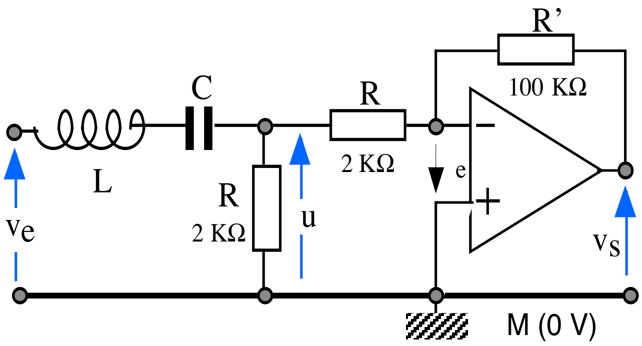
[1]AMPLIFICATEUR PASSE-BANDE DU 2° ORDRE

On veut réaliser un filtre passe-bande du deuxième ordre utilisant un amplificateur opérationnel. On exploite à cet effet les propriétés de sélectivité du circuit résonant série. Le schéma du montage est donné en figure 1 où la tension d'excitation v_e est sinusoïdale avec une amplitude fixe et une fréquence f variable. L'amplificateur opérationnel est supposé parfait.

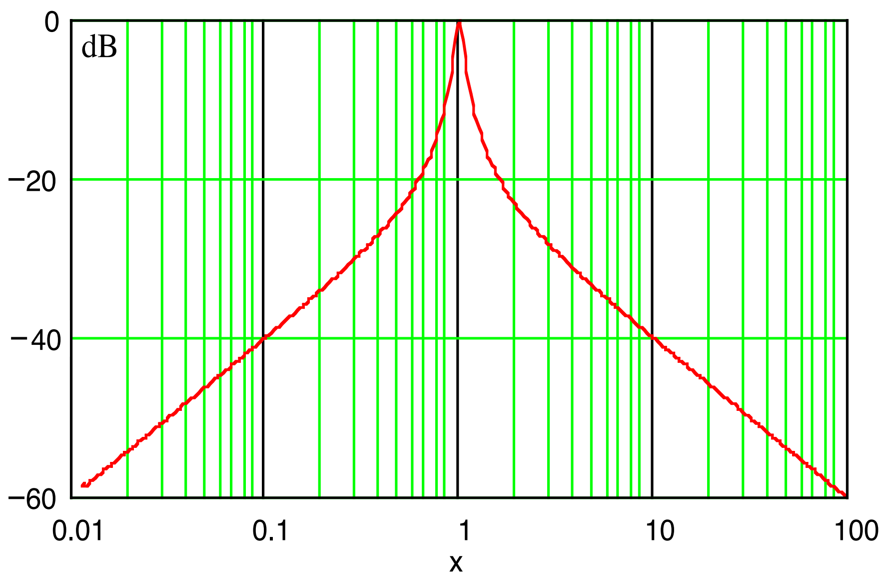


1) Montrer que le rapport des tensions u / v_e peut se mettre sous la forme :

$$\frac{u}{v_e} = \frac{j\,2\,m\,x}{1 - x^2 + j\,2\,m\,x} \quad (1)$$

$$avec : L\,C\omega_0^2 = 1,\; x = \frac{\omega}{\omega_0} \text{ fréquence réduite et } m = \frac{1}{2\,Q} \text{ coefficient d'amortissement}$$

2) Calculer pour x -> 0+ et x -> +∞, les asymptotes à la courbe de réponse du module de l'équation (1) donnée ci-dessous pour un coefficient d'amortissement : m = 1/20



---

[1] http://rouxphi3.perso.cegetel.net

3) En conservant la forme de la relation (1), déterminer l'expression du gain en tension $A_1(x)$ du montage complet.
Quel est le gain maximal $A_{1\,max}$ et comment obtenir simplement la courbe de réponse ?

4) Application : on désire obtenir un amplificateur passe-bande (ou sélectif) accordé sur la fréquence f_0=160 Hz avec une bande passante Δf = 16 Hz. Calculer la valeur de la self- inductance L et de la capacité C. Que pensez-vous du résultat ?

Compte tenu de la valeur excessive de la self-inductance, l'amplificateur passe-bande peut être réalisé sans utiliser de self-inductance comme indiqué en figure 2 (structure de Rauch).

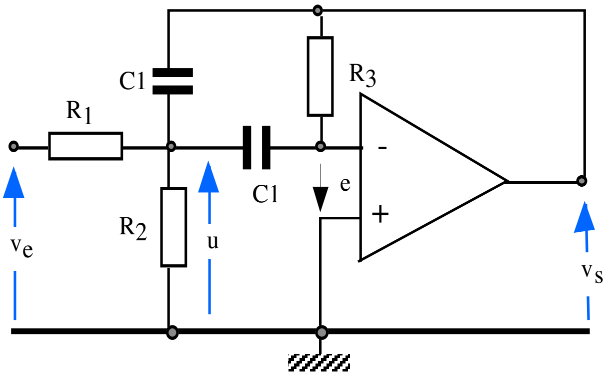


Figure 2

5) Déterminer l'expression du gain en tension $A_2(\omega)$ du montage en utilisant de préférence les conductances G_1 et G_2 et G_3 associées aux résistances correspondantes.
Organiser votre calcul pour donner à $A_2(\omega)$ une configuration semblable à celle du gain $A_1(x)$.

