

## Cahier de laboratoire d'électronique 1

### TP effectués :

- TP\_Sim 1
- TP 1
- TP 2
- TP 3
- TP 4

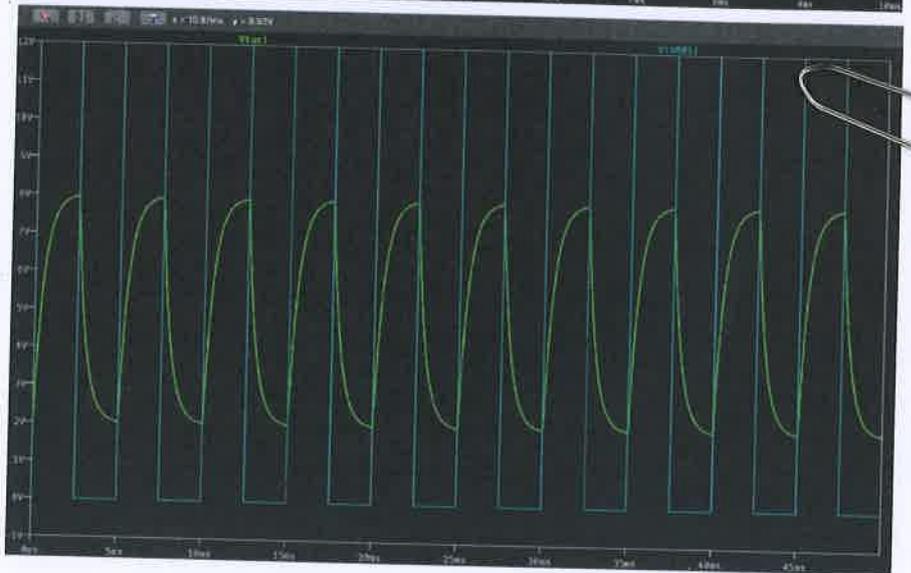
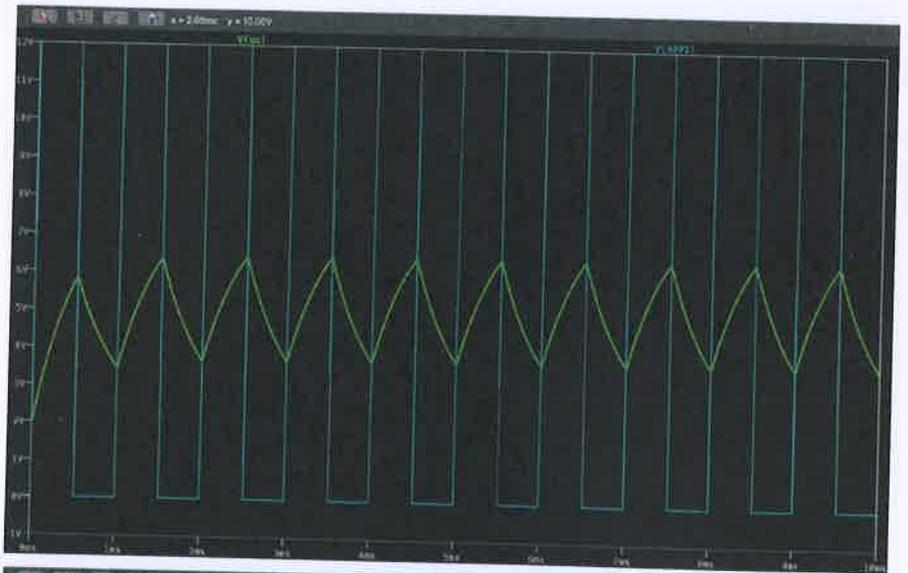
Ambrine Douhane  
282708

Professeur : Adil Koukab  
Semestre : automne

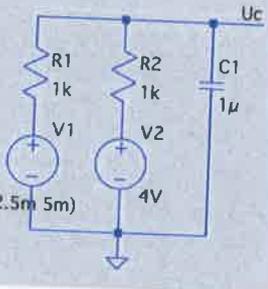
# TP - Sim 1 : Instrumentation of circuits passifs linéaires.

## Exercice 1.

$$T = 200$$



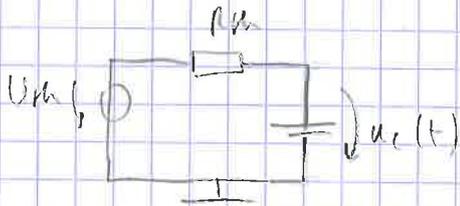
.tran 50m



PULSE(0 12 0 0.01m 0.01m 2.5m 5m)

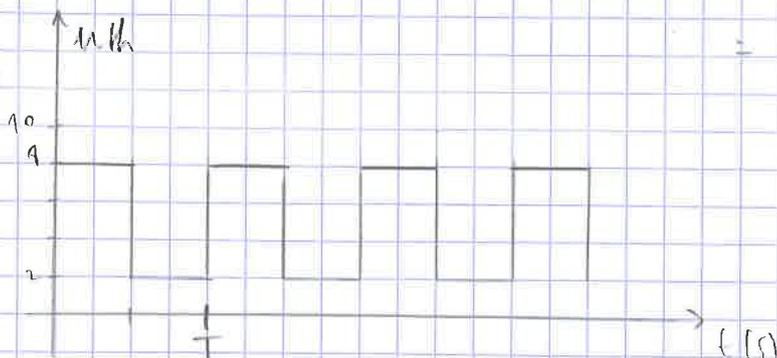
$$T = 1000$$

$$u_{th} = u_{R1} + u_{R2} = \frac{U_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{U_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = 0,5 (U_1 + U_2)$$



$$R_{th} = R_1 // R_2 = \frac{1}{2} R = 500 \Omega$$

$$D'_{min} \tau = R_{th} C = 500 \cdot 10^{-6} = 5 \cdot 10^{-4} = 0,5 \text{ ms}$$



• Pour  $T = 2RC$

$$u_c(\text{moy}) = u_{th}(\text{moy}) = 5V = \frac{8+2}{2} \quad \text{car } i(\text{moy}) = 0$$

$$\text{et } u_c(t) = u_{c\infty} - (u_{c\infty} - u_{c0}) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\rightarrow \text{charge: } u_c(t) = 8 - \left(3 + \frac{1}{2} \Delta u_c\right) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\text{d'où } \Delta u_c = u_c\left(\frac{\tau}{2}\right) - u_c(0) = 2 \frac{3 - 3e^{-1}}{1 + e^{-1}} = 2,8V$$

$$\Rightarrow u_c(t) = 8 - 4,385 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\rightarrow \text{décharge: } u_c(t) = 2 - (2 - (5 + 0,5 \Delta u_c)) e^{-\frac{t}{\tau}} = 2 + 4,385 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

• Pour  $T = 10RC$

La capacité a le temps de se charger et de se décharger complètement (le circuit a le temps de réagir aux stimulations).

