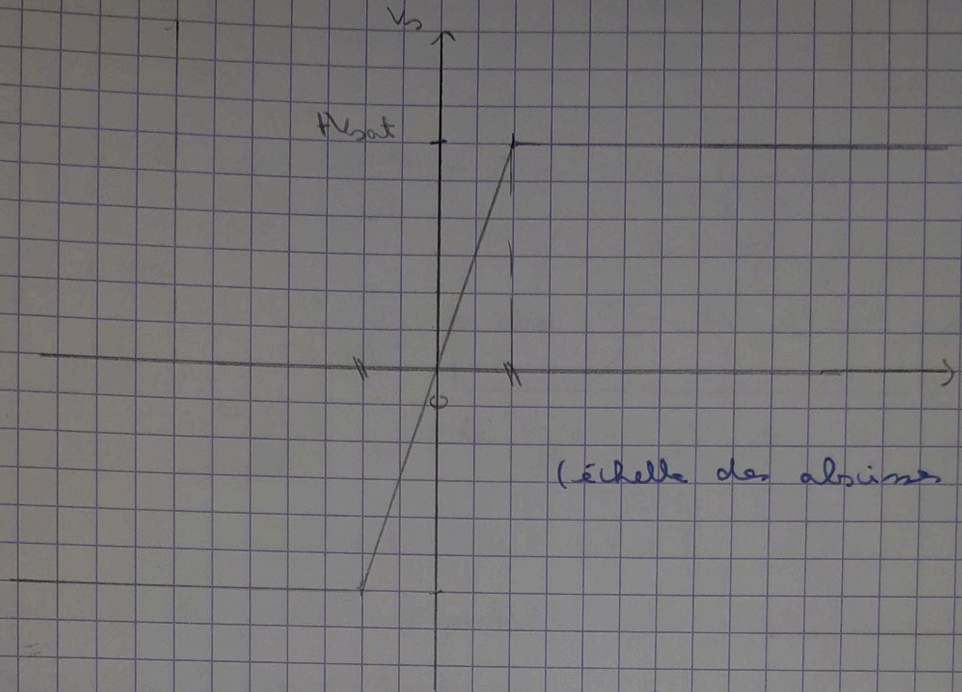
I) Problème 1.

1).



(échelle des abscisses tronquée). ✓

2

- L'ALI fonctionne en régime linéaire pour $|V_s| < V_{sat}$.
  On a alors : $V_s = \mu_0 \varepsilon$ avec μ_0 le gain statique ($\approx 10^5$).
- Sinon l'ALI fonctionne en régime de saturation et :

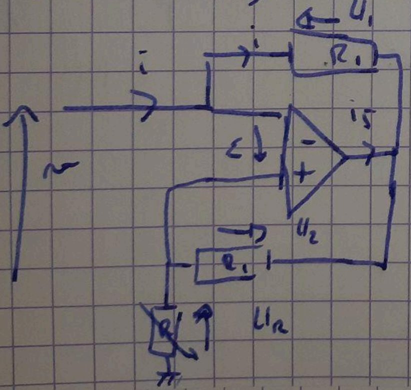
$$\begin{cases} V_s = +V_{sat} \text{ pour } \varepsilon > 0 \\ V_s = -V_{sat} \text{ pour } \varepsilon < 0 \end{cases}$$

2). • Pour un ALI idéal, l'impédance d'entrée est supposée infinie, ainsi $i^+ = 0$ et $i^- = 0$.

- De plus, l'impédance de sortie est supposée quasi-nulle. D'où l'intensité en sortie ne dépend que de V_s et du circuit en aval. 2

3). Pour un ALI idéal en régime linéaire, le gain statique tend vers $+\infty$, d'où $\varepsilon = V_+ - V_- \approx 0$. 1

Q4) On note i_s ~~l'intensité sortant~~ le courant sortant de l'ALI :



On a alors : $v = U_1 + U_2 + U_R$. (1)

Mais aussi $v + \varepsilon = U_R \Rightarrow v = U_R$.

