PLANCHE n° 1 ELECTRICITE - SIGNAUX.

① Etude des caractéristiques d'un filtre.

ⓐ comportement intégrateur. Comme le filtre est d'ordre 2 on sait que c'est forcément un passe-bande et que $\omega_a \gg \omega_0$ du passe-bande.

Forme canonique : $\underline{H}(j\omega) = \dfrac{H_0}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}$.

$\omega_a = \dfrac{2\pi}{T_a}$ on mesure T_a sur l'oscillogramme

$T_a = 40\,\mu s \rightarrow f_a = 25\ kHz$.

$\omega_a = 50\pi . 10^3\ rad.s^{-1}$.

ⓑ la sortie est sinusoïdale et de même période que le créneau $\Rightarrow$ la pulsation ω_b est très voisine de ω_0 et ω_b est le fondamental du signal.

$\Rightarrow \omega_0 = \omega_b = \dfrac{2\pi}{T_b}$ avec $T_b = 0{,}4\,ms$ $f_b = 2{,}5\ kHz$.

$\Rightarrow \boxed{\omega_0 = 5\pi\ 10^3\ rad.s^{-1}}$

le signal est très bien filtré car seul le fondamental est transmis - on a donc un grand facteur de qualité.

Enfin, les 2 signaux sont en opposition de phase : on en déduit $H_0 < 0$.

$$e(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2A_0}{\pi}\,\frac{1}{2n+1} \sin\left((2n+1)\frac{2\pi t}{T}\right)$$

$$s(t) \simeq \frac{2A_0}{\pi} H_0 \sin(\omega_0 t)$$

$\omega_0 = \dfrac{2\pi}{T}$

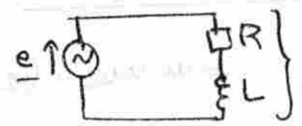
on ne conserve que le terme ω_0

car on suppose $(Q \gg 1)$ que $|H| \simeq 0$ pour ω hors-bande

Corrigé planche n°1 — Électricité - Signaux

Exo 2 : Facteur de puissance d'un moteur.

(1°)



$$Z = R + jL\omega = |Z| (\cos\phi + j\sin\phi)$$

$\underline{e} = \sqrt{2}\, V_e \cos 2\pi f t$

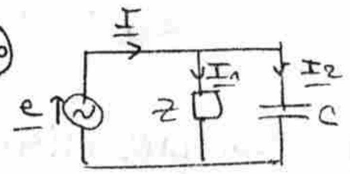
P_a puissance active, celle absorbée par effet Joule par le moteur.

$$P_a = I_e V_e \cos\phi \quad \Rightarrow \quad \boxed{\cos\phi = \frac{P_a}{I_e V_e} = 0{,}781} \quad (\phi = 38°)$$

P_r puissance réactive : $\boxed{P_r = V_e I_e \sin\phi}$ échangée entre les parties réactives (inductives et capacitives) du circuit :

$P_r = 4{,}4$ kW.

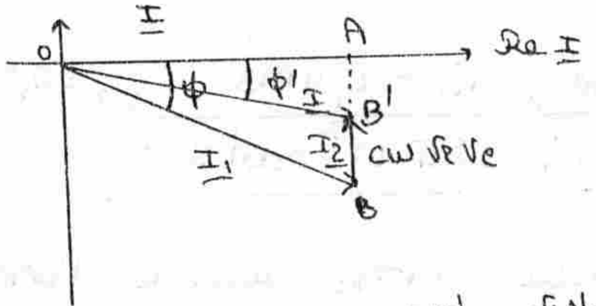
(2°)



$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2$$

$$\begin{cases} \underline{I}_1 = \dfrac{\sqrt{2}\, V_e}{|Z|} (\cos\phi - j\sin\phi) \\ \underline{I}_2 = jC\omega \sqrt{2}\, V_e \end{cases}$$

Diagramme de Fresnel en intensité :



$$\tan\phi = \frac{AB}{OA}$$

$$\tan\phi' = \frac{AB'}{OA}$$

$$\Rightarrow \tan\phi - \tan\phi' = \frac{BB'}{OA} = \frac{\sqrt{2}\, V_e C\omega}{Re(\underline{I}_1)} = \frac{C\omega |Z|}{\cos\phi}$$

$$P_a = V_e I_e \cos\phi$$
$$I_e = \frac{V_e}{|Z|}$$
$$\Rightarrow \tan\phi - \tan\phi' = \frac{C\omega V_e^2}{P_a}$$

d'où $\boxed{C = \dfrac{P_a}{\omega V_e^2} (\tan\phi - \tan\phi')}$. $C = 135\ \mu F$

$$\langle P \rangle = V_e I_e \cos\phi = P_a = \frac{1}{2} |Z| I_m^2 \cos\phi = R I_e^2$$

$$p = ui = U_m I_m \cos\omega t \cos(\omega t - \phi) = U_m I_m \cos(\omega t - \phi)\cos(\omega t - \phi + \phi)$$

$$= \underbrace{\frac{1}{2} U_m I_m \cos\phi}_{P_a} \left(1 + \cos(2\omega t - \phi)\right) - \underbrace{\frac{1}{2} U_m I_m \sin\phi}_{P_r} \sin 2(\omega t - \phi)$$

$Z = R + jS \qquad P_a = \frac{1}{2} R I_m^2 \qquad P_r = \frac{1}{2} S I_m^2 \qquad$ et $\quad \underline{P} = P_a + j P_r \quad \left(\underline{P} = \frac{1}{2} \underline{U} \cdot \underline{I}^*\right)$

En mesurant l'amplitude du créneau, on a $A_0 = 1$ div
$= 0{,}5$ V.

