ÉCOLE D'INGÉNIEURS
ENGINEERING SCHOOL

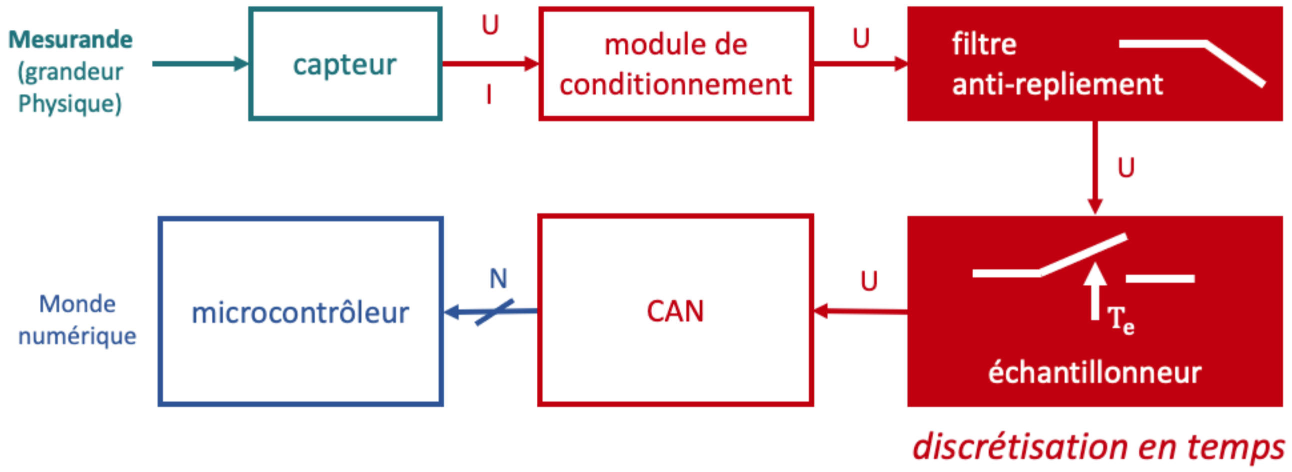
ING2 – **Du capteur à la mesure**

Cours 3 : Échantillonnage

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Maxime Schneider, PhD, Ingénieur ECE
maxime.schneider@ece.fr

Enjeu de l'échantillonnage



■ Un bon échantillonnage ne détériore pas le signal. En particulier, il doit conserver le spectre du signal initial et doit permettre de le restituer en fin d'opération.

→ **Comment choisir la fréquence d'échantillonnage ? Quels sont les risques en cas de sous et de sur- échantillonnage ?**

Cours 3 : Échantillonnage

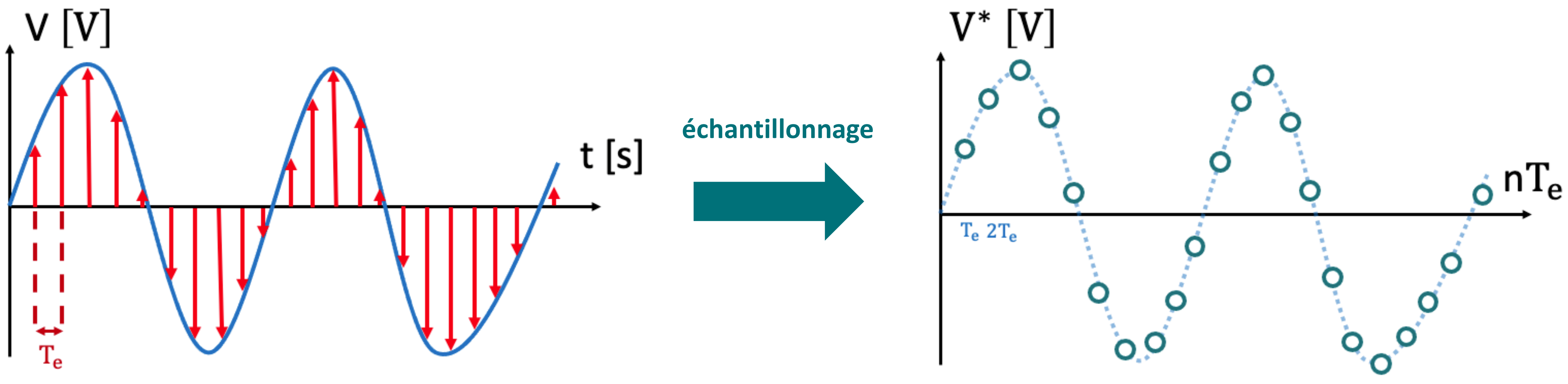
I. **Échantillonnage idéal**
   A. Modélisation
   B. Condition de Shannon

I. **Échantillonnage réel**
   A. Structure de l'échantillonneur-bloqueur
   B. Modélisation de l'échantillonneur-bloqueur
   C. Dimensionnement de l'échantillonneur-bloqueur

II. **Filtre anti-repliement**
   A. Rôle du filtre anti-repliement
   B. Rappels sur le filtrage analogique classique
   C. Gabarit d'un filtre
   D. Fonction d'approximation de Butterworth
   E. Fonction d'approximation de Tchebychev
   F. Synthèse du filtre

1 Échantillonnage idéal

Modélisation de l'échantillonnage idéal (1 / 6)



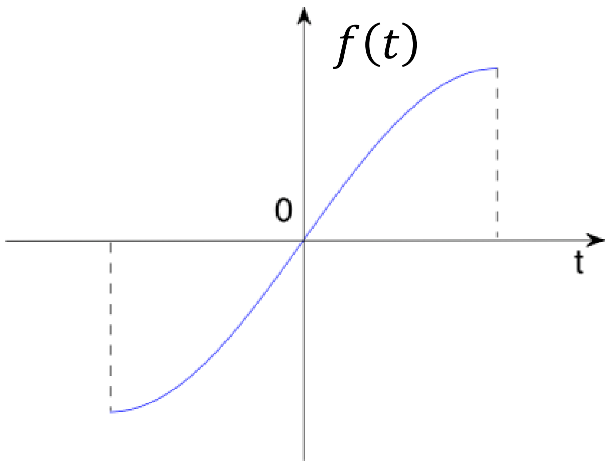
- La prise d'échantillon est nécessaire pour numériser le signal **car il faut laisser le temps au CAN de convertir**.
  - En première approximation, $t_{CONV} < T_e$

- Il faut prendre un certain nombre d'échantillon afin d'avoir une représentation fidèle du signal
  - En première approximation, T_e doit être le plus petit possible

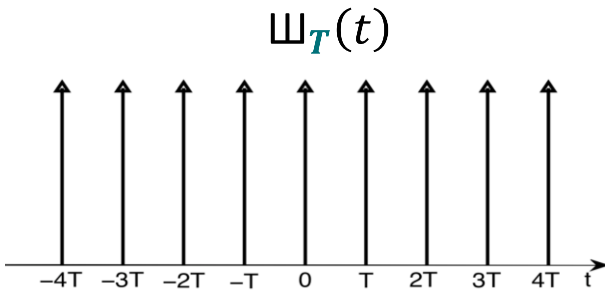
- Un bon échantillonnage ne détériore pas le signal. En particulier, il doit conserver le spectre du signal initial et doit permettre de le restituer en fin d'opération.

Modélisation de l'échantillonnage idéal (2 / 6)

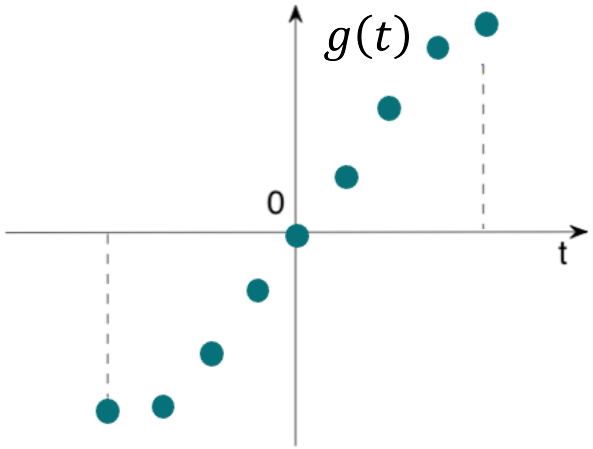
- Hypothèses :
  - Pas de maintien du signal pour la conversion
  - Prise d'échantillon instantanée
- Question : Quelle est la représentation du spectre de $v^*(t)$ connaissant celui de $v(t) = \sin(2\pi f_0 t)$?
- Rappel : Echantillonner revient à <u>multiplier</u> le signal par un peigne de Dirac de fréquence d'échantillonnage T_e :



X



=



$v(t)$

$$Ш_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT)$$

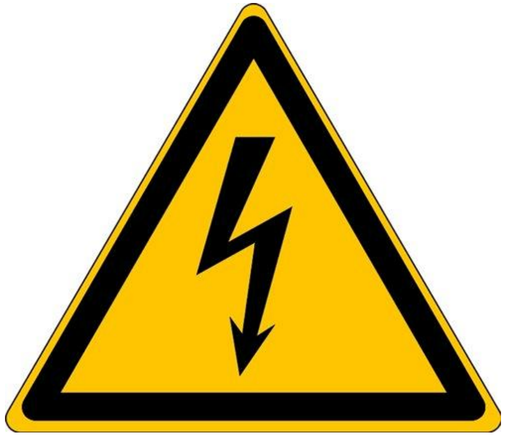
$$v^*(t) = v(t) \cdot Ш_{Te}(t) = v(kT)$$

Modélisation de l'échantillonnage idéal (3 / 6)

produit simple

$$\boxed{g(t) Ш_{T_e}(t) = g(kT_e)}$$

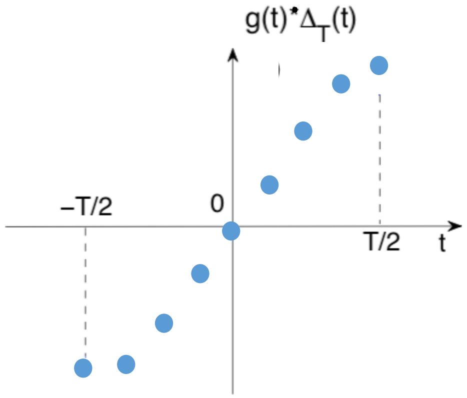
→ échantillonnage

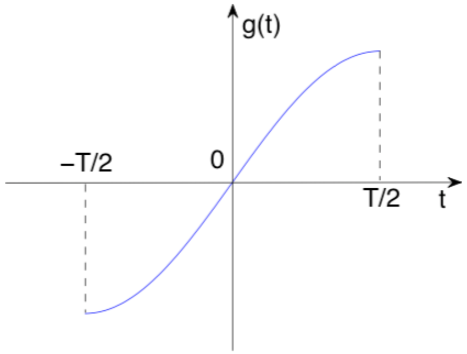


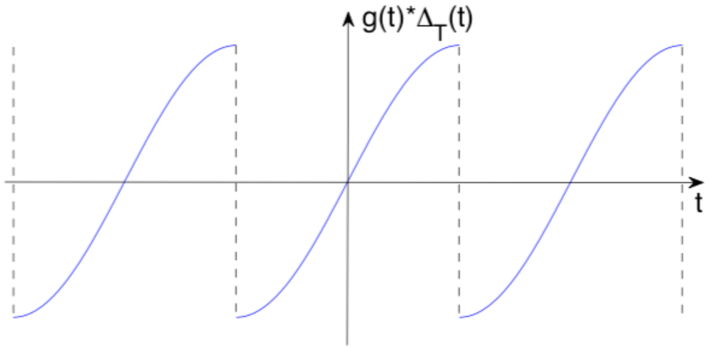
produit de convolution

$$\boxed{g(t) * Ш_{T_e}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g(t - kT_e)}$$

→ périodisation







Modélisation de l'échantillonnage idéal (4 / 6)

- Théorème de Plancherel : $v^*(t) = \mathrm{v}(t) \cdot Ш_{Te}(t) \Leftrightarrow V^*(f) = \mathcal{F}\{\mathrm{v}(t)\} * \mathcal{F}\{Ш_{Te}(t)\}$

donc $V^*(f) = \dfrac{\delta(f-f_0)-\delta(f+f_0)}{2j} * \dfrac{1}{T_e}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta(f-kF_e)$

$$= \frac{1}{2jT_e}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\big(\delta(f-f_0)*\delta(f-kF_e)-\delta(f+f_0)*\delta(f-kF_e)\big)$$

d'où :

