~~TD 2~~ - EXERCICE 1 TD 1

E en V
R en $\Omega = \frac{V}{A}$ C en F

Groupe 2
or $I = C\frac{dU}{dt}$
donc $[C] = A.s.V^{-1}$

1) On sait que le rendement est sans unité. loi

Si on prend comme hypothèse $\eta = E^{\alpha}R^{\beta}C^{\gamma}$ avec $(\alpha, \beta, \gamma) \neq 0$

En faisant l'analyse dimensionnelle, on obtient que l'unité de η s'exprime en V.C.Ω., ce qui est absurde.

Raisonnement à revoir, vous avez pris $\alpha, \beta, \gamma = 1$ ce n'est pas suffisant.

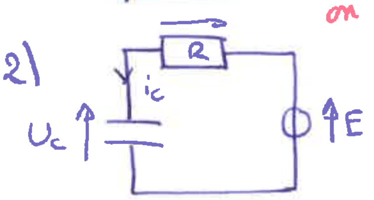
Or, η étant sans unité, on en déduit que $a=0$, $b=0$ et $c=0$.

D'où η ne dépend ni de R, ni de E et ni de C.

Posez $\eta = E^{\alpha}R^{\beta}C^{\gamma} = V^{\alpha}\left(\frac{V}{A}\right)^{\beta}\left(\frac{A.S}{V}\right)^{\gamma} = V^{\alpha+\beta-\gamma}A^{\gamma-\beta}S^{\gamma}$

on veut $\gamma = 0$ $\gamma - \beta = 0 \Rightarrow \beta = 0$ $\alpha + \beta - \gamma = 0 \Rightarrow \alpha = 0$ → cqfd.

2)



* D'après la loi des mailles, $U_c + Ri_c = E$

Or d'après la loi du condensateur, $i_c = C\frac{dU_c}{dt}$

Donc on obtient $\frac{dU_c}{dt} + \frac{1}{RC}U_c = \frac{E}{RC}$

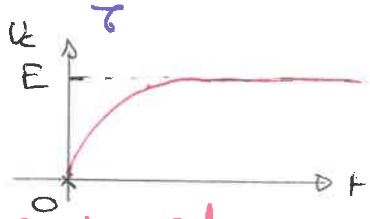
On pose $\tau = RC$, ainsi $\boxed{\frac{dU_c}{dt} + \frac{U_c}{\tau} = \frac{E}{\tau}}$

Donc $U_c(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{\tau}$ avec $U_c(0) = 0 = A + \frac{E}{\tau}$

$\Leftrightarrow A = -\frac{E}{\tau}$

B

Pour finir, $\boxed{U_c(t) = \frac{E}{\tau}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)}$



* De la même manière, $U_c + Ri_c = E$ plus simple $i_c = C\frac{du_c}{dt}$ et dériver la relation précédente.

ainsi $\frac{dU_c}{dt} + R\frac{di_c}{dt} = \frac{dE}{dt}$, or $i_c = C\frac{dU_c}{dt} \Leftrightarrow \frac{dU_c}{dt} = \frac{i_c}{C}$

D'où $\frac{i_c}{C} + R\frac{di_c}{dt} = \frac{dE}{dt}$, donc pour finir, $\boxed{\frac{di_c}{dt} + \frac{1}{RC}i_c = 0}$

Donc $i_c(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}} = \boxed{\frac{E}{R}e^{-\frac{t}{\tau}}}$ car $i_c(0) = \frac{E}{R} = A$ d'après la loi des mailles.

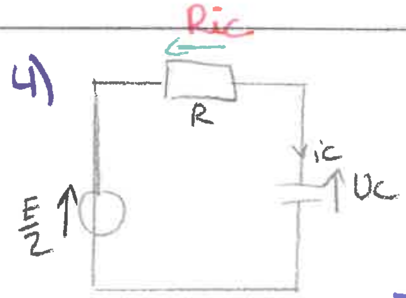
* $E_{fournie} = \int_0^{\infty} P(t)\,dt = \int_0^{\infty} Ei_c(t)\,dt = \int_0^{\infty} \frac{E^2}{R}e^{-\frac{t}{\tau}}\,dt$

$= \frac{E^2}{R} \times RC = E^2 \times C$

$= \frac{E^2}{R}(-\tau)\left[e^{-t/\tau}\right]_0^{\infty}$

3) $\eta = \frac{\frac{1}{2}CE^2}{CE^2} = \frac{1}{2}$, il y a donc 50% de l'énergie électrique fournie par le générateur qui est dissipée. ~~En augmentant la résistance, l'effet Joule augmente. Il faut donc diminuer R.~~

le rendement est indépendant de la résistance, elle n'intervient pas dans l'expression, il vaut 1/2 quelle que soit R.