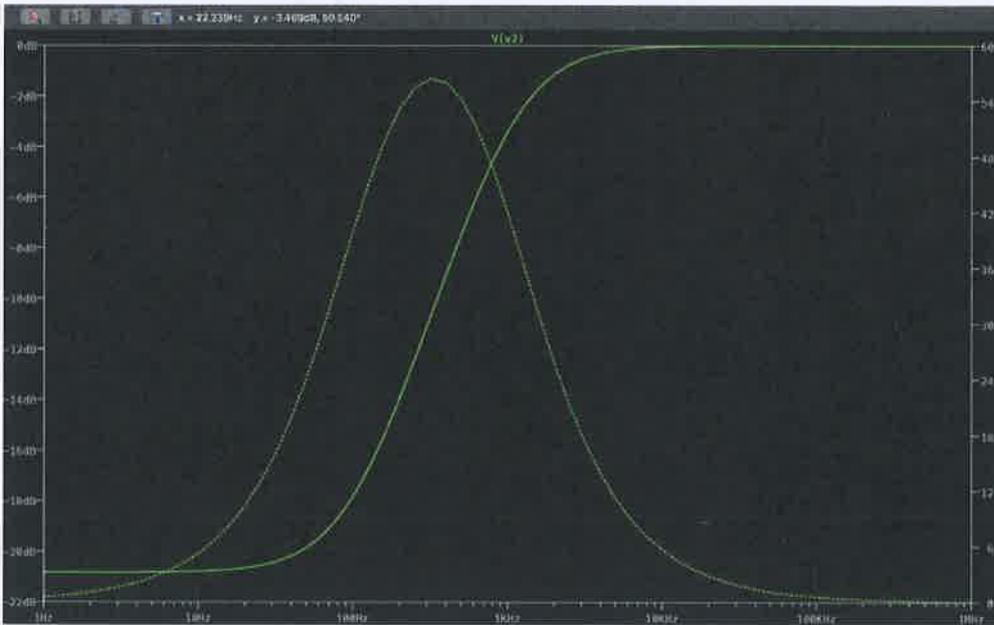
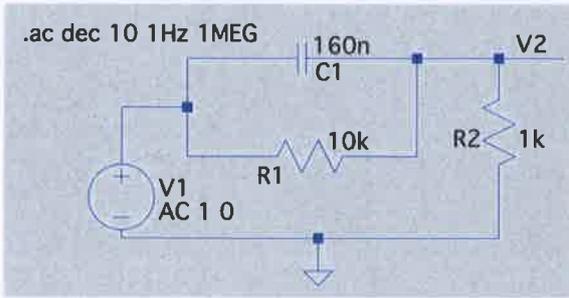
$$\text{d'où } u_c(t) = u_{c\infty} - (u_{c\infty} - u_{c0}) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\rightarrow \text{charge: } u_c(0) = 2V, \quad u_{c\infty} = 8V$$
$$u_c(t) = 8 - 6 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\rightarrow \text{décharge: } u_c(0) = 8V, \quad u_{c\infty} = 2V$$
$$u_c(t) = 2 + 6 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

La théorie est bien observée en la pratique.

# Exercice 2



À l'aide du curseur on a :

amplitude max : 0 dB

amplitude min : -20 dB

fréquences de coupure :

$$f_1 = 99,7 \text{ Hz} \quad f_2 = 1024 \text{ Hz}$$

Avec la théorie on a :

amplitude max = 0 dB

amplitude min : -20 dB

fréquences de coupure :

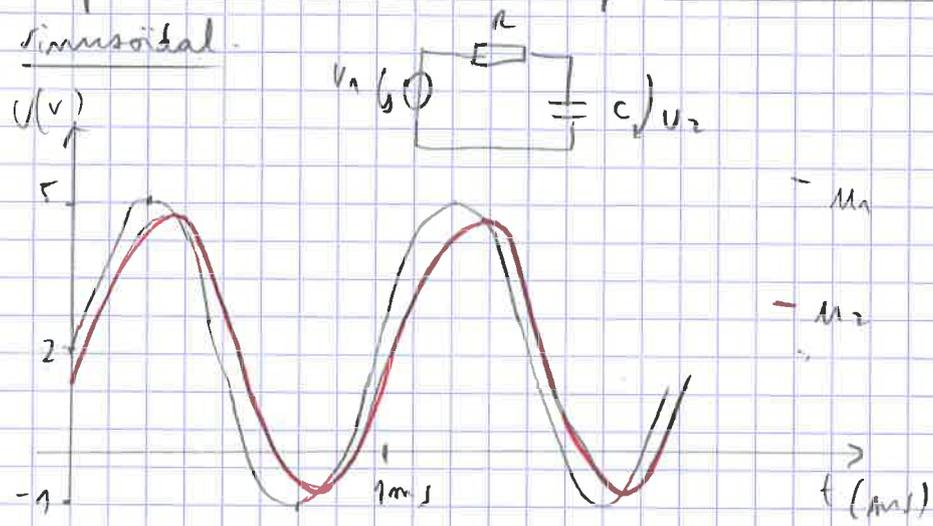
$$f_1 = 99 \text{ Hz}, \quad f_2 = 1089 \text{ Hz}$$

$$\text{sin } H(j\omega) = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}}$$

$$f_1 = \frac{1}{R_1 C \cdot 2\pi} = 99 \text{ Hz}, \quad f_2 = \frac{R_1 + R_2}{2\pi \cdot R_1 R_2 C} = 1089 \text{ Hz}$$