En mesurant l'amplitude du signal de sortie, on a :

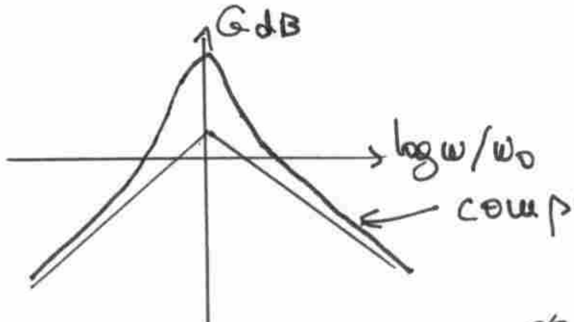
$$4\frac{A_0}{\pi}H_0 = 3 \text{ div} = 30\,V$$

d'où $\boxed{H_0 \simeq 47}$

Exploitation du graphe (a) :

Le filtre passe-bande coupe la composante continue et intègre tous les harmoniques.

on a donc $\omega_a = \frac{2\pi}{T_a} \gg$ fréquence de coupure haute du filtre



comportement intégrateur : $|\underline{H}| \simeq |H_0|\frac{\omega_0}{Q\omega}$

$$e(t) = \underbrace{\cancel{\frac{A_0}{2}}}_{\text{coupée}} + \frac{2A_0}{\pi}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{1}{2n+1}\sin\left((2n+1)\frac{2\pi t}{T_a}\right) \cdot \left(T_a = \frac{2\pi}{\omega_a}\right).$$

intégration

$$s(t) = \frac{|H_0|}{Q}\frac{2A_0}{\pi}\frac{\omega_0}{\omega_a}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{1}{(2n+1)^2}\cos\left((2n+1)\frac{2\pi t}{T_a}\right) \cdot (H_0 < 0).$$

signal triangle.

on peut, pour faire plus simple, considérer que l'amplitude du signal triangle est exactement due à son fondamental ($\omega = \omega_a$ ie $n=0$).

→ amplitude $A_0 = 1$ V. (créneau d'entrée).

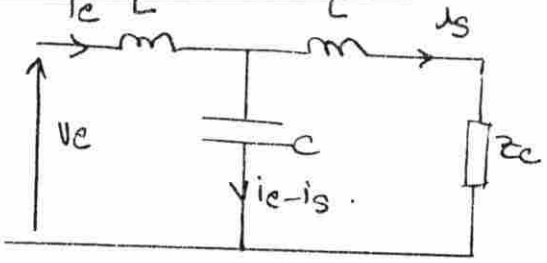
→ amplitude sortie $= 3$ div $= 0{,}3$ V $\simeq \frac{2A_0}{\pi}\frac{|H_0|}{Q}\frac{\omega_0}{\omega_a}\times 2$

⇒ avec $\frac{\omega_0}{\omega_a} = \frac{1}{10}$ $\frac{4H_0}{\pi} = 60$

cela donne $\boxed{Q = 20}$ → filtre très sélectif.

3) Impédance caractéristique

1°)



$$Z_e = \frac{v_e}{i_e}$$

$$v_e = jL\omega\, i_e + \frac{i_e - i_s}{jC\omega}.$$

$$v_e = jL\omega\, i_e + jL\omega\, i_s + Z_c\, i_s \Rightarrow i_s = \frac{v_e - jL\omega i_e}{Z_c + jL\omega}.$$

$$\Rightarrow v_e = \left(jL\omega + \frac{1}{jC\omega}\right) i_e - \frac{1}{jC\omega}\,\frac{v_e - jL\omega\, i_e}{Z_c + jL\omega}.$$

$$\Rightarrow v_e \left[1 + \frac{1}{jC\omega}\,\frac{1}{Z_c + jL\omega}\right] = i_e \left[jL\omega + \frac{1}{jC\omega} + \frac{L}{C}\,\frac{1}{Z_c + jL\omega}\right].$$

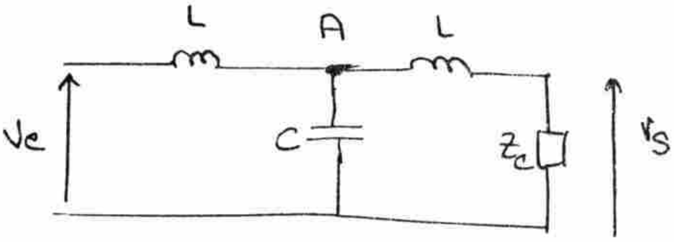
$$\Rightarrow \boxed{Z_e = \frac{Z_c\,(1 - LC\omega^2) + jL\omega\,(2 - LC\omega^2)}{1 - LC\omega^2 + jC\omega Z_c}}.$$

2°) $Z_e = Z_c \Leftrightarrow Z_c\,(1 - \cancel{LC\omega^2}) + jC\omega Z_c^2 = Z_c(1 - \cancel{LC\omega^2}) + jL\omega\,(2 - LC\omega^2)$

$$\Rightarrow Z_c^2 = \frac{L}{C}\,(2 - LC\omega^2).$$

- si $\omega < \omega_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{LC}}$: $Z_c^2 > 0$ et $Z_c = R_c = \sqrt{\frac{L}{C}(2 - LC\omega^2)}$ résistive.
- si $\omega > \omega_1$: $Z_c^2 < 0$ et $Z_c = \pm j\sqrt{\frac{L}{C}(LC\omega^2 - 2)}$ réactive

