

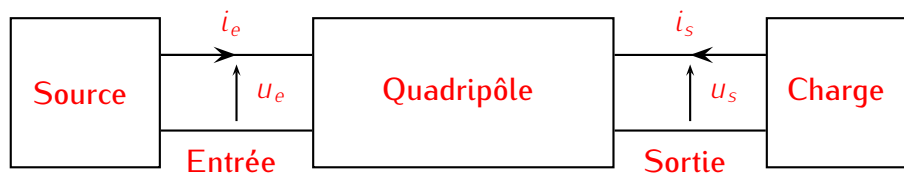
EC₃ Filtres électriques linéaires du 1er et 2nd ordre

PCSI₂ 2024 – 2025

I Généralités sur les filtres

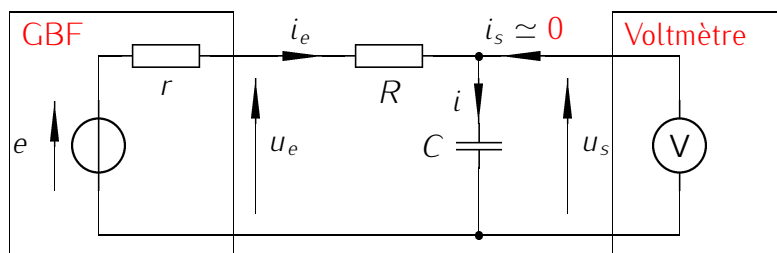
1. Quadripôles

Définition :



C'est un dispositif électrique délimité par quatre pôles : deux bornes d'entrée et deux de sortie.

Exemple : quadripôle RC avec C en sortie ouverte (charge d'impédance quasiment infinie : voltmètre ou oscillo).



Caractéristiques

- Convention d'algébrisation des tensions et intensités : cf. dessin pour les sens des courants et des tensions.
- Un quadripôle est passif s'il ne contient aucune source. Sinon, il est actif.
- Gain en tension : $G = \frac{u_s}{u_e}$. On peut aussi définir un gain en intensité ou en puissance.

Définition : un quadripôle est linéaire s'il ne comporte que des éléments linéaires (R , L , C et sources linéaires).

En conséquence,

- Le signal d'entrée u_e et le signal de sortie u_s sont reliés par une équation différentielle linéaire à coefficients constants du type :

$$D_n \frac{d^n u_s(t)}{dt^n} + D_{n-1} \frac{d^{n-1} u_s(t)}{dt^{n-1}} + \dots + D_0 u_s(t) = N_m \frac{d^m u_e(t)}{dt^m} + \dots + N_0 u_e(t)$$

Le plus grand des entiers n ou m définit **l'ordre du circuit**.

Remarque : en général, ce dernier est inférieur ou égal au nombre de dipôles réactifs (condensateurs ou bobines) qu'il contient.

Exemple : circuit RC précédent $i_s = 0$ et donc $i_e = i = C \frac{du_s}{dt} = \frac{u_e - u_s}{R}$ d'où l'équation différentielle **linéaire du premier ordre**

$$\frac{du_s}{dt} + \frac{1}{RC}u_s = \frac{1}{RC}u_e$$

- Si u_e est sinusoïdal, alors toutes les autres grandeurs le sont également (après le régime transitoire). Par la suite, on notera

$$u_e = U_e \cos(\omega t + \varphi_e) \Rightarrow \underline{u_e} = \underline{U_e} e^{j\omega t} \quad \text{et} \quad u_s = U_s \cos(\omega t + \varphi_s) \Rightarrow \underline{u_s} = \underline{U_s} e^{j\omega t}$$

- Si aux tensions d'entrée u_{e1} et u_{e2} correspondent les tensions de sortie u_{s1} et u_{s2} , alors, à la tension d'entrée $\alpha u_{e1} + \beta u_{e2}$ (α et β réels), correspond la tension de sortie $\alpha u_{s1} + \beta u_{s2}$.
C'est à dire que si on connaît la réponse d'un filtre pour tout signal sinusoïdal pur, on peut en déduire la réponse à un signal quelconque car ce dernier est décomposable en une somme de signaux sinusoïdaux : **Fourier**.

2. Fonction de transfert en régime sinusoïdal forcé

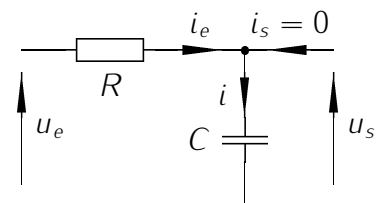
Définition : on définit la fonction de transfert (ou transmittance) par la grandeur complexe :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{u_s}}{\underline{u_e}} = \frac{\underline{U_s} e^{j\omega t}}{\underline{U_e} e^{j\omega t}} = \frac{\underline{U_s}}{\underline{U_e}} = \frac{U_s}{U_e} e^{j(\varphi_s - \varphi_e)}$$

Exemple : quadripôle RC en sortie ouverte $i_e = i$ et on retrouve un **pont diviseur de tension** :

$$\frac{\underline{U_s}}{\underline{U_e}} = \underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{Z_C}}{R + \underline{Z_C}}$$

avec $\underline{Z_C} = \frac{1}{jC\omega} \Rightarrow \underline{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$ où $\omega_0 = \frac{1}{RC}$



