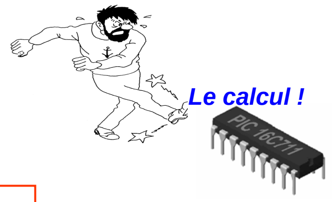
ELECTRONIQUE / ROBOTIQUE.

"2018" "Modifié" PDF

Les Filtres en Electronique !

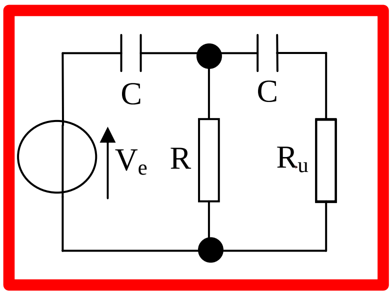
Mon corrigé...



Exercice n°1

L'équivalent Thévenin du circuit entre A et B est :

$$\boxed{E_{Th} = \frac{R}{Z_c + R} V_e} \quad \text{et} \quad \boxed{R_{Th} = Z_c + \frac{Z_c R}{Z_c + R}}$$



La tension au borne de Ru s'écrit

$$\boxed{V_S = E_{Th} \frac{R_u}{R_u + R_{th}}} \quad \text{soit} \quad \boxed{V_S = \frac{RR_u}{R_u(Z_c + R) + Z_c(Z_c + R) + Z_c R} V_e}$$

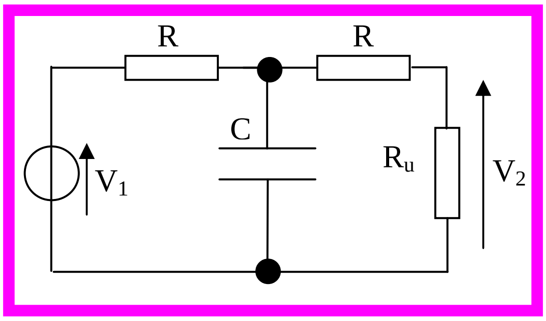
Sachant que $\boxed{Z_c = \frac{1}{jC\omega}}$ on obtient $V_S = \dfrac{RR_u}{R_u(\frac{1}{jC\omega} + R) + Z_c(\frac{1}{jC\omega} + R) + \frac{1}{jC\omega} R} V_e$

La fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ s'écrit $\underline{H}(j\omega) = \dfrac{jRC\omega(R_u / R)}{\frac{R_u}{R}(1 + jRC\omega) + \frac{1}{jRC\omega}(1 + jRC\omega) + 1}$ et en posant

$\boxed{x = RC\omega}$ et $\boxed{\alpha = R_u / R}$ on obtient $\underline{H} = (j\omega) = \dfrac{jx\alpha}{\alpha(1 + jx) + \frac{1}{jx}(1 + jx) + 1}$ ou

$$\boxed{\underline{H}\ (j\omega) = \frac{x^2\alpha}{\alpha x^2 - (2 + \alpha) jx - 1}}$$

Exercice n°2



L'équivalent Thévenin du circuit entre A et B est :

$$\boxed{E_{Th} = \frac{Z_c}{Z_c + R} V_1} \quad \text{et} \quad \boxed{R_{Th} = R + \frac{Z_c R}{Z_c + R}}$$

$$V_2 = E_{Th} \frac{R_u}{R_u + R_{th}} \quad \text{soit} \quad V_2 = \frac{Z_c R_u}{R_u(Z_c + R) + R(Z_c + R) + Z_c R} V_1 \quad V_2 = \frac{R_u}{R_u(1 + \frac{R}{Z_c}) + R(1 + \frac{R}{Z_c}) + R} V_1$$

La tension aux bornes de Ru s'écrit

Sachant que: $\boxed{Z_c = \frac{1}{jC\omega}}$, on obtient $V_2 = \dfrac{R_u}{R_u(1 + jRC\omega) + R(1 + jRC\omega) + R} V_1$

La fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ s'écrit $\boxed{\underline{H}(j\omega) = \dfrac{R_u}{2R + R_u + jRC\omega(R_u + R)}}$

et le gain $g = |\underline{H}(j\omega)| = \dfrac{R_u}{\sqrt{(2R + R_u)^2 + R^2C^2\omega^2(R_u + R)^2}}$ en fonction de $\boxed{x \quad RC\omega}$ on trouve ?

$g(\omega) = \dfrac{R_u}{\sqrt{(2R + R_u)^2 + x^2(R_u + R)^2}}$ ou encore $\boxed{g(\omega) = \dfrac{1}{\sqrt{(1 + 2\frac{R}{R_u})^2 + x^2(1 + \frac{R}{R_u})^2}}}$

Exercice n°3 : Filtre en double " T ".

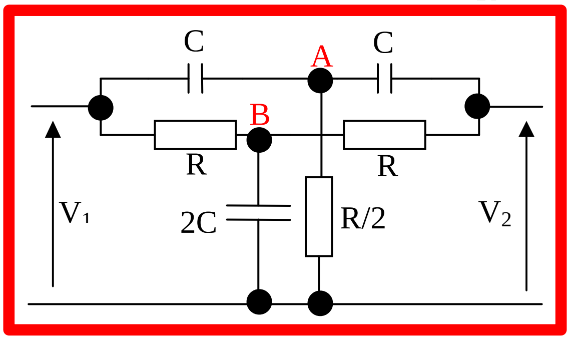
1 méthode : Application du théorème de Kennelly.

