PCSI 1 22-23

$\boxed{\text{DS n° 4.}}$

I. Modes DC et AC (des questions ont été supprimées ds la version finale)

1. La synchronisation est un réglage du balayage de l'écran qui permet d'obtenir $\boxed{T_{affichage} = n \times T_{signal}}$ ainsi lors des passages du spot sur l'écran, les courbes se superposent. On synchronise en général sur la voie 1 sur laquelle est branchée le générateur.

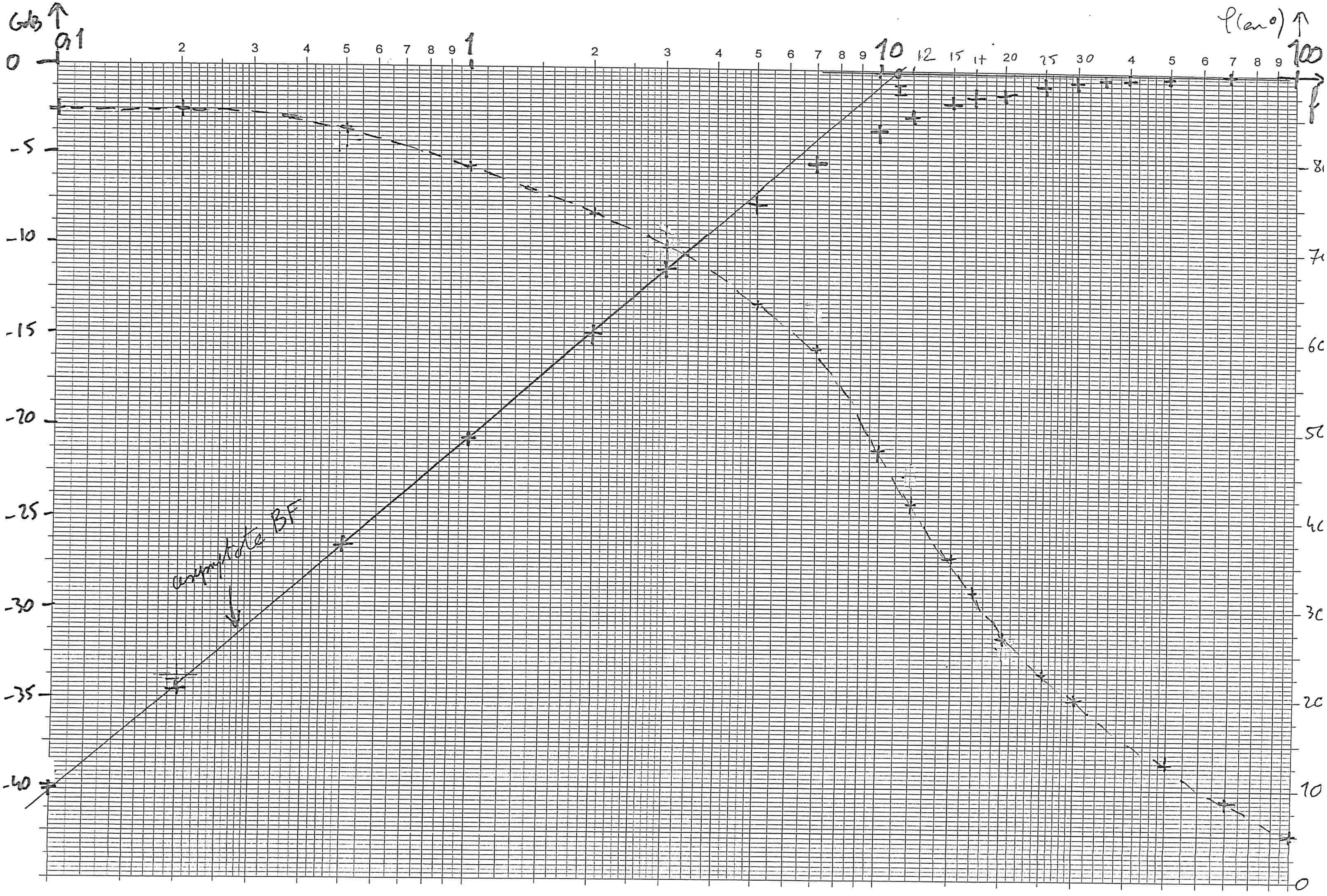
2. En mode AC, l'oscillo coupe la composante continue du signal et n'affiche que la composante alternative : $u_{\substack{affichée\\AC}} = u - \underbrace{\langle u \rangle}_{\text{composante continue}}$.
le signal est donc toujours centré sur 0.