# TP1 : Instrumentation et circuits passifs linéaires

**A.** Réponse d'un circuit RC (passe-bas) à un signal sinusoïdal.

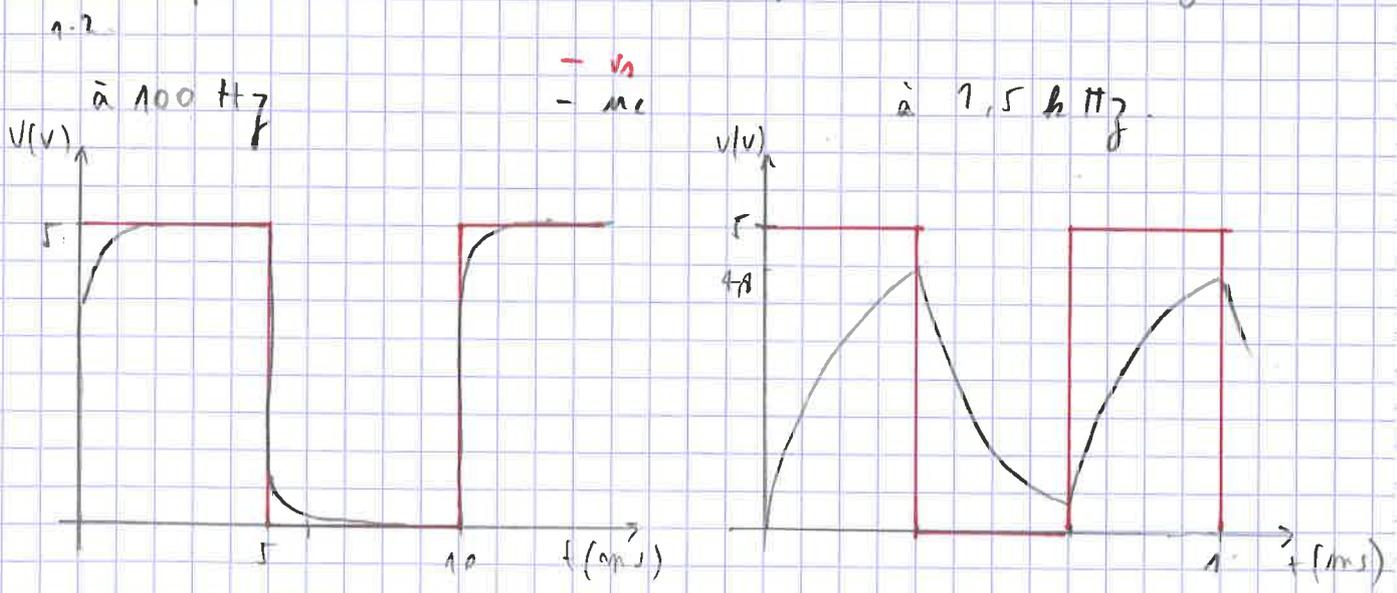


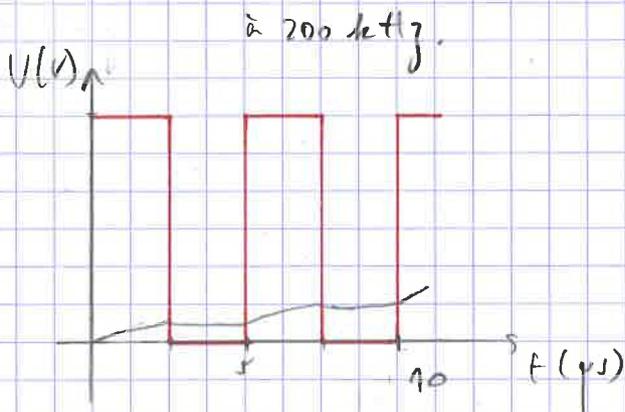
mesures labo :  
 $R = 987 \text{ k}\Omega$   
 $C = 10,13 \text{ nF}$

En fixant la fréquence à  $1 \text{ kHz}$ , on mesure un déphasage de  $32^\circ$ .

En inversant les sources,  $-32^\circ$  donc la sortie est en avance sur l'entrée.

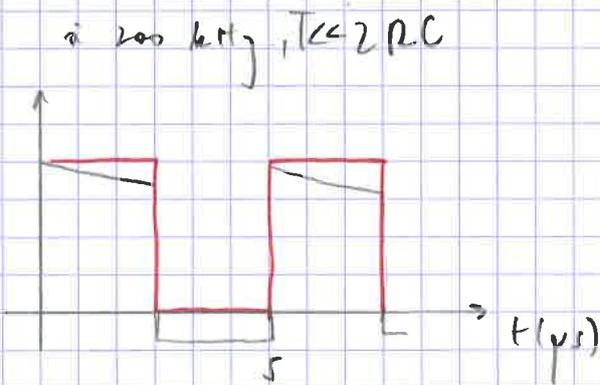
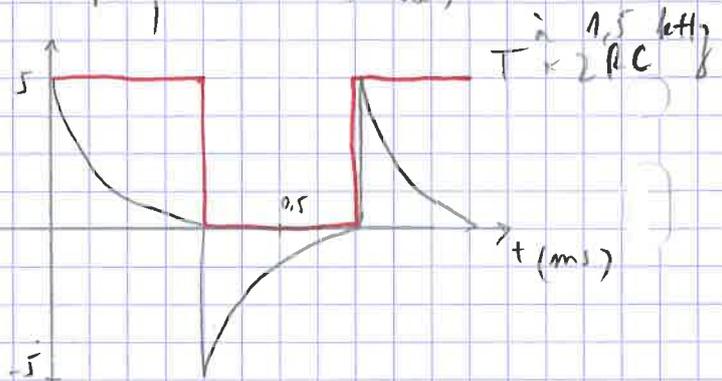
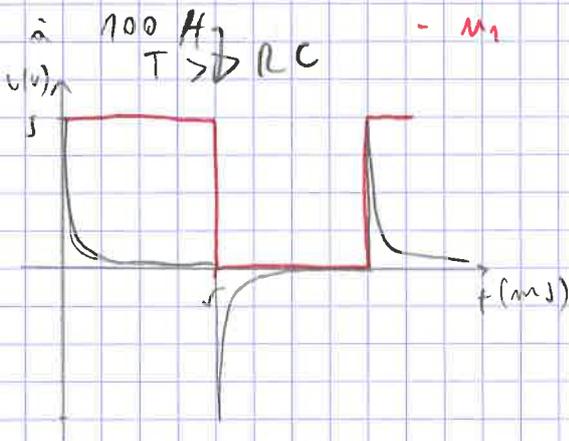
**B** Réponse d'un circuit RC (passe-bas) à un signal carré





On voit la capacité se charger et se décharger suivant si la source génère une tension positive ou nulle. Si on ne laisse pas assez de temps à la capacité complètement (comme à 200 kHz), elle se charge au fur et à mesure des cycles (loi exponentielle → se remplit + vite qu'elle se vide)

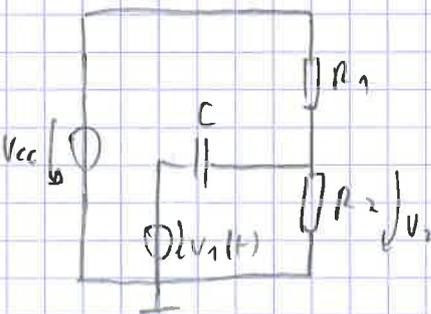
1.3.