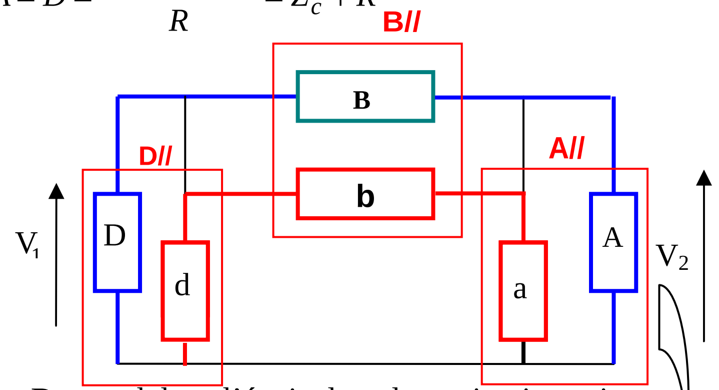
Le premier circuit en T(R,R,2C) est équivalent au circuit en Π(a,b,c) avec: $b = \frac{R^2 + 2RZ_{2C}}{Z_{2c}}$ où

$Z_{2C} = \frac{1}{2jC} = \frac{Z_c}{2}$ on écrit: $b = \frac{2(R^2 + RZ_c)}{Z_c}$ $a = c = \frac{(R^2 + RZ_c)}{R} = R + Z_c$

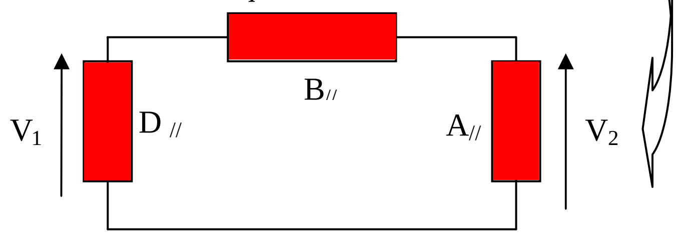
Le deuxième circuit en T(C,C,R/2) est équivalent au circuit Π (A,B,D) avec :

$$B = \frac{2(Z_c^2 + RZ_c)}{R} \quad \text{et} \quad A = D = \frac{(Z_c^2 + RZ_c)}{R} = Z_c + R$$





et D avec d donc l'équivalent de ce circuit serait:



avec $\begin{cases} A_{//} = \dfrac{Z_c + R}{2} \\ B_{//} = 2\dfrac{(Z_c + R)RZ_c}{Z_c^2 + R^2} \end{cases}$

Par application du diviseur de tension on trouve:

$$V_2 = V_1 \frac{A}{A+B} = V_1 \frac{\frac{Z_c + R}{2}}{\frac{Z_c + R}{2} + 2\frac{(Z_c + R)RZ_c}{Z_c^2 + R^2}} \qquad V_2 \quad V_1 \frac{Z_c^2 + R^2}{Z_c^2 + R^2 + 4RZ_c}$$

on aboutit à la fonction de transfert: $H = \frac{Z_c^2 + R^2}{Z_c^2 + R^2 + 4RZ_c}$ ou $\underline{H}(j\omega) = \frac{1 - R^2C^2\omega^2}{1 + 4jRC\omega - R^2C^2\omega^2}$ et en fonction de $x = RC\omega$ on trouve:

$$\boxed{\underline{H}(j\omega) = \frac{1 - x^2}{1 - x^2 + 4jx}}$$

c'est un filtre passe-bas d'ordre 2, de fréquence propre: $\boxed{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{RC}}}$

et de facteur de qualité: $\boxed{Q = 1/4}$

2^ème méthode : Application du théorème de Millman.

$$V_A = \frac{\frac{V_2}{ZC} + \frac{1}{Z_c} + \frac{0}{R/2}}{\frac{2}{Z_c} + \frac{2}{R}} = \frac{jC\omega(V_1 + V_2)}{2jC\omega + \frac{2}{R}} \quad ; \quad V_B = \frac{\frac{V_2}{R} + \frac{V_1}{R} + \frac{0}{Z_c/2}}{\frac{2}{Z_c} + \frac{2}{R}} = \frac{(V_1 + V_2)}{2(jRC\omega + 1)}$$

$$V_2 = \frac{\frac{V}{Z_c} + \frac{V_B}{R}}{\frac{1}{Z_c} + \frac{1}{R}} = \frac{jRC\omega V_A + V_B}{jRC\omega + 1} \qquad \text{soit:} \qquad V_2\left(1 - \frac{(jRC\omega)^2 + 1}{2(jRC\omega + 1)^2}\right) = \frac{(jRC\omega)^2 + 1}{2(jRC\omega + 1)^2} V_1$$

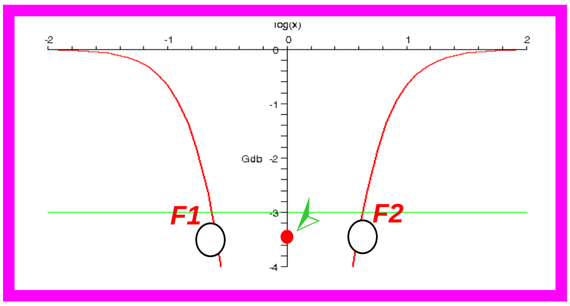
$$V_2\left(\frac{(jRC\omega)^2+4jRC\omega+1)}{2(jRC\omega+1)^2}\right)=\frac{(jRC\omega)^2+1}{2(jRC\omega+1)^2}V_1 \;;\quad \underline{H}(j\omega)=\frac{1-R^2C^2\omega^2}{1+4jRC\omega-R^2C^2\omega^2}$$

$$\boxed{\underline{H}(j\omega)=\frac{1-x^2}{1+4jx-x^2}}$$

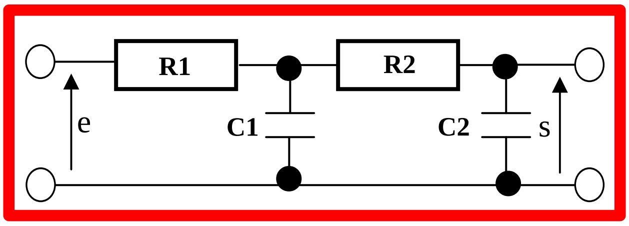
c'est un filtre passe-bande d'ordre 2 caractérisé par: $\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{RC}}$ et