Relation entre équation différentielle et fonction de transfert : remplaçons u_s et u_e par leurs expressions dans l'équation différentielle en notation complexe qui caractérise le circuit :

$$D_n \frac{d^n \underline{u_s}(t)}{dt^n} + D_{n-1} \frac{d^{n-1} \underline{u_s}(t)}{dt^{n-1}} + \dots + D_0 \underline{u_s}(t) = N_m \frac{d^m \underline{u_e}(t)}{dt^m} + \dots + N_0 \underline{u_e}(t)$$

or, en notation complexe, la dérivée $n^{ième}$ revient à multiplier par $(j\omega)^n$, il vient donc :

$$\begin{aligned} D_n (j\omega)^n \underline{u_s}(t) + D_{n-1} (j\omega)^{n-1} \underline{u_s}(t) + \dots + D_0 \underline{u_s}(t) &= N_m (j\omega)^m \underline{u_e}(t) + \dots + N_0 \underline{u_e}(t) \\ \Rightarrow \frac{\underline{u_s}(t)}{\underline{u_e}(t)} &= \underline{H}(j\omega) = \frac{N_0 + j\omega N_1 + \dots + (j\omega)^m N_m}{D_0 + j\omega D_1 + \dots + (j\omega)^n D_n} = \frac{\underline{N}(j\omega)}{\underline{D}(j\omega)} \end{aligned}$$

Les racines de $\underline{N}(j\omega) = 0$ sont **les zéros de $\underline{H}(j\omega)$**

et les racines de $\underline{D}(j\omega) = 0$ sont **ses pôles**.

Stabilité d'un circuit linéaire : un circuit est dit stable lorsque sa réponse $s(t)$ à un signal d'entrée $e(t)$ restant borné **ne diverge pas quels que soient les paramètres de $e(t)$ et les conditions initiales.**

- Pour un système d'ordre 1 ou 2, les coefficients D_i de l'équation différentielle homogène

$$D_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} + D_{n-1} \frac{d^{n-1} s(t)}{dt^{n-1}} + \dots + D_0 s(t) = 0 \quad \text{doivent être du même signe.}$$

- En RSF, $H(j\omega)$ ne doit pas admettre de pôles réels (ω tels que $H(j\omega)$ devienne infinie) et d'autre part, lorsque $\omega \rightarrow \infty$, $|H(j\omega)|$ ne doit pas tendre vers l'infini ce qui impose $m \leq n$.

Exemple : circuit RC en sortie ouverte.

On peut retrouver l'expression de $H(j\omega)$ à partir de l'équation différentielle.

$$\frac{du_s}{dt} + \omega_0 u_s = \omega_0 u_e \Rightarrow \underline{H(j\omega)} = \frac{\omega_0}{\omega_0 + j\omega} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{Filtre du premier ordre.}$$

Remarque : on pose parfois (en SI) $j\omega = p$, la variable de Laplace.

La fonction de transfert s'écrit alors de façon générale :

$$\underline{H}(p) = \frac{N_0 + pN_1 + \dots + p^m N_m}{D_0 + pD_1 + \dots + p^n D_n} = \frac{\sum_{k=0}^m N_k p^k}{\sum_{k=0}^n D_k p^k}$$

Définitions : Gain en tension et déphasage : Si on écrit $\underline{H}(j\omega)$ sous la forme

$$\underline{H}(j\omega) = G(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$$

- $G(\omega)$ est le module de $\underline{H}(j\omega)$

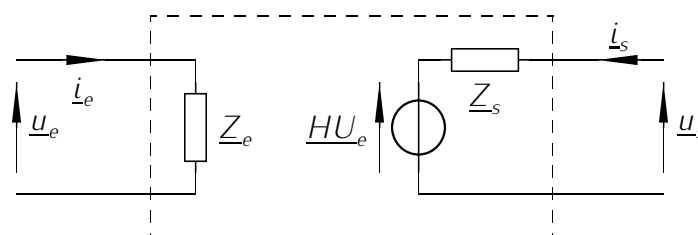
$$G(\omega) = |\underline{H}(j\omega)| = \frac{|U_s|}{|U_e|} = \frac{U_s}{U_e} \quad \text{est le gain en tension.}$$

- $\varphi(\omega)$ est l'argument de $\underline{H}(j\omega)$

$$\varphi = \arg(\underline{H}(j\omega)) = \frac{\arg(U_s)}{\arg(U_e)} = \varphi_s - \varphi_e \quad \text{est l'avance de phase algébrique de } u_s \text{ sur } u_e$$

3. Modélisation

Du point de vue de l'utilisateur, un filtre se modélise de la façon suivante :



On définit l'impédance d'entrée $\underline{Z}_e = \frac{U_e}{I_e}$ et l'impédance de sortie $\underline{Z}_s$ par la relation : $\underline{U}_s = \underline{H}\underline{U}_e + \underline{Z}_s \underline{I}_s$.

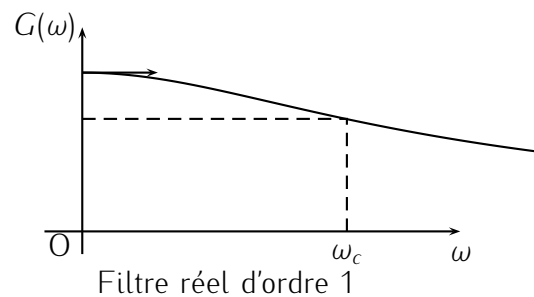
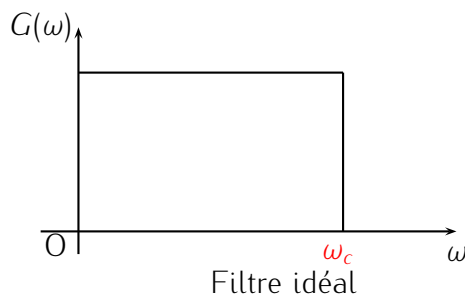
4. Filtres électriques linéaires

4.a. Rappels

Définition : Un filtre électrique linéaire est un quadripôle linéaire qui permet de transmettre sélectivement certaines fréquences. On parle de **bande passante** (intervalle des fréquences telles que $G \geq \frac{G_{\max}}{\sqrt{2}}$) et de bande **coupée**.

