

Correction du TD d'application



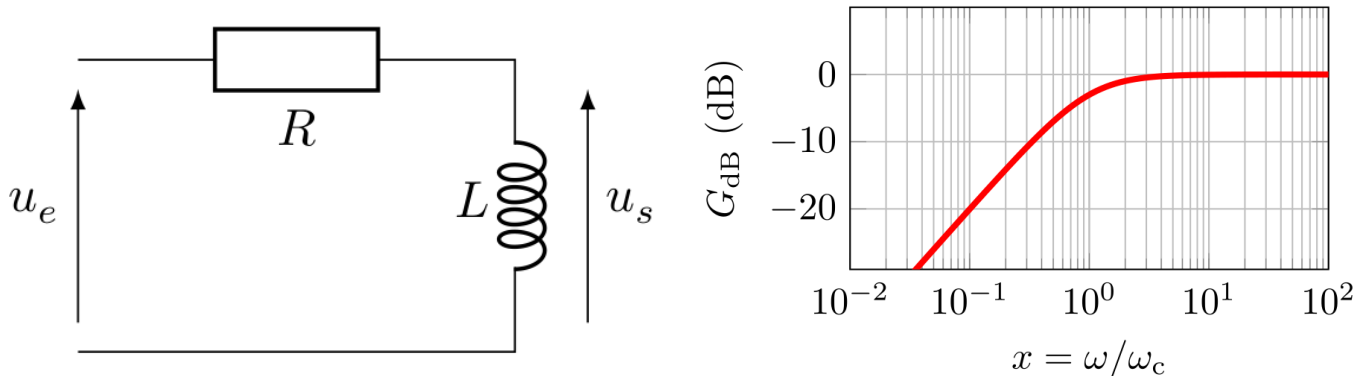
I Filtrage et spectres

- 1) Sur la figure deux, les basses fréquences sont globalement conservées, et les fréquences à partir de 3 kHz sont fortement atténuées voire coupées : **c'est un passe-bas**.
- 2) Sur la figure trois, seules les fréquences entre 3 et 4 kHz sont gardées, les fréquences supérieures ou inférieures sont coupées : **c'est un passe-bande**.
- 3) Sur la figure quatre, on ne distingue pas de relation simple vue en cours ; on remarque de plus que de nouvelles fréquences apparaissent, ce qui n'est pas le cas dans le filtrage linéaire : **c'est un filtre non-linéaire**.



II Filtre avec une bobine

On considère le circuit ci-contre, avec $R = 1,0 \text{ k}\Omega$ et $L = 10 \text{ mH}$, donnant le diagramme de BODE ci-dessous :



- 1) À basses fréquences, $|\underline{Z}_L| \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} 0$, donc $H(\omega) \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} 0$. À hautes fréquences, $|\underline{Z}_L| \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} \infty$, donc $H(\omega) \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} 1$: **c'est un passe-haut**.

- 2) On fait un pont diviseur de tension :

$$\underline{u}_s = \frac{jL\omega}{R + jL\omega} \underline{u}_e \Leftrightarrow \frac{\underline{u}_s}{\underline{u}_e} = \underline{H} = \frac{R}{R} \times \frac{j\omega \frac{L}{R}}{1 + j\omega \frac{L}{R}}$$

$$\Leftrightarrow \underline{H}(j\omega) = H_0 \frac{j\frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{avec} \quad H_0 = 1 \quad \text{et} \quad \omega_c = \frac{R}{L} = 1 \times 10^5 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$$

- 3) $1 + j\frac{\omega}{\omega_c} \underset{\omega \ll \omega_c}{\sim} 1$, et donc

$$\underline{H}(j\omega) \underset{\omega \ll \omega_c}{\sim} j\frac{\omega}{\omega_c} \Leftrightarrow G_{\text{dB}} = 20 \log(|\underline{H}|) \underset{\omega \ll \omega_c}{\sim} 20 \log x$$

d'où la pente de 20 dB/décade.

- 4) On trouve le spectre de sortie en multipliant chaque amplitude d'entrée par le module de la fonction de transfert pour avoir l'amplitude de sortie. **Attention, pulsation \neq fréquence.** On a

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

- ◇ $H(f_1) \approx 6,3 \times 10^{-3}$: le fondamental est complètement atténué, il ne reste que 0,6% de son amplitude initiale;
- ◇ $H(f_2) \approx 6,3 \times 10^{-2}$: l'harmonique f_2 est fortement atténué, il n'en reste que 6%;
- ◇ $H(f_3) \approx 0,99$: l'harmonique f_3 est pratiquement entièrement conservé.