$1/4$, Le gain s'écrit:

$$\boxed{g(\omega)=\frac{1-x^2}{\sqrt{(1-x^2)^2+16x^2}}}\qquad \boxed{g(\omega)=\frac{1}{\sqrt{(1+\dfrac{16x^2}{(1-x^2)^2}}}}$$



Exercice n°4 : Biporte RC du second ordre.



$$H=\frac{Z_{c1}//(R2+Z_{C2})}{R1+Z_{c1}//(R2+Z_{C2})}\quad \text{avec}\quad Z_1//(R2+Z_{C2})=\frac{Z_{c1}(R2+Z_{C2})}{Z_{c1}+(R2+Z_{C2})}$$

$$H=\frac{\dfrac{Z_{c1}(R2+Z_{C2})}{Z_{c1}+(R2+Z_{C2})}}{R1+\dfrac{Z_{c1}(R2+Z_{C2})}{Z_{c1}+(R2+Z_{C2})}}=\frac{Z_{c1}(R2+Z_{C2})}{R1(Z_{c1}+R2+Z_{C2})+Z_{c1}(R2+Z_{C2})}=\frac{1}{R1(\dfrac{1}{R2+Z_{C2}}+\dfrac{1}{Z_{c1}})+1}$$

$$\underline{H}(j\omega)=\frac{1}{\dfrac{jR_1C_2\omega}{jR_2C_2\omega+1}+jR_1C_1\omega+1}\qquad \boxed{\underline{H}(j\omega)=\frac{1}{1-R_1C_1R_2C_2\omega^2+j(R_1C_2+R_1C_1+R_2C_2)\omega}}$$

2°) $\underline{H}(j\omega)=\dfrac{1}{(1+j\dfrac{\omega}{a})(1+j\dfrac{\omega}{b})}=\dfrac{1}{1+j(\dfrac{\omega}{a}+\dfrac{\omega}{b})-\dfrac{\omega^2}{ab}}$ soit: $\dfrac{1}{ab}=R_1C_1R_2C_2$ ou $ab=\left(\dfrac{1}{R_1C_1}\right)\left(\dfrac{1}{R_2C_2}\right)$

et: $\dfrac{1}{a}\;\dfrac{1}{b}=R_1C_2+R_1C_1+R_2C_2$ soit: $a+b=\left(\dfrac{1}{R_2C_1}\right)+\left(\dfrac{1}{R_2C_2}\right)+\left(\dfrac{1}{R_1C_1}\right)$

$$\boxed{X^2-\left(\frac{1}{R_2C_1}+\frac{1}{R_2C_2}+\frac{1}{R_1C_1}\right)X+\left(\frac{1}{R_2C_2}+\frac{1}{R_1C_1}\right)=0}$$

3°) On se place dans le cas où : $\boxed{R_1=R_2=R\;;\;C_1=C_2=C}$

La fonction de transfert s'écrit $\underline{H}(j\omega)=\dfrac{1}{1-R^2C^2\omega^2+3jRC\omega}$; on pose $x=RC\omega$ on trouve

$$\boxed{\underline{H}(j\omega)=\frac{1}{1-x^2+3jx}}$$

C'est un filtre passe bas d'ordre 2 caractérisé par Q=1/ 3 et $\omega_0=1/RC$

Le gain s'écrit : $g(\omega)=\left|\underline{H}(j\omega)\right|=\dfrac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2+9x^2}}$ pour déterminer la pulsation de coupure on écrit:

$$\frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2+9x_c^2}}=\frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{soit:} \quad (1-x_c^2)^2+9x_c^2=2 \qquad x_c^4+7x_c^2-1=0 \qquad \boxed{x_c=\left[\frac{\sqrt{53}-7}{2}\right]^{1/2}\approx 0\ 37}$$

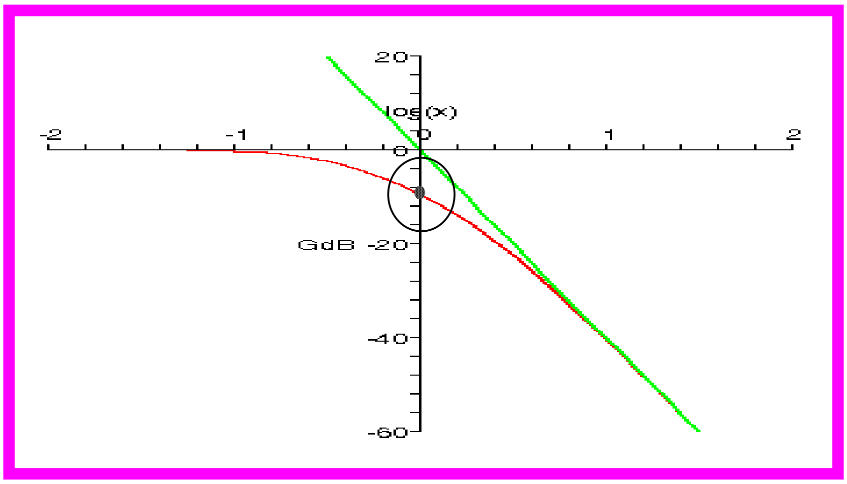
ce qui donne $\omega_c=0{,}37\omega_0$ ou encore $\boxed{\omega_c=\dfrac{0{,}37}{RC}}$