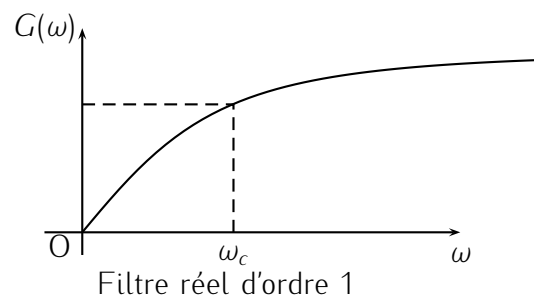
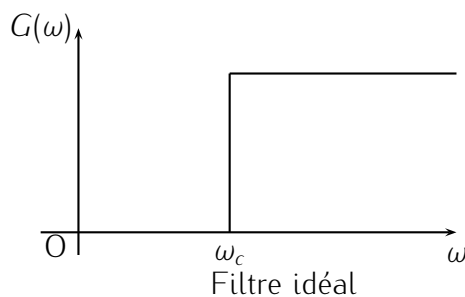
4.b. Principaux types de filtres linéaires

Filtres **passé bas** : bande passante $[0; \omega_c]$ où ω_c est la pulsation de coupure.

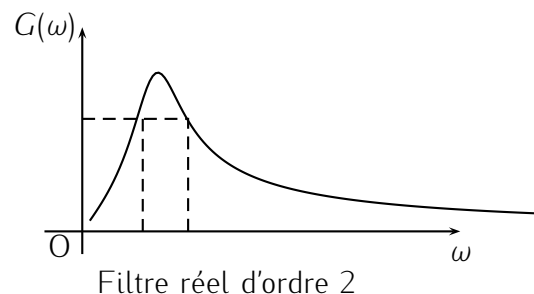
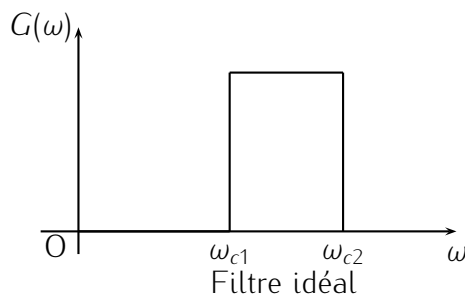


On tend vers un filtre idéal en $\uparrow$ l'ordre du filtre (mais plus de composants $\rightarrow$ plus coûteux et moins robuste).

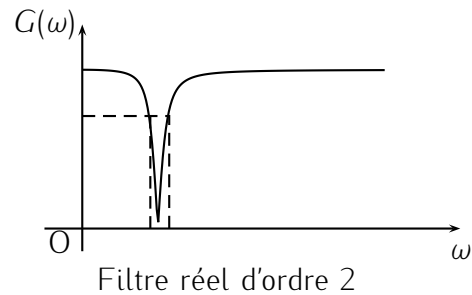
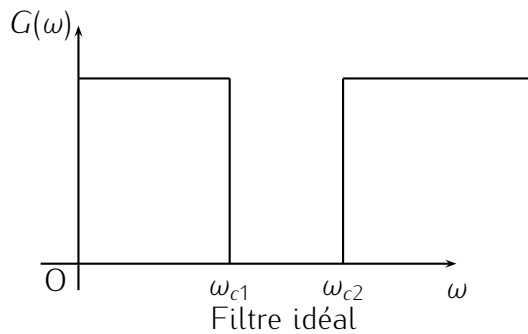
Filtres **passé haut** : bande passante $[\omega_c; +\infty[$.



Filtres **passé bande** : bande passante $[\omega_{c1}; \omega_{c2}]$ avec ω_{c1} et ω_{c2} les pulsations de coupure.



Filtres **réjecteur de bande (coupe-bande)** : $[\omega_{c1}; \omega_{c2}]$ est la bande **coupée**.



Filtres déphaseur : garde G constant mais il produit un déphasage entre u_s et u_e .

4.c. Diagrammes de Bode

Gain en décibel G_{dB} : Le gain en tension $G = |\underline{H}(j\omega)| = \frac{U_s}{U_e}$ peut varier dans un très large domaine si le filtre est actif.

Définition : on définit le gain en décibels (dB) par la relation :

$$G_{dB} = 20 \log G(\omega) = 20 \log(|\underline{H}(j\omega)|)$$

Bande passante à -3 dB : soit $G(\max)$ le gain maximal en tension du filtre.