4) 

Loi des mailles :

$\frac{E}{2} = U_R + U_c$

donc $\frac{E}{2} = Ri_c + U_c$

$\boxed{\Leftrightarrow U_c(t) = \frac{E}{2} - Ri_c(t)}$

Loi d'ohm

$U_R = Ri_c$

⚠ il s'agit de la même question que précédemment avec $e(t) = \frac{E}{2}$ par analogie $u_{c_1}(t) = \frac{E}{2}(1-e^{-t/\tau})$

5) D'après la question précédente,

$u_c(t) = \frac{E}{2} - Ri_c(t)$

Or, d'après les lois du condensateur, $\begin{cases} q = Cu_c \\ i = \frac{dq}{dt} = C\frac{du_c}{dt} \end{cases}$

D'où $u_c(t) + RC\frac{du_c}{dt} = \frac{E}{2}$

$\boxed{\Leftrightarrow \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{RC}u_c(t) = \frac{1}{RC}\frac{E}{2}}$ avec $\tau = \frac{1}{RC}$

En résolvant l'équation différentielle,

on obtient $u_c(t) = Ae^{-t/\tau} + \frac{E}{2}$

Or, $u_c(0) = 0 = A + \frac{E}{2}$ d'où $A = -\frac{E}{2}$

D'où $\boxed{u_c(t_1) = \frac{E}{2}(1-e^{-\frac{t_1}{\tau}}) = 0,99\frac{E}{2}}$ oui

inutile

On cherche à trouver t_1

$\frac{\cancel{E}}{\cancel{2}}(1-e^{-\frac{t_1}{\tau}}) = 0,99\frac{\cancel{E}}{\cancel{2}} \Leftrightarrow 1-0,99 = e^{-t_1/\tau}$

$\Leftrightarrow 0,01 = e^{-t_1/\tau}$

$\Leftrightarrow \ln(0,01) = \frac{-t_1}{\tau}$

$\Leftrightarrow \tau\ln(0,01) = -t_1$

$\boxed{\Leftrightarrow t_1 = -\frac{1}{RC}\ln(0,01)} = -\tau\ln(0,01)$

B

6) Loi des Mailles :

$U_c + Ri_c - E = 0$

$\Leftrightarrow U_c = E - Ri_c$

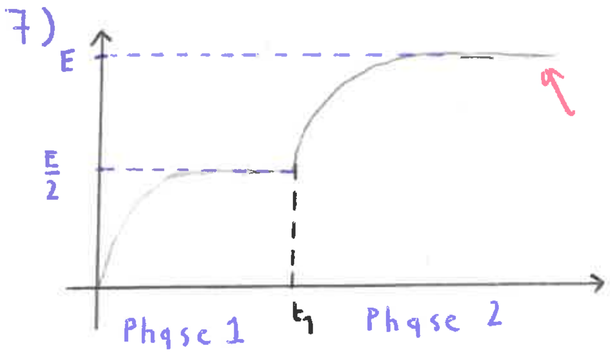
$U_c(t_1) = \frac{E}{2}(1-e^{-t_1/\tau}) \neq \frac{E}{2}$ d'après l'hypothèse charge complète à t_1

pour $t > t_1$ $u_c(t)$ est solution de $\frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{\tau} = \frac{E}{\tau}$

$u_c(t) = Ae^{-t/\tau} + E$ avec $u_c(t_1) = E/2$

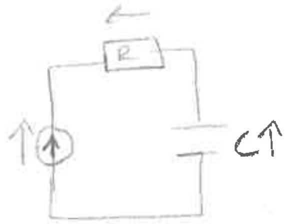
$\Rightarrow A = -E/2\, e^{t_1/\tau}$

7) Groupe 2



$u_c(t) = -\frac{E}{2} e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}} + E.$

8) Cas 1 : Avant t_1



Loi des mailles : $u_c + Ri_c = \frac{E}{2}$

On sait que $i = C\frac{du}{dt}$ (Loi du condensateur) d'où $\frac{i}{C} = \frac{du}{dt}$

→ ainsi, on peut procéder par analogie par rapport à la partie précédente.