3. Trois décades de fréquences explorées.
GdB varie entre -39,3 dB et -0,1 dB : on adapte l'échelle.
Il s'agit d'un passe-haut : les HF passent
les BF sont coupées.

4. Asymptote HF : GdB $\simeq$ 0 dB. $\Rightarrow$ pente nulle.
Asymptote BF : pente $\simeq$ -19,5 dB/dec.
Calcul : en prenant les points (0,1 Hz, -40,1 dB) et (1 Hz, -20,6 dB) séparés d'une décade et bien alignés
Sur la portion étudiée le filtre est du 1er ordre. car sa pente n'excède pas 20 dB/dec.

5. Sur le diagramme du gain, fc se lit à 3dB en dessous du gain maximum : ici GdB = -3,1 dB pour $\boxed{f_c = 11\,Hz}$
R: Le croisement des asymptotes donne égal^t : $f_c = 11\,Hz$.

2.



6. $\underline{H}_1$ a une asymptote hautes fréquences qui tend vers 0.
$\Rightarrow$ c'est un passe-bas

$\underline{H}_2$ est égal^t un passe-bas et en plus $G_{dB,BF} = +20dB$.

Il reste $\underline{H}_3 = \dfrac{j\omega/\omega_c}{1+j\omega/\omega_c}$ (passe-haut d'ordre 1).

7. 1 = passe bas (en HF : $s(t) \longrightarrow 0$ = tension aux bornes d'un fil)
$\hookrightarrow$ éliminé

$\boxed{\text{2 = passe haut d'ordre 1}}$ $\Rightarrow$ solution !

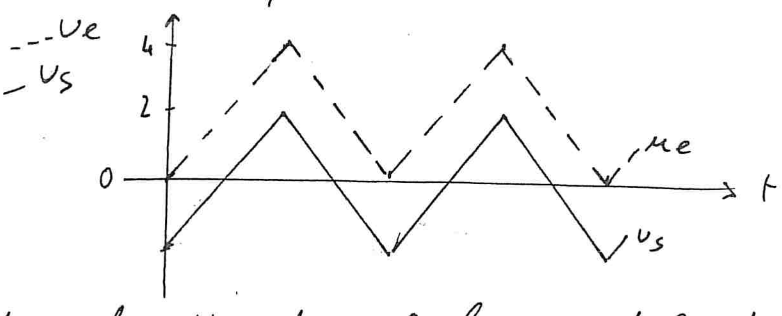
3 et 4 = filtres d'ordre 2 $\rightarrow$ éliminés
(3 = passe bas et 4 = passe-bande)

8. On a pour le filtre 2 : $\underline{H} = \dfrac{R}{R+\underline{Z}_c}$ (div. de tension)

donc $\underline{H} = \dfrac{R/\underline{Z}_c}{1+R/\underline{Z}_c} = \dfrac{jRC\omega}{1+jRC\omega}$ de la forme $\dfrac{j\,\omega/\omega_c}{1+j\,\omega/\omega_c}$

avec $\omega_c = \dfrac{1}{RC}$. D'où $f_c = \dfrac{1}{2\pi RC} = 11\,Hz \Rightarrow \boxed{C = 14{,}5\,nF}$

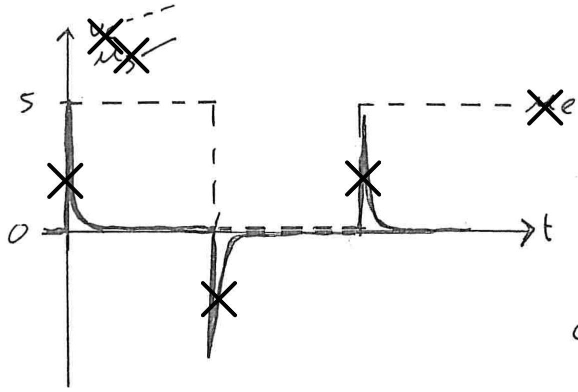
9. Le fondamental et toutes les harmoniques sont dans la zone passante : $f_1 \gg f_c$.
Seule la composante continue est coupée car $G_{dB,BF} \rightarrow -\infty$.
Le signal conserve donc sa forme initial mais la composante continue a disparu :



L'objectif visé est atteint.

