

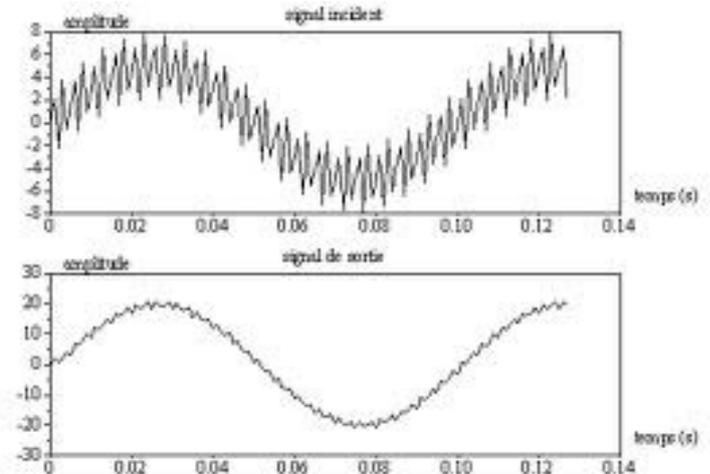
Filtrage linéaire

1. Filtrage d'un signal bruité :

Le signal donné par le capteur, bruité, est constitué d'un terme de période $T_s \approx 0,10$ s donc de fréquence $f_s \approx 10$ Hz .
 Le bruit correspond à une fréquence f_b environ 20 fois plus grande $f_b \approx 200$ Hz.
 Un filtre passe bas du premier ordre placé en sortie, représenté par une association série R-C, doit pouvoir atténuer le bruit tout en maintenant l'amplitude du signal.

Il faut donc une fréquence de coupure f_c telle que $f_c > f_s$ et, autant que possible, telle que $f_c \ll f_b$.

Si l'on impose $R = 10$ k Ω , on pourra choisir C pour avoir $1/(2\pi RC) \approx 10$ Hz soit $C = 1,6$ F.



Vue la tension obtenue en sortie de filtre, dont l'amplitude est modifiée par rapport à celle du signal d'entrée, (environ multipliée par 4) on doit supposer qu'il y a aussi intervention d'un composant actif, amplificateur, dont la réalisation n'est pas détaillée dans l'énoncé.

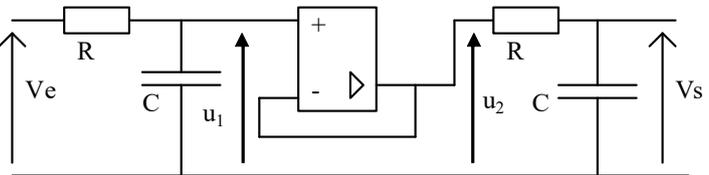
2. Circuits RC en cascade :

1. Pour le circuit A : $H_1(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega}$

Si R est changé en a.R et C en C/a, le transfert n'est pas modifié car $aR.C/a = RC$.

2°) Le montage suiveur impose $u_2 = u_1$
 Sans qu'on ait de courant d'entrée sur la borne non inverseuse de l'AO.

Donc $\frac{u_1}{V_e} = \frac{V_s}{u_2} = H_1(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega}$



Le transfert de l'ensemble est donc :

$$H_{tot}(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_s}{u_2} \frac{u_1}{V_e} = \frac{1}{1 + jRC\omega} \cdot \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + 2jRC\omega - (RC\omega)^2} = H_1(j\omega)^2$$

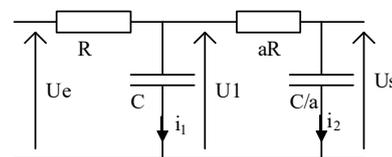
3°) Pour le montage (B).

Utilisons les lois de Kirchoff :

$$U_e = R(i_1 + i_2) + (1/jC\omega)i_1$$

$$(1/jC\omega)i_1 = aRi_2 + (a/jC\omega)i_2$$

$$U_s = (a/jC\omega)i_2$$



Circuit (B)

En éliminant i_1 et i_2 entre ces trois équations, on tire la relation donnant le transfert :

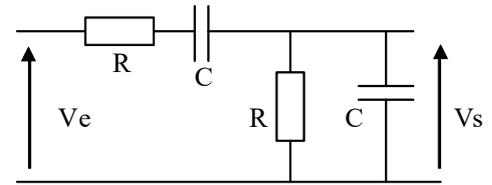
$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega \left(2 + \frac{1}{a} \right) - (RC\omega)^2}$$

Pour $a \gg 1$, $H(j\omega) \rightarrow \frac{1}{1 + 2jRC\omega - (RC\omega)^2} = H_1(j\omega)^2$

L'impédance d'entrée de la deuxième cellule ($aR, C/a$), $Z_e = aR + a/(jC\omega)$ devient en effet très grande. On se retrouve donc pratiquement dans les conditions du 2°).