La courbe de réponse en gain $G_{dB}=-10\,log\left[(1-x^2)^2+9x^2\right]$

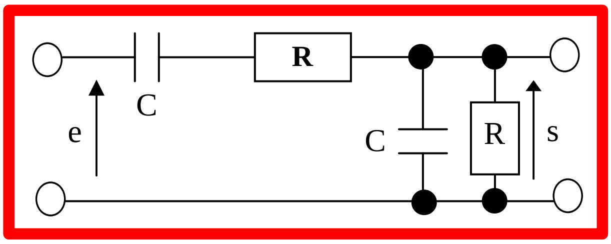
En basse fréquence: une asymptote $\boxed{G_{dB}^{BF}=0}$

En haute fréquence: une asymptote $\boxed{G_{dB}^{HF}=-40\,log\,x}$

Pour x=1 $\boxed{G_{dB}=-10\,log\,9=-9{,}5}$



Exercice n°5 : Pont de Wien.



1) La fonction de transfert $\underline{H}(j)=\dfrac{\underline{s}}{\underline{e}}$ du montage s'écrit: $H=\dfrac{Z_c//R}{(R+Z_c)+Z_c//R}$ avec:

$$Z_c//R=\frac{Z_cR}{R+Z_c} \quad \text{donc } H=\frac{\frac{Z_cR}{R+Z_c}}{(R+Z_c)+\frac{Z_cR}{R+Z_c}}=\frac{Z_cR}{(R+Z_c)^2+Z_cR} \qquad \underline{H}(j\omega)=\frac{\frac{1}{jRC\omega}}{(1+\frac{1}{jRC\omega})^2+\frac{1}{jRC\omega}}$$

en fonction de en fonction $x = RC\omega$ $\quad \underline{H}(j\omega) = \dfrac{\dfrac{1}{jx}}{(1+\dfrac{1}{jx})^2 + \dfrac{1}{jx}}$ $\quad \boxed{\underline{H}(j\omega) = \dfrac{1}{3 + j(x - \dfrac{1}{x})}}$

C'est l'équation canonique d'un filtre passe bande caractérisé par caractérisé par Q=1/ 3 et $\omega_0 = 1/RC$

2) La réponse en gain s'écrit: $g = \dfrac{1}{\sqrt{9+(x-\dfrac{1}{x})^2}}$ et en Décibel $G_{dB} = -10\log\left[9+(x-\dfrac{1}{x})^2\right]$

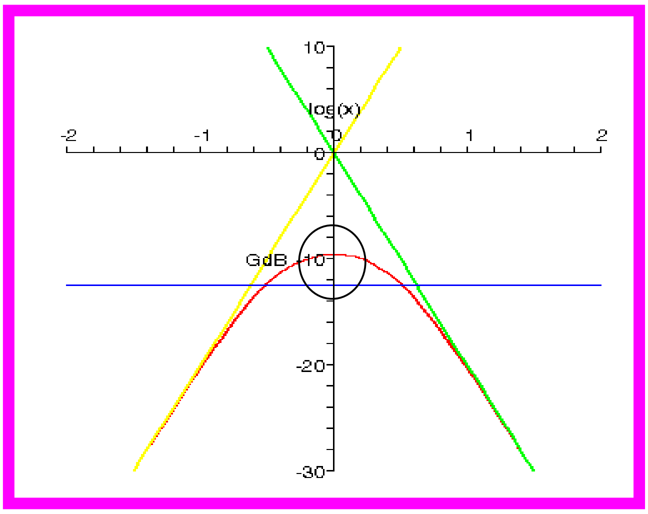
Bande passante : $\dfrac{1}{\sqrt{9+(x-\dfrac{1}{x})^2}} = \dfrac{1}{3\sqrt{2}} \implies 9+(x-\dfrac{1}{x})^2 = 18 \implies (x-\dfrac{1}{x})^2 = 9 \implies (x-\dfrac{1}{x} = \pm 3$

$x^2 \pm 3x - 1 = 0$ en ne conservant que les racines positives on trouve $\boxed{x_1 = \dfrac{3+\sqrt{9+4}}{2}}$; $\boxed{x_2 = \dfrac{-3+\sqrt{9+4}}{2}}$

Et la bande passante ω est donné par: $\boxed{\Delta x = \dfrac{\Delta}{\omega_0} = x_1 - x_2 = 3 \quad \text{soit:}}$

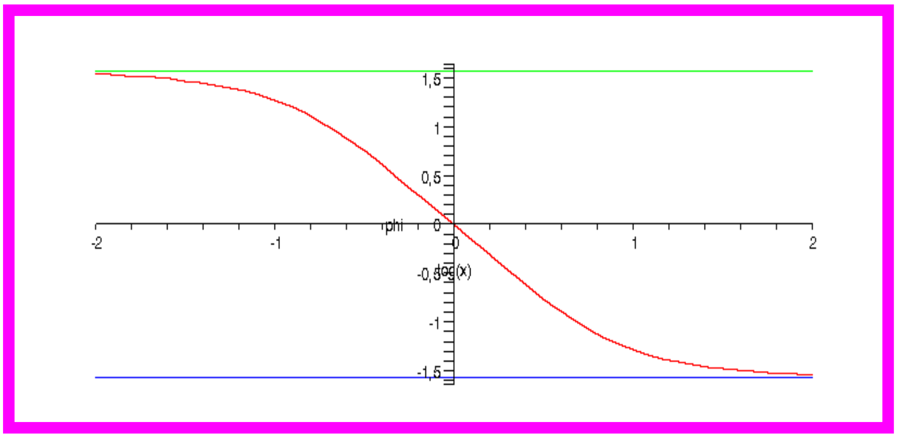
La courbe de réponse en gain $G_{dB} = -10\log\left[9+\left(x-\dfrac{1}{x}\right)^2\right]$ admet : $\boxed{\Delta\omega = \dfrac{3}{RC}}$