La tension aux bornes de la résistance est liée au courant que la capacité influence.  $u_1(t)$  et  $u_2(t)$  sont reliés selon la loi des mailles, ce qui explique la

forme de la tension aux bornes de la résistance

**C** Application : mesure d'un circuit RC de complage



**1** Calcul du circuit

théorème de superposition

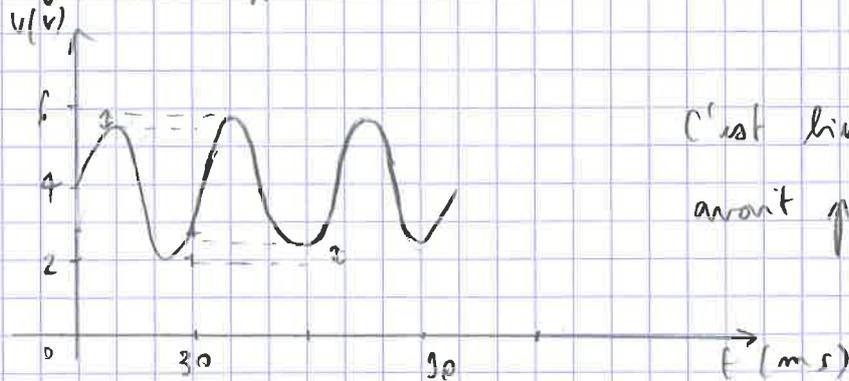
$$u_2(t) = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_1(t) \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + Z_C}$$

$$I_{m} \sin(\omega t) = 10 \cdot \frac{22 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3} + 2 \sin\left(2\pi \cdot 30 \cdot 10^3 t\right) \frac{22 \cdot 10^3 // 15 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3 // 15 \cdot 10^3 + \frac{1}{(2\pi \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^{-9})^2}}$$

composante continue: 4,05 V

amplitude: 1,9 V

déphasage par rapport à  $u_1(t)$ : 20°



C'est bien ça qu'on avait prédit.

## 2 Réponse harmonique et diagramme de Bode

$$H(j\omega) = \frac{j\omega}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{où} \quad \omega_0 = \frac{R_1 + R_2}{C R_1 R_2} = \frac{22 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^3}$$

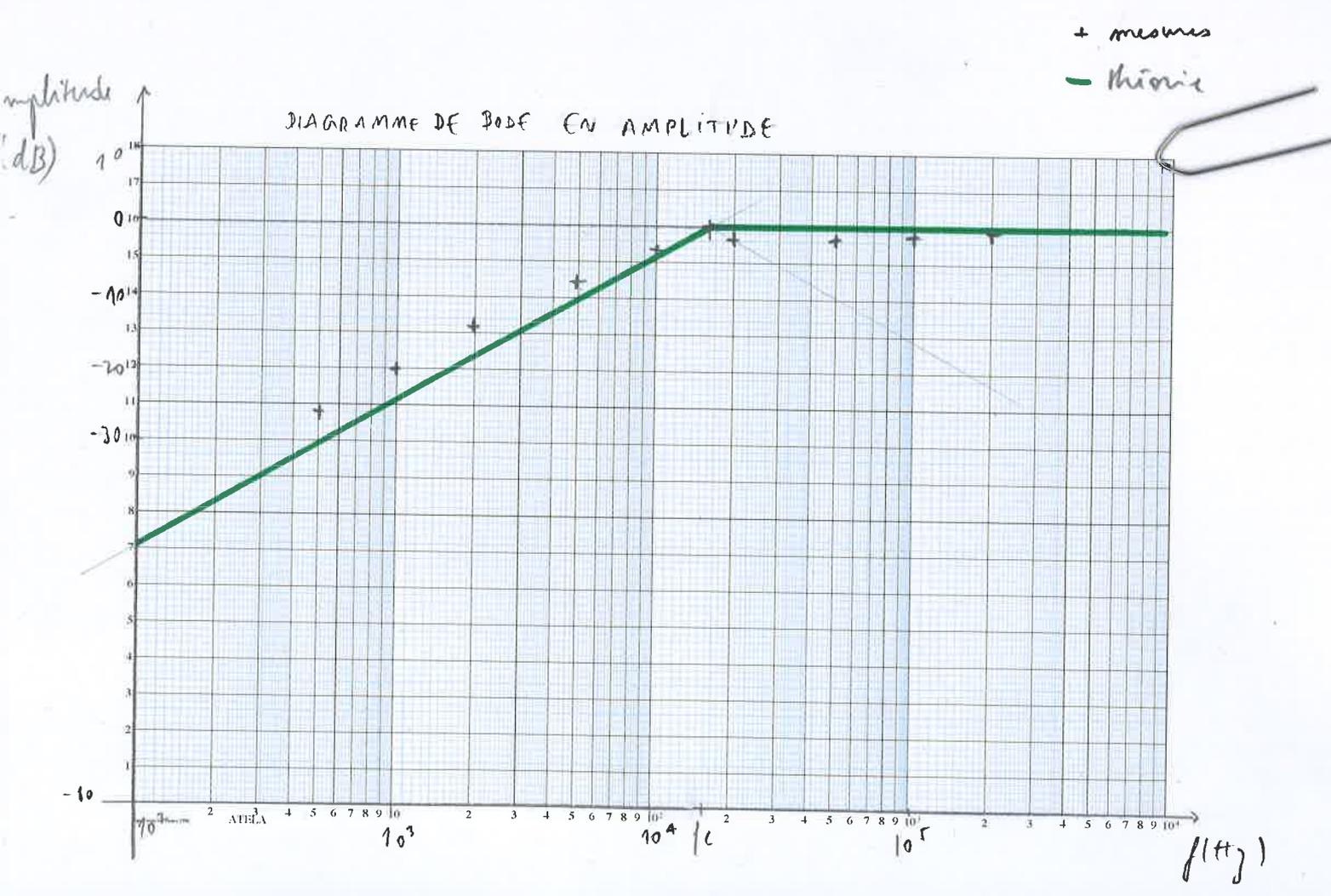
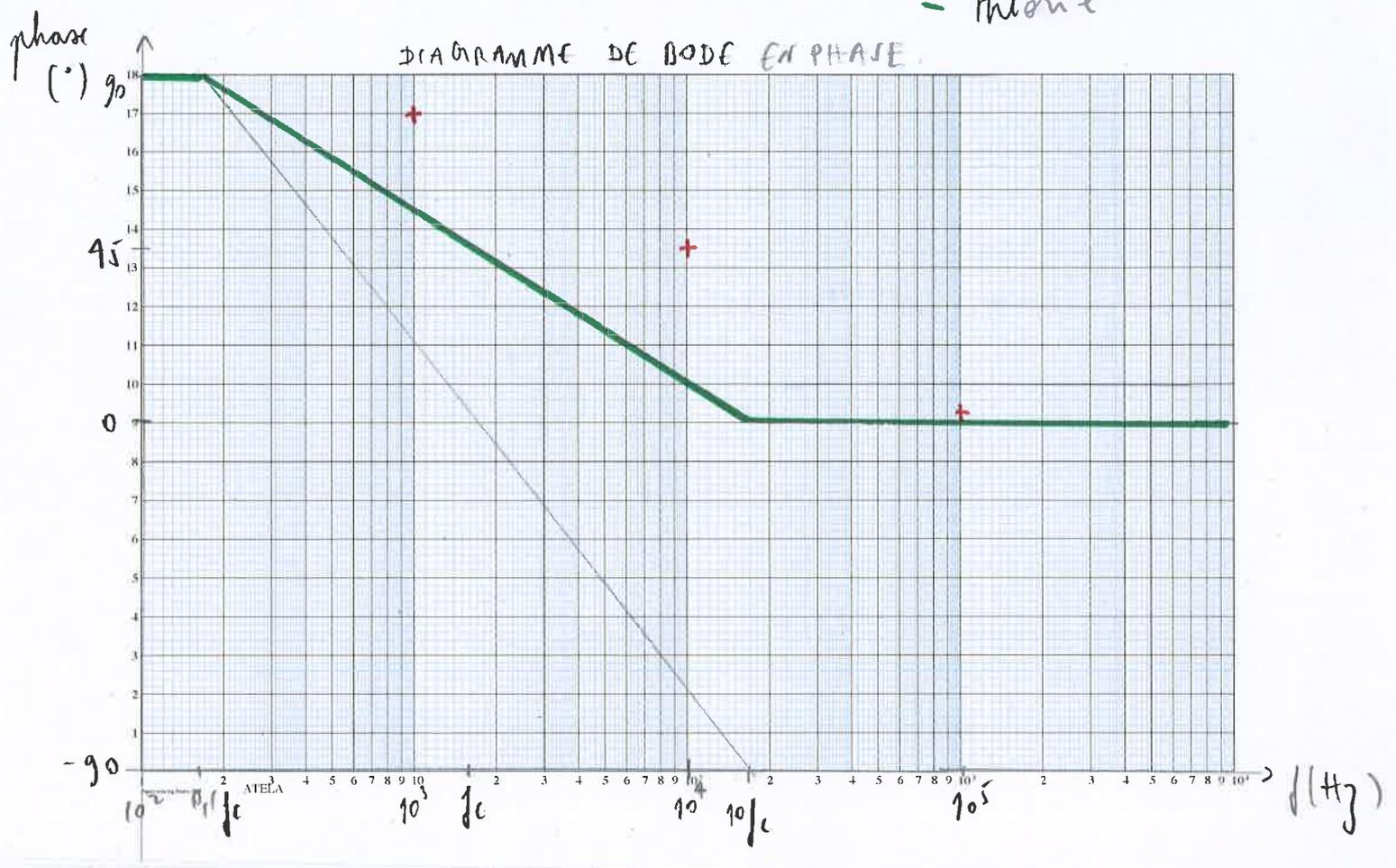
En fait, on a mesuré:  $\omega_0 = 190 \text{ krad s}^{-1}$   $f_0 = 1,5 \cdot 10^5 \text{ Hz}$