3. Etude d'un filtre de Wien.

a) Soit Z_1 , l'impédance équivalente à l'association en dérivation de R avec C . $Z_1 = \frac{R}{1 + jRC\omega}$



En utilisant la relation du diviseur de tension :

$$V_s = \frac{Z_1 V_e}{R + \frac{1}{jC\omega} + Z_1} \text{ dont on tire : } H(j\omega) = \frac{R}{3R + \frac{1}{jC\omega} + jR^2C\omega}$$

soit finalement : $H(j\omega) = \frac{1}{3 + j\left(x - \frac{1}{x}\right)}$ où $x = RC\omega$.

b) $G = |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{9 + (x - 1/x)^2}} \quad \varphi = -\arctan\left[\left(x - \frac{1}{x}\right)/3\right]$

c) Pour $x = 1$, donc $\omega = \omega_0 = 1/RC$; $G = 1/3$ et $\varphi = 0$.

d) Les fréquences de coupures sont telles qu'à $f = f_c$, $G = G_{\max}/\sqrt{2}$.

A partir de la relation définissant la pulsation de coupure ω_c telle que $G = G_{\max}/\sqrt{2}$, il vient l'équation : $\sqrt{9 + (x - 1/x)^2} = 3\sqrt{2}$

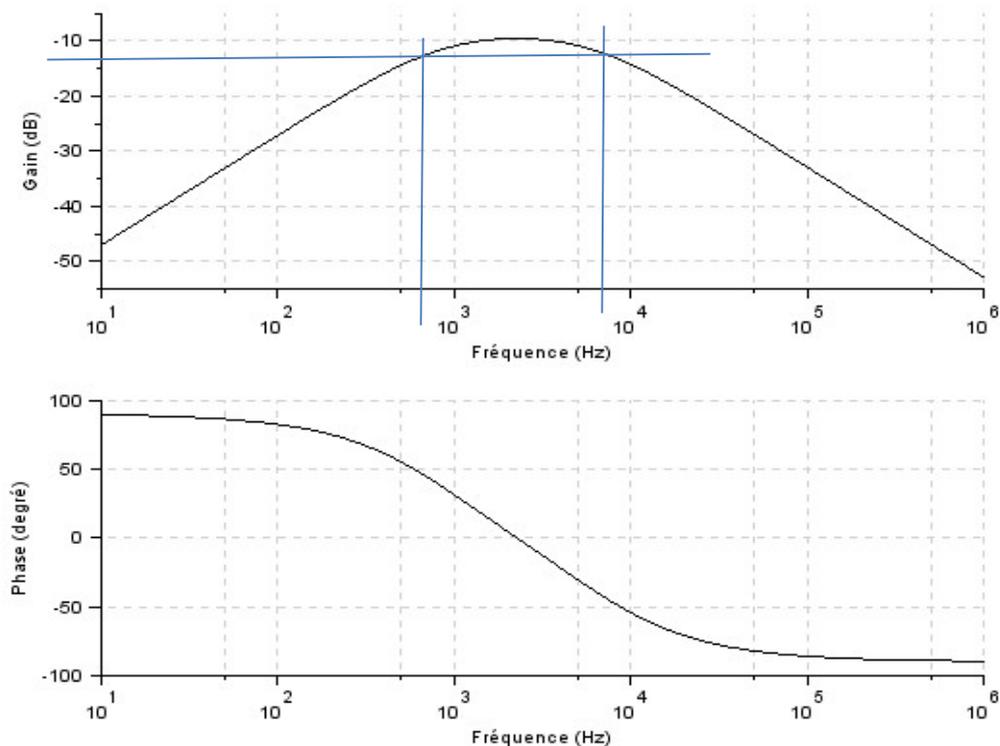
qui conduit à deux équations du deuxième degré en x : $x^2 + 3x - 1 = 0$ et $x^2 - 3x - 1 = 0$.

On ne retient que les solutions positives ($x = RC\omega$), $x_1 = 0,303$; $x_2 = 3,303$

Ceci donne numériquement pour fréquences de coupures : $f_1 = 6,8 \cdot 10^2$ Hz ; $f_2 = 7,5$ kHz.

En ces valeurs de coupures, on obtient des phases valant respectivement $-\pi/4$ et $+\pi/4$.

2. a) On vérifie le comportement passe-bande du filtre, avec des fréquences de coupures relevées pour $G_{dB} = G_{dB\max} - 3$ dB sur la courbe de gain.

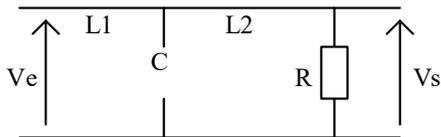


b) le signal appliqué et ses premières harmoniques sont situées largement en dessous de la fréquence de résonance du filtre passe-bande. Donc dans la zone où la courbe de gain est rectiligne avec une pente à +20dB/décade, la phase étant proche de $+\pi/2$: comportement dérivateur. Le transfert $H(j\omega) \approx jx = j\omega/\omega_0$. $u_s \approx (1/\omega_0) \cdot du_e/dt = \pm 4EfRC$.