☆☆ III Lecture de diagrammes de BODE

- 1) Pour faciliter la rédaction on note $e(t) = e_0 + e_1(t) + e_{10}(t) + e_{100}(t)$, et de même pour le signal de sortie s . Ainsi, par linéarité, chaque composante e_n du signal d'entrée donne une composante s_n au signal de sortie.

- ◇ Filtre 1 : d'après l'allure du diagramme de BODE, il s'agit d'un filtre passe-haut, de fréquence de coupure f_c de l'ordre de 10 kHz. Reconstituons le signal de sortie :

▷ Le terme constant e_0 est complètement coupé par le filtre, donc $s_0 = 0$.

▷ L'harmonique de fréquence f est atténuée de 40 dB et peut donc être négligée dans le signal de sortie (40 dB correspond à une division de l'amplitude par 100), soit $s_1(t) \ll$ autres harmoniques de $s(t)$.

▷ L'harmonique de fréquence $10f$ est atténuée de 10 dB, soit

$$S_{10} = 10^{-10/20} E_{10} = 10^{-1/2} E_{10} \approx 0,3 E_{10}$$

et elle est également déphasée d'environ $+\pi/2$. Ainsi

$$s_{10}(t) \approx 0,3 E_{10} \cos(10\omega t + \pi/4 + \pi/2)$$

▷ L'harmonique de fréquence $100f$ n'est presque pas atténuée ni déphasée, donc $s_{100}(t) \approx e_{100}(t)$. Au final, on obtient le signal de sortie $s(t)$ suivant :

$$s(t) \approx 0,3 E_{10} \cos\left(10\omega t + \frac{3\pi}{4}\right) + E_{100} \cos\left(100\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

- ◇ Filtre 2 : d'après l'allure du diagramme de BODE, il s'agit d'un filtre **passe-haut**, de fréquence de coupure f_c de l'ordre de 0,1 kHz. De la même manière que pour le filtre 1, on détermine que :

$$s(t) \approx E_1 \cos(\omega t) + E_{10} \cos\left(10\omega t + \frac{\pi}{4}\right) + E_{100} \cos\left(100\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

- ◇ Filtre 3 : d'après l'allure du diagramme de BODE, il s'agit d'un filtre **coupe-bande**, la bande coupée étant proche de 1 kHz. Ainsi seule l'harmonique $e_1(t)$ est coupée (soit $s_1 = 0$). Les autres composantes harmoniques du signal d'entrée, y compris la composante continue, sont de fréquences suffisamment différentes de la fréquence coupée pour n'être ni atténuée ni déphasée. Le signal de sortie $s(t)$ s'écrit donc sous la forme :

$$s(t) = E_0 + E_{10} \cos\left(10\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + E_{100} \cos\left(100\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

- ◇ Filtre 4 : d'après l'allure du diagramme de BODE, il s'agit d'un filtre **passé-bas**, de fréquence de coupure f_c de l'ordre de 0,1 kHz. Le terme constant e_0 passe au travers du filtre sans être modifié. Les termes suivants sont de fréquence suffisamment supérieure à la fréquence de coupure pour que le diagramme de BODE puisse être approximé par son asymptote. On peut alors déterminer le signal de sortie comme dans le cas du premier filtre, mais il y a plus simple ! Comme le filtre est d'ordre 1 (une seule asymptote de pente -20 dB/décade, alors il se comporte comme un intégrateur pour les signaux de fréquence supérieure à sa fréquence de coupure. En déduire le signal de sortie est donc très simple :

$$s(t) = E_0 + \frac{\omega_c}{\omega} E_1 \sin(\omega t) + \frac{\omega_c}{10\omega} E_{10} \sin\left(10\omega t + \frac{\pi}{4}\right) + \frac{\omega_c}{100\omega} E_{100} \sin\left(100\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