f. (Hz)	gain (dB)	phase (°)
500	-26	
1k	-20	80
2k	-14	
5k	-7,4	
10k	-3,5	95
20k	-1,4	
50k	-0,6	
100k	-0,5	3
200k	-0,4	

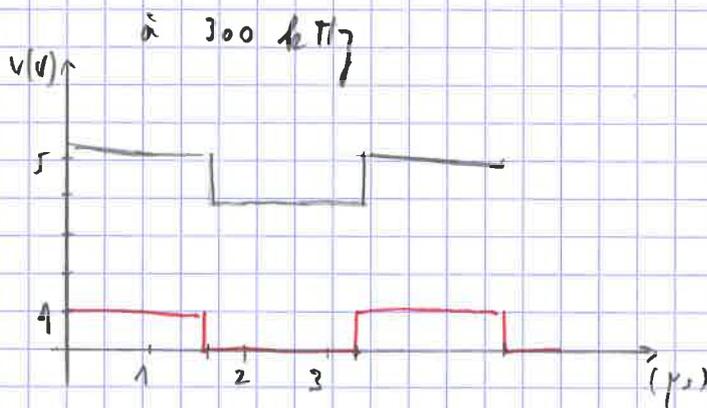
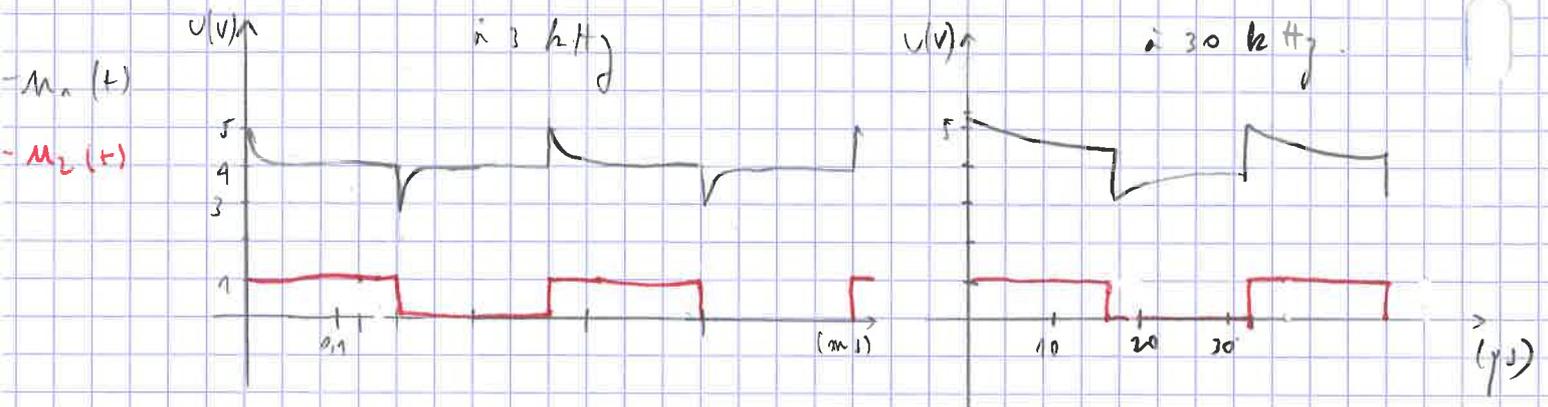
On mesure  $|H(j\omega)|_{dB} = 0$  à  $f_0 = 13 \text{ kHz}$ .

l'amplitude: diagramme fidèle.

Phase: bonne forme mais un peu décalé.



### 3 Réponse du circuit à un signal carré.



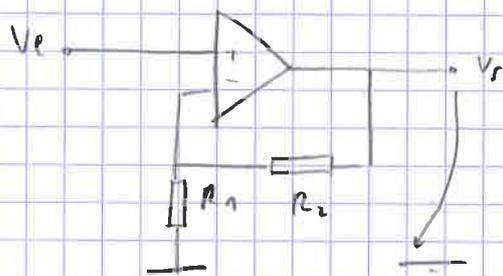
Quand la fréquence est trop haute, le circuit qui a une certaine inertie n'a pas le temps de réagir (notamment la capacité n'a pas le temps de se charger).