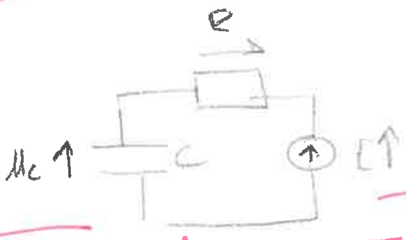
$\frac{du}{dt} + R\frac{di_c}{dt} = \frac{dE(t)}{dt} \times \frac{1}{2}$

$\Leftrightarrow \frac{i_c(t)}{C} + R\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2}\frac{dE(t)}{dt}$

$\Leftrightarrow \frac{di_c(t)}{dt} + \frac{1}{RC} i_c(t) = \frac{1}{2R}\frac{dE(t)}{dt}$

La solution générale est $\boxed{i_c(t) = \frac{E}{2R} e^{-t/\tau}}$ avec $\tau = RC$

Cas 2 : Après t_1



Loi des mailles : $U_c + Ri_c = E$

De la même manière qu'avant, on obtient

$\frac{i_c(t)}{C} + R\frac{di_c(t)}{dt} = \frac{dE}{dt}$

$\Leftrightarrow \frac{di_c(t)}{dt} + \frac{1}{RC} i_c(t) = \frac{1}{R} \times \frac{dE}{dt} = 0$

$\boxed{i_c = C\frac{du_c}{dt} = \frac{CE}{2\tau} e^{-(t-t_1)/\tau}}$

$= \frac{E}{2R} e^{-(t-t_1)/\tau}.$

La solution générale est de la forme :

$i_c(t) = Ae^{-t/\tau}$ avec $\tau = RC$.

À $t = t_1$:

$Ae^{-t_1/RC} = \frac{E}{2R} e^{-t_1/RC} \Leftrightarrow A = \frac{E}{2R}.$

Finalement :

$\boxed{i_c(t) = \frac{E}{2R} e^{-(t-t_1)/\tau}}$

9) $E_{fournie} = \int_0^{\infty} P(t)dt = \int_0^{t_1} \frac{E}{2} \times i_{c1}(t)dt + \int_{t_1}^{\infty} E \times i_{c2}(t)dt$

la 1ère phase se fait entre t et t_1

la 2e entre t_1 et ∞

$$= \int_0^{t_1} \frac{E}{2} \times \frac{E}{2R} e^{-t/z} dt + \int_{t_1}^{\infty} E \times \frac{E}{2R} e^{-(t-t_1)/z} dt$$

$$= \frac{E^2}{4R} \underbrace{\int_0^{t_1} e^{-t/z} dt}_{[(-1+e^{-t_1/z})]} + \frac{E^2}{2R} \int_{t_1}^{\infty} e^{-t/z} dt$$

avec $-\frac{t_1}{z} = \ln 0{,}01$

$e^{-t_1/z} = 0{,}01 << 1$

$$= \frac{E^2}{4R}(-z) + \frac{E^2}{2R}(-z)\left(0 - \underbrace{e^{-(t_1-t_1)/z}}_{1}\right)$$

$$= \frac{E^2 z}{4R} + \frac{2E^2 z}{4R}$$

$$= \frac{3E^2 z}{4R} = \frac{3E^2 RC}{4R} = \frac{3}{4} E^2 C$$

oui résultat OK

car on suppose que le condensateur est chargé entièrement sur chaque intervalle

Or, $\eta = \frac{E_{stockée}}{E_{fournie}}$

$$= \frac{1/2\, E^2 C}{3/4\, E^2 C}$$

$$= \frac{1}{2} \times \frac{4}{3}$$

$$= \frac{4}{6} = \frac{2}{3} = 0{,}66$$

10) On obtient $\eta = 0{,}66 > 0{,}50$.
Bien que cette méthode soit plus couteuse, le montage à un rendement supérieur.

? càd ?

↳ plus compliqué à mettre en oeuvre car nécessite 2 générateurs de des interrupteurs qu'il faut commander au bon moment.