10. $f_2 = 1\,Hz$ donc le fondamental et les principales harmoniques sont dans la zone de pente $+20dB/dec$:
le filtre est alors un dérivateur : en sortie il y a
~~une succession d'impulsions~~ sans composante continue.

un signal créneau



Le filtre ne joue pas son rôle car f_1 est trop faible
⇒ la composante continue est coupée mais le signal est fort^t déformé.

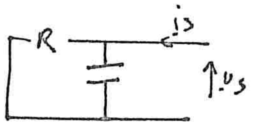
Conclusion:

Pour que le mode AC fonctionne correctement il faut que le signal ait une fréquence $\gg f_c = 11\,Hz$.

11\.

- $\underline{Z}_e = \dfrac{\underline{u}_e}{\underline{i}_e}\Big|_{\text{à vide}} = R + \underline{Z}_c$ pour le filtre n°2 : $\boxed{\underline{Z}_e = R + \dfrac{1}{jC\omega}}$

- $\underline{Z}_s = \dfrac{\underline{u}_s}{\underline{i}_s}$ pour $\underline{u}_e = 0$: $\boxed{\underline{Z}_s = R /\!/ \underline{Z}_c = \dfrac{R}{1 + jRC\omega}}$



12\. $|\underline{Z}_e| = \sqrt{R^2 + \dfrac{1}{C^2\omega^2}} \geqslant R = 10^6\ \Omega$. C'est une grande impédance d'entrée donc on se rapproche du filtre idéal. Bon accord avec le GBF car $R \gg R_{int}$.

13\. Multimètre:

Pour le multimètre, le mode DC est en réalité le mode continu $\overline{\overline{V}}$ [personne ne l'appelle DC sauf la notice de l'appareil!] qui affiche la valeur moyenne du signal ; l'affichage sera

$\boxed{\langle u \rangle = \cancel{\ldots}}$ 1,5 V

14\. En mode AC, le multimètre affiche la valeur efficace de la composante alternative $u_{alt} = u - \langle u \rangle$.

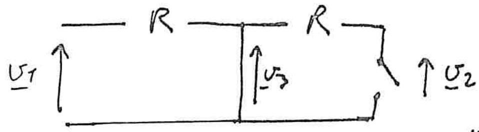
L'affichage sera: $\boxed{U_{eff} = \dfrac{u_m}{\sqrt{2}} = \dfrac{U_{cc}}{2\sqrt{2}} = \cancel{\ldots}}$ 0,7 V

II Transmission d'É sans fils

1. En BF, $|\underline{Z}_C| \to \infty$ donc $C \Leftrightarrow$

et $|\underline{Z}_L| \to 0$ donc $L \Leftrightarrow$

Le circuit devient :

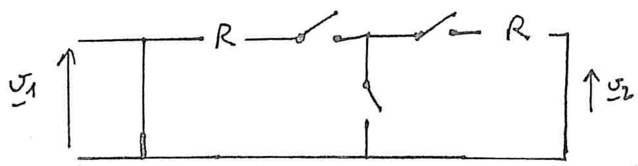


$\underline{v}_3 = 0$ (tension aux bornes d'un fil) donc $\boxed{\underline{v}_2 \xrightarrow{BF} 0.}$

2. En HF, $|\underline{Z}_C| \to 0$ donc $C \Leftrightarrow$

$|\underline{Z}_L| \to \infty$ donc $L \Leftrightarrow$

Le circuit devient :



donc $\boxed{\underline{v}_2 \xrightarrow{HF} 0}$ (tension aux bornes d'un fil).