3°) on a le schéma :



en A la loi des noeuds en terme de potentiel (LNTP) donne :

$$v_A = \frac{v_e / jL\omega + v_s / jL\omega}{\frac{2}{jL\omega} + jC\omega}.$$

$$= \frac{v_e + v_s}{2 - LC\omega^2}$$

Diviseur de tension : $v_s = v_A \frac{Z_c}{Z_c + jL\omega}.$

$$\Rightarrow (Z_c + jL\omega)\, v_s = \frac{Z_c}{2 - LC\omega^2}\,(v_e + v_s).$$

D'où $$\boxed{\underline{H} = \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = \frac{\underline{Z_c}}{\underline{Z_c}(1-LC\omega^2) + jL\omega(2-LC\omega^2)}}.$$

4°) <u>si $\omega > \omega_1$:</u> $\underline{Z_c} = \underline{Z_i}$ et $Z_c^2 = \frac{L}{C}(2-LC\omega^2)$.

$$\underline{Z_c} = j\sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt{LC\omega^2-2}$$

$$\Rightarrow \boxed{\underline{H} = \frac{-1}{LC\omega^2 - 1 + \omega\sqrt{LC}\sqrt{LC\omega^2-2}}}$$

$\underline{H}$ est réelle → aucun déphasage (ou $\varphi = \pi = cte$).
↳ <u>filtre sans déphaser</u>.

<u>si $\omega < \omega_1$:</u> $\underline{Z_c} = \sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt{2-LC\omega^2}$

$$\boxed{\underline{H} = \frac{1}{1-LC\omega^2 + j\omega\sqrt{LC}\sqrt{2-LC\omega^2}}}$$

<u>filtre passe-bas.</u>

⑤

$v_e - v_\ominus = \underline{z}\, i_e$ or $v_\ominus = v_\oplus = \frac{k}{1+k} v_S = \frac{k\, \underline{T}}{1+k} v_e$.

$\Rightarrow v_e \left(1 - \frac{k\,\underline{T}}{1+k}\right) = \underline{z}\, i_e$ d'où $\underline{Z_e} = \dfrac{\underline{z}}{1 - \frac{k\,\underline{T}}{1+k}}$.

$\underline{z} = R\left(1 - j\frac{\omega_0}{\omega}\right)$

$$\Rightarrow \boxed{\underline{Z_e} = R \cdot \dfrac{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}}{1 + k\dfrac{Q}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}}}$$

En $\omega \simeq \omega_0$: le dénominateur de $\underline{Z_e}$ vaut $1 + kQ \gg 1$
le numérateur n'est pas nul

$\Rightarrow$ $\underline{Z_e}$ est très petit devant R au voisinage de la résonance pour $Q \gg 1$.

$\underline{Z_{e0}} = R \cdot \frac{1-j}{1+Qk}$. $\quad Q = \frac{1}{2-k} \Rightarrow k = 2 - \frac{1}{Q}$

$\Rightarrow \underline{Z_{e0}} = R\,\frac{1-j}{2Q}$ d'où $\boxed{Z_{e0} = \left|\underline{Z_{e0}}\right| = \frac{R}{\sqrt{2}Q} \gg R.}$

③ AN : $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 491\ \text{Hz}$

$Q = \frac{1}{2-k} \doteq 20$. $\quad T_0 = \frac{1+k}{k-2} = -59$

$Z_{e0} = \frac{R}{\sqrt{2}Q} = 95{,}4\ \Omega$.

④ on a le même calcul qu'au ① en remplaçant $R + \frac{1}{jC\omega}$ par $R + R_G + \frac{1}{jC\omega}$ dans $\underline{z}$.

$\frac{1}{\underline{T_G}} = \frac{1}{1+k}\left[k - \frac{\underline{z}}{R} - \underline{z}\, jC\omega\right] = \frac{1}{1+k}\left[k - \frac{R+R_G}{R} - \frac{1}{jRC\omega} - j(R+R_G)C\omega\right]$

$= \frac{1}{1+k}\left[\left(k - 2 - \frac{R_G}{R}\right) + \frac{j}{RC\omega} - j(R+R_G)C\omega\right]$

$$\Rightarrow \underline{T_G} = \dfrac{\dfrac{1+k}{k-2-R_G/R}}{1 + \dfrac{j}{-k+2+\frac{R_G}{R}}\left[(R+R_G)C\omega - \dfrac{1}{RC\omega}\right]} = \dfrac{T_G}{1 + jQ_G\left[\frac{\omega}{\omega_{0G}} - \frac{\omega_{0G}}{\omega}\right]}$$

$$\underline{T_G} = \frac{T_{oG}}{1 + j Q_G \left(\frac{\omega}{\omega_{oG}} - \frac{\omega_{oG}}{\omega} \right)}$$

$$\boxed{-T_{oG} = \frac{1+k}{2+k_G-k} \qquad |T_{oG}| < |T_0|}$$

$$\boxed{Q_G = \frac{\sqrt{1+k_G}}{2+k_G-k} \qquad \omega_{oG} = \frac{1}{\sqrt{1+k_G}} \frac{1}{RC} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k_G}} < \omega_0 .}$$

$R_G = 50\ \Omega \Rightarrow k_G = 18{,}5 \cdot 10^{-3}$

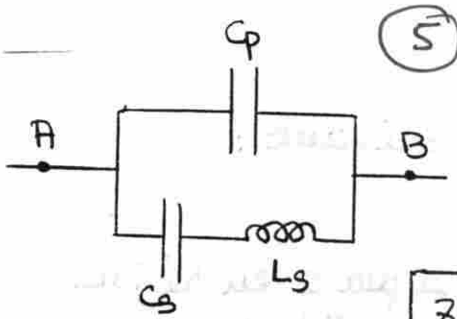
$Q_G = 14{,}7$

$T_{oG} = -43$

$f_{oG} = 486\ Hz$ fréquence peu modifiée mais le générateur fait chuter le facteur de qualité du filtre.
(cela parce que R_G n'est pas négligeable devant Z_{C0}).