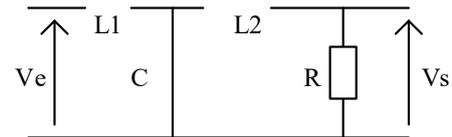
Pour $f = 50$ kHz, c'est la situation inverse, comportement intégrateur du filtre. Le signal sera formé de branches de paraboles raccordées par continuité.

4. Circuits "en T chargé", filtres de Butterworth :

1) modèle BF : $V_s \rightarrow V_e$



modèle HF : $V_s \rightarrow 0$



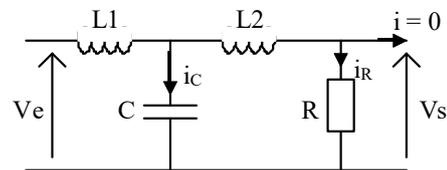
On attend un filtre passe-bas.

$$V_s = R \cdot i_R \quad (1)$$

$$V_e = jL_1\omega \cdot (i_R + i_C) + i_C / (jC\omega) \quad (2)$$

Relions i_R et i_C : $(1/jC\omega) \cdot i_C = (R + jL_2\omega) \cdot i_R$

$$\text{donc : } i_C = (jRC\omega - L_2C\omega^2) \cdot i_R$$



En utilisant (1) et (2) on tire :

$$H_B(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + j \frac{L_1 + L_2}{R} \omega - L_1 C \omega^2 - \frac{jL_1 L_2 C \omega^3}{R}}$$

$$\text{En identifiant cette fonction de transfert à l'expression : } H_B(j\omega) = \frac{1}{1 + 2jx + 2(jx)^2 + (jx)^3}$$

où $jx = j\omega/\omega_0$, (ω_0 étant un paramètre fixé) :

$$\frac{L_1 L_2 C}{R} = \frac{1}{\omega_0^3} \quad ; \quad L_1 C = \frac{2}{\omega_0^2} \quad ; \quad \frac{L_1 + L_2}{R} = \frac{2}{\omega_0}$$

$$\text{d'où : } L_2 = R / (2\omega_0) \quad ; \quad L_1 = 3R / (2\omega_0) \quad ; \quad C = 4 / (3R\omega_0)$$

Calculons le module du transfert $H(\omega)$ en employant la forme proposée :

$$|H_B(j\omega)| = \frac{1}{|1 + 2jx + 2(jx)^2 + (jx)^3|} = \frac{1}{\sqrt{(1 - 2x^2)^2 + (2x - x^3)^2}} = \dots = \frac{1}{\sqrt{1 + x^6}}$$

Traçons la courbe de gain en diagramme de Bode :

Pour $\omega \ll \omega_0$: $H \approx 1$; $G_{dB} \approx 0$ dB

Pour $\omega \gg \omega_0$: $H \approx 1/x^3$; $G_{dB} \approx 60 \cdot \log \omega_0 - 60 \cdot \log \omega$ asymptote oblique à -60 dB/décade.

étude de la courbe de phase $\varphi(\log x)$: $\varphi = -a \tan\left(\frac{x(2-x^2)}{1-2x^2}\right)$; φ étant l'opposé de l'argument du nombre complexe $(1-2x^2) + j \cdot x(2-x^2)$.

Pour $x \rightarrow 0$: $\frac{x(2-x^2)}{1-2x^2}$ tend vers 0^- donc φ tend vers $0[\pi]$, on retient $\varphi = 0$ (voir modèle BF).

Pour $x = 1/\sqrt{2}$: $\frac{x(2-x^2)}{1-2x^2}$ tend vers ∞ , donc $\varphi = \pi/2$ [π] avec $x.(2-x^2) > 0$,

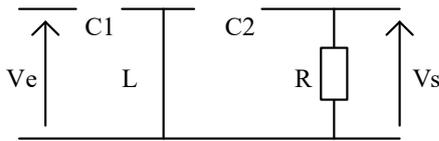
donc on retient $\varphi = -\pi/2$.

Pour $x = \sqrt{2}$: $\frac{x(2-x^2)}{1-2x^2}$ tend vers 0, donc $\varphi = 0$ [π] avec $1-2x^2 < 0$ donc on retient $\varphi = -\pi$

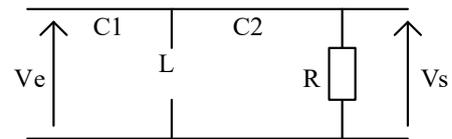
Pour $x \rightarrow \infty$: $\frac{x(2-x^2)}{1-2x^2}$ tend vers ∞ donc φ tend vers $\varphi = \pi/2$ [π], on retient $\varphi = -3\pi/2$.

