

Corrigé DM2 (2018)

EXERCICE 1 : Décalage de fréquence d'un oscillateur.

1°) Bloc ① : filtre.

a) "Basses fréquences" : $x \rightarrow 0$ ($\frac{1}{x} \gg x$) ($\frac{1}{x} \gg 1$)

$$\underline{H} \sim \frac{A_0}{-jQ\frac{1}{x}} = jx \frac{A_0}{Q}$$

$$\Rightarrow |\underline{H}| = x \frac{A_0}{Q} \text{ et } g_{dB} \equiv 20 \log_{10} |\underline{H}| = 20 \log_{10} \left(x \frac{A_0}{Q} \right)$$

→ équation de l'asymptote aux "BF" :

$$g_{dB} \underset{x \rightarrow 0}{=} 20 \log_{10} x + 20 \log_{10} \left(\frac{A_0}{Q} \right) \\ \approx -20 - 20(14) \\ \approx -48 \text{ dB.}$$

"Hautes fréquences" : $x \rightarrow \infty$

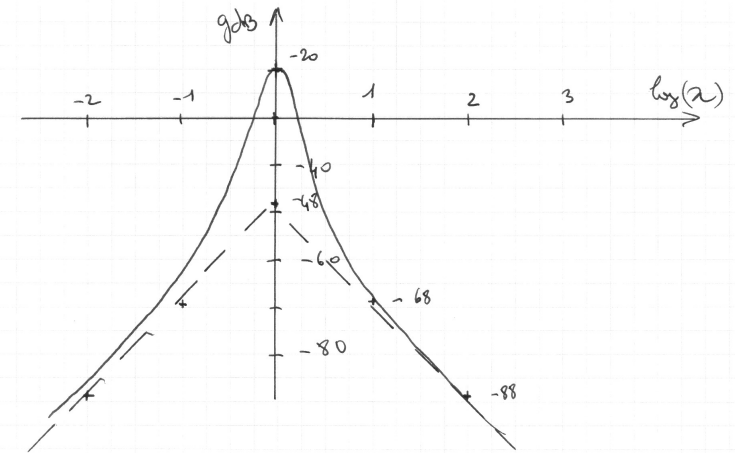
$$\underline{H} \underset{x \rightarrow \infty}{\sim} \frac{A_0}{jQx} \Rightarrow g_{dB} \underset{x \rightarrow \infty}{\rightarrow} -20 \log_{10} x + 20 \log_{10} \left(\frac{A_0}{Q} \right) \\ -48 \text{ dB.}$$

b) Pour représenter le diagramme de Bode du gain en dB, il me semble nécessaire de calculer également la valeur en $x=1$.

$$g_{dB}(x=1) = 20 \log_{10} \left(\frac{A_0}{Q} \right) \underset{\omega^{-1}}{=} -20 \text{ dB.}$$

(diagramme page suivante).

c) Il s'agit naturellement d'un filtre passe-bande du second ordre et de facteur de qualité assez satisfaisant (25).



d) le Bloc ② apparaît comme 1 filtre comprenant deux impédances en série : $Z_1 = R_0$ et $Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega} + j\omega}$ (puisque'il est "à vide" dans la mesure où le courant entrant dans l'ALI qui le suit est très faible).

On écrit donc par division de tension :

$$\underline{H} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{\frac{Z_1}{Z_2} + 1} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega} + j\omega \right) \times R_0}$$

$$\underline{H} = \frac{R}{R_0 + R + R R_0 \left(\frac{1}{j\omega} + j\omega \right)} = \frac{\frac{R}{R_0 + R}}{1 + \frac{R R_0}{R_0 + R} \left(\frac{1}{j\omega} + j\omega \right)}$$

$$\underline{H} = \frac{\frac{R}{R_0 + R}}{1 + \frac{R R_0}{R_0 + R} \sqrt{\frac{C}{L}} \left(\frac{1}{j\sqrt{LC}\omega} + j\sqrt{LC}\omega \right)}$$

$$\text{soit } \left[\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \right] ; \left[A_0 = \frac{R}{R_0 + R} \right] ; \left[Q = \frac{R R_0}{R_0 + R} \sqrt{\frac{C}{L}} \right]$$

2°) Bloc "ALI"

a) ALI suppose idéal + rétroaction stabilisante (sortie vers e⁻)
 $\Rightarrow e \equiv V_+ - V_- = 0$ (fonctionnement en régime linéaire possible).