5 Quartz sans pertes

a)



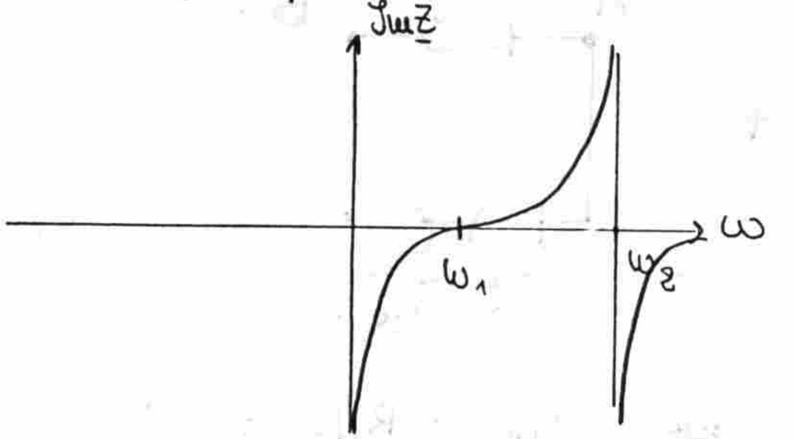
$$\frac{1}{\underline{Z}} = jC_p\omega + \frac{1}{jL_s\omega + \frac{1}{jC_s\omega}} = j\omega\left[C_p + \frac{C_s}{1-L_sC_s\omega^2}\right]$$

$$\boxed{\underline{Z} = \frac{1}{j\omega\left[C_p + \frac{C_s}{1-L_sC_s\omega^2}\right]}}$$

b) $\mathrm{Im}\,\underline{Z} = |\underline{Z}| = \dfrac{1}{\omega\left[C_p + \frac{C_s}{1-L_sC_s\omega^2}\right]}$

$\omega = \omega_1 = \dfrac{1}{\sqrt{L_sC_s}}$: $\underline{Z} = 0$ (résonance).

$\omega \to \omega_2 = \dfrac{1}{\sqrt{L_s\frac{C_sC_p}{C_p+C_s}}}$: $\underline{Z} \to \infty$ (antirésonance). $\omega_2 > \omega_1$ (du même ordre de grandeur)



c) Si $\underline{Z} \to \infty$ = on peut avoir $I = 0$ (dipôle non connecté) et U aux bornes $\neq 0$. Alors la pulsation est ω_2 = pulsation d'oscillation du quartz.

Rmq : en pratique, $\underline{Z}$ a aussi une partie réelle (qui modélise les pertes). Pour faire osciller le quartz, il faut compenser les pertes par une résistance négative.

⑥ Filtre retard $\underline{H} = \dfrac{-1}{1-x^2+\sqrt{2}jx}$ $x = \dfrac{\omega}{\omega_0}$ $\omega_0 = 10^4 \text{ rad.s}^{-1}$

1°) $\varphi = \operatorname{Arg}\underline{H} = \pi - \operatorname{Arg}(1-x^2+j\sqrt{2}x)$.

Pour $\omega \ll \omega_0$: $x \ll 1$ $1-x^2+j\sqrt{2}x \# 1+j\sqrt{2}x$.

$\operatorname{Arg}(1+j\sqrt{2}x) = \operatorname{Arctan}\sqrt{2}x \# \sqrt{2}x$

$\Rightarrow$ $\boxed{\varphi \# \pi - K\omega \text{ avec } K = \dfrac{\sqrt{2}}{\omega_0}}$.

2°) Signal pair : $E(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos n\omega_0' t$

$C_0 = \dfrac{E_0}{2}$ valeur moyenne du signal.

$$C_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} E(t)\cos n\omega_0' t \, dt = \frac{2}{T}\int_{-T/4}^{T/4} E_0 \cos n\omega_0' t \, dt = \frac{2E_0}{n\pi}(-1)^{2p+1}$$

si $n = 2p+1$

$= 0$ sinon.

$$\Rightarrow \boxed{E(t) = \frac{E_0}{2} + \frac{2E_0}{\pi}\sum_{p=0}^{\infty}\frac{(-1)^{2p+1}}{2p+1}\cos(2p+1)\omega_0' t}$$

Signal de sortie : $H(x) = |\underline{H}(x)| = (1+x^4)^{-1/2}$

$$S(t) = -H(0)\frac{E_0}{2} + \frac{2E_0}{\pi}\sum_{p=0}^{\infty}\frac{(-1)^{2p+1}}{2p+1} H((2p+1)\omega_0') \cos[(2p+1)\omega_0' t + \varphi_p]$$

en ne gardant que les 6 premiers harmoniques non nuls :

$$S(t) \# -\frac{E_0}{2} - \frac{2E_0}{\pi}\sum_{p=0}^{4}\frac{(-1)^{2p+1}}{2p+1}\cos[(2p+1)\omega_0' t - K(2p+1)\omega_0']$$

car, comme $\omega_0' \ll \omega$: $H((2p+1)\omega_0') \# H(0) = 1$ pour les premières valeurs de p.