3. Cela ressemble (en plus compliqué pour les calculs) à l'exercice avec 2 filtres $-R\,\underline{\top}\,$ en cascade.

Un 1^er^ diviseur de tension donne : $\underline{v}_2 = \dfrac{\underline{Z}_C}{R + (1-k)\underline{Z}_L + \underline{Z}_C} \cdot \underline{v}_3$

Un 2^e^ diviseur de tension donne : $\underline{v}_3 = \dfrac{\underline{Z}_{éqv}}{R + \underline{Z}_L(1-k) + \underline{Z}_{éq}} \cdot \underline{v}_1$

avec $\underline{Z}_{éqv} = k\underline{Z}_L \,//\, (R + (1-k)\underline{Z}_L + \underline{Z}_C)$.

Après quelques calculs on arrive à la forme proposée.

4. Le degré le plus élevé en ω est 3 : $\boxed{\text{c'est un filtre d'ordre 3}}$

5. $\underline{H} \xrightarrow{BF} j\omega \dfrac{Lk}{R}$ donc $\boxed{G_{dB,BF} = 20 \log \omega \dfrac{Lk}{R}}$

↳ pente de $+20$ dB/dec.

6. $\underline{H} \xrightarrow{HF} \dfrac{j\omega L k}{j\omega^3 C L^2 (k^2-1)} = \dfrac{k}{CL(k^2-1)\omega^2}$ ⚠ $k^2 - 1 < 0$

donc $\boxed{G_{dB,HF} = 20 \log \dfrac{k}{CL(1-k^2)\omega^2}}$ ↳ pente de -40 dB/dec.

7. Intersection des asymptotes lorsque $\omega_I \dfrac{Lk}{R} = \dfrac{k}{CL(1-k^2)\omega_I^2}$

soit $\boxed{\omega_I = \left(\dfrac{R}{L^2 C(1-k^2)}\right)^{1/3} = 77 \cdot 10^3 \text{ rad/s}.}$ $[f_I = 12{,}2 \text{ kHz}]$.

et $\boxed{G_{dB}(I) = 20 \log \omega_I \dfrac{Lk}{R} = -3{,}6 \text{ dB}}$

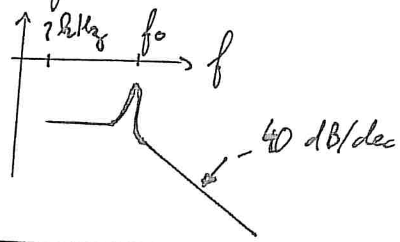
8. * On mesure effectivement la pente en BF : $\sim +20\,dB/dec$
(entre $f = 100\,Hz$: $G_{dB} = -65\,dB$ et $f = 1\,kHz$: $G_{dB} = -45\,dB$)

* et en HF : $\sim -40\,dB.dec^{-1}$ (entre $\left|\begin{array}{l} 10^5\,Hz \\ -60\,dB \end{array}\right.$ et $\left|\begin{array}{l} 10^6\,Hz \\ -100\,dB \end{array}\right.$).

* Le tracé des asymptotes donne un croisement en I :
$$I \left| \begin{array}{l} f_I \simeq 12\,kHz \quad \text{soit } \omega_I = 75.10^3\,rad.s^{-1} \\ G_{dB}(I) \simeq -4\,dB \end{array} \right.$$
Vu la précision de lecture, cela semble cohérent avec l'étude précédente.

9. AN : $\frac{R}{L} = 12.10^3\,rad.s^{-1} \Leftrightarrow f = \frac{R}{2\pi L} = 1,8\,kHz$.

Effectivement si on coupe les fréquences en dessous de 2 kHz on obtient le diagramme de Bode d'un passe-bas du 2^e ordre :
(avec $Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$).



L'identification donne :
$$\left\{ \begin{array}{l} H_0 = k \\ RC = \frac{1}{Q\omega_0} \\ LC = 1/\omega_0^2 \end{array} \right. \quad \text{soit} \quad \boxed{\begin{array}{l} H_0 = k \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{et } Q = \frac{1}{RC\omega_0} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \\ \quad = 200.10^3\,rad/s \qquad = 16,9 \end{array}}$$

10. f_0 ($= 31,3\,kHz$.) est indépendante de k donc du couplage donc de la distance entre les circuits.
Le réglage de la résonance est donc indépendant des conditions de recharge (récepteur près ou loin de l'émetteur).