On a ainsi une évolution continue et monotone de φ de la valeur 0 à la valeur $-3\pi/2$ quand x passe de 0 à l'infini.

2) modèle BF : $V_s \rightarrow 0$



modèle HF : $V_s \rightarrow V_e$



On attend un filtre passe-haut (du troisième ordre).

Par un calcul analogue au 1), non demandé dans le sujet, on pourrait établir :

$$H_H(j\omega) = \frac{-jRLC_1C_2\omega^3}{1 + jRC_2\omega - L(C_1 + C_2)\omega^2 - jRLC_1C_2\omega^3}$$

Moyennant un choix adapté des valeurs de L, C_1 et C_2 on obtient une fonction des transfert :

$$H_H(j\omega) = \frac{(jx)^3}{1 + 2jx + 2(jx)^2 + (jx)^3}$$

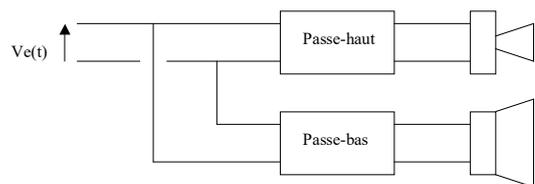
Calculons le module : $|H_H(j\omega)| = \frac{x^3}{\sqrt{(1-2x^2)^2 + (2x-x^3)^2}} = \frac{x^3}{\sqrt{1+x^6}}$

Traçons la courbe de gain en diagramme de Bode :

Pour $\omega \ll \omega_0$: $H \approx x^3$; $G_{dB} \approx -60 \cdot \log \omega_0 + 60 \cdot \log \omega$ asymptote oblique à +60 dB/décade.

Pour $\omega \gg \omega_0$: $H \approx 1$; $G_{dB} \approx 0$ dB

3) $V_e(t) = E \cdot \cos(0,1\omega_0 t) + E \cdot \cos(10\omega_0 t)$



En sortie du filtre passe-bas :

$$V_s(t) = V_{s01} \cdot \cos(0,1\omega_0 t + \varphi_1) + V_{s02} \cdot \cos(10\omega_0 t + \varphi_2)$$

avec $V_{s01} = |H(j\omega = j0,1\omega_0)| \cdot E = \frac{1}{\sqrt{1+0,1^6}} E \approx E$

et $V_{s02} = |H(j\omega = j10\omega_0)| \cdot E = \frac{1}{\sqrt{1+10^6}} E \approx 0,001E$

$$\frac{V_{s02}}{V_{s01}} = 0,001 \text{ soit en dB : } 20 \log \frac{V_{s02}}{V_{s01}} = -60 \text{ dB}$$

En sortie du filtre passe-haut :

$$V_s(t) = V_{s01} \cdot \cos(0,1\omega_0 t + \varphi_1) + V_{s02} \cdot \cos(10\omega_0 t + \varphi_2)$$

$$\text{avec } V_{so1} = |H(j\omega = j0,1\omega_o)| \cdot E = \frac{0,1^3}{\sqrt{1+0,1^6}} E \approx 0,001E$$

$$\text{et } V_{so2} = |H(j\omega = j10\omega_o)| \cdot E = \frac{10^3}{\sqrt{1+10^6}} E \approx E$$

$$\frac{V_{so2}}{V_{so1}} = 1000 \text{ soit en dB : } 20 \log \frac{V_{so2}}{V_{so1}} = +60 \text{ dB}$$

5. filtrage passe-bande :

$$e(t) = \sum_{p=0}^{\infty} (-1)^p \frac{2A}{\pi(2p+1)} \cos(2p+1)\omega t$$

Tension créneau appliquée à l'entrée d'un filtre passe bande.

Pour chaque terme de pulsation $(2p+1)\omega$, l'amplitude du terme de sortie correspondant est

$$\text{calculée selon : } S_{op} = |H(j(2p+1)\omega)| \cdot \frac{2A}{\pi(2p+1)} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2 \left(\frac{(2p+1)\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{(2p+1)\omega} \right)^2}} \frac{2A}{\pi(2p+1)}$$

Expression dans laquelle $\omega = 2\pi/T$ est la pulsation du générateur produisant le signal créneau.

Le facteur de qualité étant relativement élevé ($Q = 50$), la réponse ne sera notable que pour des composantes sinusoïdales dont la pulsation est proche de la pulsation de résonance ω_o .

Les calculs sont menés numériquement ici pour $Q = 5$. Les effets seront donc moins tranchés que pour $Q = 50$.

Si l'on fait varier continument la pulsation ω du générateur de $0,1\omega_o$ à $2\omega_o$, on aura une tension significative en sortie de filtre chaque fois que l'un des termes du Développement en Série de Fourier de $e(t)$ aura sa pulsation en accord avec le filtre, c'est-à-dire quand on aura $(2p+1)\omega \approx \omega_o$.