- En basse fréquence: une asymptote $\boxed{G_{dB}^{BF} = 20\log x}$
- En haute fréquence: une asymptote $\boxed{{}^{HF}_{dB} = -20\log x}$
- Pour x=1 $\boxed{G_{dB} = -10\log 9 = -9{,}5}$

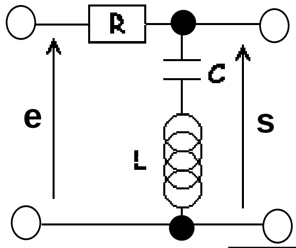


3) L'argument de la fonction de transfert : $\boxed{\varphi = \arg[\underline{H}(j\omega)] = -arctg\,\dfrac{(x-\dfrac{1}{x})}{3}}$

- En basse fréquence une asymptote $\boxed{\varphi^{BF} = \dfrac{\pi}{2}}$
- En haute fréquence une asymptote $\boxed{\varphi^{BF} = -\dfrac{\pi}{2}}$
- Pour x=1 $\boxed{\varphi(x=1) = 0}$



Exercice n°6 Circuit coupe bande du second ordre.



1°) La fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)=\dfrac{\underline{s}}{\underline{e}}$ du montage s'écrit: $\boxed{H=\dfrac{Z_c+Z_L}{R+Z_c+Z_L}}$ ou

$$\underline{H}(j\omega)=\frac{\dfrac{1}{jC\omega}+jL\omega}{R+\dfrac{1}{jC\omega}+jL\omega}=\frac{1-LC\omega^2}{1-LC\omega^2+jCR\omega}$$ et en fonction de x $$\boxed{\underline{H}(j\omega)=\frac{1-x^2}{1-x^2+jx/Q}}$$

2°) Le gain en dB s'écrit: $G_{dB}=20\log\left|\underline{H}(j\omega)\right|$ $$\boxed{G_{dB}=20\log\frac{\left|1-x^2\right|}{\sqrt{\left(1-x^2\right)^2+\left(x/Q\right)^2}}}$$

Le comportement asymptotique de G_{dB} :

- En basse fréquence: une asymptote $\boxed{G_{dB}^{BF}\rightarrow 0}$
- En haute fréquence: une asymptote $\boxed{G_{dB}^{HF}\rightarrow 0}$
- Pour x=1 $\Longrightarrow$ $\boxed{G\rightarrow-\infty}$

3°) Pour déterminer les limites de la bande de *réjection*. on écrit : $\boxed{H\quad\dfrac{H_{max}}{\sqrt{2}}}$ soit:

$$\frac{\left|1-x^2\right|}{\sqrt{\left(1-x^2\right)^2+\left(x/Q\right)^2}}\le\frac{1}{\sqrt{2}}\Longrightarrow\frac{\left(1-x^2\right)^2}{\left(1-x^2\right)^2+\left(x/Q\right)^2}\le\frac{1}{2}\Longrightarrow 2\left(1-x^2\right)^2\le\left(1-x^2\right)^2+\left(x/Q\right)^2$$

$$;\ \left(1-x^2\right)^2\le\left(x/Q\right)^2\Longrightarrow\left(x^2-x/Q-1\right)\left(x^2+x/Q-1\right)\le 0$$

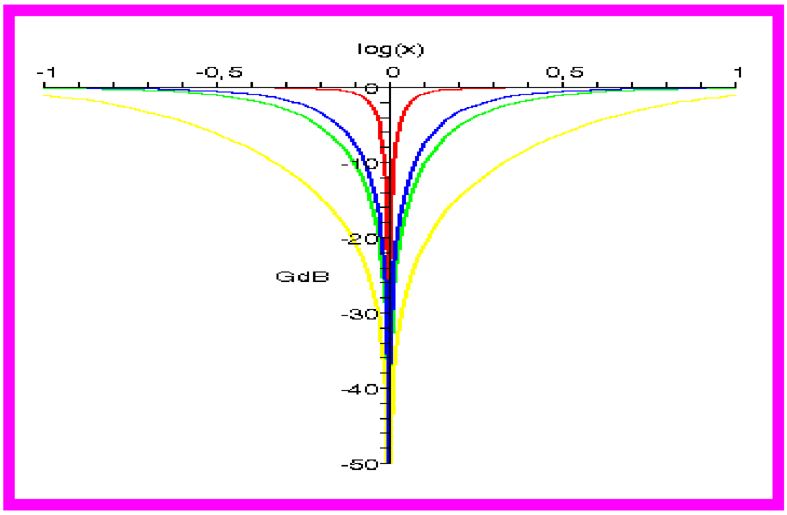
ont pour racines : $\boxed{x=1/2Q\pm\sqrt{1/4Q^2+1}\quad\text{et}\quad x=-1/2Q\pm\sqrt{1/4Q^2+1}}$ et en gardant que les racines positifs on trouve les limites de la bande de ***réjection*** soit:

$\boxed{x_1=1/2Q+\sqrt{1/4Q^2+1}}$ et

$\boxed{x_2=-1/2Q+\sqrt{1/4Q^2+1}}$

$\boxed{\Delta x=x_1-x_2=1/Q}$ $\boxed{\Delta\omega=\omega_0/Q}$

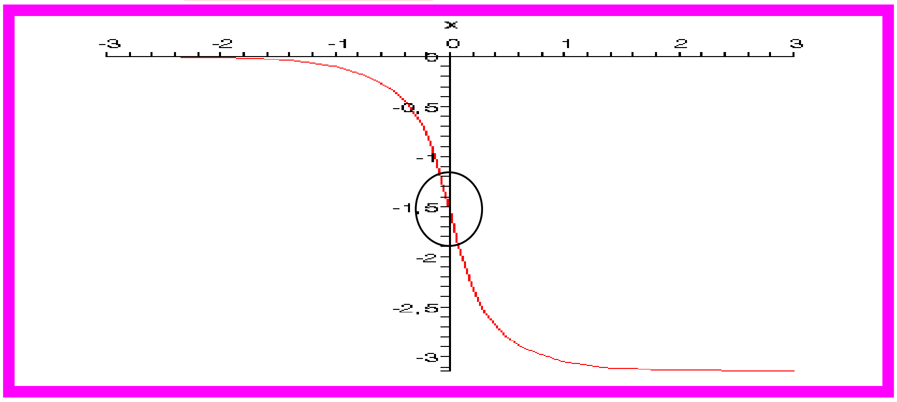
Le tracé la courbe de réponse en gain en fonction de $X=\log x$ et de la valeur de Q :



3) L'argument de la fonction de transfert :

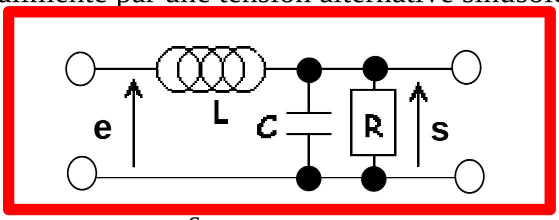
$$\varphi = arg\left[\underline{H}(j\omega)\right] = \begin{cases} -arctg\dfrac{x}{Q(1-x^2)} & pour \quad x<1 \\ -\pi - arctg\dfrac{x}{Q(1-x^2)} & pour \quad x>1 \end{cases}$$

- A basse fréquence: une asymptote $\boxed{\varphi^{BF} = 0}$
- A haute fréquence: une asymptote $\boxed{\varphi^{BF} = -\pi}$
- Pour x=1 $\boxed{\varphi(x=1) = -\pi/2}$



Exercice n°7 : Circuit passe bas du second ordre.

On considère le circuit ci-dessous, alimenté par une tension alternative sinusoïdale *e* d'amplitude constante.



1.Déterminer la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega) = \dfrac{\underline{s}}{\underline{e}}$ du montage en fonction de $x = \dfrac{\omega}{\omega_0}$ avec $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$ et

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} \qquad H = \frac{Z_c // R}{Z_L + Z_c // R} \qquad H = \frac{\dfrac{Z_c R}{R+Z_c}}{Z_L + \dfrac{Z_c R}{R+Z_c}} = \frac{Z_c R}{RZ_L + Z_L Z_c + Z_c R}$$

$$H = \frac{R}{R\dfrac{Z_L}{Z_c} + Z_L + R} = \frac{1}{1 - LC\omega^2 + j\dfrac{L\omega}{R}} \qquad \boxed{H = \frac{1}{1-x^2+jQx}}$$

2°) $G_{dB} = 20\log\left|\underline{H}(j\omega)\right|$ $\boxed{GdB = -10\log\left[(1-x^2)^2 + (Qx)^2\right]}$

Le comportement asymptotique de G_{dB} :

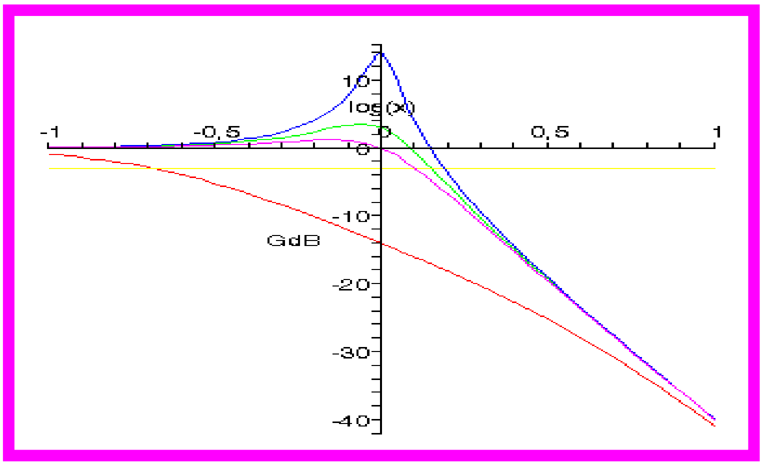
$$\begin{cases} \text{En basse fréquence une asymptote } \boxed{G_{dB}^{BF} \rightarrow 0} \\ \text{En haute fréquence une asymptote } \boxed{G_{dB}^{HF} \rightarrow -40\log x} \\ \text{Pour x=1 } \boxed{G_{dB} = -20\log Q} \end{cases}$$

La courbe GdB passe par un maximum lorsque $y=(1-x^2)^2+(Qx)^2$ est maximum soit $\frac{dy}{dx}=0$