11. On a bien : $\omega_0 \gg \frac{R}{L} = 12.10^3\,rad.s^{-1}$ (⚠ ne pas mélanger ω et f !)
L'hypothèse ① est vérifiée.

12. $f_{exp} = 34\ kHz$ et $f_{0\,théoriq} = 31{,}3\ kHz$.

Il y a un léger décallage (capacités parasites, précision des composants, ...).

13. Pour un passe bas du 2ᵉ ordre on sait que :

$G_{dB}(f_0) = 20 \log(QH_0)$.

et que le croisement des asymptotes se fait en $I' \left| \begin{array}{l} f_0 \\ 20\log H_0 \end{array} \right.$

Ici l'asymptote BF indique : $20 \log H_0 \simeq -22 dB$

et $G_{dB}(f_0) = 20 \log(QH_0) = -2{,}5\ dB$

On en déduit : $\boxed{k = H_0 = 0{,}08}$

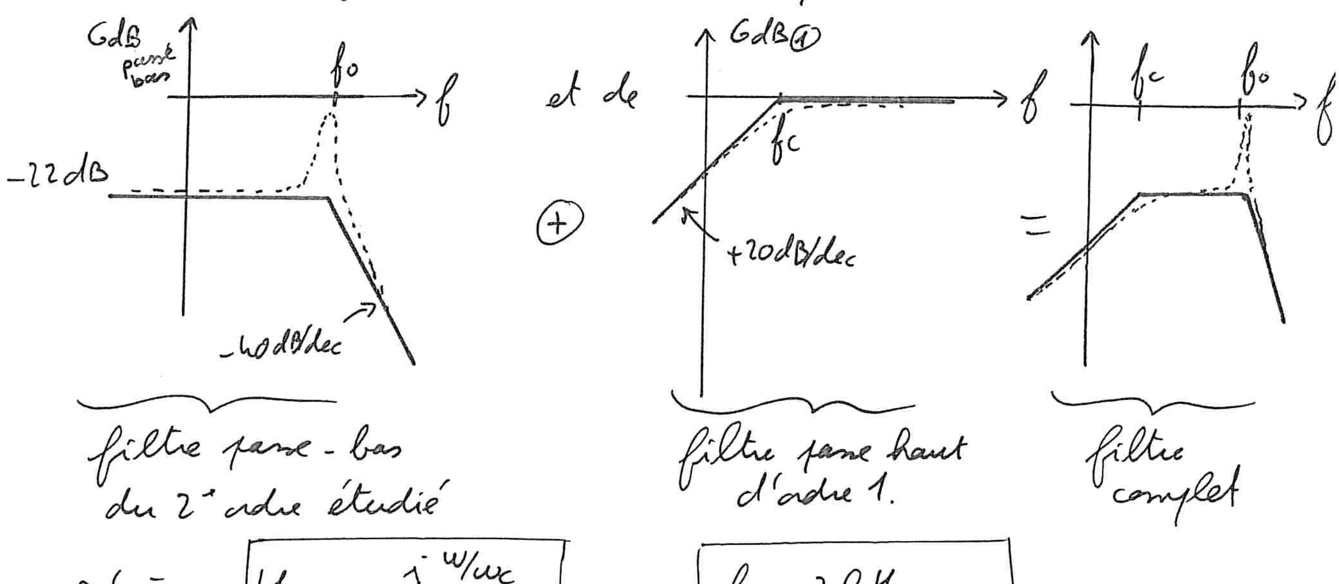
et $H_0 Q = 0{,}75$ donc $\boxed{Q = 9{,}4}$

Q est notablement inférieur à la valeur théorique mais il doit y avoir des résistances parasites (bobinage, R_{int}) non prise en compte.

On a bien $k \ll 1$ donc l'hypothèse ② est vérifiée.

14. Si $\underline{H} = \underline{H}_{①} \times \underline{H}_{②}$ alors $G_{dB} = G_{dB①} + G_{dB②}$

Or le diagramme de Bode complet est la somme de :



D'où $\boxed{\underline{H}_1 = \dfrac{j\,\omega/\omega_c}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}}$ avec $\boxed{\begin{array}{l} f_c \simeq 2\ kHz \\ \omega_c \simeq 12{,}6 \cdot 10^3\ rad\,s^{-1} \end{array}}$

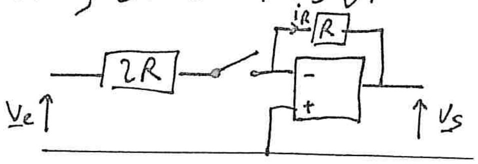
III Filtrage actif.