Donc $v = R(i + i_s)$ (2)

Q5) L'ALI est supposé idéal et fonctionnant en régime linéaire.

On a alors $v + ri + jL\omega i + \frac{1}{jwC} i = 0$.

Or, $v = -Ri$ Donc $i(r-R)jwC + (jw)^2 LC\, i + i = 0$

$$\boxed{\text{D'où : } i + (r-R)C \frac{di}{dt} + \frac{d^2 i}{dt^2} \times LC = 0.}$$

2

Q6) On voit apparaître des oscillations spontanées à partir du moment où le système commence à être instable, c'est à dire lorsque $R > r = R_0$.

2

Q7) La pulsation w_0 des oscillations sera de $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

~~En connaissant en plus le coefficient d'amortissement, qui vaudra~~ $\cancel{\frac{R_0}{2L}}$, ~~On peut, expérimentalement~~

On peut ainsi remonter à L par lecture graphique de la pulsation des oscillations.

De plus, ces oscillations apparaissent lorsque $R \geq R_0 = r$.

Donc on peut remonter à la valeur de r en faisant varier expérimentalement R et relever la valeur pour laquelle les oscillations commencent à apparaître.

1

TB

Q8) $\boxed{\Delta f = \frac{1}{\tau} = 100\ Hz.}$

2

$\Delta f \times \tau = 1$

d'où $\Delta f = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{10^{-2}} = 10^2$ Hz

Pour avoir la meilleure resolution, il faut que la durée τ soit la plus grande possible or $\tau \times f_e = N$ on veut alors N étant le plus grand possible soit $N = N_{max}$ et f_e le plus petit possible, on aura donc pas de problème avec la fréquence d'échantillonage maximum. Or on minimum

$f_e = 2 f_{max}$ or $w_0 = 2\pi f_{max}$ d'où

$f_e = 2 \times \frac{w_0}{2\pi} = \frac{w_0}{\pi} = 4,1 \times 10^3$ Hz

ainsi $\tau = \frac{N_{max}}{f_e} = 2,0$ s

TB

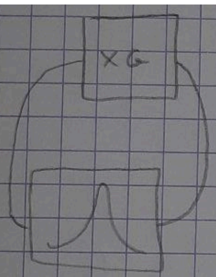
3

) Pour mesurer $i(t)$ on veut brancher le oscilloscopes aux bornes de la bobine et du condensateur.

10). On pourrait mesurer la tension aux bornes de la résistance R_1 (celle " au-dessus de l'ALI). Ainsi, $u_{R_1} = R_1 i(t)$; u_R serait proportionnel à i. 3

TB

Q11 :



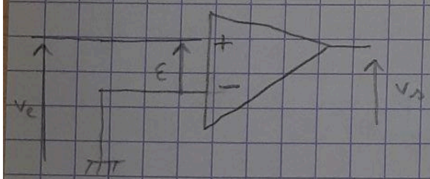
On obtient un oscillateur à contre réaction quand on boucle un passe-bande sur un amplificateur. Il permet d'amplifier une plage donnée de fréquences.

2

Q12 : Il y a rétroaction sur la borne ⊖ donc on est supposé en régime linéaire. 1

Q13 : En régime linéaire, $H = \frac{v_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1+j\omega\tau}$ avec $\tau \approx 10^{-2}$ s et $\mu_0 \approx 10^5$.

$\varepsilon = V_+ - V_-$



2

Q15 : On reconnait un pont diviseur de tension (car on a $\begin{cases} i_+ \approx 0 \\ i_- \approx 0 \end{cases}$)

Donc $v_e = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_s$ donc $\frac{v_e}{v_s} = \frac{R_2}{R_1+R_2}$ donc $v_s = v_e \frac{R_1+R_2}{R_2}$

$= v_e \left(\frac{R_1}{R_2} + 1\right)$

2

Q14 :

On a $\varepsilon = V_+ - V_- = V_e - R_2 i$ Or $v_s = (R_1+R_2) i \Rightarrow i = \frac{v_s}{R_1+R_2}$

$= V_e - \frac{R_2}{R_1+R_2} v_s$

Donc $\frac{v_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1+j\omega\tau} \iff \frac{v_s}{v_e - \frac{R_2}{R_1+R_2} v_s} = \frac{\mu_0}{1+j\omega\tau}$

Donc $v_s(1+j\omega\tau) = \mu_0\left(v_e - \frac{R_2}{R_1+R_2} v_s\right)$ donc $v_s\left(1 + j\omega\tau + \frac{\mu_0 R_2}{R_1+R_2}\right) = \mu_0 v_e$

Les coefficients sont tous de même signe donc le système est stable.