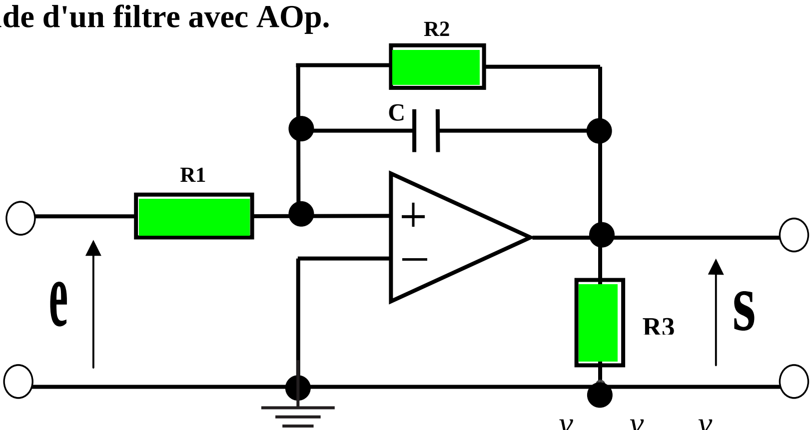
$\frac{dy}{dx}=(1-x^2)(-4x)+2Q^2x=4x(\frac{Q^2}{2}-1+x^2) \Longrightarrow x_{max}=\sqrt{1-Q^2/2}<1$ la courbe présente un maximum pour $Q<\sqrt{2}$ le coordonnées du maximum sont $X=\log x_{max}<0$ et $Y=-10\log(Q^2 \frac{Q^4}{4})$

3°) La courbe de réponse en gain log x.

FITRE PASSE BAS DU SECOND ORDRE



Exercice n°8 : Etude d'un filtre avec AOp.



1°) Par application du théorème de Millman on trouve $v_+=\dfrac{\frac{v_s}{R_2}+\frac{v_s}{Z_c}+\frac{v_e}{R_1}}{\frac{1}{R_2}+\frac{1}{Z_c}+\frac{1}{R_1}}=0 \Longrightarrow \frac{v_s}{R_2}+\frac{v_s}{Z_c}+\frac{v_e}{R_1}=0$

$\boxed{\frac{v_s}{ve}=-\frac{R_2Z_c}{R_1(R_2+Z_c)}} \Longrightarrow \underline{H}(j\omega)=-\frac{R_2}{R_1(jR_2C\omega+1)}$ et le gain s'écrit $H(\omega)=\frac{R_2/R_1}{\sqrt{1+(R_2C\omega)^2}}$

Pour déterminer la fréquence de coupure fc à -3 dB de ce système on écrit $H(\omega_c)=\frac{H_{max}}{\sqrt{2}}$ soit

$H(\omega_c)=\frac{R_2/R_1}{\sqrt{1+(R_2C\omega_c)^2}}=\frac{R_2/R_1}{\sqrt{2}}$; $\boxed{\omega_c=\frac{1}{R_2C}}$ et $\boxed{f_c=\frac{1}{2\pi}\frac{1}{R_2C}}$

Application numérique: $R_1=4{,}7k\Omega$; $R_2=5{,}6k\Omega$; $R_3=2{,}0k\Omega$; $C=15\text{nF}$. $f_c=\frac{1}{6{,}28\times5{,}6\times15.10^{-6}}=\boxed{1926.3Hz}$

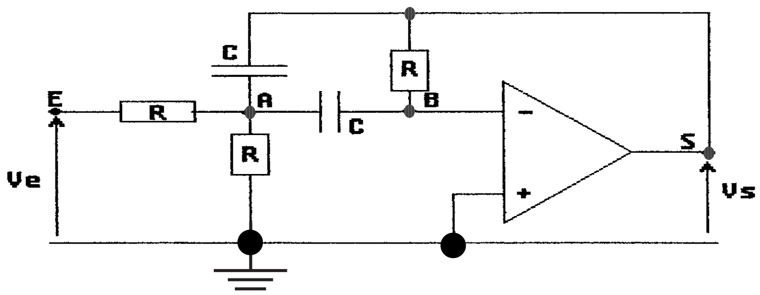
2°) La tension d'entrée $\underline{u}_e$ est sinusoïdale d'amplitude $U_{em} = 8\,V$ et de fréquence f = 5,2 kHz. On a:

$$\frac{U_{sm}}{U_{em}} = \frac{R_2 / R_1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_C}\right)^2}} \Longrightarrow \frac{U_{sm}}{U_{em}} = \frac{5{,}6/4{,}7}{\sqrt{1+\left(\frac{5{,}2}{1{,}9}\right)^2}} = \frac{1{,}19}{2{,}91} = 0{,}40 \quad \text{et} \quad \boxed{U_{sm} = 0{,}40 \times 8 = 3{,}2\,V}$$

3°) Le déphasage φ de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée s'écrit: $\boxed{\varphi = arctg\frac{\omega}{\omega_c} = arctg\frac{f}{f_c}}$

Application numérique: $\boxed{\varphi = -arctg\frac{5{,}2}{1{,}9} = -1{,}2\,rad}$

Exercice n°9 : Filtre passe-bande de Rauch.



1°) Déterminer La fonction de transfert de ce filtre:

Par application do théorème de Millman aux point A et B on trouve:

$$V_A = \frac{\frac{V_e}{R}+\frac{0}{R}+\frac{V_S}{Z_C}+\frac{V}{Z_C}}{\frac{1}{R}+\frac{1}{R}+\frac{1}{Z_C}+\frac{1}{Z_C}}$$ avec: $\boxed{V_- = 0}$ on abouti à: $\boxed{V_A = \frac{\frac{V_e}{R}+\frac{V_S}{Z_C}}{2(\frac{1}{R}+\frac{1}{Z_C})}}$ (Eq 1)

et on $_B = V_- = \frac{\frac{V_S}{R}+\frac{V_A}{Z_C}}{\frac{1}{R}+\frac{1}{Z_C}} = 0$ soit: $\boxed{\frac{V_S}{R}+\frac{V_A}{Z_C} = 0}$ $\boxed{V_A = -Z_C\frac{V_S}{R}}$ (Eq 2)