1. . La <u>liaison électrique</u> entre la <u>sortie et l'entrée inverseur</u> (contreréaction négative) est un indice de fonctionnement linéaire de l'ALI (condition nécessaire).

. En fonctionnement linéaire $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$.

. Il faut alimenter l'ALI (avant d'appliquer la tension u_e) avec une <u>alimentation stabilisée stationnaire symétrique</u> : typiquement $-15V$; $0V$ et $+15V$.

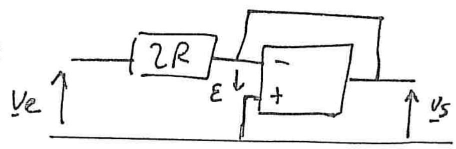
2. × En BF le circuit devient :



or $V_+ = V_- = 0$

et $V_S = V_-$ car $i_R = 0$. Donc $\underline{U_S} \xrightarrow{BF} 0$

× En HF le circuit devient :



donc $\underline{V_S} = V_- = V_+ = 0$

("théorème du fil" + $\varepsilon = 0$). Donc $\underline{v_S} \xrightarrow{HF} 0$

× Il s'agit d'un <u>passe-bande</u>.

3. ALI : $i_+ = i_- = 0$

fonctionnement linéaire : $\varepsilon = 0$

circuit : $V_+ = 0$

<u>Posons</u> $\begin{cases} \underline{Z_1} = 2R + \underline{Z_{C/2}} = 2R + \dfrac{2}{jC\omega} \\ \underline{Z_2} = (R // \underline{Z_C}) = \dfrac{R}{1+jRC\omega} \end{cases}$

Millmann en $\ominus$: $V_-\left(\dfrac{1}{\underline{Z_1}} + \dfrac{1}{\underline{Z_2}}\right) = \dfrac{\underline{u_e}}{\underline{Z_1}} + \dfrac{\underline{U_S}}{\underline{Z_2}}$

Donc $\dfrac{\underline{u_S}}{\underline{u_e}} = -\dfrac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1}}$ (c'est un montage amplificateur inverseur)

⚠ $\underline{Z_{C/2}} = \dfrac{1}{j\frac{C}{2}\omega} = \dfrac{2}{jC\omega}$.

Finalement $\underline{H} = \dfrac{-R}{1+jRC\omega} \times \dfrac{1}{2\left(R + \frac{1}{jC\omega}\right)} = \dfrac{-1/2}{(1+jRC\omega)\left(1+\frac{1}{jRC\omega}\right)}$

Donc $\underline{H} = \dfrac{-1/2}{1+jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega} + 1} = \dfrac{-1/4}{1+\frac{j}{2}\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)} \Rightarrow \boxed{H_0 = -1/4 \quad Q = 1/2 \quad \omega_0 = \dfrac{1}{RC}}$

4. $\boxed{\underline{Z}_e = \dfrac{\underline{u}_e}{\underline{i}_e} \text{ à vide}}$

Loi des mailles à l'entrée : $\underline{u}_e + \underline{Z}_1 \times \underline{i}_e + \underline{\varepsilon} = 0$

or $\underline{\varepsilon} = 0$ donc $\boxed{\underline{Z}_e = \underline{Z}_1 = 2R + \dfrac{2}{jC\omega}}$

5. Si on ajoute une charge $\underline{Z}_{ch}$ en sortie du filtre, les équations précédentes (q. 3) restent valables :

$\boxed{\underline{H} = -\dfrac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \text{ est indépendante de } \underline{Z}_{ch}.}$

Si $\underline{Z}_s \neq 0$, alors $\underline{u}_s = \dfrac{\underline{Z}_{ch}}{\underline{Z}_s + \underline{Z}_{ch}} \cdot \underline{H}\,\underline{u}_e \neq \underline{H}\,\underline{u}_e$.