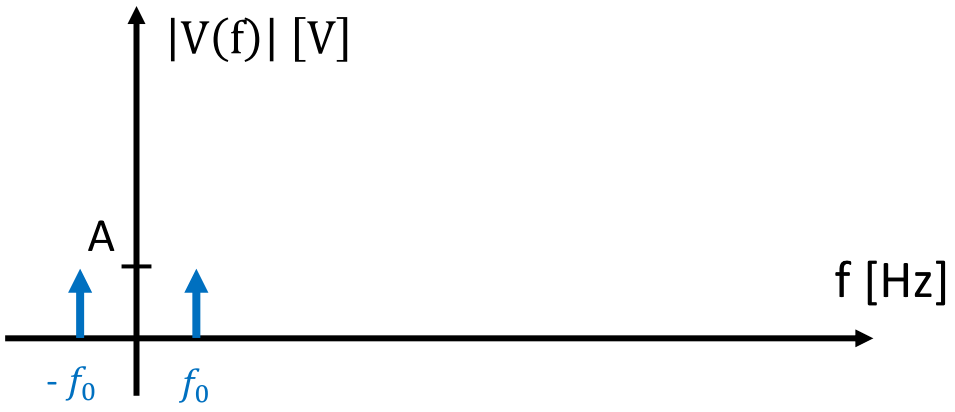
$$V^*(f) = \frac{1}{2jT_e}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\Big(\delta\big(f-(f_0+kF_e)\big)-\delta\big(f-(-f_0+kF_e)\big)\Big) = \frac{1}{2jT_e}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\Big(\delta\big(f-(f_0+kF_e)\big)-\delta\big(f+(f_0-kF_e)\big)\Big)$$

Et finalement :

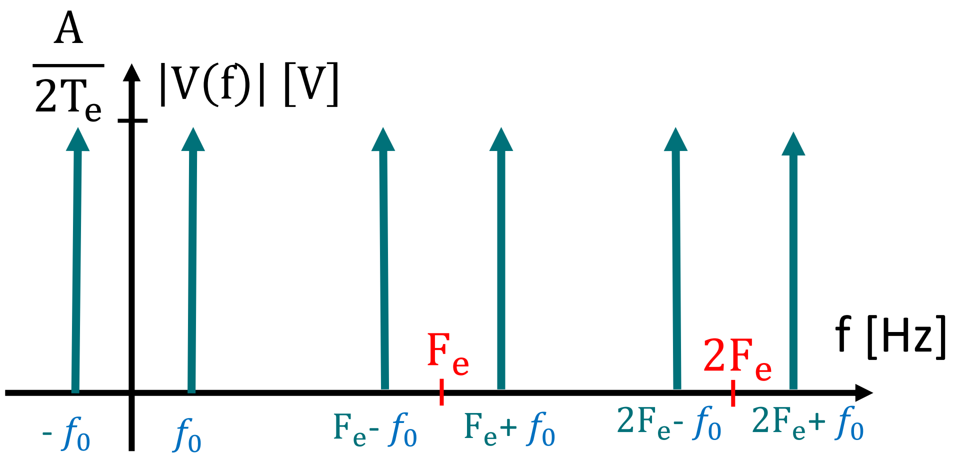
$$\boxed{|V^*(f)| = \frac{1}{2T_e}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\big(\delta(f-f_0-kF_e)+\delta(f+f_0-kF_e)\big)}$$

→ **Le spectre du signal échantillonné est le spectre du signal v(t) périodisé tous les** $f_0 - kF_e$

Modélisation de l'échantillonnage idéal (5 / 6)



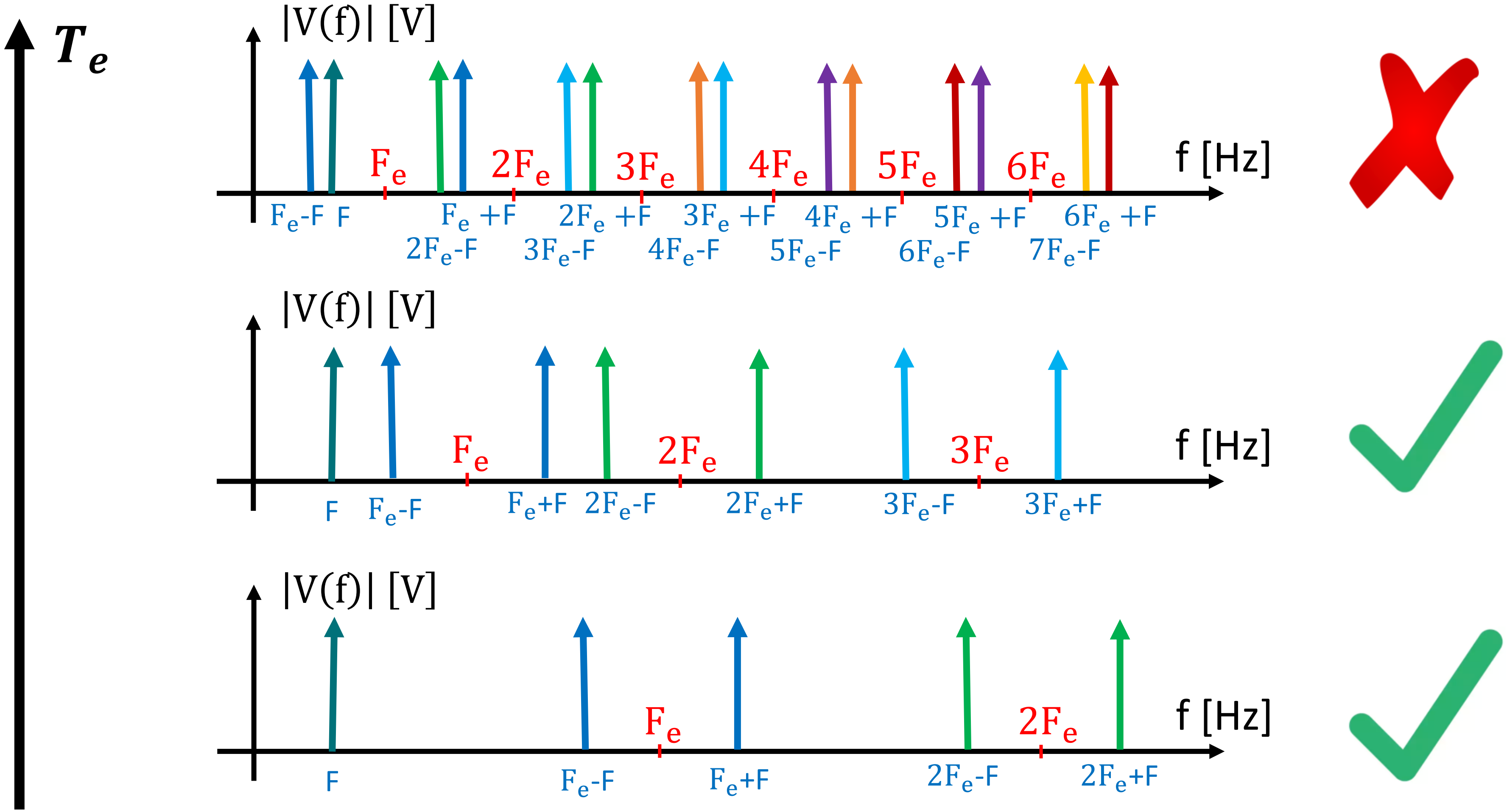
$$V(f) = \frac{A}{2j}[\delta(f - f_0) - \delta(f + f_0)]$$



$$|V^*(f)| = \frac{A}{2T_e}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\left(\delta(f - f_0 - kF_e) + \delta(f + f_0 - kF_e)\right)$$

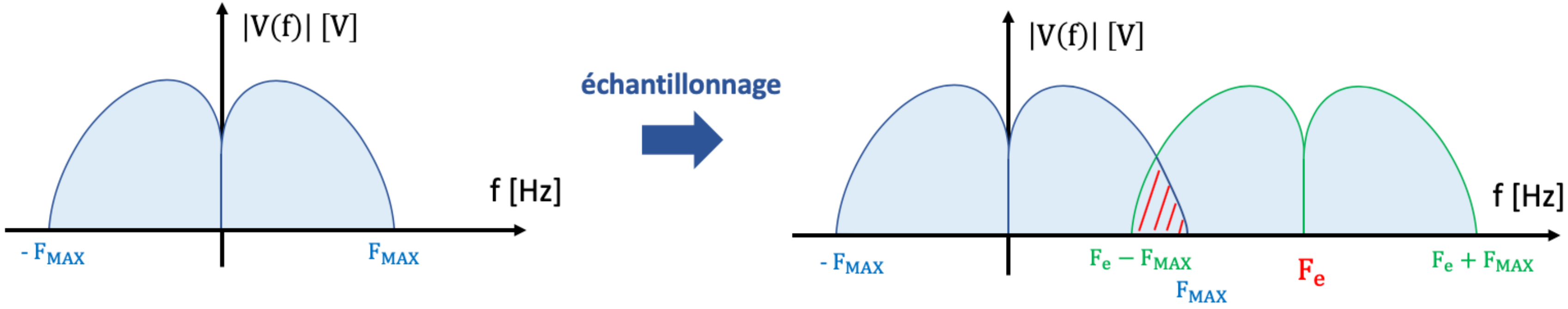
Modélisation de l'échantillonnage idéal (6 / 6)

- Question : Quelle est la fréquence d'échantillonnage minimale afin d'éviter le recouvrement spectral ?
- Hypothèse : $F \in [0\ ;\ F_{MAX}]$

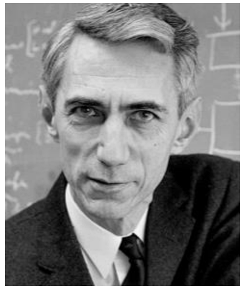


Condition de Shannon (1 / 3)

- Question : Quelle est la fréquence d'échantillonnage minimale afin d'éviter le recouvrement spectral ?
- Hypothèse : $F \in [0\ ;\ F_{MAX}]$



Recouvrement spectral
→ *information perdue*



Claude Shannon
[1916 - 2001]

- Il ne faut pas qu'il y ait de recouvrement spectral pour pouvoir restituer le signal d'origine. On veut que $F_e - F_{MAX} > F_{MAX}$

Condition de Shannon

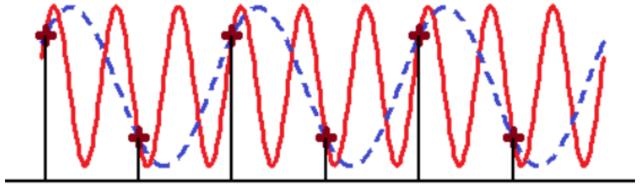
$$F_e > 2\ F_{MAX}$$

Condition de Shannon (2 / 3)

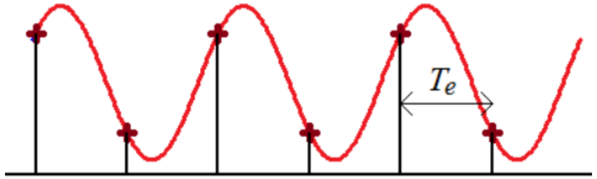
Choix de la fréquence d’échantillonnage

Recouvrement spectral
→ Information perdue

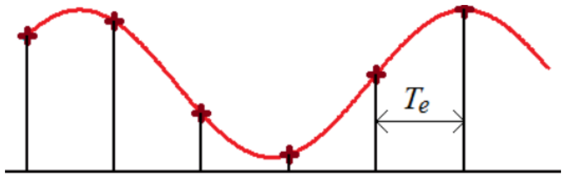
Suréchantillonnage
→ ressources mémoire ++



Avec moins de deux points par période, il existe une autre sinusoïde de fréquence inférieure (en pointillés), qui passe par les mêmes échantillons.



Si la condition de Shannon est respectée (au moins 2 points par période), alors le signal peut être parfaitement restitué.



Le suréchantillonnage facilite la conception du filtre anti-repliement et permet de diminuer le bruit présent dans la bande utile, mais ce au détriment de la mémoire utilisée.

Condition de Shannon (3 / 3)

EXEMPLE 1

Quelle doit être la fréquence d'échantillonnage pour un signal audio (F ϵ $[0\,;20\text{ kHz}]$) ?