Ainsi u_2 se retrouve sur R_1 et u_3 est sur $(R_1 + R_2)$ en série

$$\text{Ainsi par division de tension : } \frac{u_3}{u_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \underline{G}$$

b) $k = |G| = G = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ (intérêt de cette question?)

3°) Suprême boucle:

a) $\underline{u}_3 = \underline{u}_1$ à la fermeture de l'interrupteur
 et $\underline{u}_2$ pourrait s'écrire de deux façons:

$$\underline{H} \underline{u}_1 = \underline{u}_2 = \frac{\underline{u}_3}{K}$$

donc $\underline{H} \underline{u}_3 = \frac{\underline{u}_3}{K}$

donc: $\frac{A_0}{1+jQ(\omega - \frac{1}{\omega_0})} \underline{u}_3 = \frac{\underline{u}_3}{K}$

ou bien: $KA_0 \underline{u}_3 = \underline{u}_3 + \frac{Q}{\omega_0} j\omega \underline{u}_3 + Q\omega_0 \left(\frac{1}{j\omega}\right) \underline{u}_3$
 en multipliant par $j\omega$:

$$j\omega KA_0 \underline{u}_3 = j\omega \underline{u}_3 + \frac{Q}{\omega_0} (j\omega)^2 \underline{u}_3 + Q\omega_0 \underline{u}_3$$

équivalent à l'équation différentielle linéaire du second ordre:

$$\left| \frac{Q}{\omega_0} \frac{d^2 \underline{u}_3}{dt^2} + (1 - KA_0) \frac{d\underline{u}_3}{dt} + Q\omega_0 \underline{u}_3(t) = 0 \right.$$

ou encore:

$$\left| \frac{d^2 \underline{u}_3}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q} (1 - KA_0) \frac{d\underline{u}_3}{dt} + \omega_0^2 \underline{u}_3(t) = 0 \right.$$

b) Pour que s'établissent des oscillations quasi-sinusoïdales il faut se placer très légèrement dans la zone de divergence des oscillations (les non-linéarités empêcheront la divergence) soit ici $1 - KA_0 \lesssim 0$

la condition limite théorique serait $KA_0 = 1$ correspondant à l'équation différentielle d'un oscillateur harmonique de pulsation $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

(Q n'intervient pas sur cette limite mais sur le temps caractéristique de la divergence)

On peut faire plaisir au concepteur du sujet en écrivant:

$$\frac{\omega_0}{Q} (1 - KA_0) = 0$$

et en remarquant que pour 1 valeur de $(1 - KA_0)$ très légèrement négative, le coefficient Q élevé rend $\frac{1 - KA_0}{Q}$ d'autant plus proche de zéro.

ii) la fréquence de ces oscillations est $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ à la limite de l'oscillateur harmonique.

En pratique, les non-linéarités induisent 1 période de la plus grande des oscillations soit 1 fréquence + faible (TP)

c) Naissance des oscillations: présence d'un signal fugitif contenant la fréquence f_0 (1 dirac contient toutes les fréquences à égalité d'amplitude) et évidemment $KA_0 > 1$ pour être dans le domaine de divergence (On raisonne bien sur le signe des coefficients de l'équation différentielle).

$$4^\circ) \frac{d^2 u_3}{dt^2} - 10^4 \frac{du_3}{dt} + 9 \cdot 10^8 u_3 = 0$$

a) $\omega_0^2 = 9 \cdot 10^8 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-2} \Rightarrow \omega_0 = 3 \cdot 10^4 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$

$$|u_3(t)| = U e^{+\frac{t}{\tau}} \cos(\omega_0 t + \varphi) \text{ (forme générique).}$$

$$\frac{du_3}{dt} = +\frac{U}{\tau} e^{+\frac{t}{\tau}} \cos(\omega_0 t + \varphi) - \omega_0 U e^{+\frac{t}{\tau}} \sin(\omega_0 t + \varphi)$$

$$\frac{d^2 u_3}{dt^2} = \frac{U}{\tau^2} e^{+\frac{t}{\tau}} \cos(\omega_0 t + \varphi) - \frac{U}{\tau} \omega_0 e^{+\frac{t}{\tau}} \sin(\omega_0 t + \varphi) - \omega_0^2 U e^{+\frac{t}{\tau}} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

et donc pour que l'équation différentielle soit vérifiée $\forall t$:

(1) $\left(\frac{1}{\tau^2} - \omega_0^2 \right) + \frac{\omega_0}{\tau} (1 - KA_0) = 0$ (coeff. devant les $\cos$).

(2) $\left(-\frac{2\omega_0}{\tau} - \omega_0 (1 - KA_0) \right) = 0$ (coeff. devant les $\sin$).

De l'équation (2) on déduit que :

$$\frac{2}{\varepsilon} = \omega_0 (KA_0 - 1)$$

et donc dans l'équation (1) :

$$\frac{1}{2}\varepsilon - \varepsilon^2 - \frac{2}{\varepsilon^2 Q} + \omega_0^2 = 0$$

$$\text{donc : } \varepsilon^2 = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{2}{Q}\right) + \omega_0^2$$

$$\varepsilon^2 = \frac{\omega_0^2 (KA_0 - 1)^2}{4} \left(1 - \frac{2}{Q}\right) + \omega_0^2$$

$$\boxed{\varepsilon = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{(KA_0 - 1)^2}{4} \times \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2Q}\right)}}$$

$$\text{A.N : } \varepsilon = \frac{2}{\omega_0 (KA_0 - 1)} = \frac{2}{Q \times 10^4} = \frac{2}{25 \times 10^4} = 8 \times 10^{-6} = 8 \mu\text{s}$$

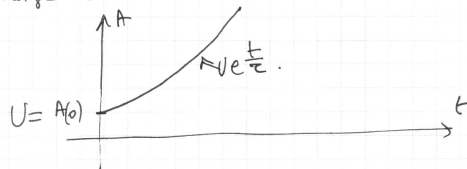
$$\text{et } \varepsilon = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{1}{\varepsilon^2} \left(1 - \frac{2}{Q}\right)} \approx 123,6 \times 10^3 \text{ rad. s}^{-1}$$

$$u_3(t) = U e^{\frac{t}{8 \times 10^{-6}}} \cos(123,6 \times 10^3 t + \varphi)$$

intérêt ?

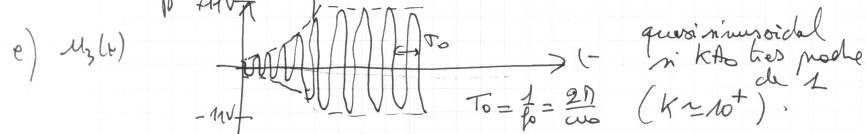
b) $A_{(t)} = U e^{\frac{t}{8 \times 10^{-6}}}$ croissance exponentielle de l'amplitude.

c) on n'a aucune idée de l'amplitude initiale (provoquant le démarrage des oscillations ;)



d) Stabilisation peut être due aux saturations en sortie de l'ALI (on a donné $V_{\text{sat}} = 11\text{V}$).

On suppose donc que $A_{\text{max}} = V_{\text{sat}} = 11\text{V}$



5°) $C = C_0 \left(1 - \frac{2}{\varepsilon}\right)$ avec $C_0 = 10\text{pF}$
 $\ell = 10\text{mm}$.

$$f_{\text{osc}} = \frac{D}{\sqrt{C}} \text{ avec } D = 1 \text{ Henry}^{-1/2}$$

suppression infiniment exacte !