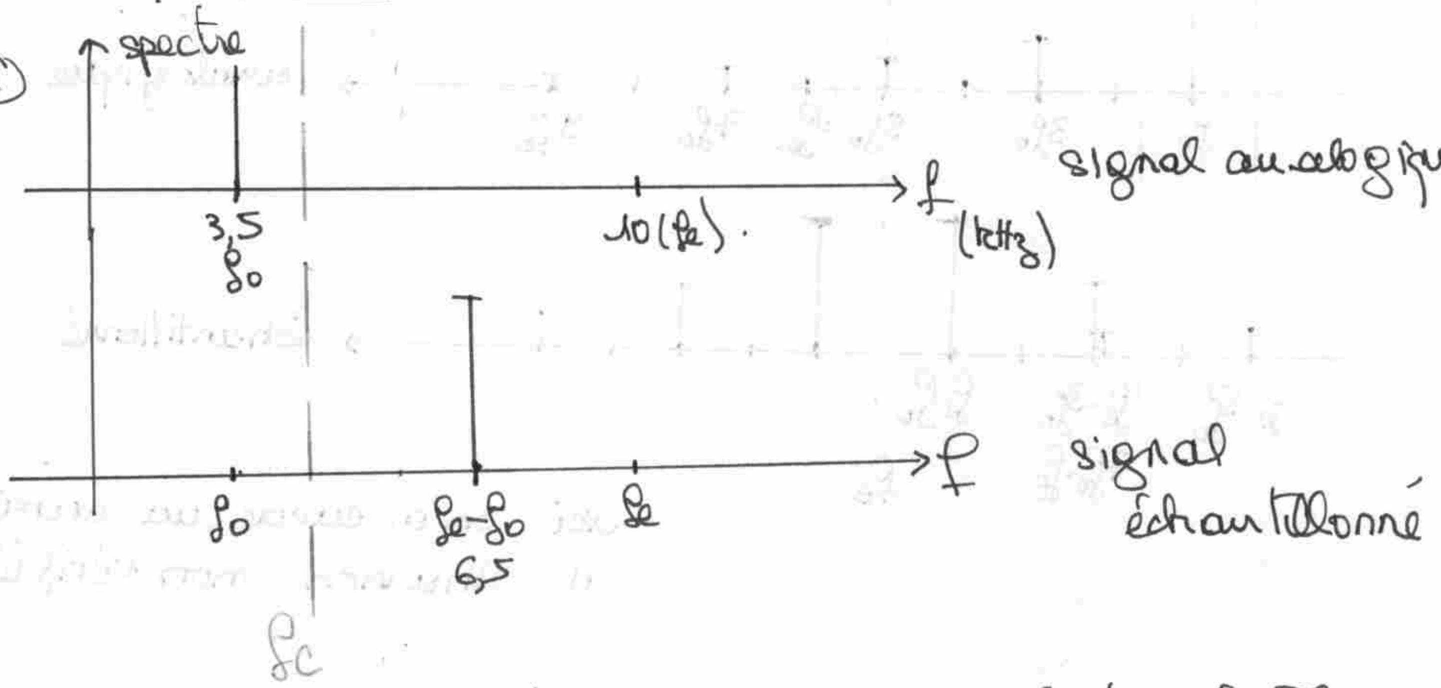
$$\Rightarrow S(t) \# -\left[\frac{E_0}{2} + \frac{2E_0}{\pi}\sum_{p=0}^{4}\frac{(-1)^{2p+1}}{2p+1}\cos((2p+1)\omega_0'(t-K))\right]$$

Si on accepte de représenter les signaux par leurs 6 premières harmoniques, on a : $\underline{S(t) \# E(t-K)}$.

<u>Le montage réalise donc un retard de $K = 1{,}4 \cdot 10^{-4}$ s.</u>

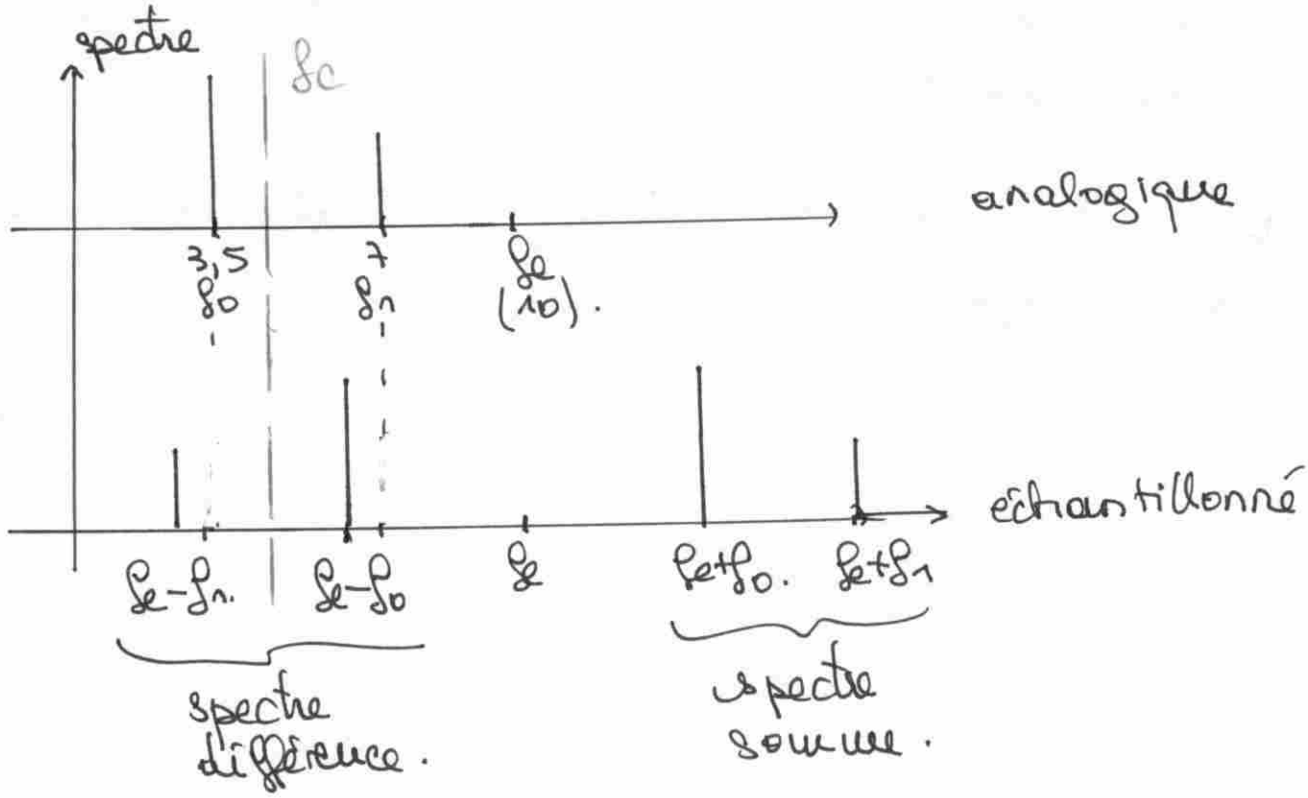
Exo 8 - CAN.