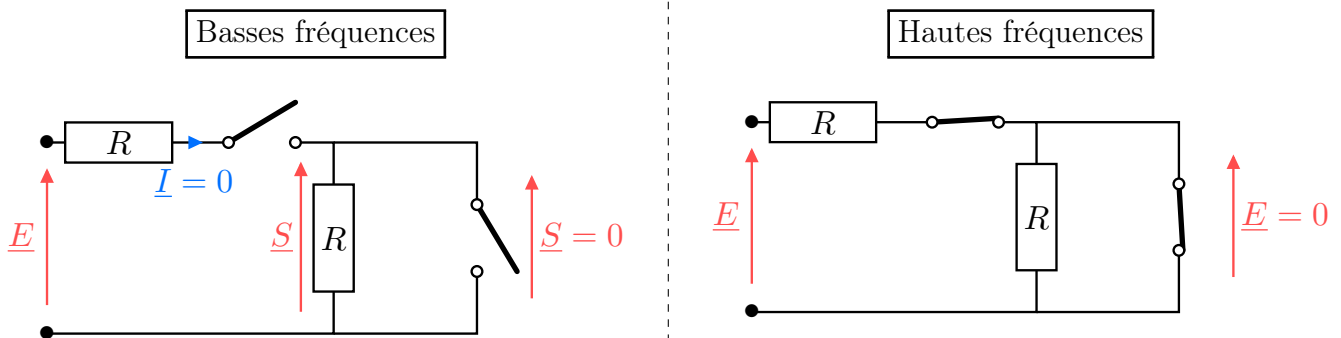
- ◇ En écrivant le signal en termes de cosinus, on obtient :

$$s(t) = E_0 + \frac{\omega_c}{\omega} E_0 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\omega_c}{10\omega} E_{10} \cos\left(10\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{\omega_c}{100\omega} E_{100} \cos\left(100\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)$$



IV Filtre de WIEN

1)

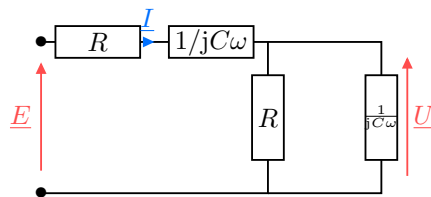


Dans la limite très basses fréquences, les condensateurs sont cette fois équivalents à des interrupteurs ouverts. Aucun courant ne circule dans les résistances, et on a donc également $\underline{S} = 0$.

Dans la limite très hautes fréquences, les condensateurs sont équivalents à des fils, donc $\underline{S} = 0$.

Selon toute vraisemblance, c'est donc un filtre **passé-bande**.

- 2) Notons \underline{Z} l'impédance et \underline{Y} l'admittance de l'association RC parallèle. En utilisant cette impédance, on reconnaît un pont diviseur de tension :



$$\underline{H} = \frac{\underline{S}}{\underline{E}} = \frac{\underline{Z}}{R + \frac{1}{jC\omega} + \underline{Z}} \Leftrightarrow \underline{H} = \frac{1}{1 + \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right) \underline{Y}} = \frac{1}{1 + \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right) \left(\frac{1}{R} + jC\omega\right)}$$

$$\Leftrightarrow \underline{H} = \frac{1}{3 + j \left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega} \right)}$$

3) En factorisant par 3 et en utilisant les notations introduites dans l'énoncé, on trouve

$$\underline{H} = \frac{1/3}{1 + \frac{j}{3} \left(x - \frac{1}{x} \right)} \Leftrightarrow \underline{H} = \frac{H_0}{1 + jQ \left(x - \frac{1}{x} \right)} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} H_0 = 1/3 \\ Q = 1/3 \end{cases}$$

4) Le gain en amplitude du filtre est défini par

$$G = |\underline{H}| = \frac{H_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x} \right)^2}}$$

Il est maximal lorsque le dénominateur est minimal, c'est-à-dire lorsque le terme entre parenthèses s'annule. Cela correspond à $x = 1$, d'où le gain maximal $\mathbf{G_{max} = 1/3}$.

Le gain en décibels du filtre est défini par

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

et on trouve donc $\mathbf{G_{dB,max} = 20 \log(1/3) = -9,5 \text{ dB}}$. De plus, en $x = 1$ la fonction de transfert est réelle, donc son argument est nul : à la pulsation ω_0 , la sortie et l'entrée ne sont donc pas déphasées.