La fréquence de résonance du filtre est de 1,0 kHz.

Examinons en particulier les cas $f = 200$ Hz (donc $\omega = 0,2\omega_o$) ; $f = 333$ Hz (donc $\omega = 0,33\omega_o$) ; $f = 1$ kHz (donc $\omega = \omega_o$) et $f = 2$ kHz (donc $\omega = 2\omega_o$).

Pour $\omega = 0,2\omega_o$, on aura $5\omega = \omega_o$, l'harmonique 5 ($p = 2$) est donc au centre de la bande passante du filtre. Le gain vaut 1 pour cette composante, l'amplitude en sortie vaut donc : $2A/5\pi = 0,13A$.

$$\text{pour l'harmonique 3 (p = 1), l'amplitude en sortie vaudra : } \frac{1}{\sqrt{1+5^2 \left(0,6 - \frac{1}{0,6} \right)^2}} \frac{2A}{3\pi} = 0,040A$$

pour $Q = 50$ on aurait : $4,0 \cdot 10^{-3}$ V ($A = 1,0$ V) etc...

$$\text{pour l'harmonique 7 (p = 3), l'amplitude en sortie vaudra : } \frac{1}{\sqrt{1+5^2 \left(1,4 - \frac{1}{1,4} \right)^2}} \frac{2A}{7\pi} = 0,065A$$

Les autres termes harmoniques sont situés nettement hors de la bande passante du filtre et auront une amplitude négligeable. Par exemple le fondamental, de pulsation $0,1\omega_o$ ($p = 0$) aura une

$$\text{amplitude en sortie valant } \frac{1}{\sqrt{1+5^2 \left(0,1 - \frac{1}{0,1} \right)^2}} \frac{2A}{\pi} = 0,013A$$

Pour $\omega = \omega_0$, le fondamental ($p = 0$) est au centre de la bande passante. Son amplitude en sortie sera $2A/\pi = 0,64A$.

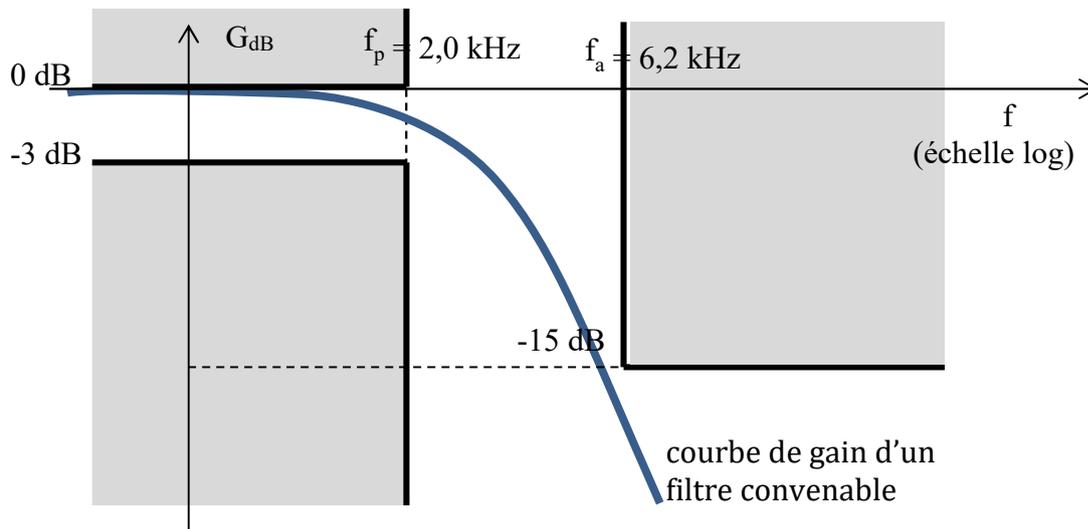
L'harmonique de rang 3 aura pour amplitude en sortie :
$$\frac{1}{\sqrt{1+5^2\left(3-\frac{1}{3}\right)^2}} \frac{2A}{3\pi} = 0,016A$$

les autres harmoniques auront des amplitudes négligeables.

Pour $\omega = 2\omega_0$ toutes les composantes harmoniques sont situées largement hors de la bande passante. Pour le fondamental : son amplitude en sortie sera :
$$\frac{1}{\sqrt{1+5^2\left(2-\frac{1}{2}\right)^2}} \frac{2A}{\pi} = 0,084A$$

6. Gabarit pour filtrage.

a) Construisons d'abord le graphe répertoriant les obligations à satisfaire pour le filtre.



Nombre de décades entre $f_1 = 2,0$ kHz et $f_2 = 6,2$ kHz : $n = \log(f_2/f_1) = 0,491 \approx 0,5$ décades

L'écart minimal attendu est : $G_{dB2max} - G_{dB1min} = -15 - (-3) = -12$ dB

Or un circuit d'ordre 1 est limité à une pente de ± 20 dB/décade.