a) $f_{\text{osc}} = \frac{D}{\sqrt{C_0 \left(1 - \frac{2}{\varepsilon}\right)}} = \frac{D}{\sqrt{C_0}} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{2}{\varepsilon}\right)^{1/2}} \approx \frac{D}{\sqrt{C_0}} \left(1 + \frac{2}{\varepsilon}\right)$

si $\frac{2}{\varepsilon} \ll 1$
 (Développement limite au premier ordre en $\frac{2}{\varepsilon}$)

soit $\begin{cases} a = \frac{D}{\sqrt{C_0} 2\ell} \\ b = \frac{D}{\sqrt{C_0}} = f_{\text{osc}} \end{cases}$

b) $\Delta f \equiv f_{\text{osc}} - f_{\text{osc}} \approx \frac{D}{\sqrt{C_0}} \left(1 + \frac{2}{\varepsilon}\right) - \frac{D}{\sqrt{C_0}} = \frac{D 2}{2\ell \sqrt{C_0}}$

$$x_{\text{min}} = \frac{2\ell \sqrt{C_0}}{D} \times \Delta f_{\text{min}}$$

A.N : $x_{\text{min}} = \frac{2 \times 10^{-2} \times \sqrt{10^{-5}}}{1} \times 3 = 1,9 \times 10^{-4} = 0,19 \text{ mm}$
 soit $1/5^e$ de mm environ.

EXERCICE 2 : Génération de signaux de nature et forme $\neq$.

1°) a) Manifestement $\rightarrow$ oscillateur astable puisque la tension V_{out} passe très rapidement de -14V à $+14\text{V}$ (et inversement) et cette valeur correspond au $\pm 14\text{V}$ donné pour le "Maximum Output Voltage Swing" dans les caractéristiques du LT1001.

Un oscillateur est astable s'il bascule périodiquement entre deux états qui seraient stables (saturation ici) si un phénomène de relaxation de temps caractéristique τ ne provoquait pas systématiquement un basculement dans l'autre état. Aucun des deux états n'est alors STABLE DANS CE CIRCUIT d'où le nom : ASTABLE.

b) on reconnaît les charges-décharges aux bornes d'1 condo qui est soumise à des échelons $+V_{\text{sat}}$, $-V_{\text{sat}}$ dans 1 circuit RC série : le nœud est donc entre C_1 et R_1 .

c) Déjà dit. On le salue à environ $-14V$ et $+14V$

d) On peut évaluer C_1 avec:

① → le temps de relaxation du circuit $R_1 C_1$

② → la période $T = 2R_1 C_1 \ln\left(\frac{R_2 + 2R_2}{R_2}\right)$

① mesure de $R_1 C_1$ sur la courbe de charge du second graphe (Jeu ①).

→ méthode de la tangente très imprécise.

→ valeur de départ $V_{b0} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{\odot} = \frac{-20}{30} 14 = -9,33V$.

→ valeur asymptotique: $14V$.

→ $\Delta V_{TOT} = 14 - (-9,33) = 23,33V$.

→ montée de $23,33 \left(1 - \frac{1}{e}\right) \approx 0,63 \times 23,33 = 14,75V$

→ soit 1 passage à $-9V + 14,75V = 5,75V$

à l'instant $t_2 = [52,5 \pm 1] ms$.

avec $t_1 = [40,5 \pm 0,5] ms$.

donc (au pire): $\tau = t_2 - t_1 = 12,5 ms \pm 1,5 ms$

En négligeant l'erreur sur R_1 :

$$\frac{\Delta \tau}{\tau} = \frac{\Delta C_1}{C_1}$$

$$\text{donc: } C_1 = \frac{\tau}{R_1} = \frac{12,5 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^3} = 1,25 \cdot 10^{-6} F \approx 1,25 \mu F.$$

$$\text{or } \frac{\Delta \tau}{\tau} = \frac{1,5}{12,5} = 12\% = \frac{\Delta C_1}{C_1}$$

$$\Rightarrow \Delta C_1 \approx 0,15 \mu F$$

$$\Rightarrow C_1 = [1,25 \pm 0,15] \mu F.$$

② évaluation de la période: $4T = [138 \pm 2] ms$.

$$\Rightarrow T = [34,5 \pm 0,5] ms.$$

$$\text{estimation de } C_1 \Rightarrow C_1 = \frac{T}{2R_1 \ln\left(\frac{R_2 + 2R_2}{R_2}\right)} = \frac{1,07 \cdot 10^{-6}}{1,1} \approx 1,1 \mu F$$

évaluation de l'incertitude en négligeant celle sur les résistances.