Si on met N circuits de charges on peut montrer que le rendement s'écrit $\eta = \frac{N}{N+1}$ et donc si "$N \to \infty$" $\eta \to 1$

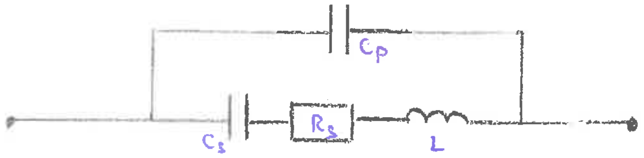
↳ de $\frac{E}{i}$ avec $i = 1$ à N.

Groupe 4 :

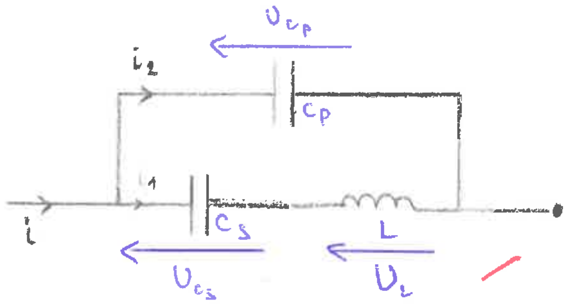
Exercice 2 ; TD 1

1)

Schéma du montage :

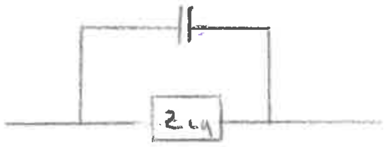


$\Longrightarrow$



La résistance R_s est négligeable

Les impédances Z_{C_S} et Z_L sont en série



$$Z_{eq} = Z_{C_S} + Z_L$$

$$= \frac{1}{jC_S\omega} + jL\omega = \frac{1 - LC_S\omega^2}{jC_S\omega}$$

Loi d'association des impédances en //

~~Par pont diviseur de tension~~

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_{C_P}} + \frac{1}{Z_{eq}}$$

$$\frac{1}{Z} = jC_P\omega + \frac{jC_S\omega}{1 - LC_S\omega^2}$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{jC_P\omega(1 - LC_S\omega^2) + jC_S\omega}{1 - LC_S\omega^2}$$

$$\Leftrightarrow \quad Z = \frac{1 - LC_S\omega^2}{jC_P\omega + jC_S\omega - jC_PC_SL\omega^3}$$

$$Z = \frac{1 - LC_S\omega^2}{1 - \frac{LC_SC_P\omega^2}{C_P + C_S}} \times \frac{1}{j(C_P + C_S)\omega}$$

2) On identifie à la forme proposée

$$Z(j\omega) = \frac{1}{jC_{eq}\omega} \times \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}}$$

$$\omega_s^2 = \frac{1}{LC_S} \Rightarrow \omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_S}}$$

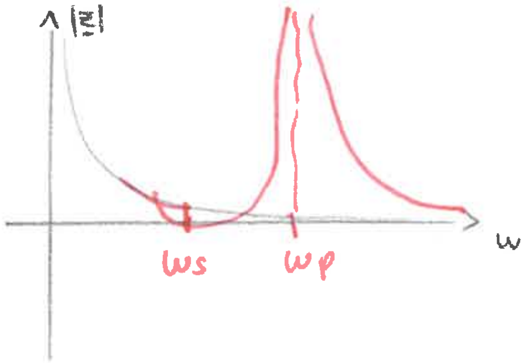
$$\omega_p^2 = \frac{C_P + C_S}{LC_SC_P} \Rightarrow \omega_p = \frac{\sqrt{C_P + C_S}}{\sqrt{C_P}}\,\omega_s$$

$\omega_p > \omega_s$

$$= \sqrt{\frac{C_P + C_S}{LC_SC_P}}.$$

$$C_{eq} = C_P + C_S$$

Allure de $|Z|$ en fonction de ω



$\omega \to 0$ $\qquad$ $\omega \to +\infty$

$|Z| \to +\infty$ $\qquad$ $|Z| \to 0$

⚠ il faut étudier le cas $\omega = \omega_s$
$Z = 0$
et $|Z|$ n'est pas définie en ω_p
→ asymptote verticale

3) $L_{hab} \simeq 100\ mH$ or ici $L = 11\ kH$ → valeur très grande

$C_{hab} \simeq 10\ mF$ or ici $\underbrace{C_s = 2{,}071 \times 10^{-15}\ F \text{ et } C_p = 3{,}05 \times 10^{-12}\ F}_{\text{valeurs très faibles}}$