1



→ Ici le critère de Shannon est tout juste vérifié.
→ Rien en sortie du passe-bas de $f_c = 3{,}8$ kHz.

2



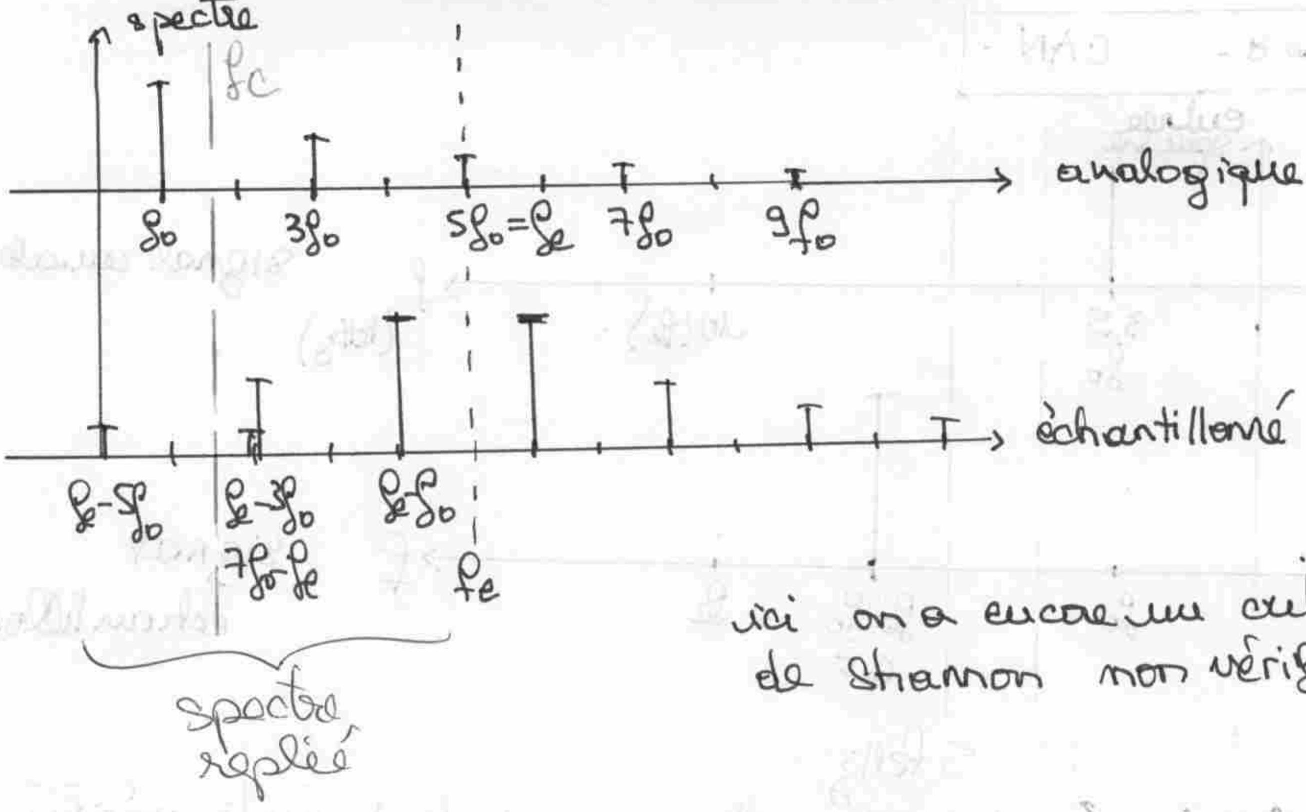
⇓

repliement du spectre

ici le critère de Shannon n'est pas respecté
on n'a pas $f_e > 2 f_{max}$.
10 kHz 14 kHz.

→ on ne récupère pas la mê composante en sortie du passe bas, que si c'était le signal analogique!

(3)



ici on a encore un critère de Shannon non vérifié

→ si on met le signal analogique à l'entrée du passe-bas à f_c, on récupère le fondamental du créneau à f_0.