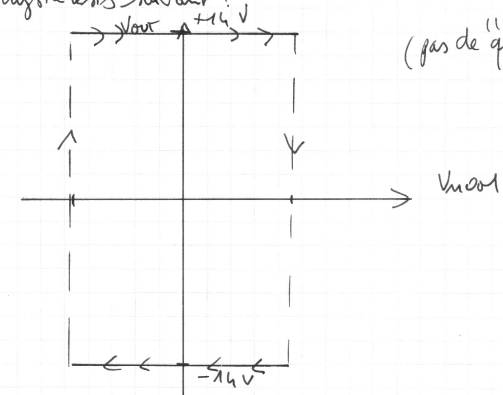
$$\Rightarrow \frac{\Delta T}{T} = \frac{\Delta C_1}{C_1} \Rightarrow \Delta C_1 = C_1 \times \frac{0,1}{34,5} = 0,016 \mu F$$

$$\Rightarrow C_1 = [1,07 \pm 0,02] \mu F.$$

les deux intervalles ont 1 intersection nulle!

On pourra estimer C_1 à $1,1 \mu F$.

e) En observant V_{MOOI} en X et V_{OUT} en Y, on relèvera le cycle d'hystérésis suivant:



(pas de "queues" de!)

Comparteur non inverseur puisque sans de parcours horizontaux

20) le transitoire dure environ $1ms$ (fluctuations de comportement avant d'arriver à 1 régime permanent périodique).

$$a) V_{OUT,pp} = 2 \times 9,3 = [18,6 \pm 1] V$$

$$b) 2T' = 1,16 - 0,82 \Rightarrow T' = [0,17 \pm 0,03] ms \quad (\approx 170 \mu s)$$

$$T'_{H1} = 2 \times 10 \cdot 10^3 \times 10^{-2} \times 10^{-6} \ln\left(\frac{12}{10}\right) \approx 3,65 \cdot 10^{-5}$$

$$T'_{H1} \approx [36 \pm 1] \mu s$$

Aucune commune mesure entre T' et T'_{H1} !

Interprétation: la théorie correspondait à une sortie basculant de $-14V$ à $+14V$! et non à ce triangulaire!

→ suspicion de SLEW-RATE (point maximal du signal de sortie atteint!)

e) estimation de pente. (ordre de grandeur suffira).
Montée (et descentes) de $\pm 19V$ en $80\mu s$ environ.

soit $\frac{19}{80} \approx 0,24 V/\mu s$

$\Rightarrow$ Valeur typique du SLEW RATE
dans les caractéristiques (datasheet)

$\Rightarrow 0,25 V/\mu s$

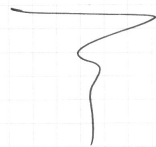
(tout a fait cohérent.)

d) Du coup comme la pente est fixée par l'ALI, il faut diminuer les valeurs de basculement donc le rapport entre R_2 et R_3 . Mais naturellement l'amplitude du signal obtenu est liée.

Un ALI avec 1 meilleur Slew-rate comme 1 TL081 ou 1 TL071 a 1 Slew-rate d'environ $13 V/\mu s$.

(40 à 50 fois meilleur que celui-ci!)

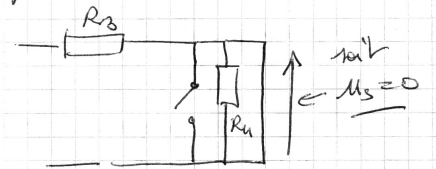
On gagnera 1 peu en fréquence maximale.



Exercice ③ : Détecteur de métaux

10) le montage à ALI est 1 amplificateur non-inverseur

Aux BF le filtre suivant le montage amplificateur devient :



et aux HF :



Il s'agit donc d'un filtre passe-bande qui ne peut-être que du second ordre

$$2^o) \underline{Z_0} = \frac{1}{\frac{1}{R_4} + \frac{1}{jL\omega} + jC\omega} = \frac{R_4}{1 + j(R_4C\omega - \frac{R_4}{L\omega})}$$

(diagrammes en //)

et donc 1 impédance réelle de :

$$Z_A = |\underline{Z_0}| = \frac{R_4}{\sqrt{1 + (R_4C\omega - \frac{R_4}{L\omega})^2}}$$