3

$\Rightarrow \quad v_s\left(1 + \frac{\mu_0 R_2}{R_1+R_2} + j\omega\tau\right) = \mu_0 v_e$

$\Rightarrow \quad \tau \frac{d}{dt} v_s + \left(1 + \frac{\mu_0 R_2}{R_1+R_2}\right) v_s = \mu_0 v_e \quad (E_2)$

$\tau > 0$ et $1 + \frac{\mu_0 R_2}{R_1+R_2} > 0$ ainsi il s'agit d'un système stable

3

15) l'ALI est supposé idéal et en régime linéaire

$\Rightarrow \varepsilon = 0 \Rightarrow V_+ = V_-$ or $V_+ = v_e$ et $V_- = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_s$

ainsi, $v_e = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_s$ d'où $\boxed{v_s = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) v_e}$

2

16) $v_e = \frac{R_2}{R_2+\underline{Z}} v_s$ mais on a aussi, $v_s = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) v_e$ (d'après 15)

$\Rightarrow \frac{v_e}{v_s} = \frac{R_2}{R_2+\underline{Z}}$ $\quad\Rightarrow \frac{v_s}{v_e} = \frac{R_1+R_2}{R_2}$

2

17) ainsi, pour avoir des oscillations,

$\frac{v_e}{v_s} \times \frac{v_s}{v_e} = 1$ soit $\frac{R_1+R_2}{R_2} \times \frac{R_2}{R_2+\underline{Z}} = 1$

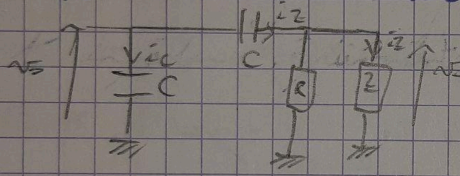
$\Leftrightarrow R_1 + R_2 = R_2 + \underline{Z} \quad \Leftrightarrow \underline{Z} = R_1$ 3

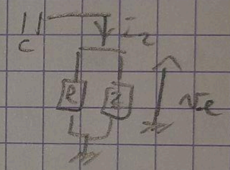
Q13) On a un ALI idéal donc $i_+ = 0$ et $i_- = 0$

on a aussi

$$v_s = \frac{1}{j\omega C} i_c \quad \text{et} \quad v_e = Z i_2$$

On a donc car $i_+ = 0$





On a aussi v_e tension de l'impédance équivalente Z et R en parrallèle.

or $\frac{1}{Z_{equi}} = \frac{1}{Z} + \frac{1}{R} = \frac{Z+R}{ZR} \iff Z_{equi} = \frac{ZR}{Z+R}$

$v_e = Z_{equi}\, i_2$ or $v_e + \frac{1}{j\omega C} i_2 = v_s$

or $i_2 = \frac{v_e}{Z_{equi}}$ d'où $v_e + \frac{1}{j\omega C} \frac{v_e}{Z_{equi}} = v_s$

Q14 :

On a $\varepsilon = V_+ - V_- = V_e - R_2 i$ On $v_s = (R_1 + R_2) i \Rightarrow i = \frac{v_s}{R_1 + R_2}$

$= V_e - \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_s$

Donc $\frac{v_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1 + j\omega\tau} \iff \frac{v_s}{v_e - \frac{R_2}{R_1+R_2} v_s} = \frac{\mu_0}{1 + j\omega\tau}$

Donc $v_s(1 + j\omega\tau) = \mu_0 \left(v_e - \frac{R_2}{R_1+R_2} v_s\right)$ donc $v_s\left(1 + j\omega\tau + \frac{\mu_0 R_2}{R_1 + R_2}\right) = \mu_0 v_e$

Les coefficients sont tous de même signe donc le système est stable.