→ si on injecte le signal échantillonné on récupère l'harmonique 5 !

Exo 9 - CAN Electrocardiogramme

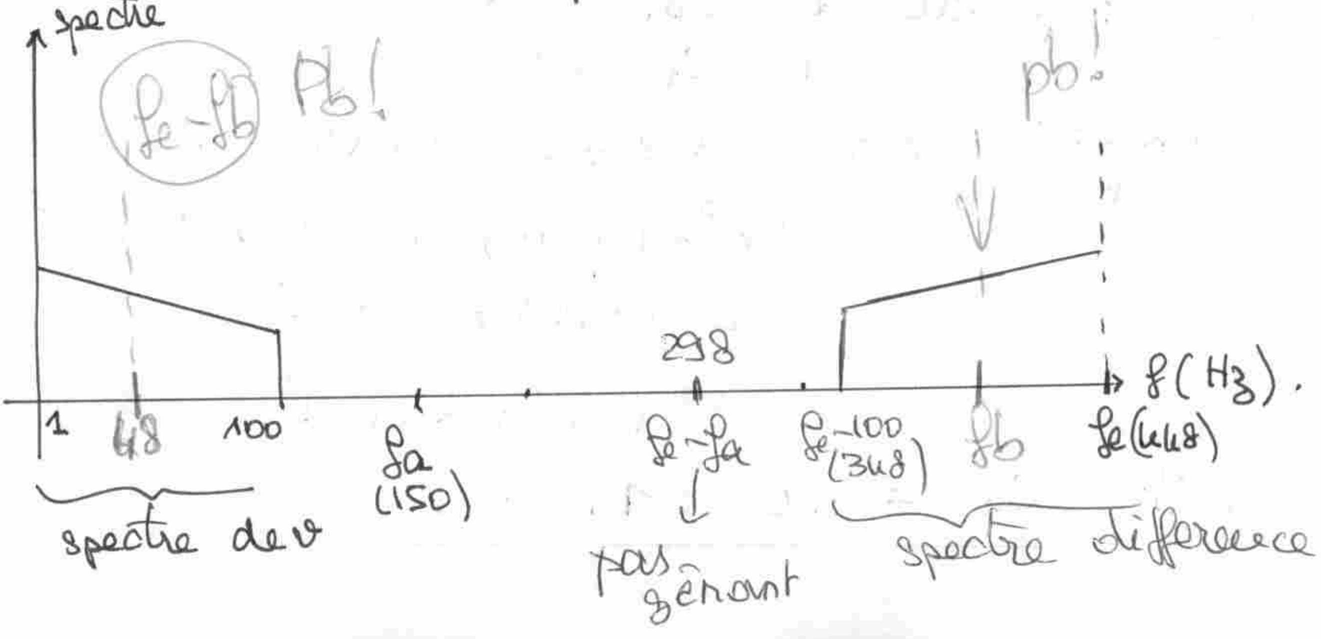
① Période du signal : 5 div = 1s ⇒ $f = 1\,Hz = f_1$.
c'est la fréquence fondamentale.
↳ correspond à 1 battement par seconde
ié rythme de 60 bpm → normal !

② si le spectre s'étend jusqu'à 100 Hz, il faut échantillonner à au moins 200 Hz.

③ $f_e = 448\,Hz$.
La fréquence parasite à 150 Hz ne sera pas gênant à l'échantillonnage car elle vérifie le critère de Shannon.
Par contre l'autre non : elle va gêner → repliement
(fb)

④ sous le spectre différence, à l'échantillonnage, on va retrouver :
$\boxed{f_e - f_a \text{ à } 298\,Hz. \ (a)}$
et $\boxed{f_e - f_b \text{ à } 48\,Hz \ (b)}$.

(a) ce signal ne se mélange pas au spectre de v(t).
(b) ce signal se mélange au spectre de v(t)
→ repliement



⑤ on veut éliminer le signal à $f_b = 400\,Hz$.

il faut donc $-20n\log\left(\frac{f_b}{f_c}\right) \leq -20\log(100)$.

avec $f_c = f_{max}$ $\Rightarrow$ $n \geq 3{,}3$

on prendra $\underline{n = 4}$.

avec $f_c = 2f_{max}$ il faudra $\underline{n = 7}$

Exo 9 ① Par le diviseur de tension :

$$U_{PT} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3 + R_2'} U_0 \quad \left(R_2' = \frac{R_2}{2} \text{ ici car rhéostat en position médiane}\right).$$

$P_{max} = 10\,bar \Rightarrow U_{PT} = 20\,V$.

pour $U_0 = 10\,V$.

$\Rightarrow$ $\boxed{R_1 = R_3 = 1\,k\Omega}$.

② $0 \to 10\,V$.

$0 \to 255$ niveaux $\Rightarrow$ $\boxed{q = \frac{10}{255} = 39{,}2\,mV}$

$$U_{PT} = \frac{U_0}{2} = \frac{39{,}2 \cdot 10^{-3}}{2} = \text{le } P_{min}.$$

$\Rightarrow$ $\underline{P_{min} = 9{,}8\,mbar}$.

③ $P = 6\,bar \Rightarrow U_{PT} = 12\,V$

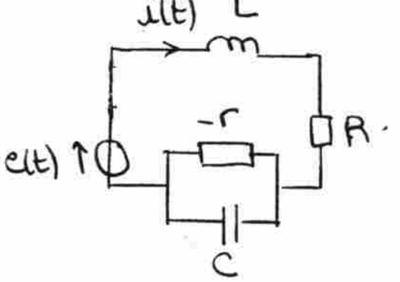
$\Rightarrow U_0 = 6\,V$.