## TP2. L'amplificateur opérationnel

### Montages à réaction négative, applications linéaires

#### → 1. L'amplificateur non inverseur.

##### 1.1. Schéma.



$$1.2. \quad \frac{v_r}{v_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 4,3 \quad \rightarrow \quad \frac{R_2}{R_1} = 3,3$$

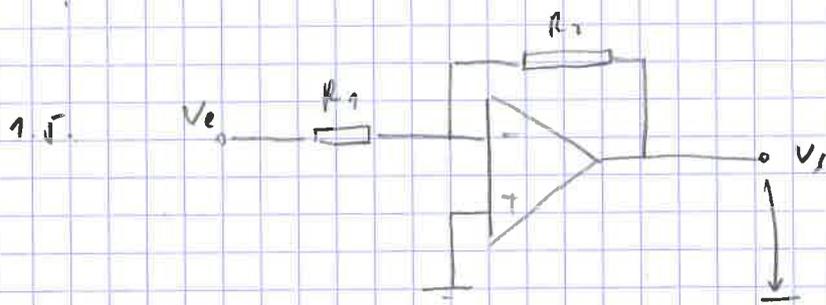
On prend  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$

##### 1.3. Expérimentalement, on trouve

- $\frac{v_r}{v_e} = 4,26$ ,  $V_{sat}^+ = 14\text{V}$ ,  $V_{sat}^- = -14\text{V}$ .
- une dynamique de sortie OK
- une bande passante de  $330 \text{ kHz}$  pour  $0,2 \text{ V}$   
 $30 \text{ kHz}$  pour  $2 \text{ V}$ .

Cette différence de fréquence s'explique par le fait que  $\left| \frac{dv_{out}}{dt} \right|_{max} > 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$  = seuil rate d'un AD741 (d'après sa data sheet.)

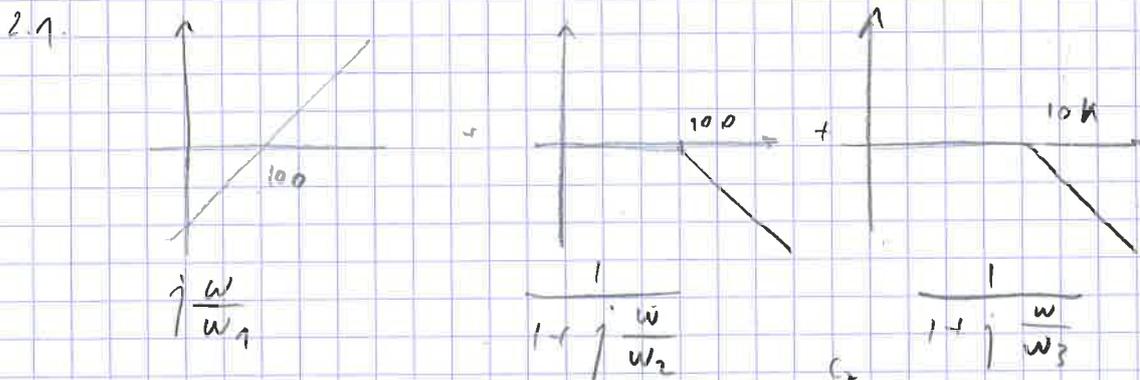
1.4. Pour  $R_2 = 0$  et  $R_1 = \infty$ , le montage est un suiveur de tension



Ce montage est un amplificateur de tension inverseur  
 où  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$

16. On trouve un gain de 10 dB et une phase de  $0^\circ$ .  
 On devrait trouver un gain de  $20 \log(3,3) = 10,3 \text{ dB}$   
 et une phase de  $0^\circ$   
 Les résultats mesurés sont cohérents.

## → 2. Conception d'un filtre passe-bande.



Donc on a

$$H(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega C_1 R_1}{(1 + j\omega C_1 R_1)(1 + j\omega C_2 R_2)}$$

$$\text{où } \frac{1}{2\pi C_1 R_1} = f_1 \quad \text{et} \quad \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = f_3 \quad , \quad \frac{R_2}{R_1} = 10$$

2.3. Ainsi  $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$   $C_1 = 4,82 \cdot 10^{-8} \text{ F} = 48,2 \text{ nF}$   
 $R_2 = 330 \text{ k}\Omega$   $C_2 = 4,82 \cdot 10^{-11} \text{ F} = 48,2 \text{ pF}$

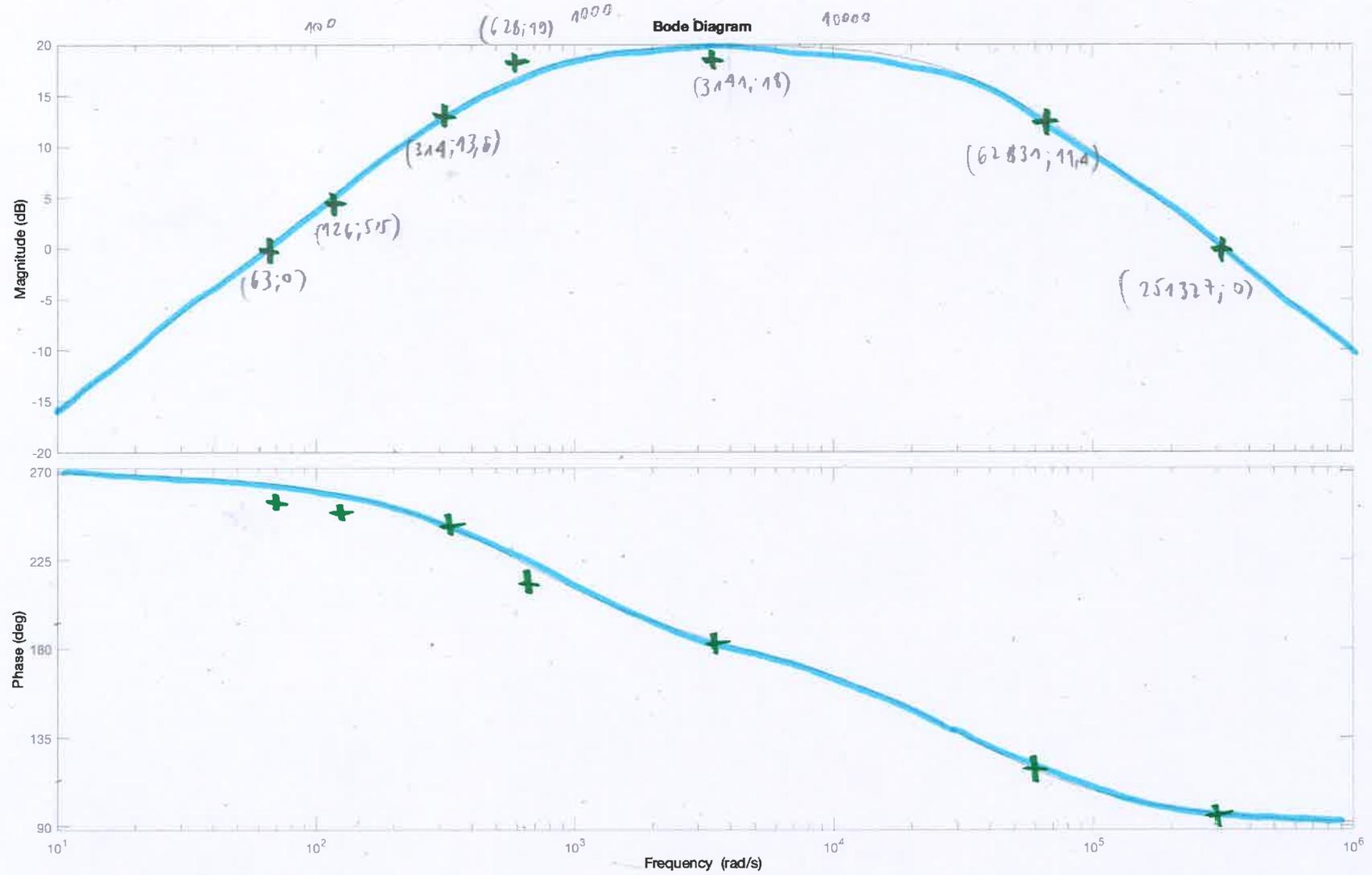
$$\text{où } C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 10^3} = 4,82 \cdot 10^{-8} \text{ F}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 330 \cdot 10^3 \cdot 10^4} = 4,82 \cdot 10^{-11} \text{ F}$$