Cette impédance est maximale quand le racine du dénominateur est minimale soit quand

$$R_4(C\omega - \frac{1}{L\omega}) = 0 \text{ i.e. } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

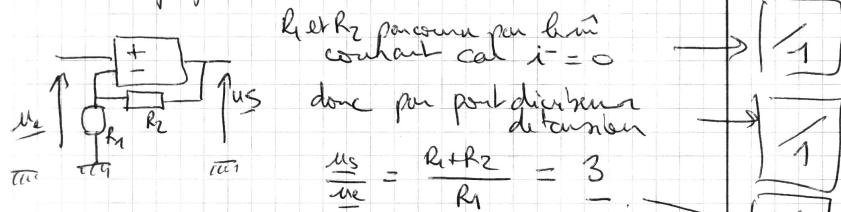
et l'impédance vaut alors :

$$\underline{Z_0}(\omega_1) = R_4$$

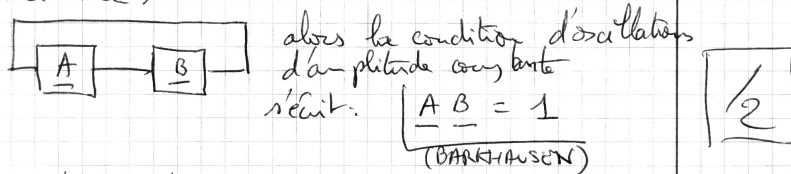
le gain du filtre est obtenu par pont diviseur de tension : $G(\omega_1) = \frac{R_4}{R_4 + R_3} = \frac{2}{3}$

A.N pour $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{2 \times 10^{-3} \times 15 \times 10^{-9}}} = \frac{1}{\sqrt{3 \times 10^{-11}}}$
 $\omega = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot 10^5 \approx 0,58 \cdot 10^5 = 58 \cdot 10^3 \text{ rad/s.}$
 (soit $T = \frac{2\pi}{\omega} \approx \frac{6,3}{58 \cdot 10^3} \approx 0,11 \cdot 10^{-3} \text{ s}$)

3°) Montage amplificateur non-inverseur:



4°) Quand 1 système bouclé peut se résumer au schéma-bloc suivant:



Dans notre montage: $A = 3 = \frac{R_1+R_2}{R_1}$
 et $B = \frac{R_1}{R_2 + \frac{R_1}{1+jR_1(C\omega - \frac{1}{L\omega})}}$

Donc BARKHAUSEN s'écrit:

$$\frac{R_1+R_2}{R_1} \frac{R_1}{R_2+R_1 + jR_1R_2(C\omega - \frac{1}{L\omega})} = 1$$

et le gain de boucle:

$$\frac{R_1+R_2}{R_1} \frac{R_1}{\sqrt{(R_2+R_1)^2 + (R_1R_2(C\omega - \frac{1}{L\omega}))^2}}$$

qui est max pour $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ et vaut alors $\frac{R_1+R_2}{R_1} \times \frac{R_1}{R_2+R_1} = 3 \times \frac{2}{3} = 2$

Il ya donc 1 large plage de ω pour lesquelles le gain de boucle est supérieur à 1 mais la seule pulsation pour laquelle le signal n'est pas déphasé par la boucle reste $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ où $G=2$.

L'analyse de la courbe Annexe permet de confirmer que la transitoire est obtenu en peu de pseudo-périodes et que les phases de saturation du régime permanent sont longues (comparées aux phases de montée et descente). Cela est cohérent avec 1 gain de boucle trop élevé.

La périodicité sera donc $T_{mesure} \approx T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1} = 0,11 \text{ ms}$

La mesure de T_{mesure} donne environ:

$$T_{mesure} \approx \frac{1}{9} \text{ ms} \approx 0,11 \text{ ms}$$

(très proche tout de même)

5°) Oscillateur associé à 20 mV $\rightarrow \omega$ fort $\rightarrow$ + faible. Il s'agit donc de la courbe présentant des pics les plus étroits c'est-à-dire celle du bas.