La condition de Shannon s'écrit $f_e > 2\ f_{MAX}$

$\Leftrightarrow\ f_e > 2 \cdot 20\ kHz \Leftrightarrow f_e > 40\ kHz$

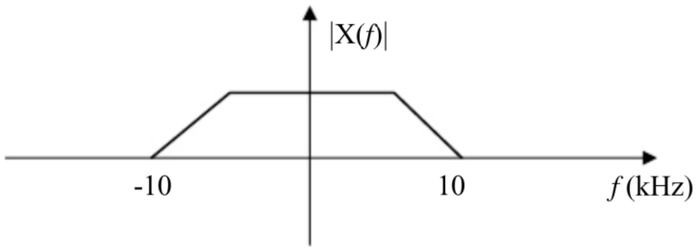
→ Fréquence d'échantillonnage des CD : $\boldsymbol{f_e = 44,1}$ **kHz**

Support	Fréquence d'échantillonnage
CD audio (1982)	44,1 kHz
DVD (1995)	48 kHz
téléphonie	8 kHz
Radio numérique (2011)	22,5 kHz

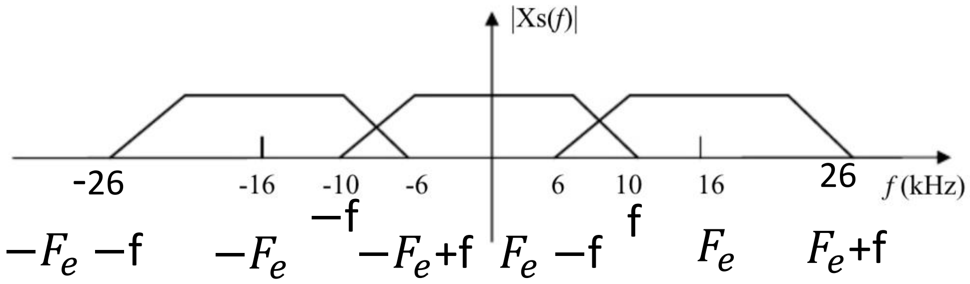
EXEMPLE 2

Soit le spectre représenté ci-dessous.

- Quelle fréquence d'échantillonnage minimale doit-on choisir ?
- Représenter le spectre échantillonné à 16 kHz.



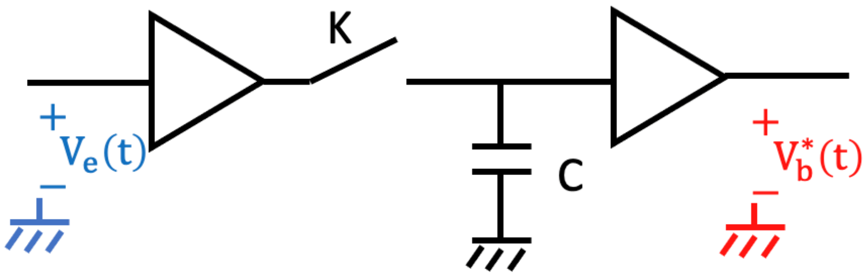
$f_{max} = 10$ kHz
donc $\boldsymbol{f_e > 20}$ **kHz**

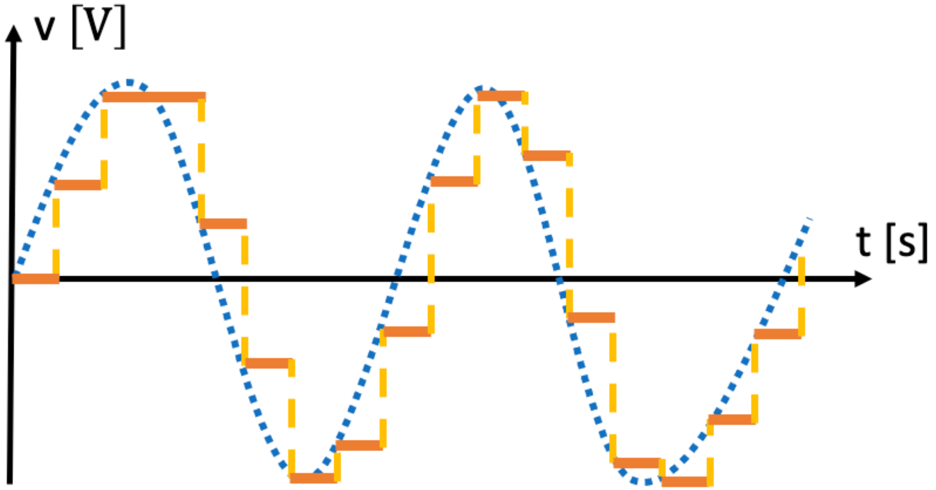


2 Échantillonnage réel

L'échantillonneur bloqueur

- En réalité, la prise d'échantillon prend un certain temps et l'on a recours à un **échantillonneur-bloqueur**.
- Exemple : LF398 - interrupteur piloté à la fréquence F_e (transistor MOS)



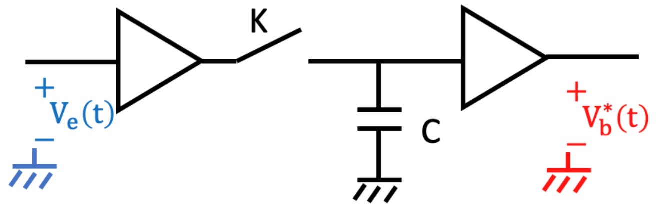


- K fermé : **prise d'échantillon**
  - Charge / décharge du condensateur
  - Objectif : avoir $V_b^*(t) = V_e(t)$

- K ouvert : **phase de blocage**
  - Signal maintenu constant par C

Modélisation de l'effet de l'E-B (1 / 2)

- Hypothèses :
  - La prise d'échantillon est immédiate ($\Delta t \approx 0$) ;
  - La durée du maintien est de l'ordre de T_e.

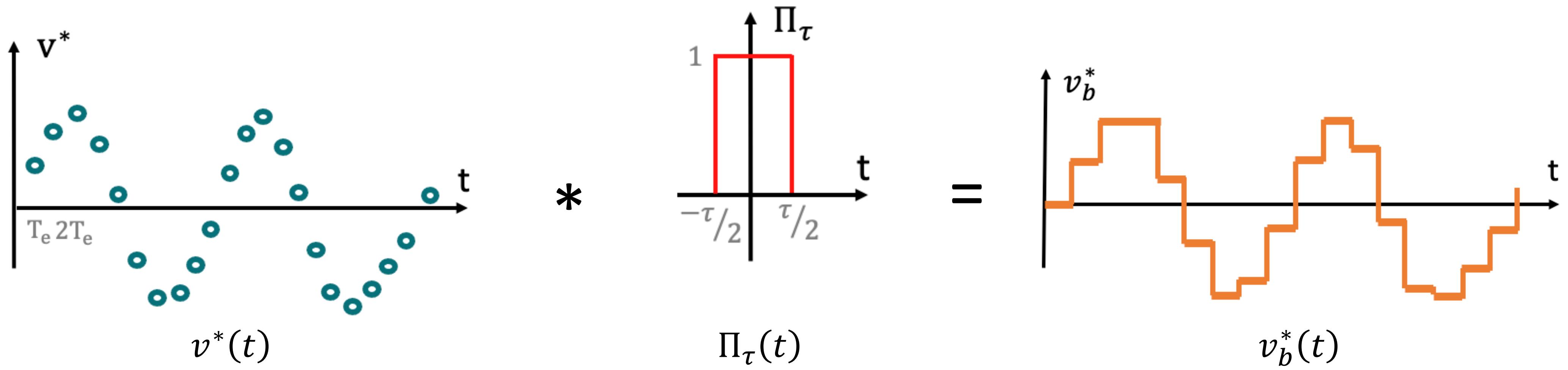


$$\boxed{\tau = R_{ON} C}$$

- **Question** : Quel est l'effet du bloqueur sur le signal échantillonné ?

- Le bloqueur peut être modélisé par une **porte de temps caractéristique τ** :

$$v_b^*(t) = v^*(t) * \Pi_\tau(t)$$



Modélisation de l'effet de l'E-B (2 / 2)

- Plancherel : $v_b^*(t) = v^*(t) * \Pi_\tau(t) \xrightarrow{FFT} V_b^*(f) = V^*(f) \cdot \mathcal{F}\{\Pi_\tau(t)\}$

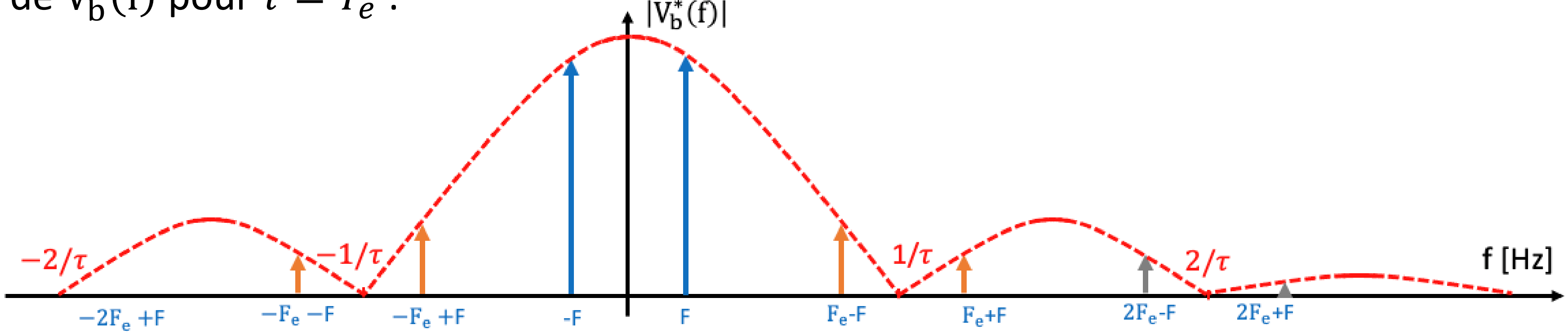
$$\Leftrightarrow \quad V_b^*(f) = \left(V(f) * \frac{1}{T_e}\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - kF_e)\right) \cdot (\tau sinc(\pi f \tau))$$

- d'où finalement : $\boxed{V_b^*(f) = \frac{\tau}{T_e} V(f) * sinc(\pi f \tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - kF_e)}$

s'annule tous les $\frac{1}{\tau}$

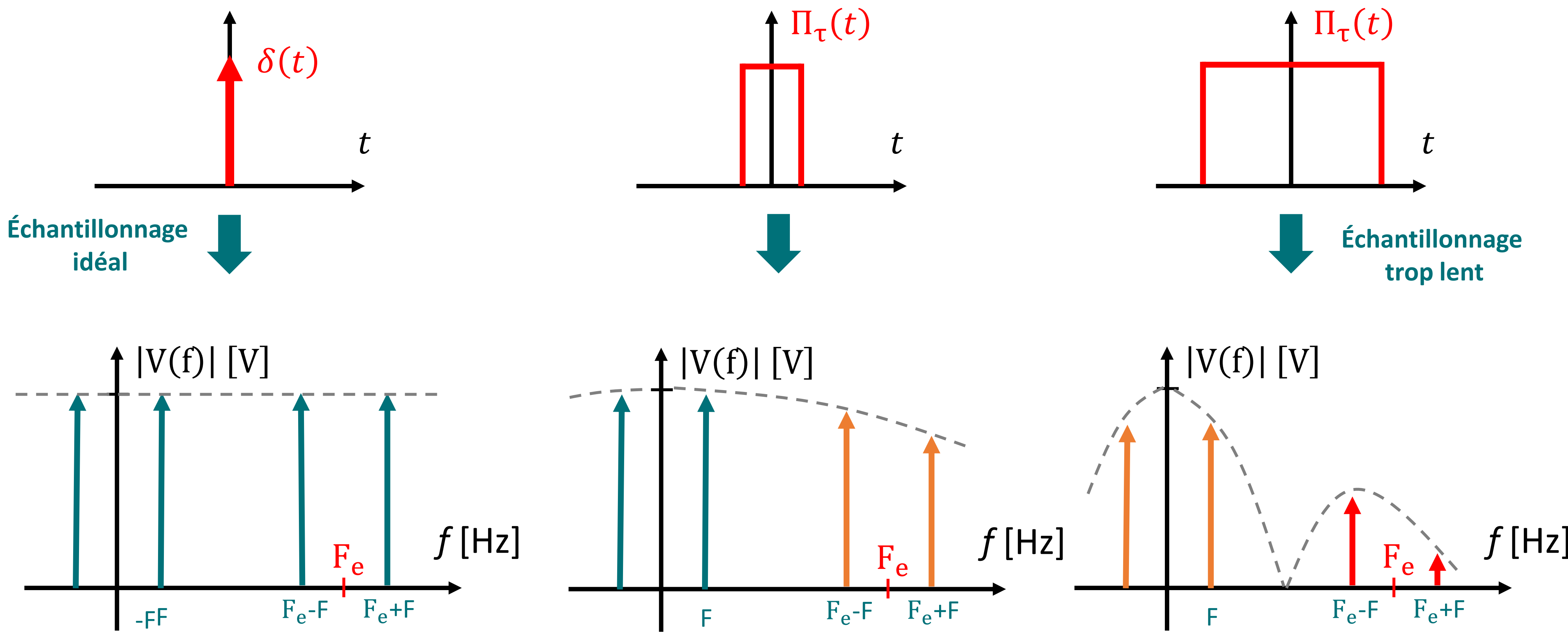
inchangé

- Allure de $V_b^*(f)$ pour $\tau = T_e$:



→ **Le bloqueur atténue l'amplitude des raies et l'annule tous les kF_e.**

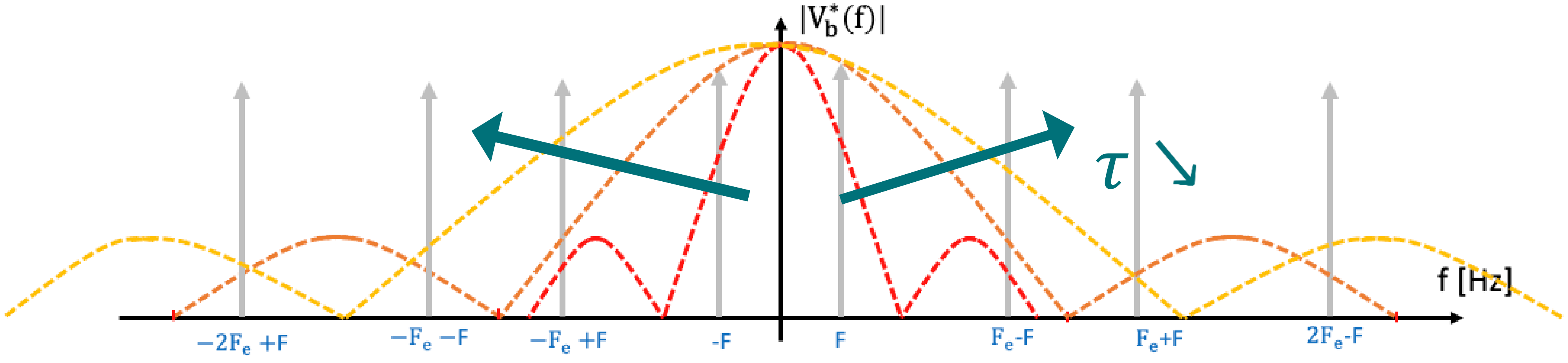
Dimensionnement du bloqueur (1 / 2)



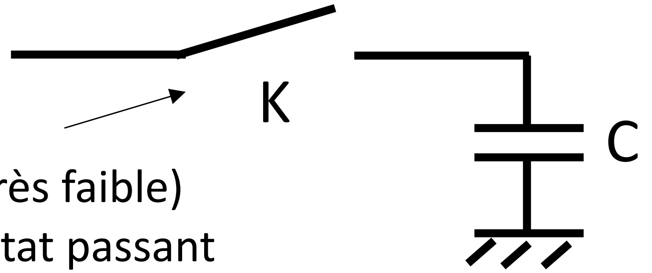
- Le CAN mettant du temps à convertir, τ ne peut malheureusement pas être nul (Dirac).

- Afin de réduire la largeur de la porte, on peut jouer avec la fréquence d'échantillonnage, mais aussi avec le temps de charge du condensateur, ce qui aurait un effet similaire à la réduction du rapport cyclique.

Dimensionnement du bloqueur (2 / 2)



- Une fois T_e fixé, il faut donc que la charge du condensateur soit la plus rapide possible ($\tau = RC$ petit), afin d'avoir une porte étroite et donc un lobe le plus large possible, et donc une atténuation des raies la plus faible possible.



$R_{DS,ON}$: résistance (très faible) du transistor MOS à l'état passant

Choix de la capacité du bloqueur

$$R_{DS,ON}\, C = \frac{T_e}{10} \Rightarrow C = \frac{T_e}{10 R_{DS,ON}}$$

3 Filtre anti-repliement

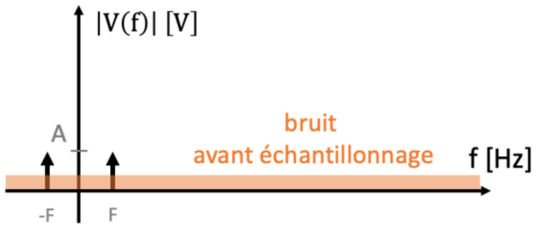
Rôle du filtre anti-repliement

- L'échantillonnage amplifie le bruit et il faut donc le filtrer avant l'échantillonnage à l'aide d'un **filtre anti-repliement.**

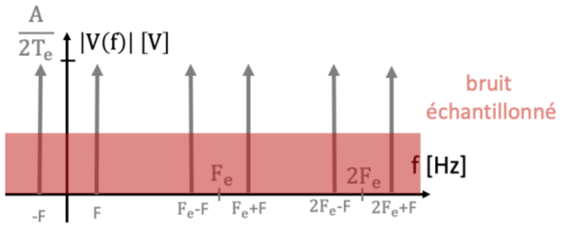
- En présence d'un filtre d'anti-repliement qui est typiquement un **filtre passe-bas,** les fréquences inférieures à $\mathrm{F_{MAX}}$ sont conservées et les fréquences supérieures à $\mathrm{F_e} - \mathrm{F_{MAX}}$ sont rejetées.

- Remarque importante : **le filtre anti-repliement fixe la fréquence max du signal**, ce qui influe directement sur la condition de Shannon ($f_e > 2\ f_{\mathrm{MAX}}$). On passe d'une plage de fréquence infinie à un intervalle fini ($f_{MAX} = f_c$).

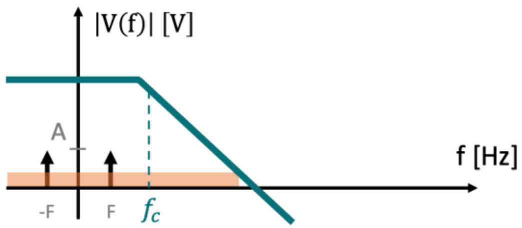
Sans filtre



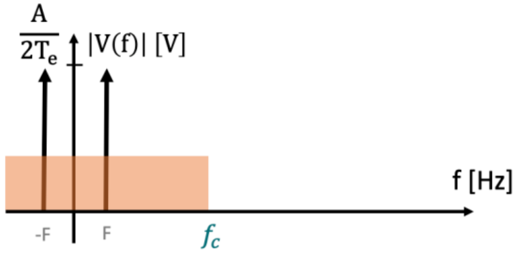
échantillonnage



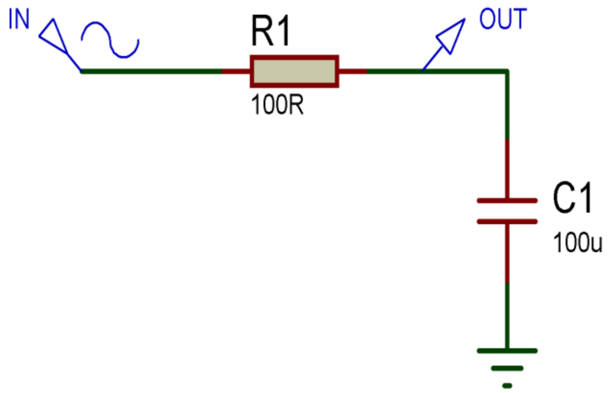
Avec filtre

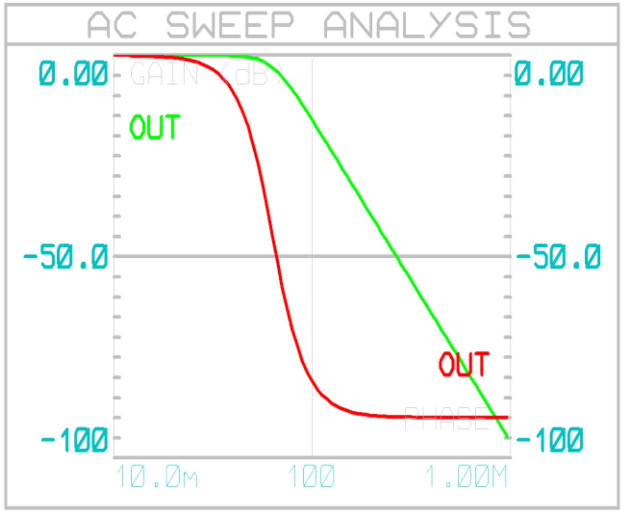


échantillonnage



Rappels sur le passe-bas du 1er ordre





- On a $\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{u_s}(j\omega)}{\underline{u_e}(j\omega)} = \frac{\frac{Z_C}{Z_R+Z_C}\underline{u_e}(j\omega)}{\underline{u_e}(j\omega)} = \frac{Z_C}{Z_R+Z_C}$

$$= \frac{-j\frac{1}{\omega C}}{R-j\frac{1}{\omega C}} = \frac{1}{1+\frac{R}{-j\frac{1}{\omega C}}} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1+}\boldsymbol{jRC\omega}}$$

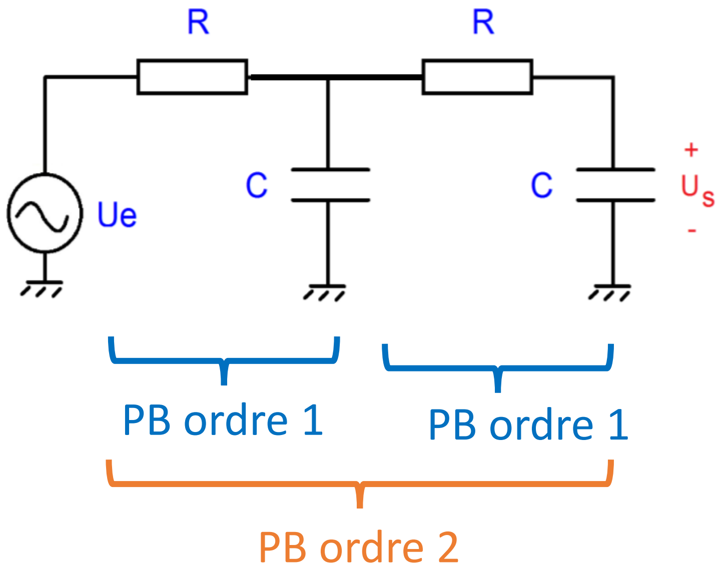
- $\left|\underline{H}(j\omega)\right| = \left|\frac{1}{1+jRC\omega}\right| = \frac{|1|}{|1+jRC\omega|} = \frac{\mathbf{1}}{\sqrt{\mathbf{1+(}\boldsymbol{RC\omega}\mathbf{)^2}}}$

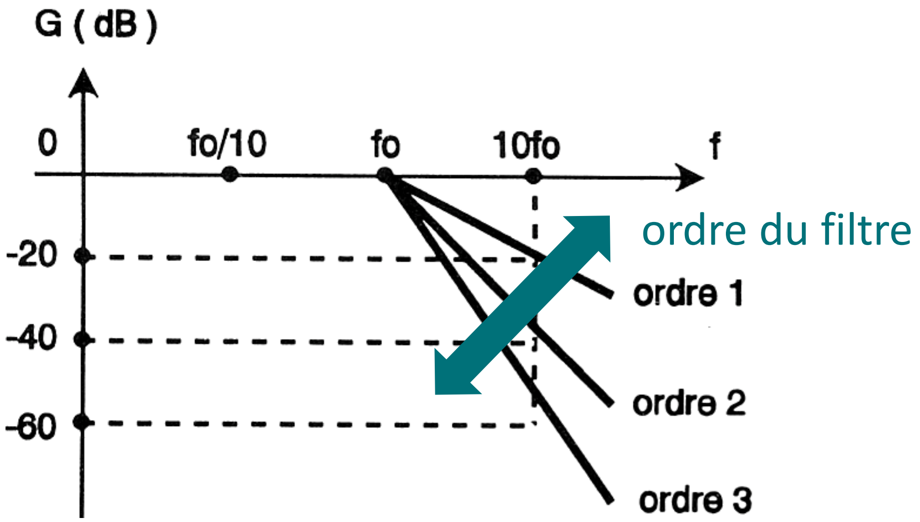
- À la fréquence de coupure, on a $\left|\underline{H}(j\omega)\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$

On a donc $\frac{1}{\sqrt{1+(RC\omega_c)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow 1 + RC\omega_c = 2 \Leftrightarrow \omega_c = \frac{1}{RC}$ d'où $f_c = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{2}\boldsymbol{\pi RC}}$

- La bande passante est $]-\infty; f_c\,]$ donc $\left]-\infty; \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{2}\boldsymbol{\pi RC}}\right]$

Rappels sur l'ordre d'un filtre passif





■ On distingue l'ordre d'un filtre par la pente du gain en fonction de la fréquence : la pente est de « n fois $\pm$20 dB / décade » où n est l'ordre du filtre.

■ On peut augmenter l'ordre d'un filtre en mettant en série des filtres du 1er ordre.

Exemple pour un filtre du 2nd ordre : le signal de sortie du premier filtre du 1er ordre est injecté dans le second filtre du 1er ordre et l'atténuation sera de deux fois 20 dB / décade soit 40 dB / décade.