Les pulsations de coupure $\omega_c = 2\pi f_c$ sont les pulsations pour lesquelles

$$G = \frac{G(\max)}{\sqrt{2}} \iff G_{dB} = 20 \log G = 20 \log \frac{G(\max)}{\sqrt{2}} = 20 \log G(\max) - 20 \log \sqrt{2}$$

$$\Rightarrow \omega = \omega_c \iff G_{dB} = G_{dB}(\max) - 3 \text{ dB} \quad \text{c'est le gain en dB maximum } -3 \text{ dB.}$$

Définition : diagrammes de Bode d'un filtre : c'est la représentation de sa fonction de transfert $\underline{H}(j\omega) = G(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$: **deux courbes.**

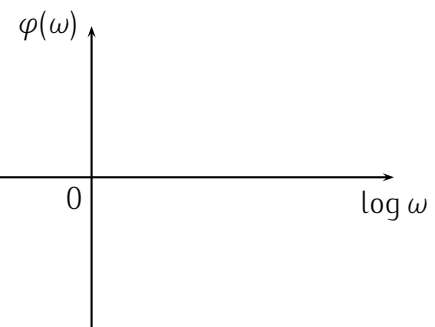
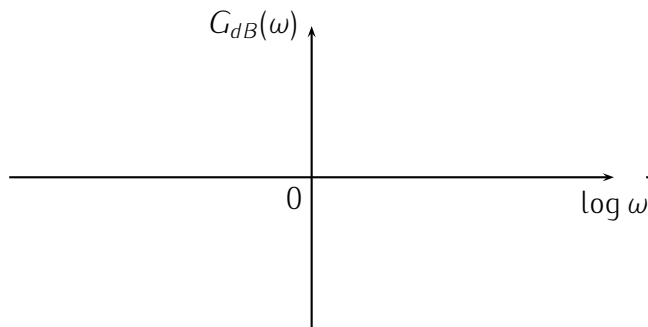
Afin de visualiser les variations de $G(\omega)$ et $\varphi(\omega)$ sur un grand domaine de fréquence, on trace ces fonctions en fonction de $\log \omega$.

Courbe de réponse en Gain :

Courbe de réponse en phase :

G_{dB} en fonction de $\log \omega$

φ en fonction de $\log \omega$



Échelle logarithmique

Échelle semi-logarithmique

Avantages :

- Grande lisibilité pour une plage de fréquences très vaste.
- Tracé asymptotique très facile et fiable (voir plus loin).

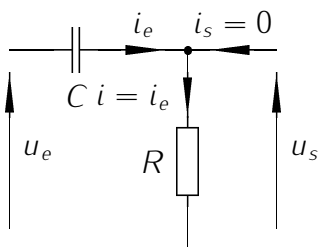
II Exemples de filtres du premier ordre

1. Filtre passe bas du premier ordre : exemple du quadripôle RC .

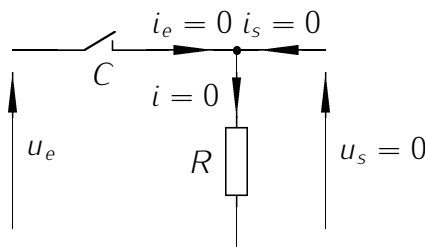
2. Filtre passe haut du premier ordre.

2.a. Montage et comportement asymptotique

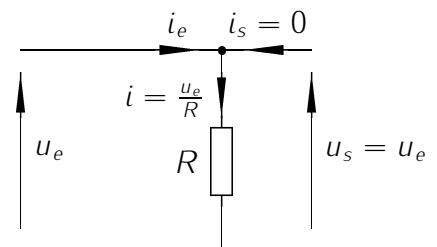
Il suffira de permuter R et C dans le montage précédent :



Circuit



BF



HF

- Pour $\omega \rightarrow 0$, le condensateur se comporte comme un interrupteur ouvert, $i = 0$ et $U_s = Ri = 0$.
- Pour $\omega \rightarrow \infty$, le condensateur se comporte comme un interrupteur fermé et $U_s = U_e$.

Il s'agit d'un filtre passe haut.

2.b. Fonction de transfert

$i_e = i$ et on retrouve un pont diviseur de tension :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{R}{R + \underline{Z}_C} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} = \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{jx}{1 + jx} \quad \text{avec } x = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

La fonction de transfert d'un filtre passe bas du premier ordre peut toujours se mettre sous la forme :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{jxG_0}{1 + jx} \quad \text{Forme canonique}$$

avec :

- $x = \frac{\omega}{\omega_0}$ la pulsation réduite (sans dimension).
- G_0 la valeur maximale de G , atteint quand $x \gg 1$

2.c. Fréquence de coupure :

$$G(\omega) = |H(j\omega)| = \left| \frac{jx}{1+jx} \right| = \frac{|jx|}{|1+jx|} = \frac{x}{\sqrt{1+x^2}}$$

et $x_c = \frac{\omega_c}{\omega_0}$ est telle que

$$G(x_c) = \frac{G(\max)}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \frac{x}{\sqrt{1+x_c^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow x_c = 1 \Rightarrow \omega_c = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

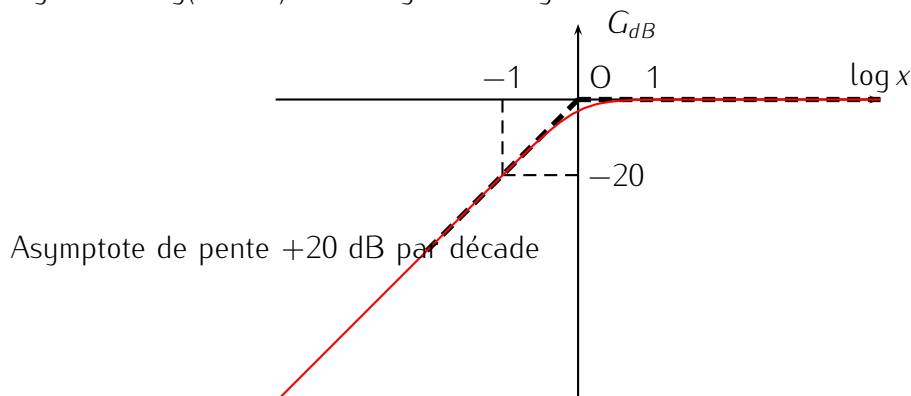
2.d. Diagrammes de Bode :