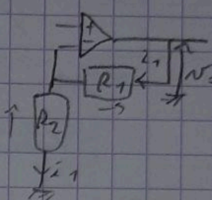
3

$$v_e\left(1+\frac{(Z+R)}{j\omega C(ZR)}\right)=v_s$$

$$\Leftrightarrow v_e\left(\frac{j\omega C ZR + Z+R}{j\omega C ZR}\right)=v_s$$

$$\Leftrightarrow \frac{v_s}{v_e} = \frac{j\omega C ZR + Z + R}{j\omega C Z R} = H_{ampli}$$ ✓

- Aussi $v_s = (R_1+R_2)\, i_1$



On suppose l'ALI en régime linéaire donc $\varepsilon = 0$, on a alors $\frac{v_e}{v_s} = \frac{R_1}{R_1+R_2} = H_{ALI}$

ainsi $\frac{v_e}{v_s}\times\frac{v_s}{v_e} = H_{ALI}\times H_{ampli} = 1$

d'où $\frac{R_1}{R_1+R_2}\times\frac{j\omega C ZR + Z + R}{j\omega C Z R} = 1$

$$R_1\times(j\omega C ZR + Z + R) = (R_1+R_2)\, j\omega C RZ$$

On prend la partie imaginaire en se souvenant que

$$Z = \frac{-j\,\omega_1^2}{\omega\,\omega_0^2 C_0}\times\left(\frac{1-\frac{\omega^2}{\omega_1^2}}{1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}\right)$$ et partie réel

qui est un imaginaire pur

d'où on note $-j\gamma = Z$ avec $\gamma = \frac{\omega_1^2}{\omega\,\omega_0^2 C_0}\left(\frac{1-\frac{\omega^2}{\omega_1^2}}{1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}\right)$

$$R_1\times(j\omega C(-j\gamma)R - j\gamma + R) = (R_1+R_2)\, j\omega C R(-j\gamma)$$

d'où $R_1\omega C\gamma R + R_1 R = (R_1+R_2)\,\omega C R\gamma$

et $-R_1\gamma = 0$

ainsi $\gamma = 0$

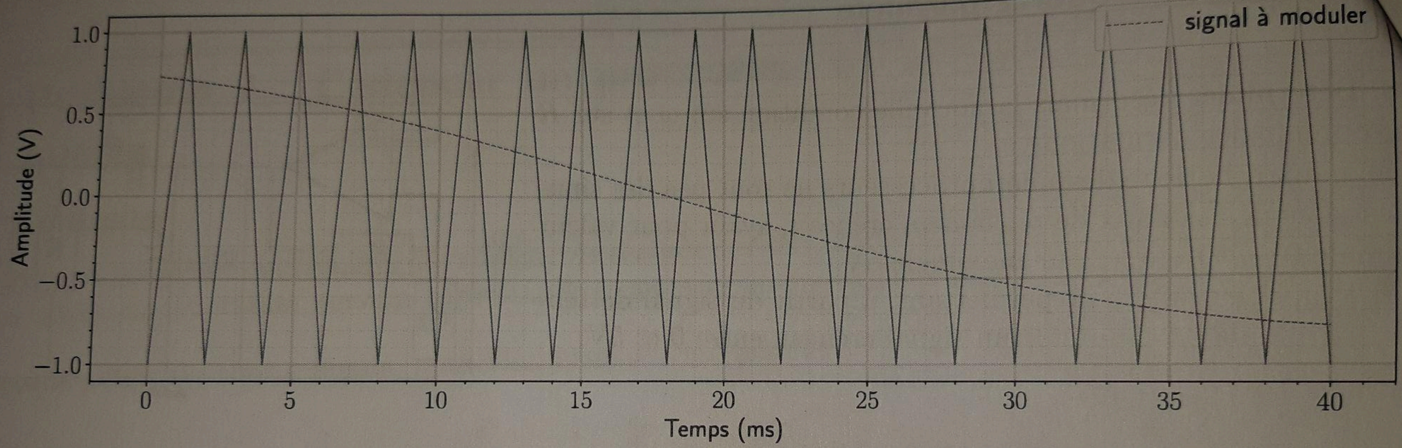
$$\Leftrightarrow \frac{\omega_1^2}{\omega\,\omega_0^2 C_0}\left(\frac{1-\frac{\omega^2}{\omega_1^2}}{1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}\right) = 0$$