■ Bien souvent l'ordre du filtre correspond au nombre de condensateur ou d'inductance.

Rappels : défaut des filtres passifs

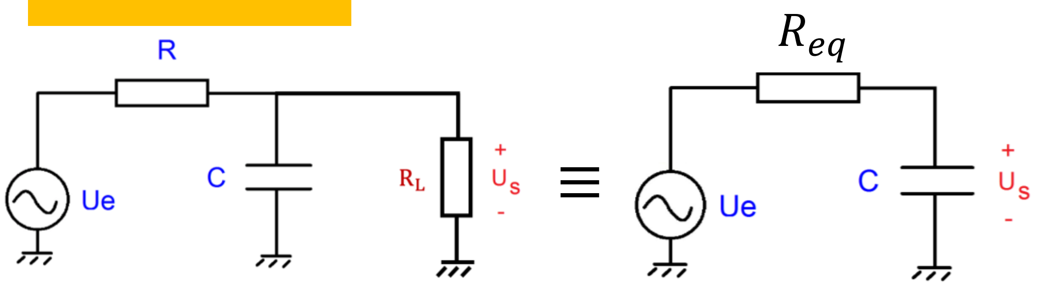
- Les filtres passifs augmentent l'impédance du circuit.
- Ils ne peuvent qu'atténuer un signal et pas l'amplifier ($G \leq 0$)

$\left\|{}^{V_s}/_{V_e}\right\|$	0,000 001	0,01	0,1	$^1/_2$	$^1/_{\sqrt{2}}$	1	$\sqrt{2}$	2	10	100	1 000 000
G [dB]	-120	-40	-20	-6	-3	0	3	6	20	40	120

atténuation — amplification

- Les caractéristiques du filtre dépendent fortement de la charge du circuit

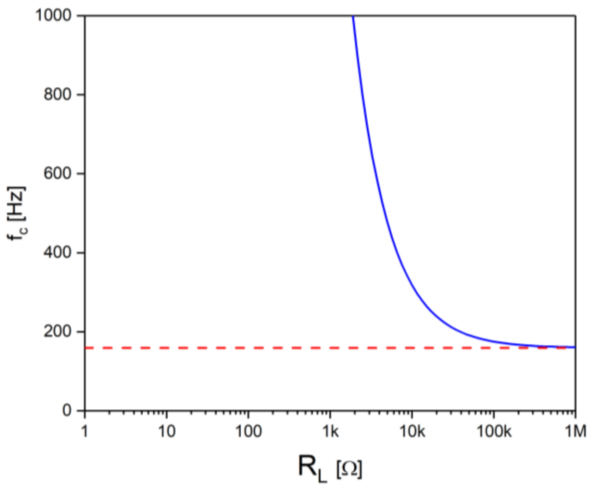
EXEMPLE



$$Z_{eq} = R_{eq} = R \,//\, R_L = \frac{R\,R_L}{R + R_L}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{eq} C} = \frac{1}{2\pi \frac{R\,R_L}{R + R_L} C}$$

Cas arbitraire où $R = 10\ k\Omega$ et $C = 100$ nF :

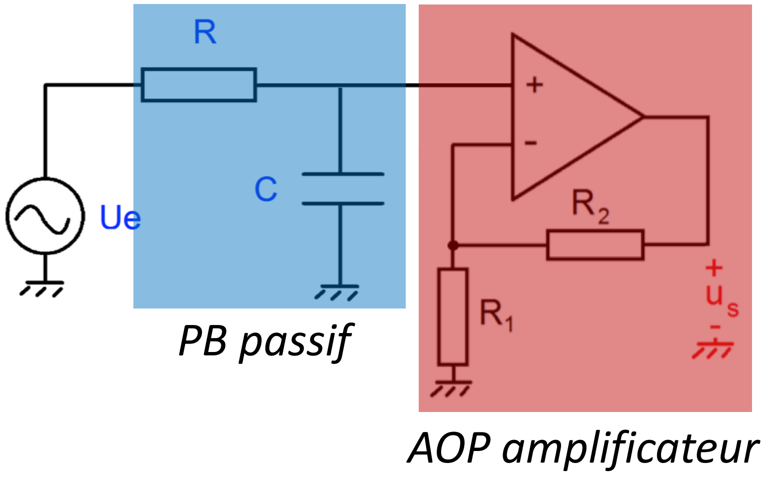


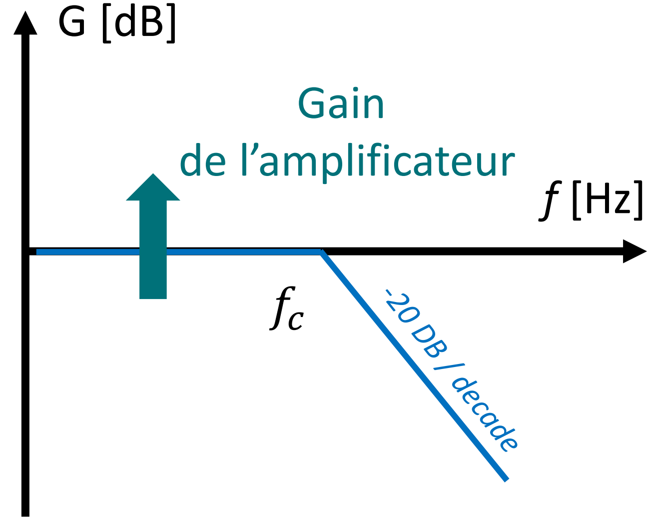
f_c sans la présence de R_L

Défaut des filtres actifs

■ Afin de palier à ces désagréments, on ajoute un composant actif, la plupart du temps un AOP à un filtre passif et l'on obtient un **filtre actif**.

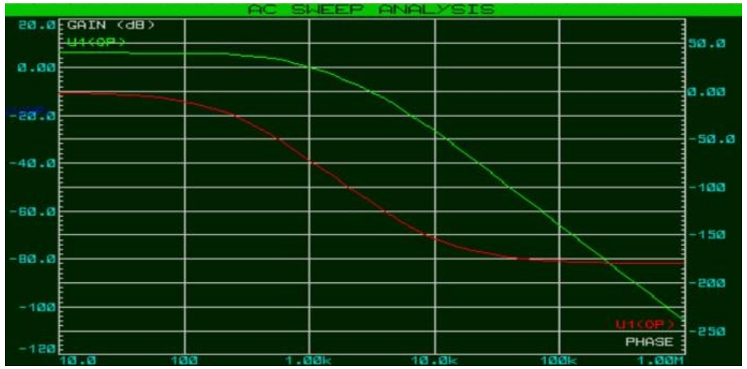
EXEMPLE Filtre passe-bas actif





■ Cependant, pour notre filtre anti-repliement, il nous faut un filtre :

- Insensible à la charge ✓
- À gain nul (signal inchangé) dans la bande passante ✗



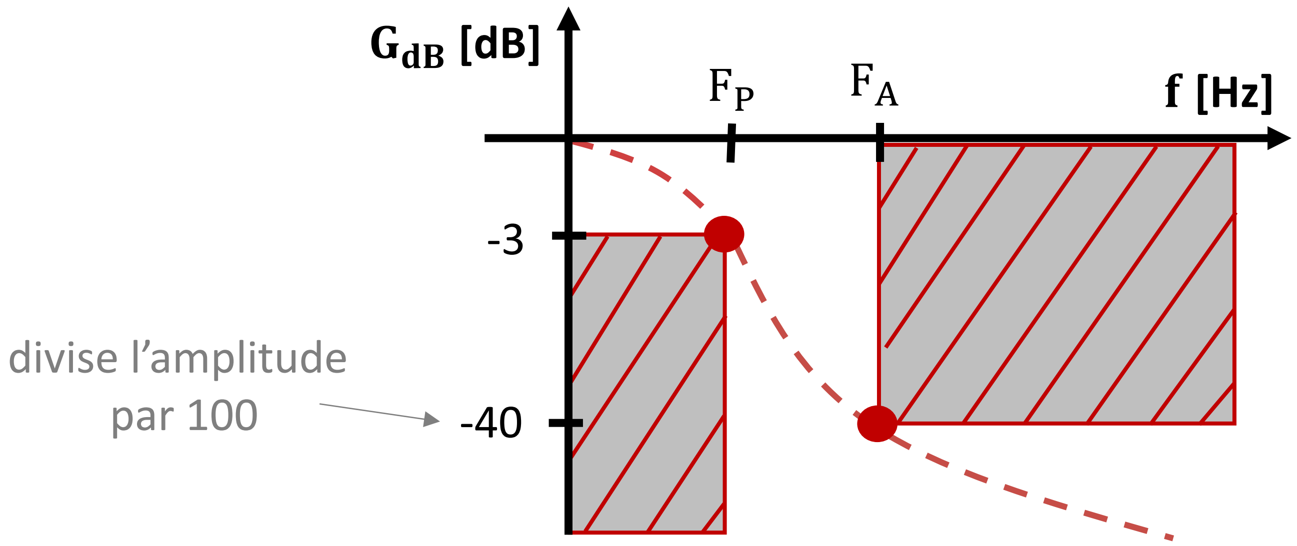
Gabarit d'un filtre

■ Pour concevoir un filtre d'ordre élevé, il ne suffit pas de monter des filtres en cascade. Il faut chercher la fonction de transfert qui répond à un gabarit cherché.

■ Le **gabarit d'un filtre** est un tracé qui définit les zones où le gain de la fonction de transfert doit passer.

■ On définit :

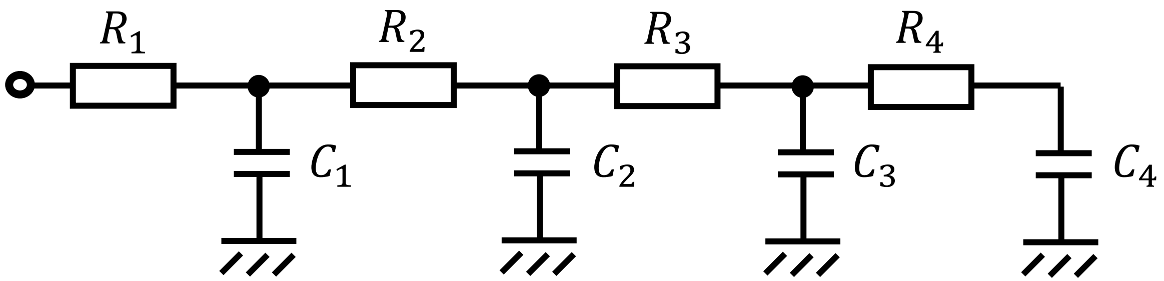
- la bande passante du filtre : $]-\infty \,;\, F_P]$
- l'ondulation possible dans cette bande : - 3 dB
- La fréquence à partir de laquelle on garantit une atténuation forte : F_A à -40 dB

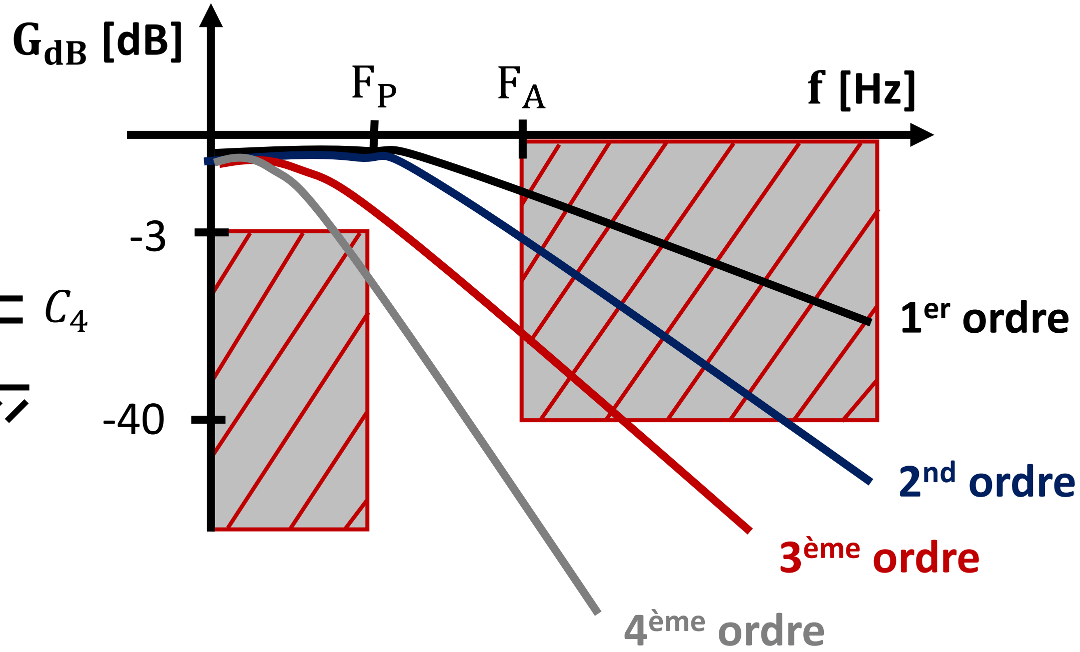


■ La **synthèse du filtre** correspond à la recherche de la fonction de transfert qui s'inscrit dans le gabarit.