$\simeq 10^{-8}\ F$

4) Ecart relatif $\dfrac{\omega_p - \omega_s}{\omega_p}$

$$= \frac{\frac{\sqrt{C_p+C_s}}{\sqrt{C_p}}\cancel{\omega_s} - \cancel{\omega_s}}{\frac{\sqrt{C_p+C_s}}{\sqrt{C_p}}\cancel{\omega_s}}$$

$$= 1 - \frac{\sqrt{C_p}}{\sqrt{C_p+C_s}}$$

AN $= 1 - \dfrac{\sqrt{3{,}05 \times 10^{-12}}}{\sqrt{3{,}05 \times 10^{-12} + 2{,}071 \times 10^{-15}}}$

$\simeq 0$ trop approximé $= 3{,}39 \cdot 10^{-4}$

↳ les valeurs de ω_s et ω_p sont très proches

5) On utilise une puissance entière de 2 pour faciliter l'analyse numérique qui se fait en binaire.

TD 1 exercice III page 1 groupe 6

Bon travail.

1) On fait une analyse dimensionnelle.

$$\left[\frac{d^2V}{dt^2}\right] = [V] \times s^{-2}$$

$[\omega^2 V] = [V].s^{-2}$ donc $[\omega^2] = \frac{[V].s^{-2}}{[V]} = s^{-2}$ et $\boxed{[\omega] = s^{-1}}$

$\left[b\,\omega \frac{dV}{dt}\right] = [V].s^{-2}$ $[b] = \frac{[V].s^{-2}}{[\omega].\left[\frac{dV}{dt}\right]} = \frac{[V].s^{-1}}{[V].[\omega]}$

donc b est sans dimension.

2) a) Le système envisagé n'est pas stable, son amplitude diverge. B

Pour un système instable, $b < 0$.

Le système évolue en régime oscillant, donc le discriminant Δ est négatif.

à $t = 0$, $V = 0$.

b) L'équation caractéristique est $x^2 + b\omega x + \omega^2 = 0$

$\Delta = b^2\omega^2 - 4\omega^2 = \omega^2(b^2-4) < 0$ or, $b^2 \ll 1$,

donc $\Delta = -4\omega^2$

les racines sont $r_{1,2} = \frac{-b\omega}{2} \pm \frac{i\sqrt{\Delta}}{2} = \frac{-b\omega}{2} \pm i\omega$

alors, $V(t) = e^{-\frac{b\omega t}{2}} \times A\cos(\omega t + \varphi)$ avec $b<0$

c) graphiquement, $T = \frac{0{,}1}{16} = 6{,}25 \cdot 10^{-3}\,s$

nombre de pseudo périodes.

donc $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \simeq 10^3\,rad \cdot s^{-1}$

d) On mesure l'amplitude quand $\cos(\omega t + \varphi) = 1$. B

à $t_1 = 0{,}067\,s$, $V(t_1) = Ae^{-\frac{b\omega t_1}{2}} = 3V$

à $t_2 = 0{,}093\,s$, $V(t_2) = Ae^{-\frac{b\omega t_2}{2}} = 11V$

(ici, $N=4$)

donc $\frac{Ae^{-\frac{b\omega t_2}{2}}}{Ae^{-\frac{b\omega t_1}{2}}} = \frac{11}{3}$

$$\Leftrightarrow \quad e^{\frac{b\omega}{2}(t_1-t_2)} = \frac{11}{3}$$

$$\Leftrightarrow \quad \frac{b\omega}{2}(t_1-t_2) = \ln\left(\frac{11}{3}\right)$$

$$\Leftrightarrow \quad b = \frac{2\ln\left(\frac{11}{3}\right)}{\omega(t_1-t_2)} = \frac{2\ln\left(\frac{11}{3}\right)}{10^3(67.10^{-3}-93.10^{-3})} \simeq \underline{-0,1}$$

On a bien $b<0$ et $b^2 = 10^{-2} \ll 1$

3) Le système n'est pas en régime oscillant. $b<0$, $V \xrightarrow[t\to\infty]{} \infty$