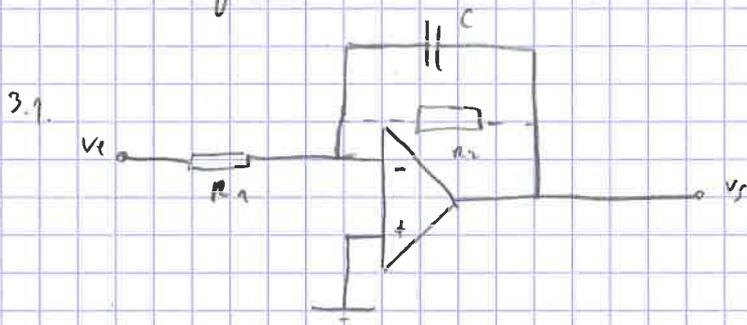
measured:

$f$ (Hz)	$\omega$ (rad s <sup>-1</sup> )	gain (dB)	phase (°)
10	63	0	260
20	126	5,5	255
50	314	13,6	230
100	628	19	220
500	3141	18	?
1000	6283	19	180
5000	31415	16,5	190
10000	62831	11,9	116
40000	251327	0	94

- thionie  
+ melurus



### → 3. L'intégrateur



$$\begin{aligned}
 A_D &= 741 \\
 R_1 &= 3.3 \text{ k}\Omega \\
 R_2 &= 330 \text{ k}\Omega \\
 C &= 47 \text{ nF}
 \end{aligned}$$

3.2.  $R_2 \rightarrow \infty$  (branche ouverte)

$$\frac{V_E}{R_1} = -\frac{V_S}{Z_C} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_S}{V_E} = - \frac{Z_C}{R_1} = \frac{-1}{j\omega C R_1}$$

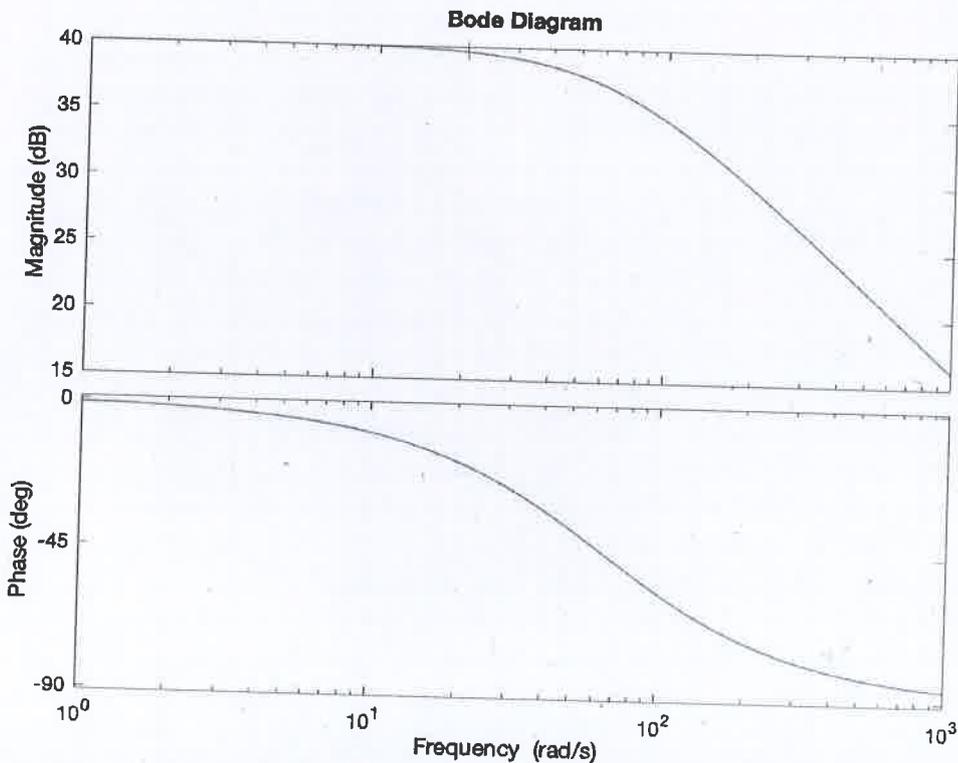
→ gain de  $\infty$  dB (pas de contre réaction)

En ajoutant  $R_2$ :

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{Z_C // R_2}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$$

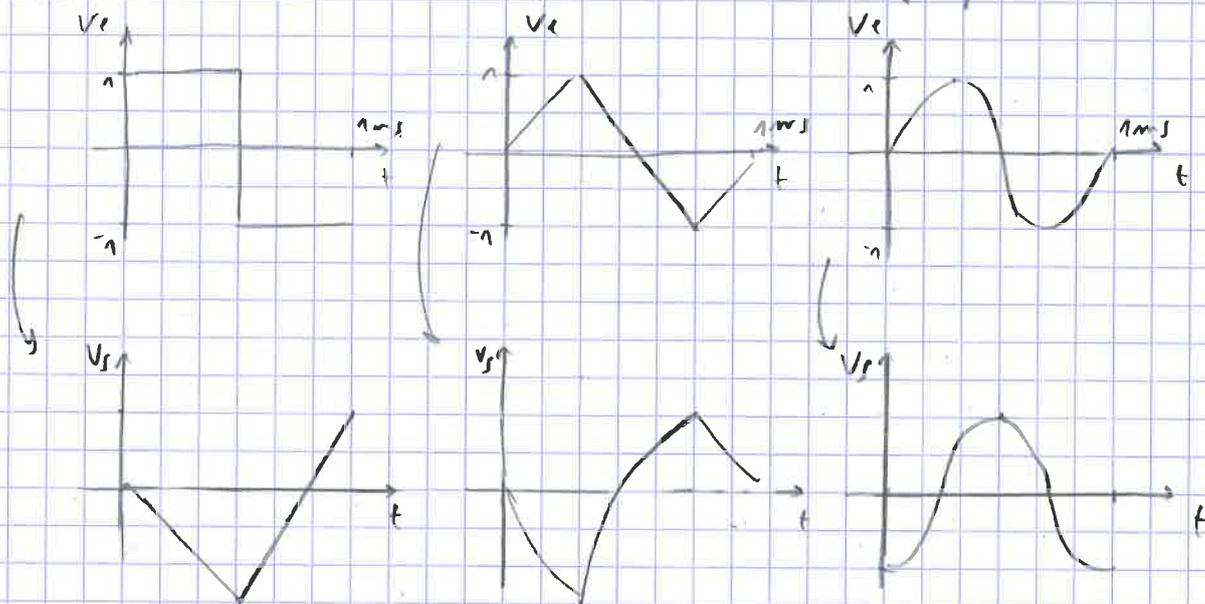
→ gain de  $20 \log \left( \frac{R_2}{R_1} \right) = 40$  dB.