Fonctions d’approximation

■ Le branchement en cascade de filtres « classiques » ne permet pas de trouver une fonction de transfert qui s’inscrit dans un gabarit :

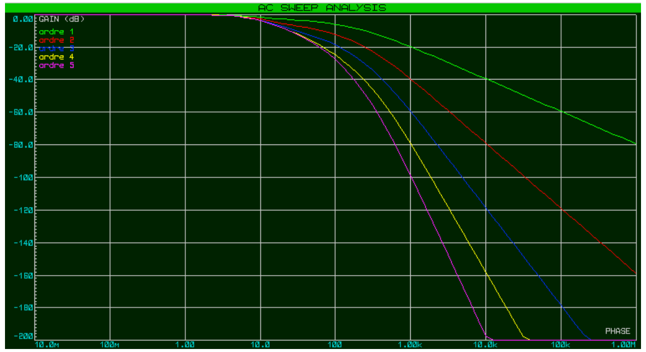




■ On a alors recourt à des **fonctions d’approximation**.

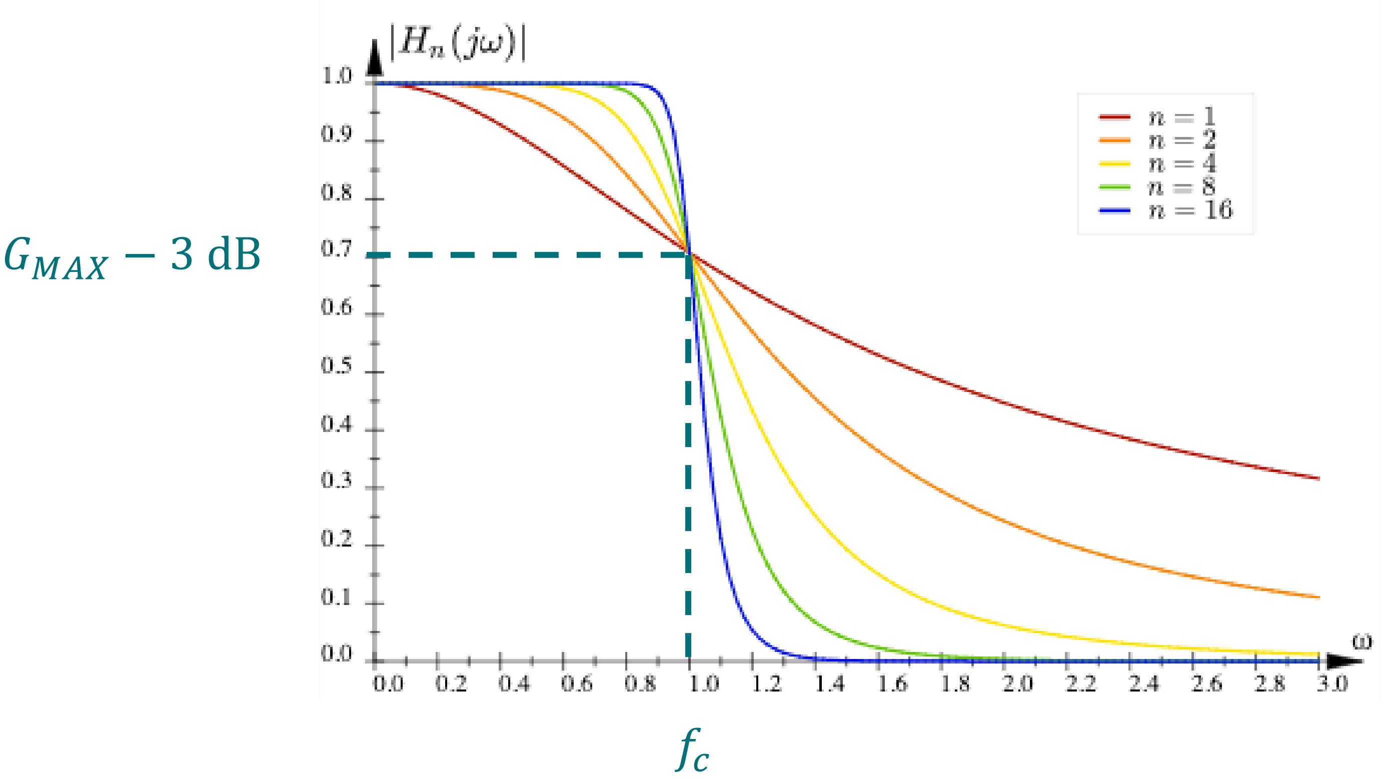
■ Nous en verrons deux dans le cadre de ce cours :

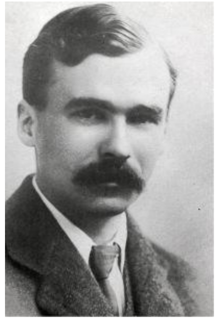
- Fonction d’approximation de **Butterworth**
- Fonction d’approximation de **Chebychev**



Filtre de Butterworth (1 / 4)

- Décrit par Stephen Butterworth dans les années 1930 ;
- Filtre conçu pour posséder **un gain très plat dans sa bande passante** ;
- Quel que soit l'ordre du filtre, **la réponse fréquentielle passe par -3 dB pour $f = f_c$**.





Stephen Butterworth
[1885 – 1958]

- L'expression de la réponse fréquentielle $H(j\omega)$ **ne dépend que de l'ordre n du filtre**.

Filtre de Butterworth (2 / 4)

■ On note n l'ordre du filtre (plus n est grand et plus le filtre est sélectif) et f_c sa fréquence de coupure. La fonction d'approximation de Butterworth s'écrit :

Fonction d'approximation de Butterworth

$$|H| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}}}$$

ordre du filtre

fréquence de coupure

Ordre	Fonction de transfert
2	$\frac{1}{1+1{,}4142\cdot\frac{jf}{fc}+\left(\frac{jf}{fc}\right)^2}$
3	$\frac{1}{1+\frac{jf}{fc}+\left(\frac{jf}{fc}\right)^2}\cdot\frac{1}{1+\frac{jf}{fc}}$
4	$\frac{1}{1+1{,}8477\frac{jf}{fc}+\left(\frac{jf}{fc}\right)^2}\cdot\frac{1}{1+0{,}7653\frac{jf}{fc}+\left(\frac{jf}{fc}\right)^2}$

Filtre de Butterworth (3 / 4)

$$20\log(|H|) = -40 \Leftrightarrow 20\log\left(\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_e}{f_{MAX}}\right)^{2n}}}\right) = -40 \Leftrightarrow \left(\log\left(1+\left(\frac{f_e}{f_{MAX}}\right)^{2n}\right)\right)^{-1/2} = -2 \Leftrightarrow \log\left(1+\left(\frac{f_e}{f_{MAX}}\right)^{2n}\right) = 4$$

$$\Leftrightarrow 1+\left(\frac{f_e}{f_{MAX}}\right)^{2n} = 10^4 \Leftrightarrow \left(\frac{f_e}{f_{MAX}}\right)^{2n} = 10^4 - 1 \Leftrightarrow 2n\log\left(\frac{f_e}{f_{MAX}}\right) = \log(10^4 - 1)$$

Ordre du filtre de Butterworth

$$n = \frac{1}{2}\frac{log(10^4 - 1)}{log\left(\frac{f_e}{f_{MAX}}\right)}$$

→ **Plus la fréquence d'échantillonnage est élevée et moins le filtre a besoin d'être d'un ordre élevé ($f_e \nearrow \Leftrightarrow n \searrow$).**

EXEMPLE

$f_e = 10 f_{MAX} \Rightarrow n = 2$

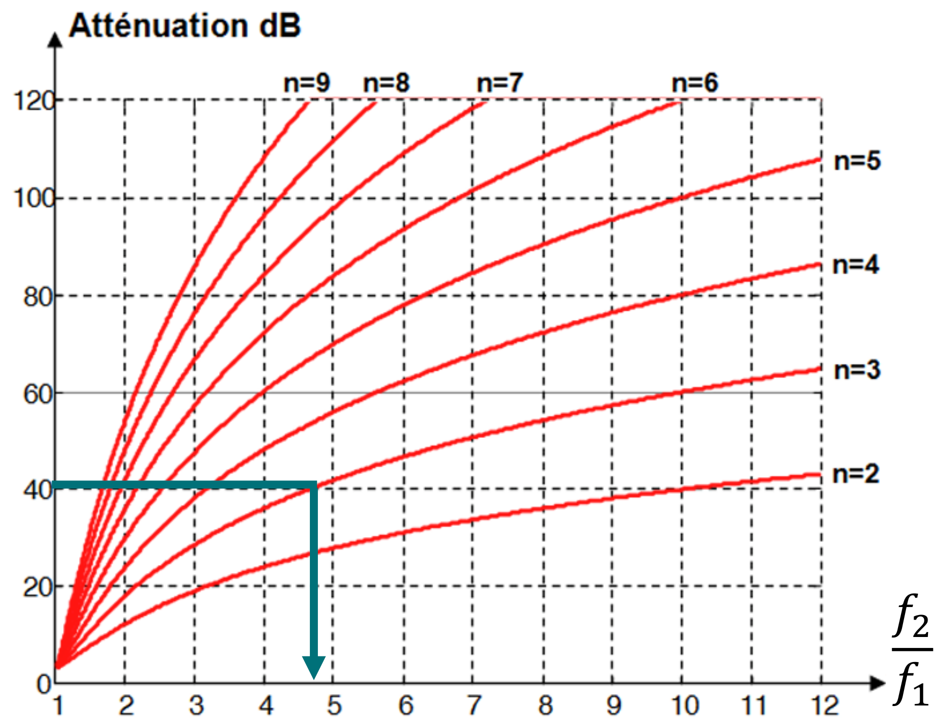
Filtre de Butterworth (4 / 4)

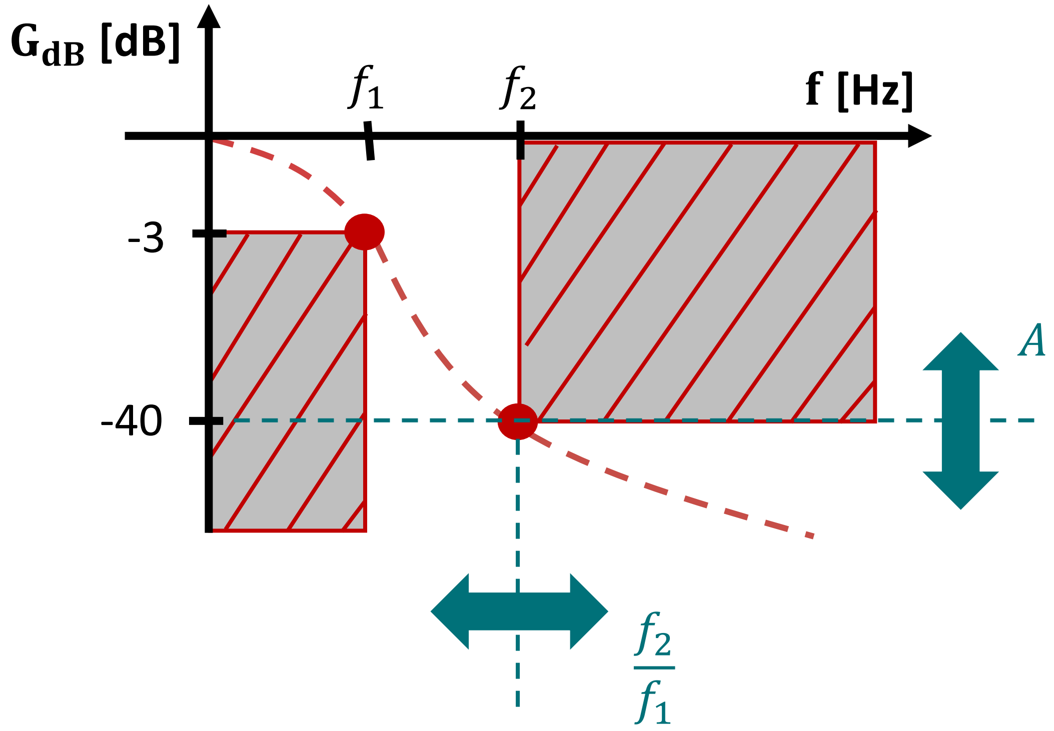
■ En utilisant les abaques :