Réponse en gain

$$G_{dB} = 20 \log G = 20 \log \frac{x}{\sqrt{1+x^2}} = 20 \log x - 10 \log(1+x^2)$$

Diagramme asymptotique :

- Asymptote basses fréquences : Quand $\omega \ll \omega_0$, $x \rightarrow 0$, $\log x \rightarrow -\infty$ et $G_{dB} \rightarrow 20 \log x - 20 \log 1 = 20 \log x$: droite de pente + 20 dB/décade.
- Asymptote hautes fréquences : Quand $\omega \gg \omega_0$, $x \rightarrow \infty$, $\log x \rightarrow \infty$ et $1+x^2 \rightarrow x^2$ soit $G_{dB} = 20 \log x - 10 \log(1+x^2) \rightarrow 20 \log x - 10 \log x^2 = 0$: droite horizontale.

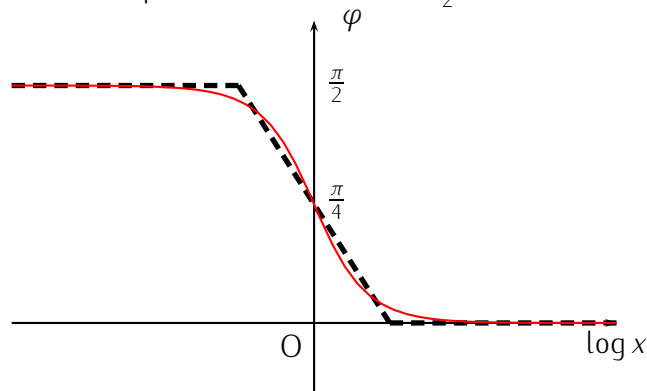


L'écart maximum entre les asymptotes et la courbe réelle est de -3 dB, il est atteint en $x = 1$.

Réponse en phase

$$\varphi = \arg(H(j\omega)) = \arg \frac{jx}{1+jx} = \arg jx - \arg(1+jx) \Rightarrow \varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan x$$

soit la même courbe que plus haut, simplement translatée de $\frac{\pi}{2}$.



2.e. Caractère dérivateur du filtre

Un filtre électrique se comporte en dérivateur si $u_s(t) = \pm \frac{1}{\omega_0} \frac{du_e(t)}{dt}$, avec ω_0 une constante.
En régime sinusoïdal, cela revient à $\underline{u_s} = \pm \frac{1}{\omega_0} j\omega \underline{u_e}$ soit une fonction de transfert

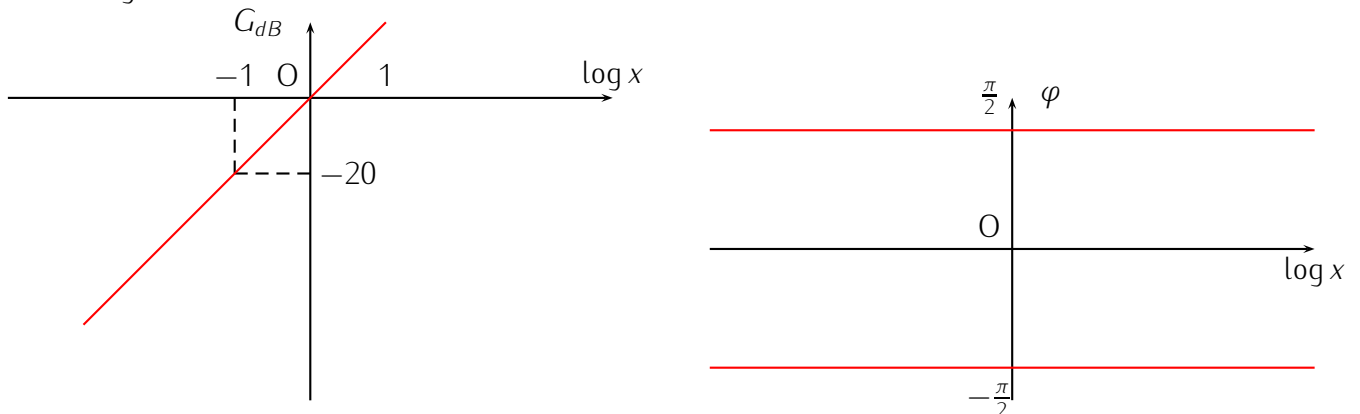
$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{u_s}}{\underline{u_e}} = \pm j \frac{\omega}{\omega_0} = \pm jx$$

avec x la pulsation réduite $x = \frac{\omega}{\omega_0}$.

Un dérivateur est donc caractérisé par :

- Un gain $G_{dB} = 20 \log x$: droite de +20 dB par décade.
- Une phase $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$.

D'où le diagramme de Bode :



Pour notre filtre RC,

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{jx}{1 + jx}$$

Nous obtenons ces caractéristiques pour $x \ll 1$, en effet, $1 + jx \simeq 1$ et $\underline{H}(j\omega) \simeq jx$.

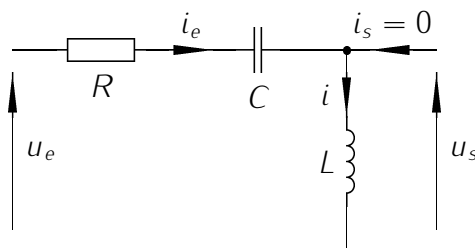
On vérifiera en TP que ce circuit devient dérivateur si $\omega < \frac{\omega_0}{10}$.