En éliminant V_A entre les équations 1 et 2 on trouve: $-V_S\frac{Z_C}{R}(\frac{1}{R}+\frac{1}{Z_C}) = \frac{V_e}{R}+\frac{V_S}{Z_C}$ ou encore:

$-V_S\left[\frac{Z_C}{R}(\frac{1}{R}+\frac{1}{Z_C})+\frac{1}{Z_C}\right] = \frac{V_e}{R}$ soit: $-V_S\left[\frac{2}{R}(\frac{Z_C}{R}+1)+\frac{1}{Z_C}\right] = \frac{V_e}{R}$ $-V_S\left[2(\frac{Z_C}{R}+1)+\frac{R}{Z_C}\right] = V_e$ et en

remplaçant $\boxed{Z_C = \frac{1}{jRC\omega}}$ On trouve: $\underline{H}(j\omega) = -\frac{1}{\frac{2}{jRC\omega}+2+jRC\omega}$ $\boxed{\underline{H}(j\omega) = -\frac{1}{2+\frac{2}{jx}+jx}}$

2°) Tracer le diagramme de Bode:

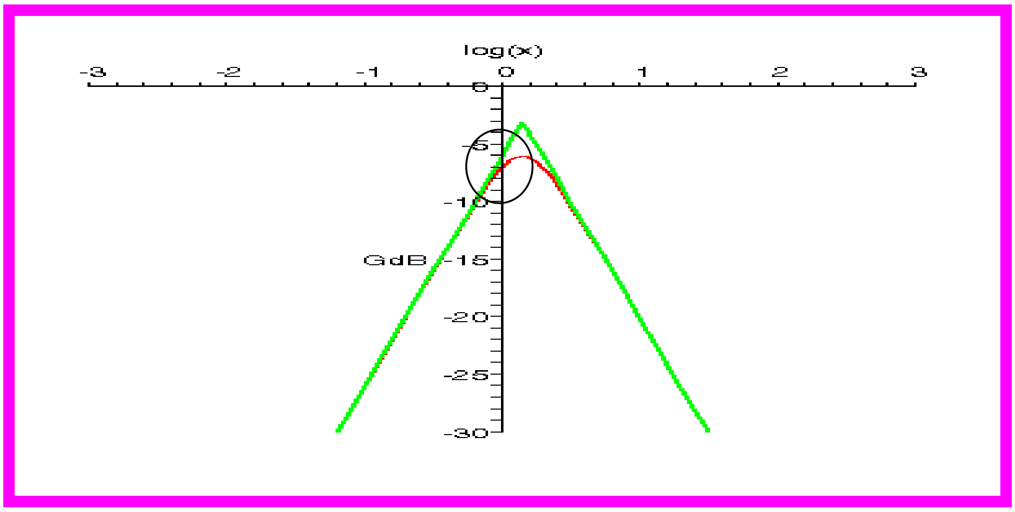
a) ***diagramme de gain:*** $\underline{H}(j\ ) = \frac{1}{-2+j(\frac{2}{x}-x)}$; le gain s'écrit: $g(\omega) = \frac{1}{\sqrt{4+(\frac{2}{x}-x)^2}}$ et en décibel

$$\boxed{GdB = -10\,log\left[4+(\frac{2}{x}-x)^2\right]}$$

- A basse fréquence: x tend vers zéro, une asymptote $\boxed{G_{dB}^{BF} \to 20\log x - 6}$
- A haute fréquence: x tend vers l'infini, une asymptote $\boxed{G_{dB}^{HF} \to -20\log x}$
- L'intersection de ces asymptote se fait au point I d'abscisse x_I donné par: $\boxed{20\log x_I - 6 = -20\log x_I}$

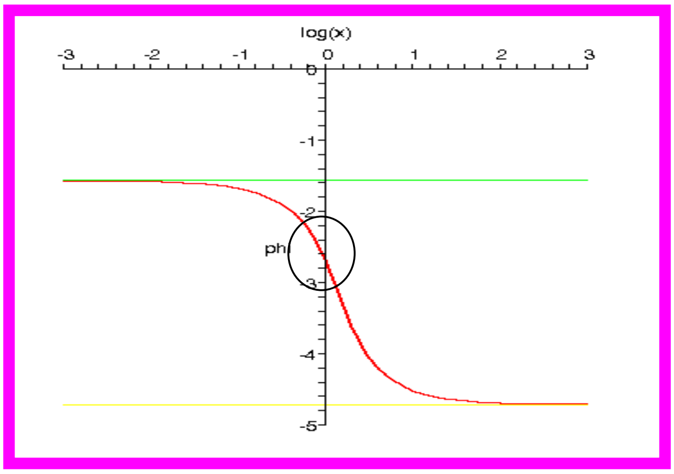
Soit: $40\log x_I = 6$ ou $\log x_I \dfrac{3}{20} = \dfrac{1}{2}\log 2$ soit: ${}_I = \sqrt{2}$ avec: $\boxed{G_{dB}^{HF}(x_I) = -20\log\sqrt{2} = -3dB}$ et

$\boxed{GdB(x_I) = -6dB}$



a) ***diagramme de phase :*** $\boxed{\varphi = -arctg(\dfrac{x}{2} - \dfrac{1}{x})}$

- A basse fréquence: $\underline{H}(j\omega) \approx -jx/2$ une asymptote $\boxed{\varphi^{BF} = -\dfrac{\pi}{2}}$
- A haute fréquence: $\underline{H}(j\omega) \approx j(1/x)$ une asymptote $\boxed{\varphi^{HF} = -\dfrac{3\pi}{2}}$
- Pour: $x = \sqrt{2}$ $\boxed{\varphi(x = \sqrt{2}) = -\pi}$



La fin de ce poly !