6) Sachant que les montages donnés en figures 1 et 2 doivent posséder les mêmes propriétés, calculer par identification entre $A_1(x)$ et $A_2(\omega)$, l'expression des trois résistances R_1, R_2 et R_3 en fonction de $A_{1\,max}$, ω_0, m et C_1.
Faire l'application numérique pour $C_1 = 0.1\ \mu$F.

CORRECTION

Q1 : Il faut tenir compte de la résistance d'entrée de l'A.O.P. c'est-à-dire la résistance R connectée sur l'entrée -. Cette résistance vient donc en parallèle avec la résistance R connectée entre le condensateur C et la masse. On posera donc : R_{eq} = R//R = R/2.
On obtient alors un diviseur de tension tel que :

$$\frac{u}{v_e} = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + j\omega L + \dfrac{1}{j\omega C}} \qquad \text{soit : } \frac{u}{v_e} = \frac{j\omega C R_{eq}}{j\omega C R_{eq} + j^2\omega^2 L^2 + 1}$$

Introduisons le coefficient de qualité Q du circuit RLC série : $Q = \dfrac{1}{R_{eq} C\omega_0} = \dfrac{1}{2m}$.

On en déduit : $R_{eq}C = \dfrac{2m}{\omega_0}$

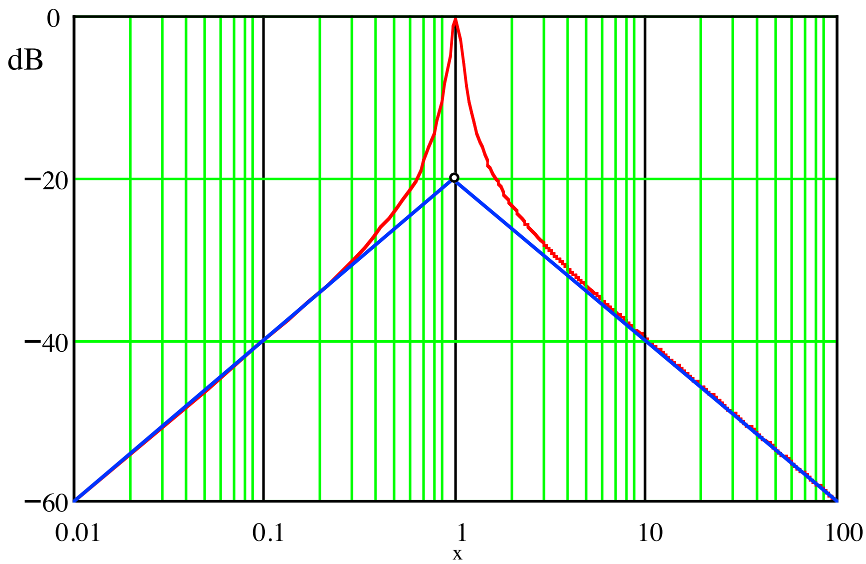
Dans ces conditions on obtient facilement : $\boxed{\dfrac{u}{v_e} = \dfrac{2jmx}{1 - x^2 + 2jmx}}$

Q2 : Pour x-> 0, $\dfrac{u}{v_e} \to j2mx$ soit : $\left|\dfrac{u}{v_e}\right|_{dB} = 20\log(2mx)$

Avec m = 1/20, cette asymptote passe par –20dB pour x = 1 et possède un coefficient directeur de 20 dB/décade.

Pour x-> ∞, $\dfrac{u}{v_e} \to \dfrac{j2mx}{-x^2} = \dfrac{1}{j\dfrac{x}{2m}}$ soit $\left|\dfrac{u}{v_e}\right|_{dB} = -20\log(\dfrac{x}{2m})$

Avec m = 1/20, l'asymptote passe par –20dB pour x = 1 et possède un coefficient directeur de -20 dB/décade.



Q3 : Pour le montage complet : $\boxed{A_1(x) = \frac{v_s}{v_e} = A_0 \frac{2jmx}{1 - x^2 + 2jmx}}$ avec : A_0 = -R'/R

Le gain maximal est obtenu pour x = 1 soit : A_{1max} = - 50 ou 34 dB. On obtient la nouvelle courbe de réponse par une translation de 34 dB vers le haut.

Q4 : L = 9,95 H self inductance énorme ! C = 0,1 µF.

Q5 : Equation au nœud d'entrée : $(v_e - u)G_1 - uG_2 + (v_s - u)j\omega C_1 - uj\omega C_1 = 0$

Sur l'entrée – de l'A.O.P : $0 = j\omega C_1 u + v_s G_3$ soit : $u = -v_s \frac{G_3}{j\omega C_1}$

On obtient alors :

$$\boxed{A_2(\omega) = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{j\omega \frac{G_1 C_1}{G_3(G_1 + G_2)}}{1 - \omega^2 \frac{C_1^2}{G_3(G_1 + G_2)} + j\omega \frac{2C_1}{G_1 + G_2}}}$$

Q6 : Par identification :

- $G_1 = 2A_0 m C_1 \omega_0$
- $G_2 = \frac{C_1 \omega_0}{m}(1 - 2m^2 A_0)$
- $G_3 = mC_1 \omega_0$

R_1 = 2 kΩ R_2 = 663 Ω R_3 = 200 kΩ