III Exemples de filtres du deuxième ordre

1. Filtre passe bas d'ordre deux
2. Filtre passe haut d'ordre deux.

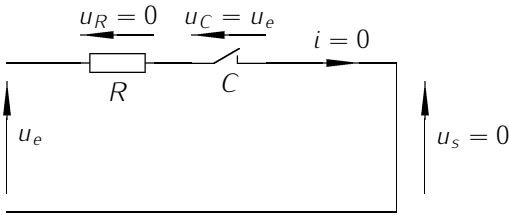
2.a. Montage

Circuit RLC avec L en sortie ouverte.

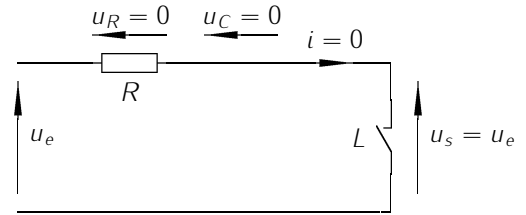


2.b. Comportement asymptotique

Basses fréquences



Hautes fréquences



Conclusion : il s'agit bien d'un filtre passe haut.

2.c. Fonction de transfert

La sortie étant ouverte, on retrouve un pont diviseur de tension.

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{u_s}{u_e} = \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}} = \frac{jL\omega}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{LC(j\omega)^2}{RC\omega j - LC\omega^2 + 1} = \frac{-x^2}{1 - x^2 + j\frac{x}{Q}}$$

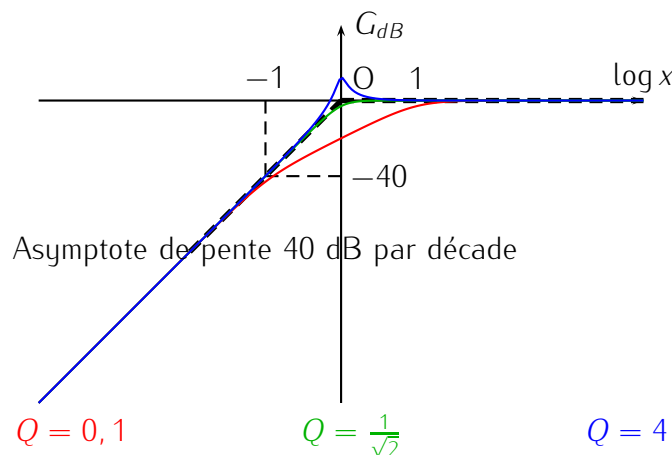
2.d. Diagramme de Bode

Réponse en gain

$$G(\omega) = |\underline{H}(j\omega)| = \frac{x^2}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}}}$$

Gain en décibels : $G_{dB} = 20 \log G(\omega) = 20 \log \frac{x^2}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}}} = 40 \log x - 10 \log((1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2})$.

- Asymptote en basses fréquences : $\omega \rightarrow 0, x \rightarrow 0$ et $\log x \rightarrow -\infty$ $G_{dB} = 40 \log x - 10 \log((1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}) \simeq 40 \log x - 10 \log 1 = 0$: droite de pente 40 dB par décade.
- Asymptote en hautes fréquences : $\omega \rightarrow \infty, x \rightarrow \infty$ et $\log x \rightarrow \infty$ $(1 - x^2)^2 \simeq x^4 \gg \frac{x^2}{Q^2}$ d'où $G_{dB} = 40 \log x - 10 \log((1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}) \simeq 40 \log x - 10 \log x^4 = 0$: asymptote horizontale.
- Pour $x = 1$ soit $\omega = \omega_0$, $G_{dB} = 40 \log 1 - 10 \log((1 - 1^2)^2 + \frac{1^2}{Q^2}) = -10 \log \frac{1}{Q^2} = 20 \log Q$
L'écart entre la courbe asymptotique et la courbe réelle augmente quand Q augmente.



Remarques :

- La courbe du passe haut est la symétrique de celle du passe bas par rapport à l'axe vertical.
- On a une résonance en tension aux bornes de la bobine si $Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$.

- Pour un bon passe haut, il faut que G soit constant après ω_c la pulsation de coupure, on aura donc intérêt à prendre $Q \simeq \frac{1}{\sqrt{2}}$.

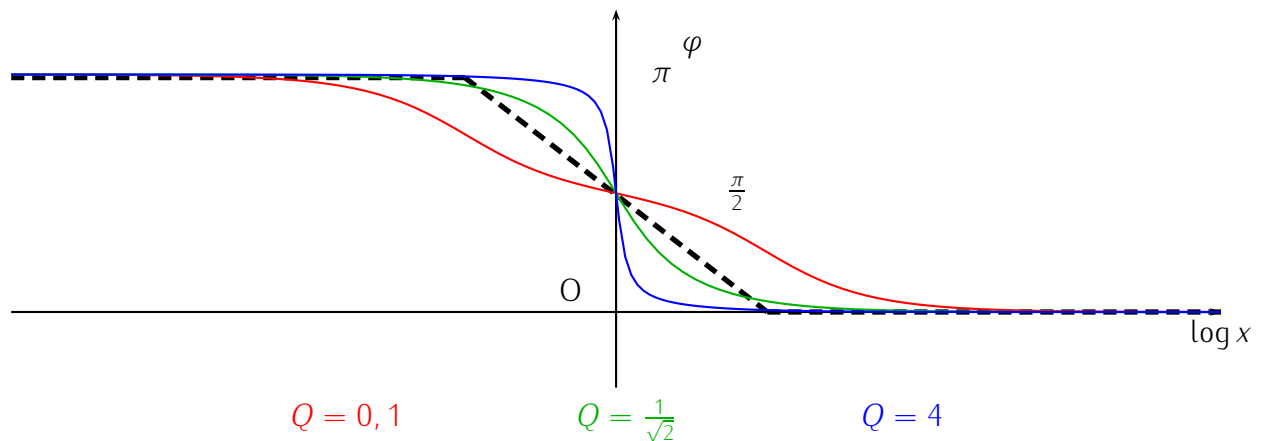
Réponse en phase

$$\varphi = \arg(\underline{H}(j\omega)) = \arg\left(\frac{-x^2}{1 - x^2 + j\frac{x}{Q}}\right) = \arg\left(\frac{jx^2}{-j(1 - x^2) + \frac{x}{Q}}\right) = \frac{\pi}{2} - \arctan Q\left(x - \frac{1}{x}\right)$$