$\underline{B}$

donc $\Delta > 0$ $\Rightarrow$ $b^2 - 4 > 0$ $\Rightarrow$ $b^2 > 4$

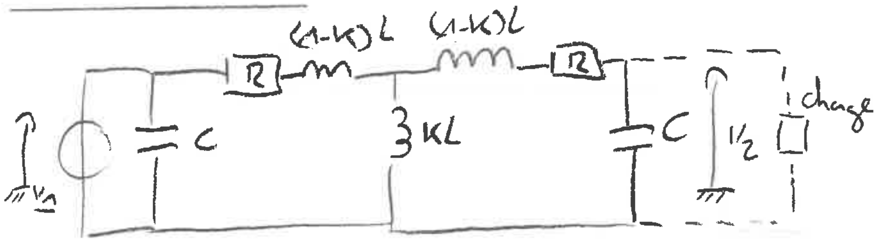
$\Rightarrow$ $\boxed{b < -2}$

à l'instant initial, $V = 0$.

SEYIFOU Yamis
AGODY Antoine
Groupe 7, PSI

Exercice IV TD n°1

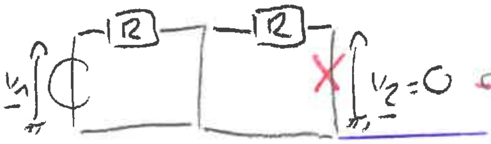
Schéma considéré :



Fonction de transfert :

$$\underline{H} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{j\omega L K}{R + j\omega(L+R^2C) - 2\omega^2 RLC + j\omega^3 CL^2(K^2-1)}$$

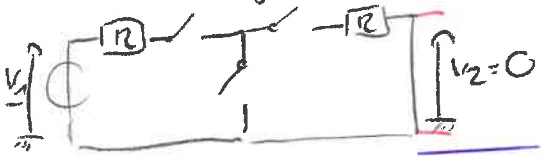
1. En basse fréquence, le schéma équivaut à :



$V_2 = 0$ ~~car en court circuit~~

C ≡ K ouvert en BF

En haute fréquence :



$V_2 = 0$ (tension aux bornes d'un fil)

donc le circuit est compatible avec un passe-bande, ce qui est cohérent avec $\underline{H}$:

$|\underline{H}| \xrightarrow[\omega \to 0]{} 0$

$|\underline{H}| \xrightarrow[\omega \to \infty]{} 0$

$f = 10^2$ Hz GdB = −6,5 dB
$f = 10^3$ Hz GdB = −[illegible]5 dB.

2. ◦ Dans le domaine des basses fréquences, on observe une pente de +20 dB/décade ce qui est cohérent car $\underline{H} \underset{0}{\sim} \frac{j\omega L K}{R}$

Et $20\log(|\underline{H}|)$, ici, vaut $20\log\left(\frac{\omega L K}{R}\right) = 20\log\left(\frac{LK}{R}\right) + \underbrace{20\log(\omega)}_{\text{correspond à la pente +20 dB/décade}}$

◦ Dans le domaine des hautes fréquences, on voit une pente de −40 dB/décade.

$f = 10^5$ Hz GdB = −60 dB
$f = 10^6$ Hz GdB = −100 dB

De plus $\underline{H} \underset{\infty}{\sim} \frac{LK}{\omega^2 CL^2(K^2-1)}$ et donc $20\log(\underline{H}) = 20\log\left(\frac{LK}{CL^2(K^2-1)}\right) - 20\log(\omega^2)$
$= \text{cste} \underbrace{-40\log(\omega)}_{\text{correspond à la pente −40 dB/décade.}}$

3. En posant $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$ on obtient : $H_0 = K$

$$\underline{H} = \frac{K}{1 + j\omega RC - \omega^2 LC} = \frac{K}{1 + jR\sqrt{\frac{C}{L}}\sqrt{LC}\,\omega - LC\omega^2} = \frac{H_0}{1 + j\frac{1}{Q}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Méthode par identification

$$\begin{cases} \frac{1}{Q\omega_0} = RC \\ \frac{1}{\omega_0^2} = LC \end{cases}$$

↳ isoler ω_0 puis Q

De plus $|\underline{H}| \xrightarrow[0]{} H_0$; on a donc un filtre passe-bas d'ordre 2.
$|\underline{H}| \xrightarrow[\infty]{} 0$