-20 dB/décade $\times 0,5$ décade = -10 dB donc un circuit d'ordre 1 ne peut pas convenir.

b) La pente minimale est en effet -12 dB/ $0,5$ = -24 dB/décade

En la pulsation ω_0 , et donc à la fréquence $f_0 = \omega_0/2\pi$, le diagramme asymptotique va présenter une rupture de pente.

ω_0 telle que $f_0 = 2,0$ kHz donne $\omega_0 = 6,3 \cdot 10^3$ rad.s⁻¹.

Si $z = 1/\sqrt{2}$:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\left|1 + j\sqrt{2}\frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right|} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + 2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

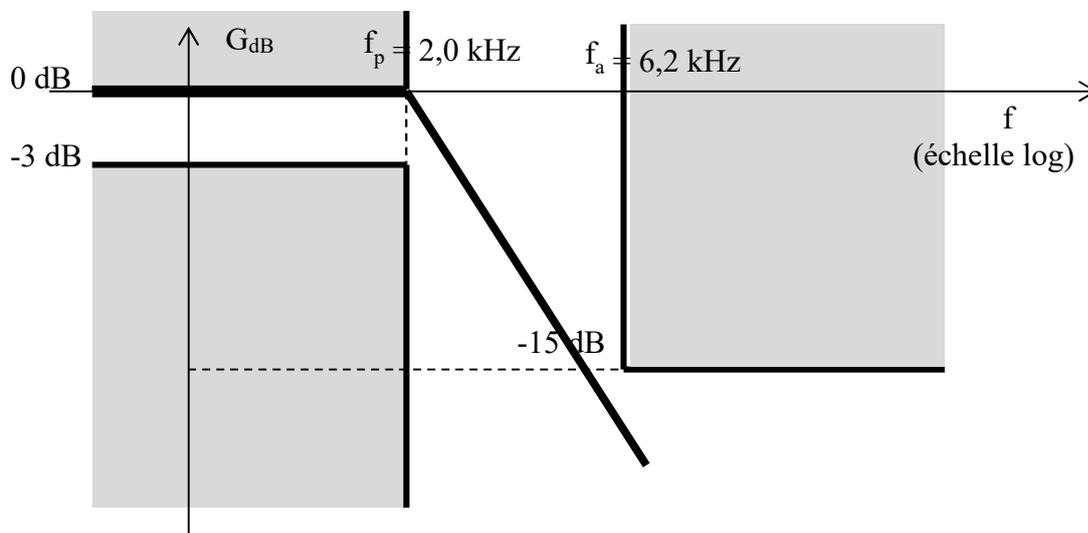
soit finalement :

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4}}$$

A fréquence faible, $|H(j\omega)| = 1$ soit $G_{dB} = 0$ dB.

En $\omega = \omega_0$, $|H(j\omega)| = 1/\sqrt{2}$ soit $G_{dB} = -3$ dB ; ce qui convient (juste à la limite acceptable).

Voir graphe asymptotique ci-dessous



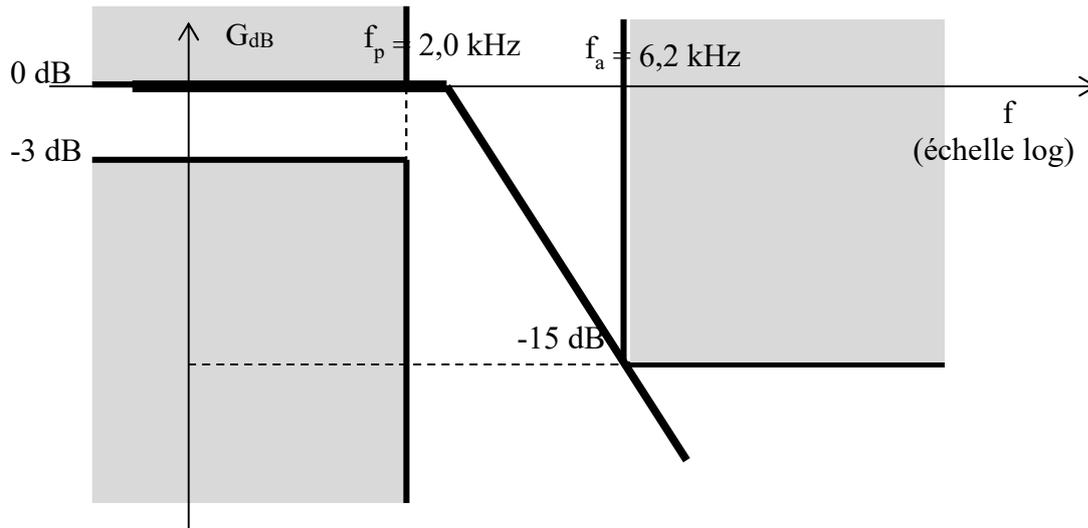
Comme le filtre est un filtre passe-bas d'ordre 2, sa pente asymptotique est de -40 dB/décade.