On remarque que $\varphi_{PH} = \pi + \varphi_{PB}$, on déduit donc la courbe du passe haut de celle du passe bas en ajoutant simplement π .

Diagramme asymptotique :

- Asymptote basses fréquences : $x \rightarrow 0$, $\log x \rightarrow -\infty$, $\underline{H} \rightarrow -x^2$ et $\varphi \rightarrow \pi$: droite horizontale.
- Pour $\omega = \omega_0$, $x = 1$, $\log x = 0$ et $\varphi = \frac{\pi}{2}$.
- Asymptote hautes fréquences, $x \rightarrow \infty$, $\log x \rightarrow \infty$, $\underline{H} \rightarrow 1$ et $\varphi \rightarrow 0$: droite horizontale.

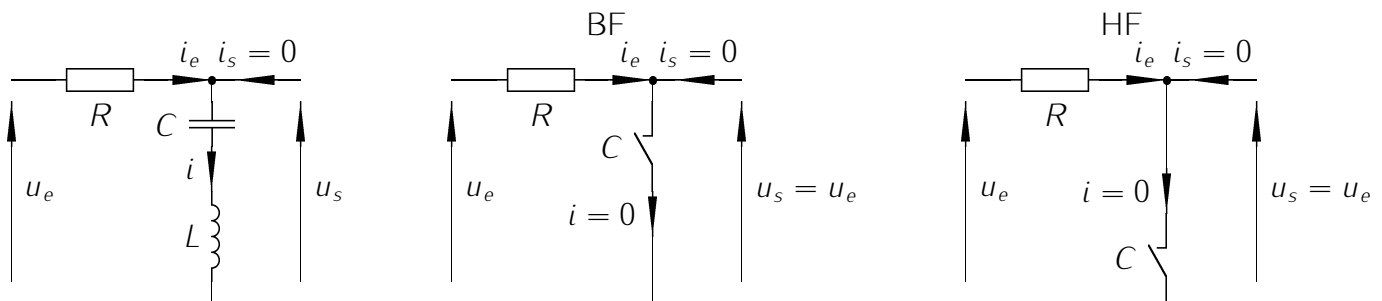


3. Filtre passe bande d'ordre deux

4. Filtre coupe bande d'ordre deux

4.a. Montage et comportement asymptotique

Circuit RLC avec LC en sortie ouverte.



- Aux basses fréquences : le condensateur se comporte comme un interrupteur ouvert, on a donc $i = 0$, $u_R = 0$ et $u_s = u_e$.
- Aux hautes fréquences : la bobine se comporte comme un interrupteur ouvert, on a donc $i = 0$, $u_R = 0$ et $u_s = Ri = u_e$.

Conclusion : il s'agit bien d'un filtre coupe bande.

4.b. Fonction de transfert

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U}_s}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{Z}_{LC}}{\underline{Z}} = \frac{1 - LC\omega^2}{RC\omega j - LC\omega^2 + 1} = \frac{1 - x^2}{1 - x^2 + j\frac{x}{Q}}$$

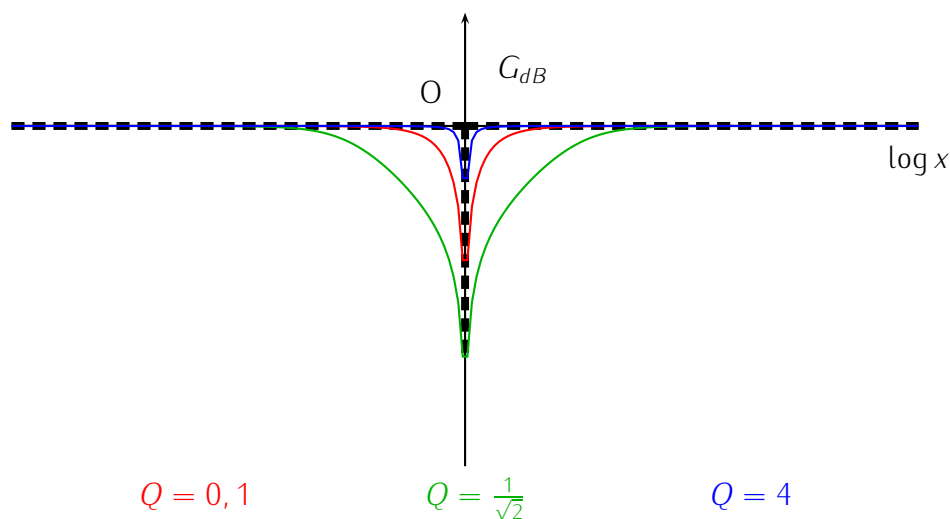
4.c. Diagramme de Bode

Réponse en gain

$$G(\omega) = |\underline{H}(j\omega)| = \frac{|1 - x^2|}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}}}$$

$$\text{Gain en décibels : } G_{dB} = 20 \log G(\omega) = 20 \log \frac{|1 - x^2|}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}}} = 20 \log |1 - x^2| - 10 \log((1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2})$$

