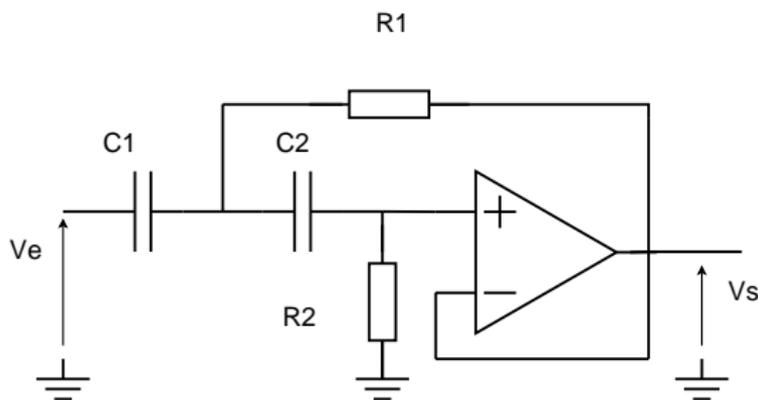
# Filtre passe-bas d'ordre 2 à structure de Sallen-Key



$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ et } Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2 (R_1 + R_2)}$$

# Filtre passe-haut d'ordre 2 à structure de Sallen-Key



$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ et } Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 (C_1 + C_2)}$$

# Structure de Sallen-Key : avantages et inconvénients

La structure de Sallen-Key a les caractéristiques suivantes :

- Filtre simple avec peu de composants (et sans inductance).
- Bonne tolérance aux variations des valeurs des composants
- Ne permet pas d'avoir des valeurs de  $Q > 3$ , sinon risque d'oscillation.
- Peu adapté pour implanter des filtres passe-bande d'ordre 2.

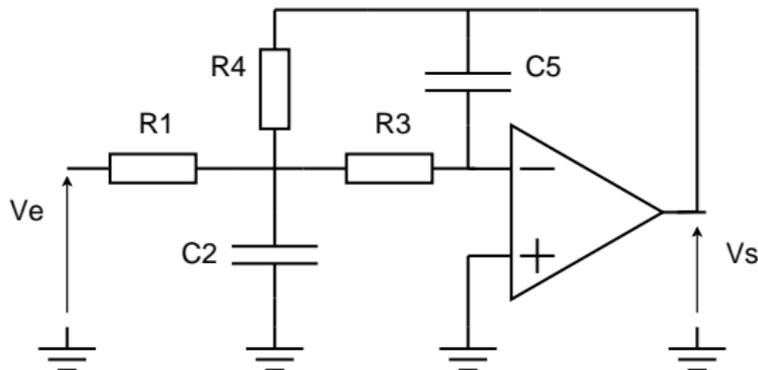
**Il existe une version de la structure de Sallen-Key permettant d'avoir un gain statique non nul** (mais avec 6 composants discrets).

# Structure Multiple Feedback (MFB) ou de Rauch

La structure de filtre de type MFB est utilisée pour les filtres ayant un facteur de qualité  $Q$  important, et en particulier pour les filtres passe-bande. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Idéal pour les filtres passe-bande.
- Inconvénient d'avoir une impédance d'entrée faible pour le filtre MFB passe-haut aux hautes fréquences.
- Coûte un composant passif de plus que la structure de Sallen-Key.
- Possède un gain statique non nul.

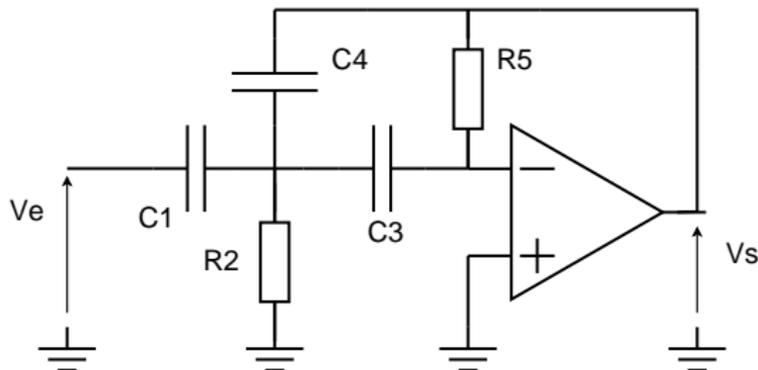
# Filtre passe-bas d'ordre 2 à structure MFB



$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-K\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}}, \quad Q = \frac{\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}}{(R_4 + R_3 + K R_3) C_5} \quad \text{et } K = \frac{R_4}{R_1}$$