On doit donc choisir ω_0 et donc f_0 telle cette asymptote passe sous le point de fréquence f_2 et de gain -15 dB (avec un gain à basse fréquence $G_{dB} = 0$ dB).

Le choix $f_0 = f_1$ amène $G_{dB} \approx -40 \cdot \log(f_2/f_1) = -19,5$ dB ce qui est acceptable. On peut vérifier qu'en injectant $f = f_2$ dans l'expression de $|H(j\omega)|$, on obtient $G_{dB} = 20 \cdot \log|H(j\omega)| = -19,7$ dB.

On peut aussi prendre pour condition limite le fait que l'asymptote passe par le point de fréquence f_2 et de gain -15 dB (avec un gain à basse fréquence $G_{dB} = 0$ dB).

La prise en compte d'une pente à -40 dB/décade amène alors l'équation déterminant la fréquence de brisure f_0 : $-40 \cdot \log(f_2/f_0) = -15$ dB dont on tire $f_0 = f_2 \cdot 10^{(-15/40)}$ (sic) soit numériquement $f_0 = 2,6$ kHz.



Le bon sens peut amener à choisir finalement f_0 située entre ces deux valeurs limites, soit par exemple par la moyenne géométrique (la mieux adaptée pour ces évolutions de type logarithmique...): $f_0 = \sqrt{2,0 \times 2,6} = 2,3 \text{ kHz}$.

7. Filtre déphaseur.

Aucune considération n'est nécessaire concernant le fonctionnement du transformateur à point milieu. Il suffit de prendre en compte le fait qu'il délivre en sortie deux tensions identiques U_e respectivement entre les bornes AO et OB.

Ecrivons les lois de mailles sur le dispositif :

Dans la maille OAS : $U_e = Ri + U_s$

Dans la maille OSB : $U_e = (1/jC\omega).i - U_s$ (attention aux orientations)

En éliminant i entre les deux équations, on obtient :

$$\frac{U_s}{U_e} = \frac{1 - jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

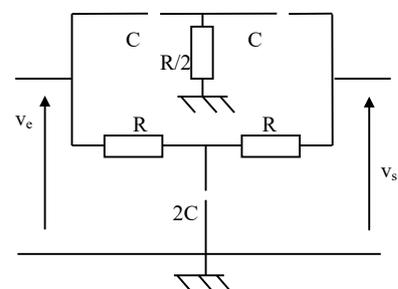
Le rapport des modules est le module des rapports : $\left| \frac{U_s}{U_e} \right| = \frac{|1 - jRC\omega|}{|1 + jRC\omega|} = \frac{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} = 1$

L'avance de phase de $u_s(t)$ par rapport à $u_e(t)$ est $\varphi = \arg(1 - jRC\omega) - \arg(1 + jRC\omega) = -2 \operatorname{atan}(RC\omega)$.

L'intérêt de ce montage est d'introduire un déphasage entre sortie et entrée, dont la valeur est réglable à volonté (par exemple en jouant sur C) tout en ayant même amplitude des tensions d'entrée et de sortie. Ceci peut trouver une application en électrotechnique, pour l'alimentation des bobinages de moteurs électriques.

8. Coupe bande.

8. Coupe-bande :

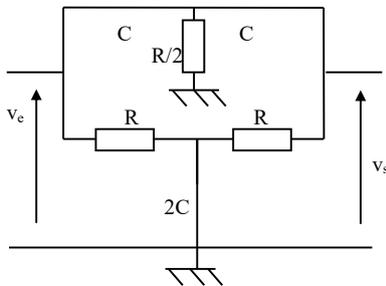


1. Réponse du filtre en basse fréquence :

Condensateurs analogues à des interrupteurs ouverts.

Aucun courant dans la branche contenant les résistances R sur la sortie, donc pas de d.d.p. entre l'entrée et la sortie, donc en basse fréquence $v_s = v_e$.

Réponse du filtre en haute fréquence :



Condensateurs analogues à des court-circuit ; pas de d.d.p. entre l'entrée et la sortie, donc en haute fréquence $v_s = v_e$.

Il s'agit d'un filtre passif, pour lequel le gain en module $H < 1$ (soit en dB : $G_{dB} < 0$ dB).

Le gain doit donc s'affaïsser dans une bande de fréquence située entre basse fréquence et haute fréquence.

Il s'agit donc bien d'un filtre coupe-bande.

2. La fonction de transfert du filtre s'écrit sous la forme :

L'expression fournie de la fonction de transfert amène pour le module du gain du filtre :

$$|H(j\omega)| = \frac{|1 - (RC\omega)^2|}{\left|1 + j \cdot \frac{RC\omega}{Q} + (jRC\omega)^2\right|} \quad \text{avec } Q = 1/4.$$

Cette quantité s'annule pour $RC\omega = 1$ soit pour une fréquence $f_0 = 1/(2\pi RC)$.