5) Dans la limite très basses fréquences, la fonction de transfert est équivalente à

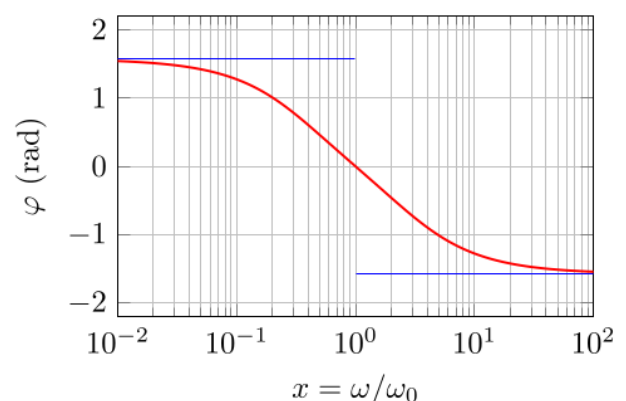
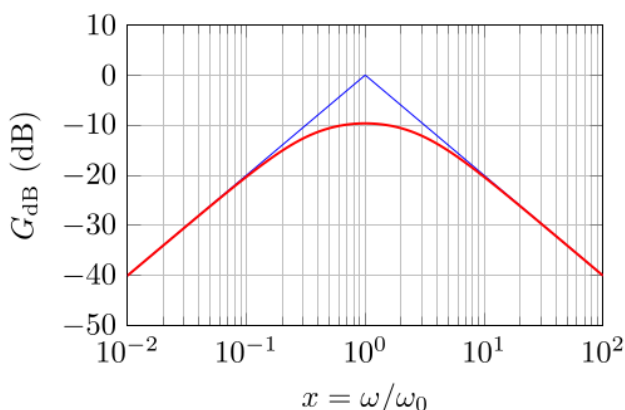
$$\underline{H} \underset{x \rightarrow 0}{\sim} \frac{H_0}{-jQ/x} = j \frac{H_0}{Q} x \quad \text{donc} \quad \begin{cases} G_{dB} = 20 \log |\underline{H}| \underset{x \rightarrow 0}{\sim} 20 \log x \\ \varphi = \arg(\underline{H}) = \frac{\pi}{2} \end{cases}$$

De même, dans la limite très hautes fréquences, on a

$$\underline{H} \underset{x \rightarrow \infty}{\sim} \frac{H_0}{jQx} = -j \frac{H_0}{Q} \frac{1}{x} \quad \text{donc} \quad \begin{cases} G_{dB} = 20 \log |\underline{H}| \underset{x \rightarrow 0}{\sim} -20 \log x \\ \varphi = \arg(\underline{H}) = -\frac{\pi}{2} \end{cases}$$

Ainsi, le diagramme de BODE asymptotique en gain compte **deux asymptotes de pentes $\pm 20 \text{ dB/décade}$ passant par $G_{dB} = 0$ pour $x = 1$** , alors que le diagramme asymptotique en phase compte **deux asymptotes horizontales de hauteurs $\pm \pi/2$** .

Pour tracer l'allure du diagramme réel, on utilise en plus les résultats de la question précédente qui indique que la courbe réelle passe par $G_{dB} = -9,5 \text{ dB}$ en $x = 1$, alors que la courbe de phase réelle passe par 0 en $x = 1$; d'où les diagrammes ci-dessous.



- 6) Numériquement, on trouve $\omega_0 = 2,0 \times 10^3 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. Comme le diagramme de BODE réel n'est pas donné dans l'énoncé, on peut au choix utiliser la fonction de transfert ou raisonner sur le diagramme asymptotique. Étudions le signal de sortie du filtre associé à chaque composante du signal d'entrée :
- ◇ Le terme continu est complètement coupé par le filtre ;
 - ◇ Le terme de pulsation $\omega = \omega_0/10$ se trouve une décade en-dessous de la pulsation propre : avec le diagramme asymptotique il est donc atténué de 20 dB, ce qui correspond à un facteur 10 en amplitude, et déphasé d'environ 1,2 rad si le diagramme réel tracé ;
 - ◇ Le terme de pulsation $10\omega = \omega_0$ est à la pulsation propre du filtre : il n'est pas déphasé mais seulement atténué d'un facteur 1/3 (gain maximal) ;
 - ◇ Le terme à la pulsation $100\omega = 10\omega_0$ est une décade au-dessus de la pulsation propre : il est atténué comme le premier terme d'un facteur 10 en amplitude, et déphasé d'environ $-1,2 \text{ rad}$.
- Ainsi,

$$s(t) = \frac{E_0}{10} \cos(\omega t - 1,2) + \frac{E_0}{3} \cos(10\omega t) + \frac{E_0}{10} \cos(100\omega t + 1,2)$$