EXEMPLE

$$f_e = 4{,}5\, f_{MAX}$$

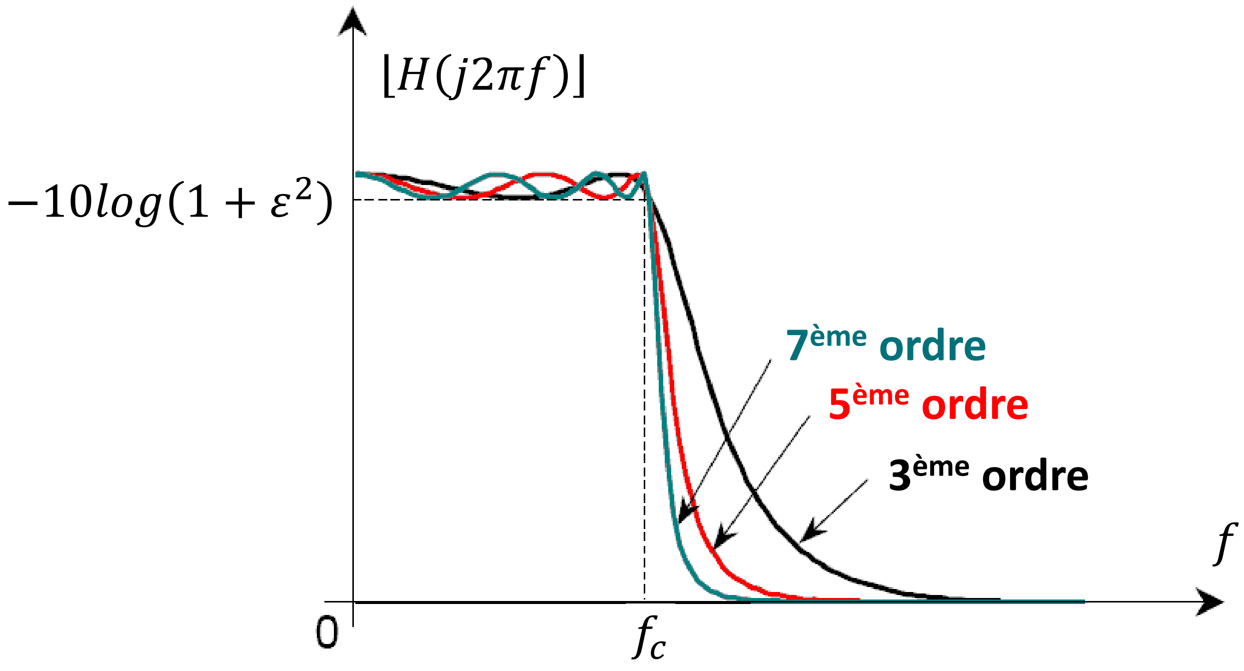
$$|H|\,(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{jf}{f_c} + \left(\frac{jf}{f_c}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jf}{f_c}}$$

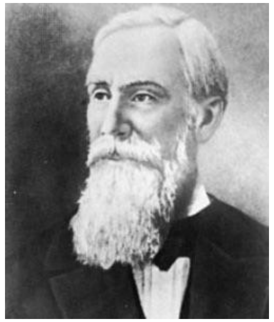




Filtre de Tchebychev (1 / 3)

- Décrit par Pafnouti Tchebychev (*Chebyshev* en anglais)
- Filtre **ayant une ondulation dans la bande passante mais présentant une forte atténuation**





Pafnouti Tchebychev
[1821 - 1894]

- ε permet de fixer l'ondulation dans la bande passante.

Filtre de Tchebychev (2 / 3)

■ On note n l'ordre du filtre (plus n est grand et plus le filtre est sélectif) et f_c sa fréquence de coupure. La fonction d'approximation de Tchebychev s'écrit :

Fonction d'approximation de Tchebychev

$$|H| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{f}{\boldsymbol{f_c}}\right)}}$$

fréquence de coupure

- $C_n\left(\frac{f}{f_c}\right)$ est un polynôme défini par récurrence, avec n l'ordre du filtre.

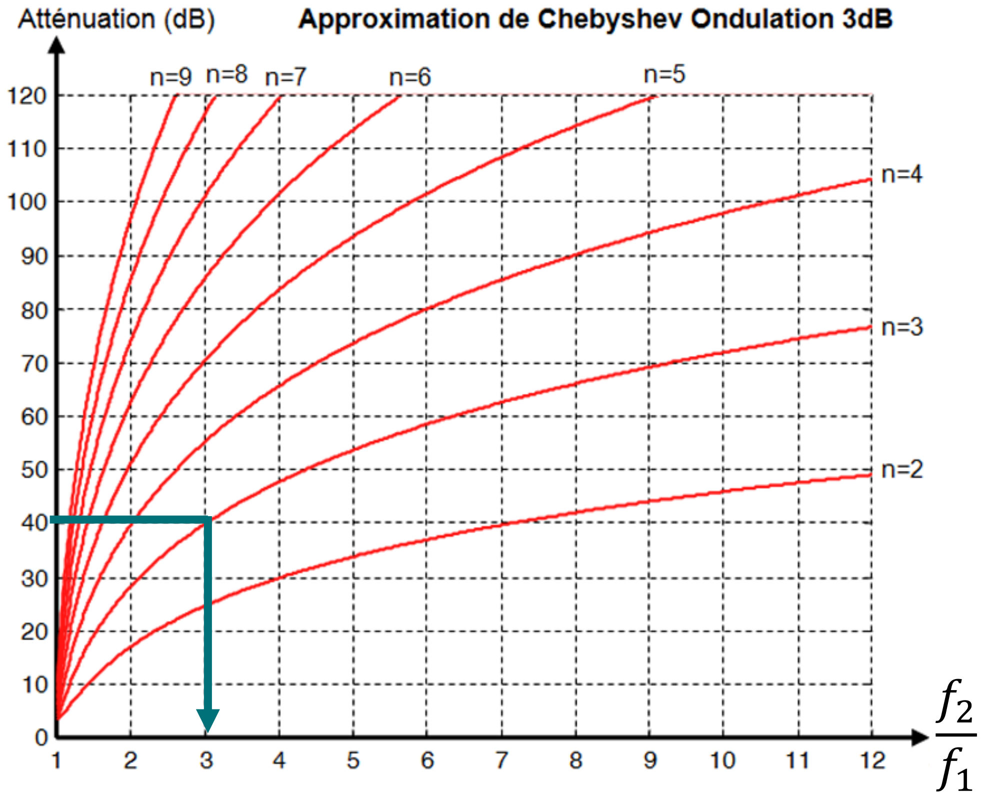
$$\begin{cases} C_0\left(\frac{f}{f_c}\right) = 1 \\ C_1\left(\frac{f}{f_c}\right) = \frac{f}{f_c} \\ C_{n+1}\left(\frac{f}{f_c}\right) = 2\frac{f}{f_c}C_n\left(\frac{f}{f_c}\right) - C_{n-1}\left(\frac{f}{f_c}\right) \end{cases}$$

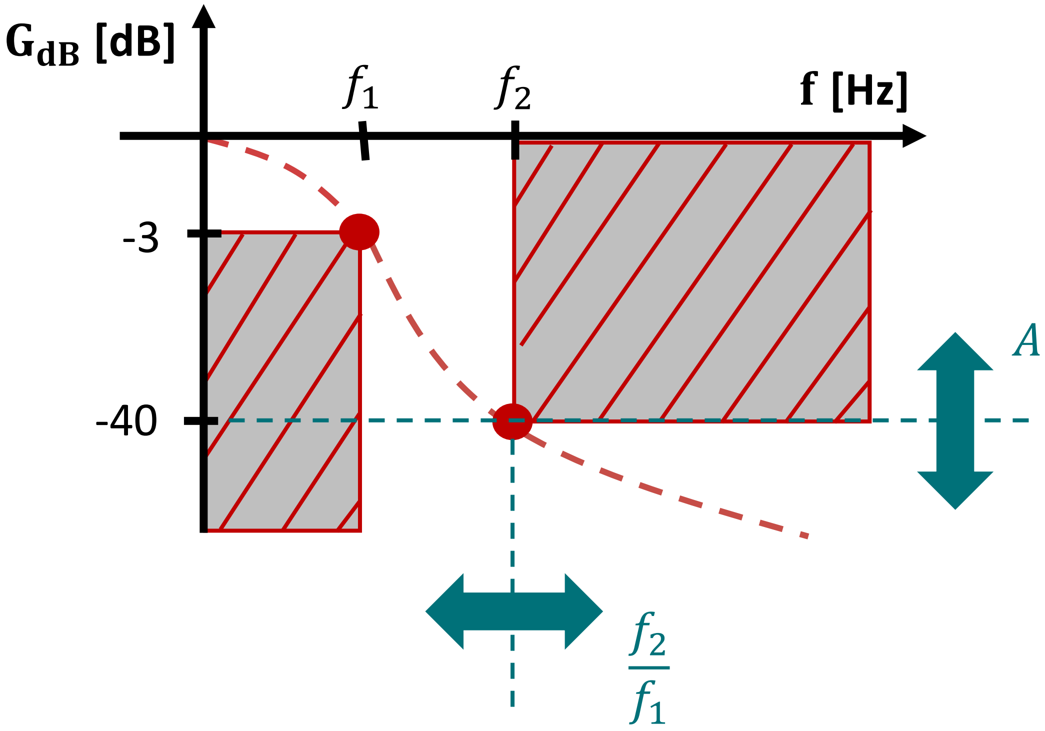
Ordre	Fonction de transfert
2	$\frac{0{,}7079}{1+0{,}9109\cdot\frac{jf}{fc}+1{,}4125\left(\frac{jf}{fc}\right)^2}$
3	$\frac{1}{1+0{,}3559\frac{jf}{fc}+1{,}1916\left(\frac{jf}{fc}\right)^2}\cdot\frac{1}{1+3{,}3487\frac{jf}{fc}}$
4	$\frac{0{,}7079}{1+0{,}1886\frac{jf}{fc}+1{,}1073\left(\frac{jf}{fc}\right)^2}\cdot\frac{1}{1+2{,}0984\frac{jf}{fc}+5{,}1026\left(\frac{jf}{fc}\right)^2}$

Filtre de Tchebychev (3 / 3)

EXEMPLE

$$|H|\,(j\omega) = \frac{1}{1 + 0{,}3559\frac{jf}{f_c} + 1{,}1916\left(\frac{jf}{f_c}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + 3{,}3487\frac{jf}{f_c}}$$

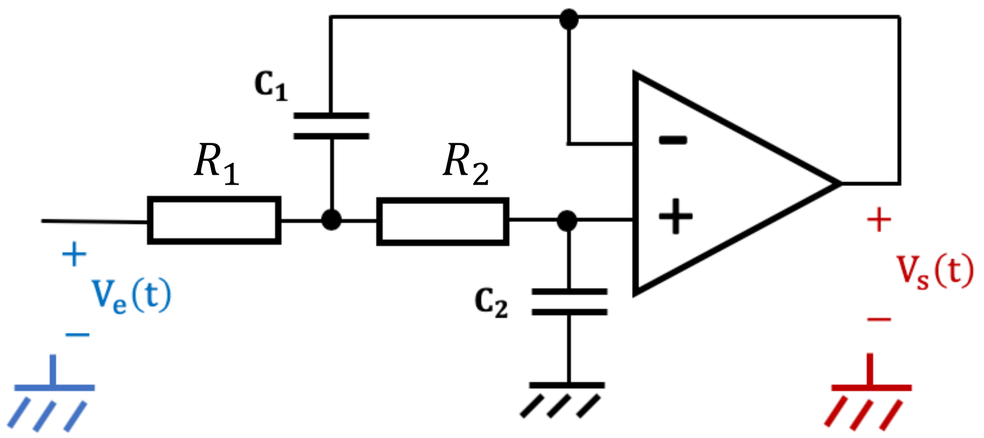




→ Pour une atténuation de -40 dB en ordre 3, le filtre de Tchebychev est plus sélectif que celui de Butterworth.

Mise en œuvre : structure de Sallen & Key (1 / 2)

- La structure de Sallen & Key permet d'implémenter des filtres actifs du 2nd ordre relativement facilement.
- Ces filtres ne comportent que des réseaux RC, ce qui leur permet d'également fonctionner à basse fréquence.