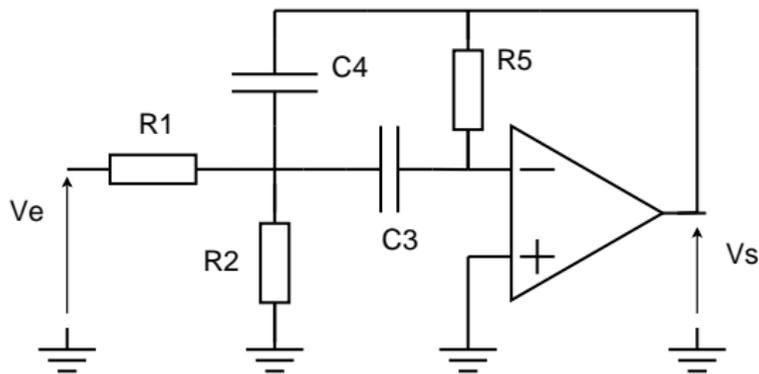
# Filtre passe-haut d'ordre 2 à structure MFB



$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-K\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_3 C_4 R_2 R_5}}, \quad Q = \frac{\sqrt{C_3 C_4 R_2 R_5}}{(C_1 + C_3 + C_4) R_2} \quad \text{et } K = \frac{C_1}{C_4}$$

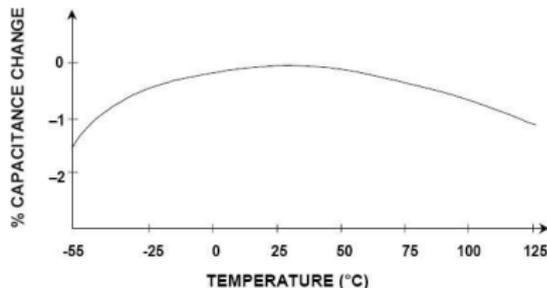
# Filtre passe-bande d'ordre 2 à structure MFB



$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-H\omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

# Problèmes pratiques liés à l'implantation des filtres analogiques

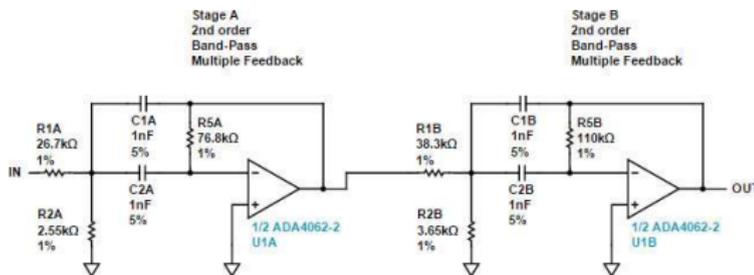
- **Tolérance des composants** : les résistances sont en général vendues avec une tolérance de 1% et les capacités avec une tolérance de 5%. Si  $Q$  est grand, les tolérances des condensateurs peuvent être trop importantes.
- **Variation en température des composants**



- **Limitations des amplificateurs opérationnels** : gain fini, produit gain bande limité, slew rate...

# Filtrage à gabarit complexe

- Un filtre à gabarit complexe peut être réalisé par la mise en cascade de plusieurs étages de Sallen-Key ou MFB d'ordre 2. Par exemple : filtre passe-bande d'ordre 4 :

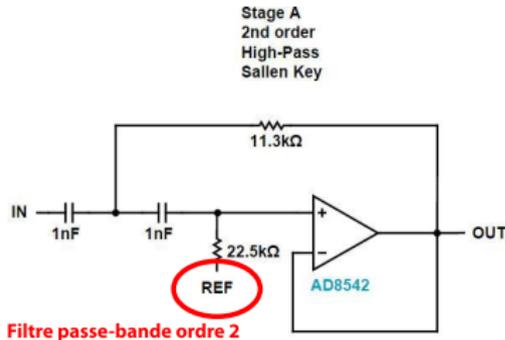


- On utilise le plus souvent un logiciel pour déterminer les valeurs des composants pour chacun des étages de filtrage, par exemple :  
<http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/>  
<http://www.ti.com/lscds/ti/analog/webench/webench-filters.page>

# Filtrage en électronique à alimentation non symétrique

La plupart de l'électronique actuelle fonctionne avec des alimentations non symétriques, par exemple 3.3V.

On utilise dans ce cas une masse virtuelle équidistante de  $V_{dd}$  (3.3V) et de  $V_{ss}$  (0V). Appelée  $V_{REF}$ , elle remplace la masse dans les schémas vus précédemment.



Circuit de génération de la masse virtuelle