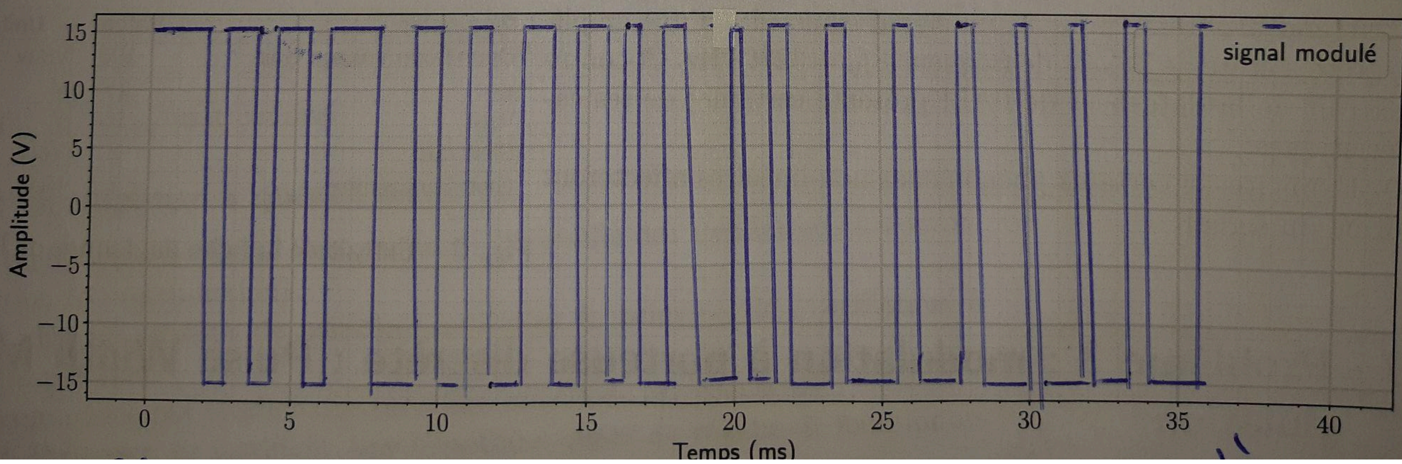
$$\Leftrightarrow \omega_1^2\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right) = 0$$

$\Leftrightarrow \omega_1^2 = \omega^2 \Leftrightarrow \pm\omega = \pm\omega_1$ d'où $1-\frac{\omega^2}{\omega_1^2} = 0$

donc $\gamma = 0$ 3

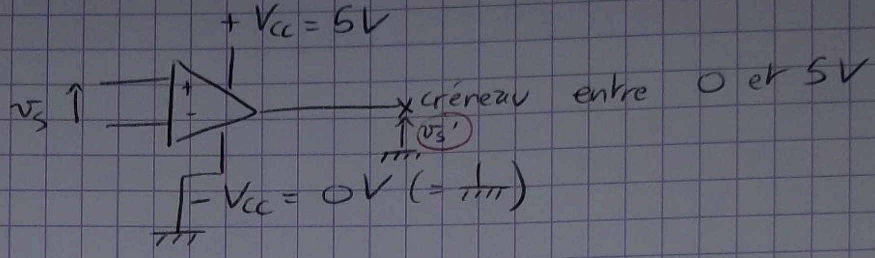
et on a alors $R_1 R = 0$ donc $R = 0$


signal à moduler
1.0
0.5
0.0
−0.5
−1.0
Amplitude (V)
0
5
10
15
20
25
30
35
40
Temps (ms)


signal modulé
15
10
5
0
−5
−10
−15
Amplitude (V)
0
5
10
15
20
25
30
35
40
Temps (ms)

Correction de la fin de l'épreuve.