$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2m\frac{j\omega}{\omega_c} + \left(\frac{j\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

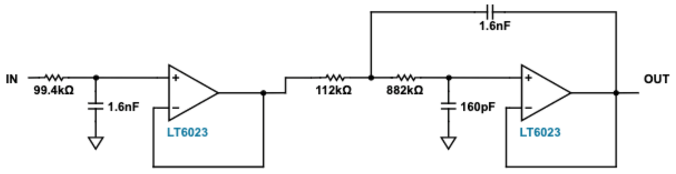
$$= \frac{1}{1 + C_2(R_1 + R_2)j\omega + C_1C_2R_1R_2(j\omega)^2}$$

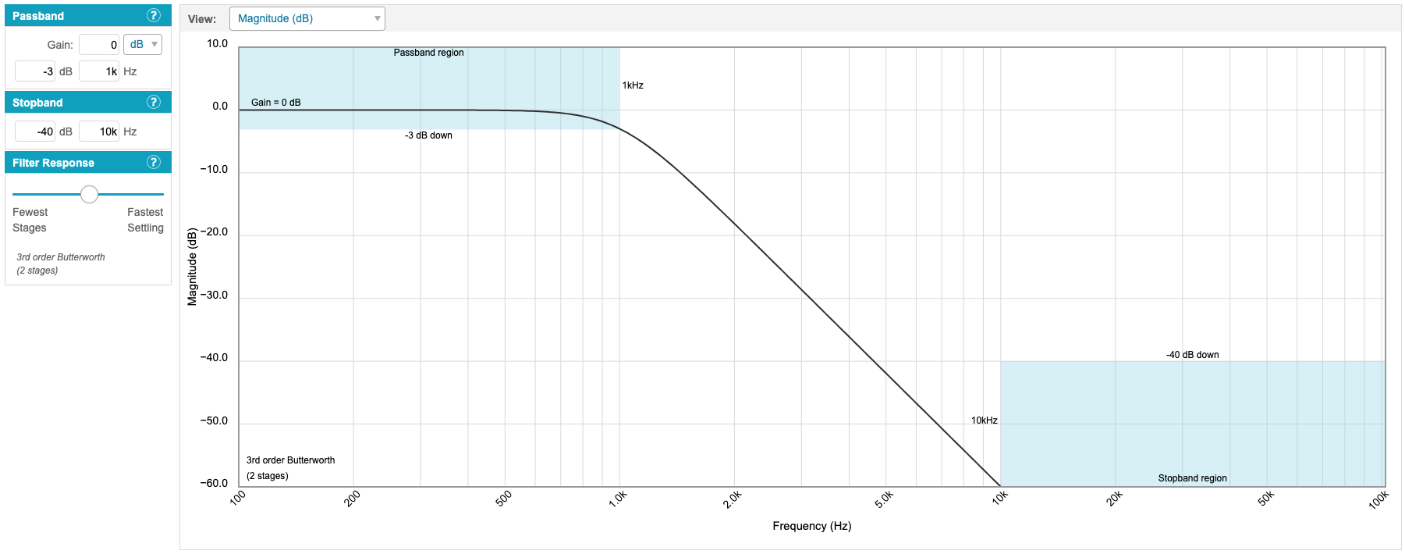
Fonction de transfert de la cellule de Sallen & Key (2nd ordre)

$$\begin{cases} f_c = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} \\ 2m = \dfrac{C_2(R_1 + R_2)}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} \end{cases}$$

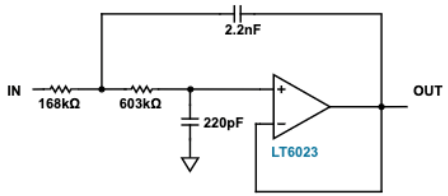
Mise en œuvre : structure de Sallen & Key (2 / 2)

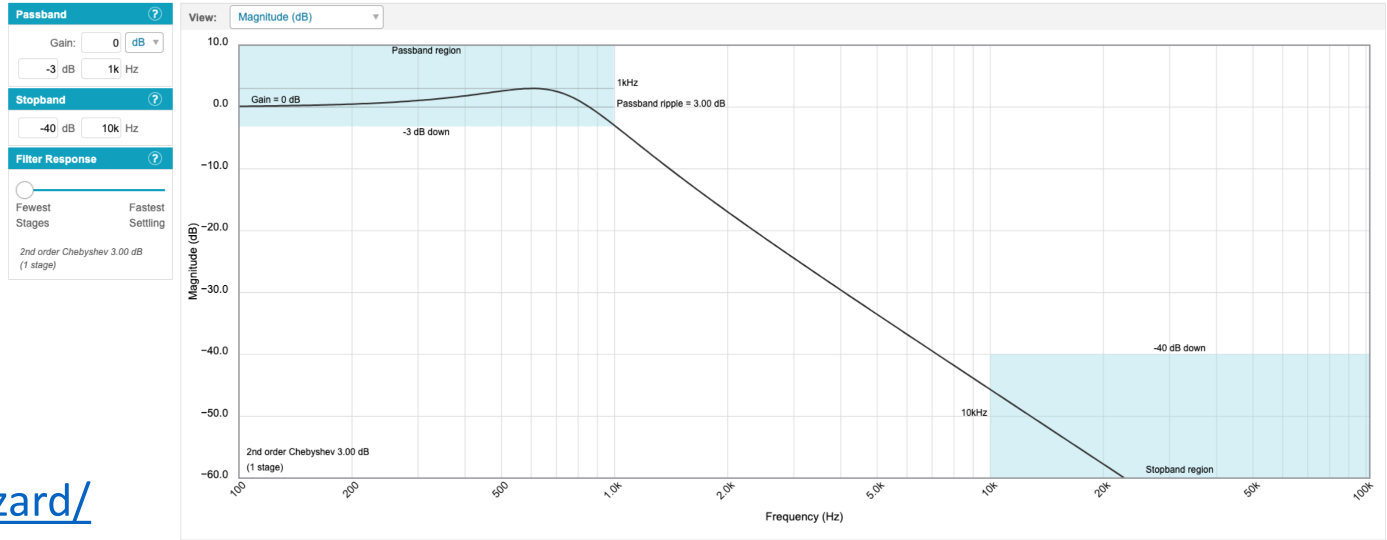
BUTTERWORTH





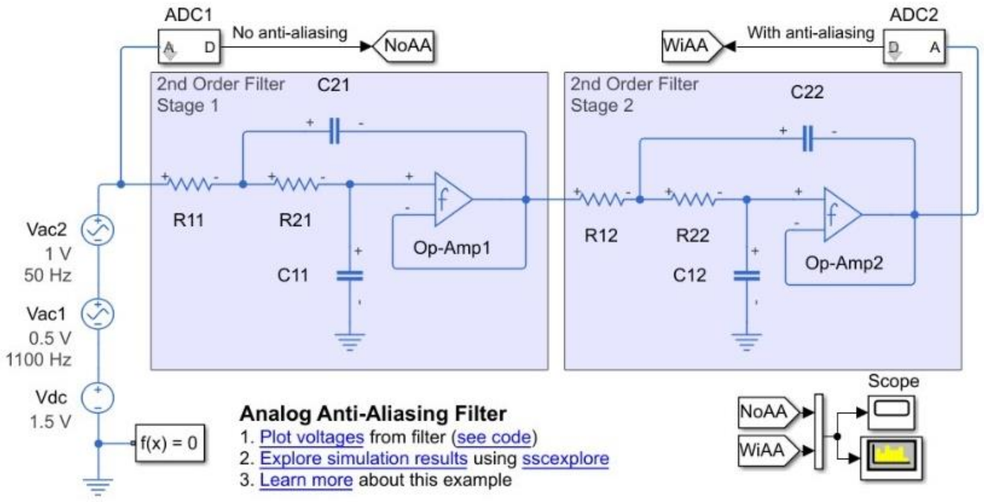
TCHEBYCHEV

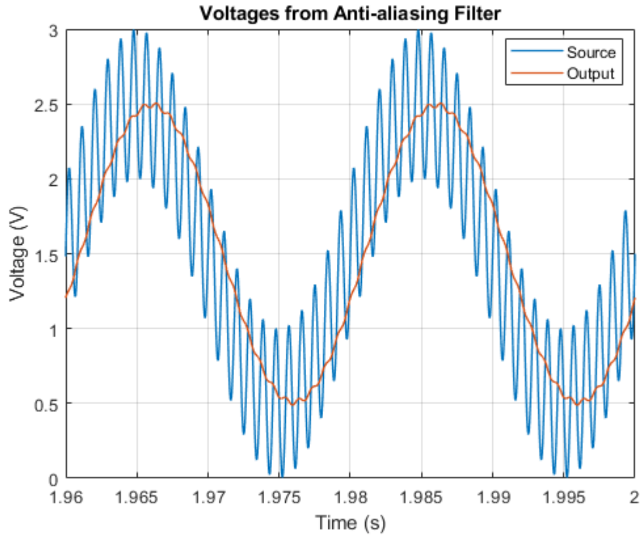


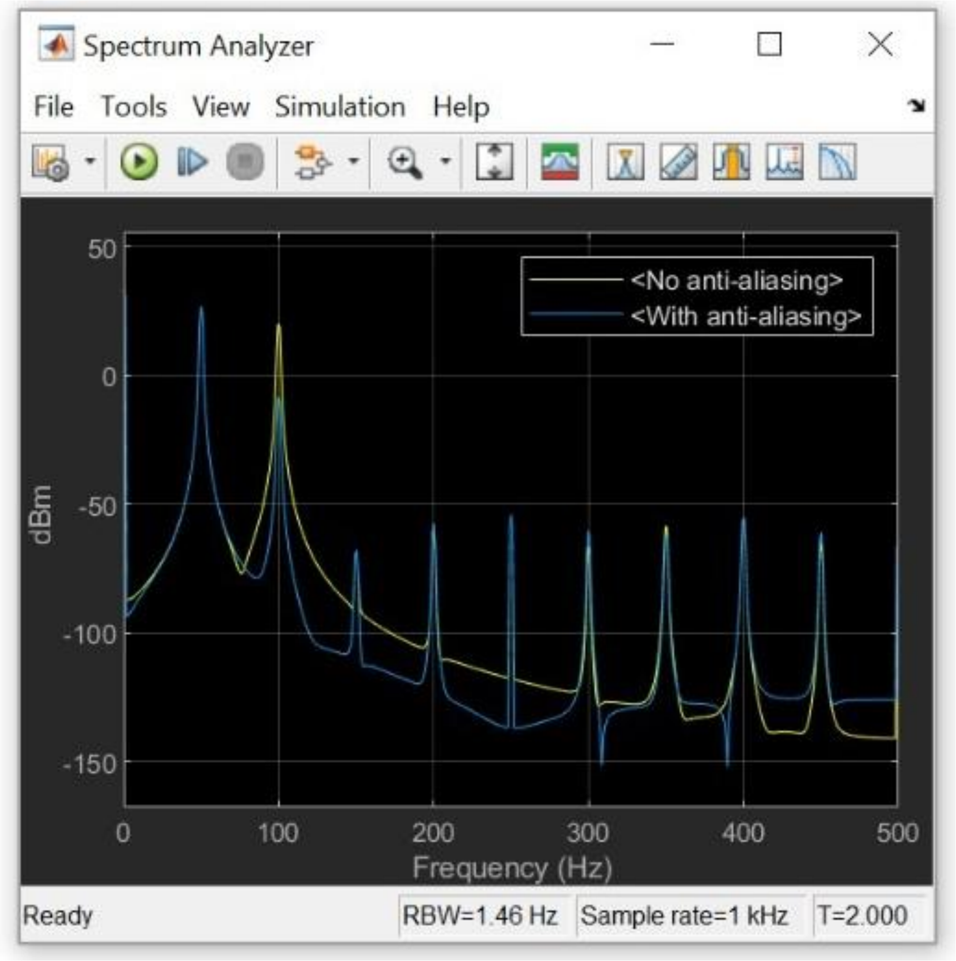


https://tools.analog.com/en/filterwizard/

Mise en œuvre : structure de Sallen & Key (2 / 2)







https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ug/analog-anti-aliasing-filter.html

RÉSUMÉ DU COURS 3

I. Échantillonnage idéal

- Modélisation : multiplier le signal par un peigne de Dirac
- Le spectre du signal échantillonné est le spectre du signal $\mathrm{s(t)}$ périodisé tous les $\mathrm{f} - k\mathrm{F_e}$
- Condition de Shannon pour éviter le recouvrement spectral

II. Échantillonnage réel

- Nécessité d'utiliser un échantillonneur bloqueur pour laisser le temps au CAN de convertir
- Modélisation : convolution avec un porte de largeur τ
- Dimensionnement de f_c et du couple $R_{DS,ON}C$: choix du transistor et de la capacité du bloqueur

III. Filtre anti-repliement

- Nécessité d'utiliser un filtre passe-bas car l'échantillonnage amplifie le bruit de fond
- Le filtre anti-repliement donne la borne maximale f_{MAX}, donnée qui sert ensuite à choisir la fréquence d'échantillonnage (condition de Shannon)
- Synthèse et réalisation de filtres de Butterworth et de Tchebychev