- Asymptote en basses fréquences : $\omega \rightarrow 0, x \rightarrow 0$ et $\log x \rightarrow -\infty, G_{dB} = 20 \log |1 - x^2| - 10 \log((1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}) \simeq 20 \log 1 - 10 \log 1 = 0$: asymptote horizontale.
- Asymptote en hautes fréquences : $\omega \rightarrow \infty, x \rightarrow \infty$ et $\log x \rightarrow \infty, (1 - x^2)^2 \simeq x^4 \gg \frac{x^2}{Q^2}$ d'où $G_{dB} = 20 \log |1 - x^2| - 10 \log((1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}) \simeq 40 \log x - 10 \log x^4 = 0$: asymptote horizontale.
- Asymptote centrale : Pour $x \rightarrow 1$ soit $\omega = \omega_0, |1 - x^2|^2 \rightarrow 0, G_{dB} = 20 \log |1 - x^2| - 10 \log((1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}) \rightarrow -\infty$: droite verticale.



Bande coupée on retrouve également $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q}$: la largeur de la bande est donc inversement proportionnelle au facteur de qualité.

Réponse en phase

$$\varphi = \arg(\underline{H}(j\omega)) = \arg\left(\frac{1 - x^2}{1 - x^2 + j\frac{x}{Q}}\right) = \arg(1 - x^2) - \arg(1 - x^2 + j\frac{x}{Q})$$

et $\arg(1 - x^2) = 0$ si $x < 1$ et $\arg(1 - x^2) = \pi$ si $x > 1$

On remarque que $\varphi_{RB} = \varphi_{PB}$ si $x < 1$ et $\varphi_{RB} = \pi + \varphi_{PB}$ si $x > 1$, on déduit donc la courbe du réjecteur de bande de celle du passe bas en ajoutant simplement 0 si $x < 1$ et π si $x > 1$.

Diagramme asymptotique :

- Asymptote basses fréquences :
Quand $x \rightarrow 0$, $\log x \rightarrow -\infty$ et $\varphi \rightarrow 0$: droite horizontale.
- Asymptote hautes fréquences :
Quand $x \rightarrow \infty$, $\log x \rightarrow \infty$ et $\varphi \rightarrow 0$: droite horizontale.
- Si $x \rightarrow 1^-$, $\varphi \rightarrow 0 - \arg(\frac{j}{Q}) = -\frac{\pi}{2}$
- Si $x \rightarrow 1^+$, $\varphi \rightarrow \pi - \arg(\frac{j}{Q}) = \frac{\pi}{2}$

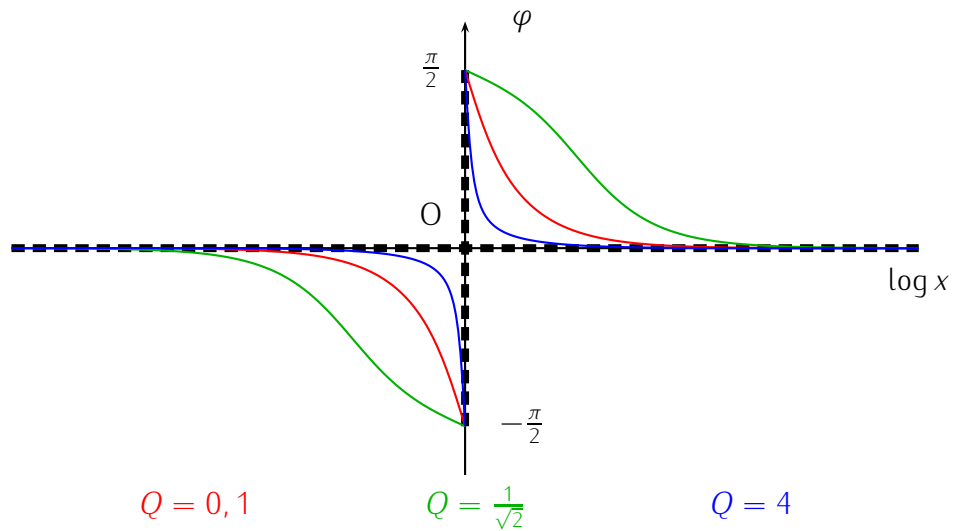


Table des matières

I Généralités sur les filtres

1. Quadripôles
2. Fonction de transfert en régime sinusoïdal forcé
3. Modélisation
4. Filtres électriques linéaires
 - 4.a. Rappels
 - 4.b. Principaux types de filtres linéaires
 - 4.c. Diagrammes de Bode

II Exemples de filtres du premier ordre

1. Filtre passe bas du premier ordre : exemple du quadripôle *RC*.
2. Filtre passe haut du premier ordre.
 - 2.a. Montage et comportement asymptotique
 - 2.b. Fonction de transfert
 - 2.c. Fréquence de coupure :
 - 2.d. Diagrammes de Bode :
 - 2.e. Caractère dérivateur du filtre

III Exemples de filtres du deuxième ordre

1. Filtre passe bas d'ordre deux
2. Filtre passe haut d'ordre deux.
 - 2.a. Montage
 - 2.b. Comportement asymptotique
 - 2.c. Fonction de transfert
 - 2.d. Diagramme de Bode
3. Filtre passe bande d'ordre deux
4. Filtre coupe bande d'ordre deux
 - 4.a. Montage et comportement asymptotique
 - 4.b. Fonction de transfert
 - 4.c. Diagramme de Bode