Calculons les valeurs numériques des paramètres de $\underline{H}$:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{(0{,}86\times10^{-3} \cdot 30\times10^{-9})^{\frac{1}{2}}} \simeq \boxed{2{,}0 \times 10^5 \text{ rad}\cdot s^{-1}}$$

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{10}\sqrt{\frac{0{,}86\times10^{-3}}{30\times10^{-9}}} \simeq \boxed{17}$$

$$\boxed{H_0 = K = 0{,}01}$$

4. On sait que pour $\omega = \omega_R$, le gain est maximal

Ainsi $|\underline{H}(\omega_R)| = \dfrac{H_0}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega_R^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}\frac{\omega_R^2}{\omega_0^2}}} = \|\underline{H}(\omega_R)\|_{\infty}^{R}$

Ainsi si $|\underline{H}(\omega_R)|$ est maximal, par croissance de la racine carrée,

en posant $x = \frac{\omega}{\omega_0}$

$\left(1-\frac{\omega_R^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}\frac{\omega_R^2}{\omega_0^2}$ est minimal.

$f(x) = (1-x^2)^2 + \dfrac{x^2}{Q^2}$

$f'(x) = 2(1-x^2)(-2x) + 2x/Q^2$

$f'(x) = 0 \quad x = 0$ et pour $x_R = \sqrt{1 - \dfrac{1}{2Q^2}}$

On obtient, après étude de la fonction *, que $\boxed{\omega_R = \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}\,\omega_0}$

à faire !

$= 0{,}99\,\omega_0$

On peut donc assimiler $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ à $f_r = \frac{\omega_R}{2\pi} = \frac{0{,}99\,\omega_0}{2\pi}$.

On voit, de plus, que f_r ne dépend que de Q et de ω_0.

* Comment le calcul on pose $X = x^2 = \frac{\omega^2}{\omega_0^2}$ et on cherche l'extremum (ici, minimum) de la fonction polynomiale de degré 2 en X formée... { faites le !

Application numérique : on a donc $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \simeq 32$ kHz (31831 Hz)

$\boxed{f_r = 0{,}99 f_0 \simeq 32 \text{ kHz} \quad (31512 \text{ Hz})}$

5. Expérimentalement, on mesure $\underline{f_{r,exp} = 34 \text{ kHz} \neq f_r}$.

↳ mais du même ordre de grandeur

↳ quelle est la précision des valeurs des composants ?

6. On observe que $G_{dB}(\omega=\omega_R) = -6\,dB$

De plus $G_{dB}(\omega=\omega_R) = 20\log\left(\dfrac{H_0}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega_R^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}\left(\frac{\omega_R}{\omega_0}\right)^2}}\right)$ avec $H_0 = k$

Ainsi $20\log(k) - \underbrace{10\log\left(\left(1-\frac{\omega_R^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}\left(\frac{\omega_R}{\omega_0}\right)^2\right)}_{-A} = -6$ (on peut simplifier car $\omega_R = 0{,}99\,\omega_0$

ou carrément $\omega_R = \omega_0$!

$\Rightarrow |\underline{H}(\omega_R)| = QH_0 = Qk = 10^{-6/20} = 0{,}5$

$\Leftrightarrow 20\log(k) = A - 6$

$\Leftrightarrow k = 10^{\frac{A-6}{20}} \simeq 0{,}14$? $k = \frac{0{,}5}{17} \simeq 0{,}03 \ll 1$

7. Finalement, on sait par définition que $Q = \dfrac{f_c}{\Delta f}$ avec Δf la bande passante à $-3\,dB$.

Ici on mesure graphiquement $\Delta f = 8\,kHz$ | mesure peu précise...

Ainsi, $Q = \dfrac{34\times10^3}{8\times10^3} \simeq 4{,}25$.

On obtient cependant deux valeurs de Q bien distinctes ($\simeq$ ~~17~~ à la question 3)

↳ il faudrait faire le calcul exact pénible à la main, mais faisable à la calculatrice ou à l'aide de python.

par exemple pour $f = 40\,kHz$ on lit $G_{dB} = 10$.

$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{34}{40}$ résoudre $|\underline{H}| = \dfrac{H_0}{\left(1 - \left(\frac{34}{40}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{34}{40Q}\right)^2}$

et pour $f = 30\,kHz$ $G_{dB} = 10$...