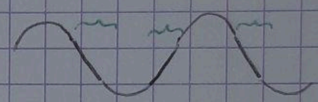
Q19.



Q20. Pour une amplitude crête-à-crête de 30 V sans offset on évite (de justesse) la saturat° à $\pm V_{sat}$. En revanche, on note $s = s_0 \cos(2\pi f_0 t)$, $\dot{s} = -2\pi f_0 s_0 \sin(2\pi f_0 t)$

donc $|\dot{s}_{max}| = 2\pi f_0 s_0 \simeq 6 \times 3 \times 10^4 \times 15 = 2{,}7 \times 10^6 \ V/s = 2{,}7 \ V/\mu s > sr$

on va donc voir apparaître l'effet du slew rate :

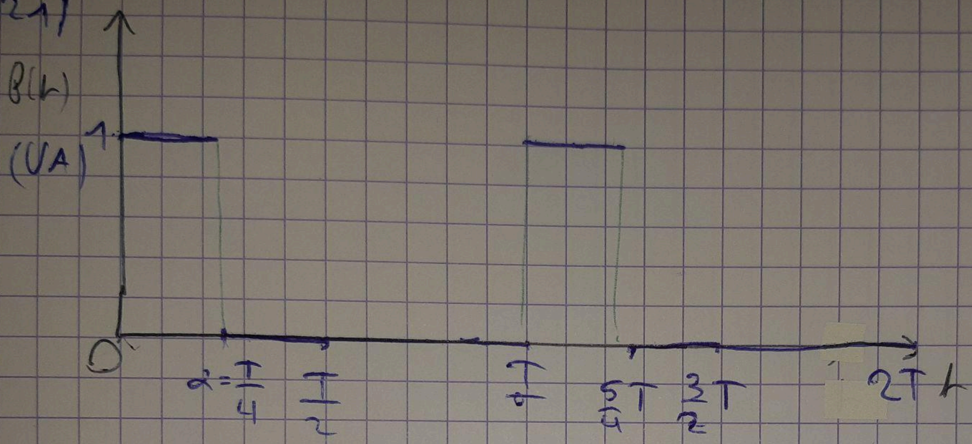


Q21 ✓ 22 ✓ 23 ✓ 24 ✓

Q25. $f_{max} < \tau$ pour ne pas qu'il soit filtré par le moteur. Il faut également que $f < \frac{f_{triang}}{2}$, ce qui est un critère plus large en fréquence ($f < 250$ Hz vs $f < 7$ Hz dans le 1er cas) mais + grave car on a alors repliement de spectre.

Q26. Pour estimer simplement, on quantifie l'erreur sur v_{signal} durant au pire $\frac{T_{triang}}{2}$: $\underbrace{dv_{sign}}_{dU} = \frac{dv_{sign}}{dt} \times \frac{T_{tri}}{2} = \frac{\frac{dv_{sign}}{dt}}{2 f_{tri}}$

Q21)



2

Q22) ~~$v_{mod}(t) = v_{signal}(t)(1 + k\, v_{triang}(t))$~~

$v_{mod}(t) = +V_{sat}$ si $v_{signal} - v_{triang} > 0$

2

$v_{mod}(t) = -V_{sat}$ si $v_{signal} - v_{triang} < 0$

Q24 : Sur le graphique, on voit que chaque période est de 2 ms donc $f_{triang} = \frac{1}{2\times10^{-3}} = 500\,Hz$

C'est un filtre passe-bas donc il ne va laisser passer que les basses - fréquences ✓

3

Q25 : Il y a un filtre H_{mot} qui est passe bas et sa bande passante est pour $|H| \leq \frac{|H_{max}|}{\sqrt{2}}$

Donc si les fréquences que l'on veut transmettre