La résistance R est fixée à 68 kΩ, la valeur à choisir pour C afin d'obtenir $f_0 = 50$ Hz est $C = 1/(2\pi Rf_0) = 46,8$ nF.

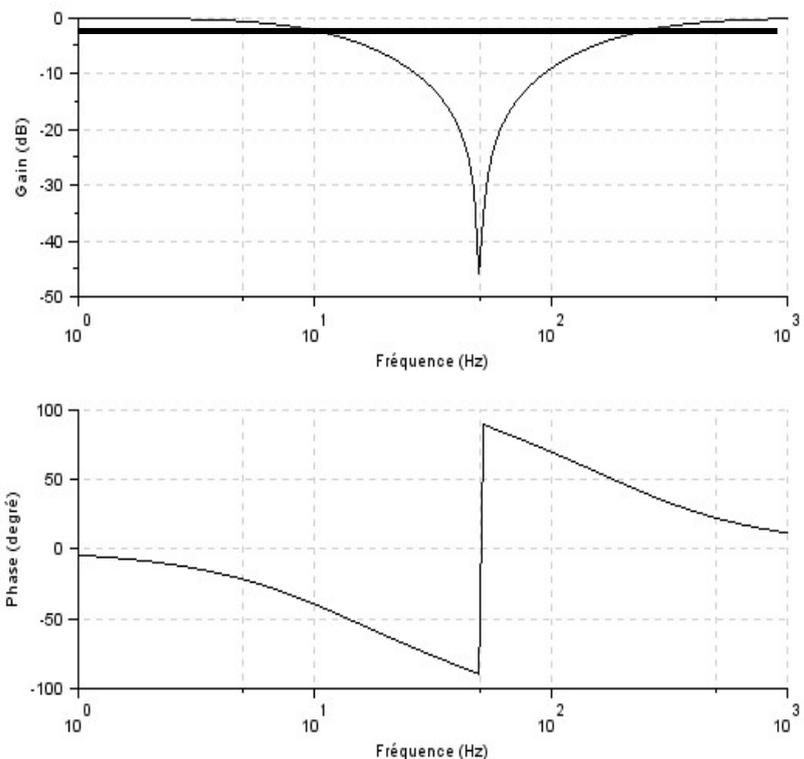
La sélectivité du filtre est déterminée par le paramètre Q avec $Q = f_0 / \Delta f$.

où f_0 est la fréquence centrale de la bande coupée. On lit en effet $f_0 = 50$ Hz.

Δf est la largeur de l'intervalle de fréquences pour lesquels le gain est inférieur à -3 dB.

On relève les valeurs de fréquence pour lesquelles le gain vaut -3 dB : (attention à l'échelle logarithmique).

$f_1 \approx 10$ Hz et $f_2 \approx 200$ Hz car cette fréquence est située sur le graphe logarithmique à 1/3



de l'intervalle entre 10^2 et 10^3 et $10^{(1/3)} = 2$.

On obtient numériquement :

$$Q \approx 50/190 = 0,26.$$

La courbe de gain obtenue à partir d'une simulation numérique est tronquée : le gain en décibel devrait devenir infiniment négatif en $f_0 = 50$ Hz (puisque le gain en module est sensé s'annuler).

La courbe de phase fournie, obtenue à partir d'une simulation numérique présente une discontinuité au voisinage de la fréquence $f = 50$ Hz. Ce résultat est dû au caractère non bijectif de la fonction arctan, qui renvoie des angles à π près (en radians).

En fait la courbe devrait être modifiée en tenant compte d'une continuité de φ en $f_0 = 50$ Hz, ce qui conduit à translater les valeurs de φ de $-\pi$ rad = -180° pour $f > 50$ Hz.

Ceci amènera ainsi φ à tendre vers $-\pi$ rad = -180° pour les grandes fréquences.

3. Un signal comportant trois termes de même amplitude 1,0 V et de fréquences respectives 50 Hz, 100 Hz et 1000 Hz est appliqué à l'entrée du filtre. En exploitant le diagramme de Bode fourni, on détermine les amplitudes et déphasages obtenus en sortie.

- pour $f = 50$ Hz : $U_1 = 0$ V ; $\varphi_1 = -90^\circ$
- pour $f = 100$ Hz : $G_{dB} \approx -9$ dB donc $U_2 \approx 1,0 \cdot 10^{(-9/20)} = 0,35$ V ; $\varphi_2 = 70^\circ - 180^\circ = -110^\circ$
- pour $f = 1000$ Hz : $G_{dB} \approx 0$ dB donc $U_3 \approx 1,0$ V ; $\varphi_3 \approx 10^\circ$