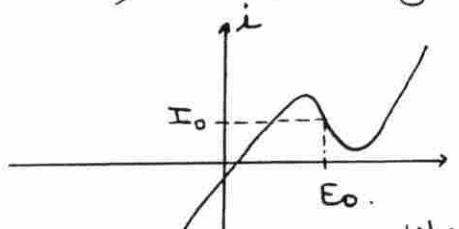
$$6 \times \frac{255}{10} = 153 = 152 + 1 = 8 \times 19 + 1$$
$$= 2^3 \times (18 + 1) + 1 = 2^4 \times 9 + 2^3 + 2^0$$
$$= 2^4 (8 + 1) + 2^3 + 2^0$$
$$= 2^8 + 2^4 + 2^3 + 2^0$$

soit $\underline{U_0 \equiv 100011001}$

Exo 10 — Stabilité d'un montage à diode Tunnel

Avec le montage équivalent à la diode, on a, en régime variable





pour utiliser l'effet Tunnel, il faut polariser la diode.

$$\left.\begin{aligned}\underline{e}(t) &= (jL\omega + R + \underline{Z})\,\underline{i}(t)\\ \text{avec}\quad \underline{Z} &= \frac{r}{jrC\omega - 1}\end{aligned}\right\} \Rightarrow \left[jrC\omega - 1\right]\underline{e}(t) = \left[(R+jL\omega)(jrC\omega-1)+r\right]\underline{i}(t)$$

ce qui donne en régime quelconque :

$$\boxed{LC\frac{d^2i}{dt^2} + \left(-\frac{L}{r}+RC\right)\frac{di}{dt} + \left(-\frac{R}{r}+1\right)i(t) = -\frac{1}{r}e(t) + C\frac{de}{dt}}$$

Le montage est <u>stable</u> si les solutions de l'équation sans 2e membre sont de la forme $A e^{-t/\tau}\cos(\Omega t+\varphi)$

donc si $\left\{\begin{aligned}&RC - \frac{L}{r} > 0\\ &\text{et}\\ &1-\frac{R}{r} > 0\end{aligned}\right.$ soit $\boxed{\left\{\begin{aligned}&R < r\\ &L < rRC\end{aligned}\right.}$

Exo 11 — Défaut de linéarité d'un amplificateur

$$v_s(t) = A\,v_e(t) + B\,v_e^2(t).$$

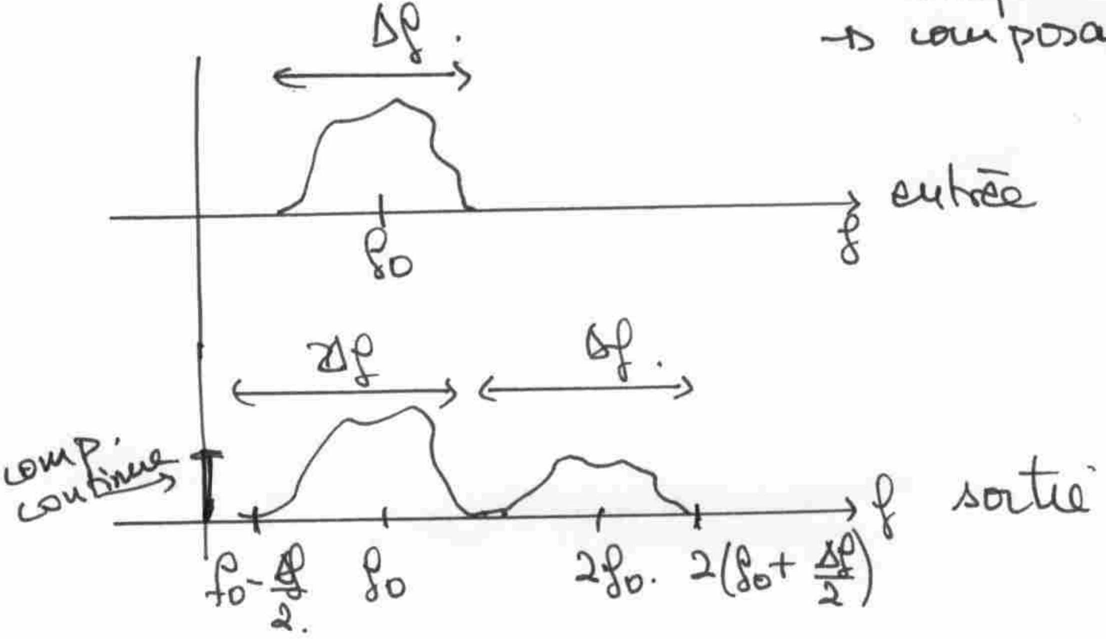
① <u>Si $v_e(t)$ est harmonique</u> : $v_e(t) = v_0\cos\omega t$

<u>en sortie</u> : $v_s(t) = Av_0\cos\omega t + \underbrace{\frac{Bv_0^2}{2}}_{\text{rajout composante continue}} + \underbrace{\frac{Bv_0^2}{2}\cos 2\omega t}_{\text{rajout d'un harmonique}}$

$$dh = \frac{1}{C_1}\left(\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2\right)^{1/2} = \boxed{\frac{Bv_0}{2A}}$$

② signal d'entrée : $[0 ; \Delta f]$.

signal de sortie :
- → composante linéaire
- → composante double
- → composante continue



Plage de fréquences = $\underline{0 \text{ à } 2f_0 + \Delta f}$