C'est contraire à la remarque précédente donc $\boxed{\underline{Z}_s = 0}$

6. * BF : pente $= +20\,dB/dec$

or $\underline{H} \xrightarrow{BF} \dfrac{H_0}{-jQ\frac{\omega_0}{\omega}}$

donc $G_{dB,BF} = 20\log\left|\dfrac{H_0}{-jQ\frac{\omega_0}{\omega}}\right|$

$= 20\log\dfrac{|H_0|}{Q\omega_0} + \underbrace{20\log\omega}_{\text{pente de } +20dB/dec}$

C'est compatible !

* HF : pente $= -20\,dB/dec$.

or $\underline{H} \xrightarrow{HF} \dfrac{H_0}{jQ\frac{\omega}{\omega_0}}$

donc $G_{dB,HF} = 20\log\left|\dfrac{H_0}{jQ\frac{\omega}{\omega_0}}\right|$

$= 20\log\dfrac{|H_0|\omega_0}{Q} - \underbrace{20\log\omega}_{\text{pente de } -20dB/dec}$

C'est compatible !

* $G_{dB,max} = -12\,dB$ et en théorie $G_{dB,max} = G_{dB}(\omega_0) = 20\log|H_0|$
$= 20\log 0{,}25 = -12\,dB$

C'est compatible !

7. On relève $f_0 = 300\,Hz$.

Or $f_0 = \dfrac{1}{2\pi RC}$ donc $\boxed{C = \dfrac{1}{2\pi R f_0} = 113\,nF}$

8. On relève $f_{c1} = 125\,Hz$ et $f_{c2} = 700\,Hz$ $(G_{dB}(f_c) = -12-3 = -15\,dB)$

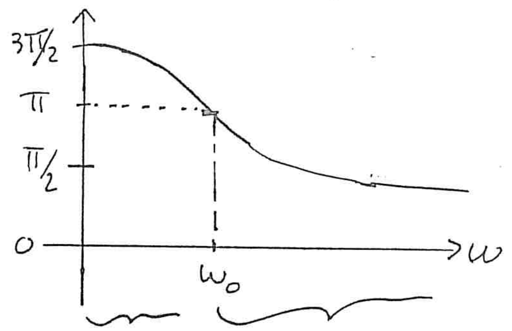
Or $\boxed{Q = \dfrac{f_0}{\Delta f} = 0{,}5}$ c'est compatible !

9. $\varphi = \arg(\underline{H}) = \pi - \arctan\left(Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right)$

$\varphi \xrightarrow{BF} \frac{3\pi}{2}$

$\varphi(\omega_0) = \pi$

$\varphi \xrightarrow{HF} \pi/2$



u_s en <u>retard</u> car la mesure principale $\in [-\pi/2 \,;\, -\pi]$.

u_s en avance sur u_e.

10. On constate que $u_{s_m} = 1V$ donc $G_{dB}(f_1) = 20 \log \frac{1}{5} = -14 dB$

On lit que $f_1 \simeq 150\,Hz$ ou $f_1 \simeq 600\,Hz$.

Il faut utiliser la phase pour trancher :

u_s est en avance sur u_e $(\Delta\varphi_{s/e} \simeq 140°)$ donc $\boxed{f_1 = 600\,Hz}$

11. On relève $T_2 = 0{,}2\,ms$ $\Rightarrow$ $\boxed{f_2 = 5\,kHz.}$

* Le signal créneau comporte un fondamental à $f_2 = 5\,kHz$ puis des harmoniques (impaires uniquement) qui sont toutes dans la zone de l'asymptote HF de pente $-20\,dB/dec$ $\Rightarrow$ c'est un <u>intégrateur</u> dans cette zone.

Le signal de sortie est donc toujours de fréquence f_2 mais sa forme est triangulaire.

* L'amplitude de u_s est faible car à $5\,kHz$ on lit $G_{dB}(f_2) = -30\,dB$ donc le fondamental de u_s a une amplitude = amplitude du ——— de $u_e \times \underbrace{10^{-30/20}}_{0{,}03}$

C'est cohérent avec la figure.

* Le déphasage est de $\pi/2$ pour le fondamental et les harmonique : on a bien u_s en <u>quadrature avance</u> / u_e.