25 périodes entre 3,5 et 6,3 ms

$$\Rightarrow \frac{6,3-3,5}{25} \approx 0,11 \text{ ms}$$

(quasi identique à celle du quasi-minuscule)

6°) * Slew-rate $\rightarrow \# 10 \text{ V}/\mu\text{s}$

et on demande ici de monter d'environ 30 V en environ $T/2 \approx 0,05 \text{ ms}$

soit pente max $\approx \frac{30}{50} = 0,6 \text{ V}/\mu\text{s}$ (pas de souci)

* Facteur de mérite $\# 3 \text{ MHz}$

ici gain de 3 $\rightarrow$ fc $\# 1 \text{ MHz}$ ou est nettement au-dessous

$$7^\circ) \quad u_1(t) = U_1 \sqrt{2} \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)$$

$$u_2(t) = U_2 \sqrt{2} \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)$$

$$s(t) = \frac{2 U_1 U_2}{10} \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)$$

donc :

$$s(t) = \frac{2 U_1 U_2}{10} \frac{1}{2} [\cos(2\pi(f_1 + f_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2))]$$

le signal de sortie du multiplieur contient deux
composants sinusoïdaux de m amplitude $\frac{U_1 U_2}{10}$ ✓ 1/2
et de frequences : $(f_1 + f_2)$ et $(f_1 - f_2)$ 1/2

Il ne s'agit donc pas d'un operateur lineaire
puisque 1 signal sinusoïdal ne donne
pas 1 signal sinusoïdal de m frequences au sortie 1/2

8°) Dans le premier chronogramme (sortie du multiplieur)
on observe bien la superposition de 2 sinusoïdes
de frequences $\neq$ et semblablement de m amplitude
la "longue periode" correspond necessairement à
la frequences $|f_1 - f_2|$. 1/2

Aux bornes du condensateur, le filtrage (realise par
le RC serie basse-pass du 1° ordre) permet de recuperer
seulement la sinusoïde basse-frequence. 1/2

Une mesure sur 2 periodes en regime etabli donne

$$T \approx \frac{(19-10) \text{ ms}}{2} = 4,5 \text{ ms}$$

$$\text{et } f \approx \frac{1}{4,5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,22 \cdot 10^3 = 220 \text{ Hz}$$

Il n'y a d'1 son assez grave (et donc +
supportable à l'oreille). (lorsque le signal
electrique alimente le Haut Parleur) 1

9°) la difference de frequences est directement liee à
la difference des auto-inductances puisque :

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C}}$$

Dans la mesure où les variations relatives restent
faibles, on peut utiliser le calcul differentiel pour
ecrire :

$$\frac{df}{f} = -\frac{1}{2} \frac{dL}{L} \quad (C \text{ fixe}).$$

$$\text{soit pour les variations : } \frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}$$

$|\Delta f| = |f_2 - f_1|$ represente la frequences differentielle theorique

$$\Rightarrow |\Delta f| \approx f_1 \times \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} = \frac{f_1}{40} \approx \frac{9000}{40}$$

$$|\Delta f| \approx 225 \text{ Hz} \quad (\text{cohérent avec le } \approx 220 \text{ Hz relatif})$$

10°) les pics à 220 Hz et $|f_1 + f_2| \approx 9 + 9,2 = 18,2 \text{ kHz}$ 2

ont m amplitude en dB ($\approx 10 \text{ dB}$)

ce que donnait en effet la sortie du multiplieur
les pics decroissants suivant sont les harmoniques

autres presents mais leur amplitude est au plus
de -35 dB pour des pics principaux à environ +10 dB

$\rightarrow 45 \text{ dB}$ de difference $\rightarrow$ facteur > 100 !
(100x plus faibles). 2

11°) Ecart en dB de $(+3 \text{ dB} - (-37 \text{ dB})) \approx 40 \text{ dB}$

$\rightarrow$ la encore 1 facteur 100

le signal HF a été divise par 100
(par le filtrage) en amplitude ! 1

12°) $\Delta f' = 1,8 \text{ Hz}$ (car $100 < 220 < 500 \text{ Hz}$)

$$\text{et donc } \frac{\Delta L'}{L} = 2 \times \frac{\Delta f'}{f'} \approx 2 \times \frac{1,8}{220} \approx 1,6\% \quad \text{✓} \quad \text{2}$$