3.3. On peut d'utiliser comme intégrateur à partir de  $\omega = 10$  Hz =  $1 / 2\pi R_2 C$ .



3.4. Rôle de  $R_2$ : empêche la saturation de l'AO.  
Le circuit fonctionne pour les basses fréquences. ( $\ll \frac{1}{2\pi R_2 C}$ )

3.5.



3.6. OK

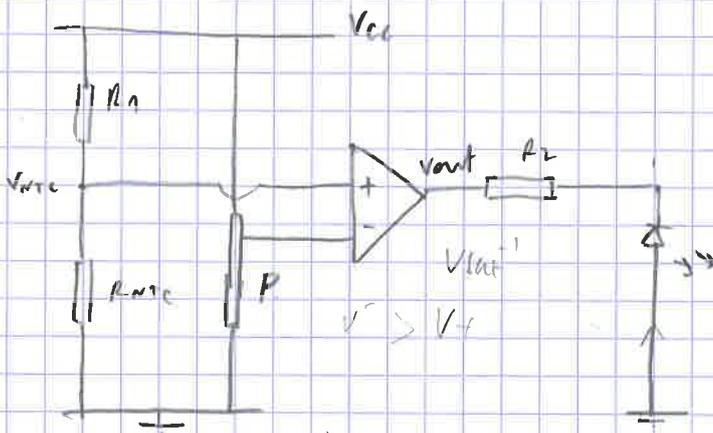
3.7. Pour le sinus, quand la fréquence est en dessous de 10 Hz, il n'y a plus de déphasage entre l'entrée et la sortie.

C'est logique car pour  $\frac{1}{2\pi R_2 C}$ , le montage agit comme un amplificateur et non comme un intégrateur.

3.8. Le circuit sans  $R_2$  sature comme prévu,  $V_c$  est écarté: il n'atteint pas ses valeurs symétriques à 15V ou inférieures à -15V.

# TP 3. AO Applications.

## → 1. Détection de température



$$V_f = 2V$$

$$R_1 = 33 \text{ k}\Omega$$

$$R_{NTC} = 33 \text{ k}\Omega$$

$$10 \text{ k}\Omega < R_2 < 100 \text{ k}\Omega$$

$$V_{cc} = 15V$$

- a) LED éteinte  $\Leftrightarrow V_{out} - V_h = V_{cc} - V_{NTC} > V_{ref}$   
 LED allumée  $\Leftrightarrow V_{out} - V_l = 0$

$$0 = \frac{V_{NTC} - V_{cc}}{R_1} = \frac{0 - V_{NTC}}{R_{NTC}} \rightarrow \frac{V_{NTC} - V_{cc}}{R_1} = \frac{-V_{NTC}}{R_{NTC}}$$

$$\Leftrightarrow V_{NTC} = \frac{V_{cc} R_{NTC}}{R_{NTC} + R_1}$$

D'où LED éteinte  $\Leftrightarrow V_{ref} < V_{cc} \frac{R_{NTC}}{R_{NTC} + R_1}$   
 (AN  $\Leftrightarrow V_{ref} < 15 \cdot \frac{33 \cdot 10^3}{33 \cdot 10^3 + 2} = 7,5V$

b)  $V_{out} = i \cdot R_2 + V_0$

$$\Leftrightarrow R_2 = \frac{V_{out}}{i} = \frac{V_l}{i} \text{ où } V_l = -V_{cc}$$

$$\Leftrightarrow R_2 = \left| \frac{V_{cc} - V_0}{i} \right| \quad (\text{AN } R_2 = \frac{15 - 13}{20 \cdot 10^{-3}} = 680 \Omega$$

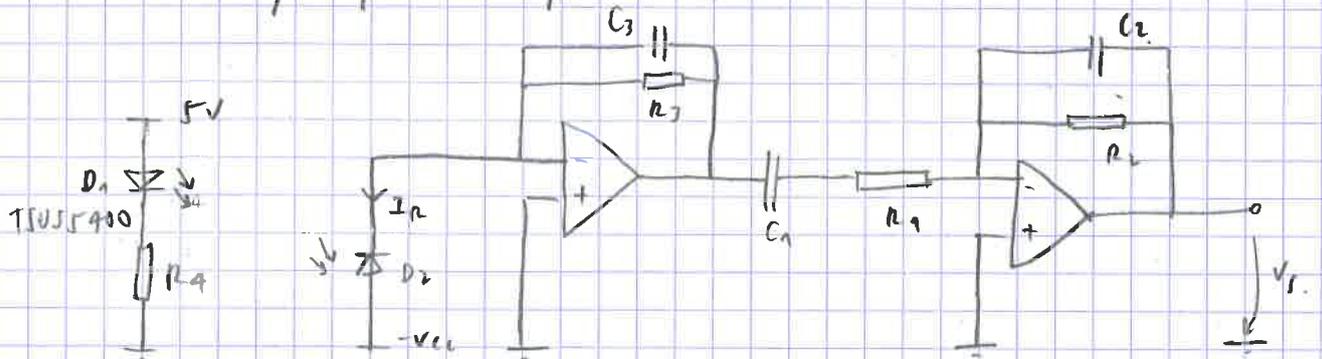
- c) Le système remarque l'élévation de la température quand on serre la résistance  $R_{NTC}$  entre ses doigts.



d) En effet, la capacité supplémentaire crée un pôle bas qui filtre les hautes fréquences, et donc le bruit.

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C} = 104 \text{ Hz} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi f R_2} = 20 \text{ nF}$$

### → 3. Mesure optique des points (PPG)



$$V_{cc} = 15 \text{ V}$$

$$R_A = 33 \text{ } \Omega$$

$$C_3 = 150 \text{ pF}$$

$$R_3 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$C_1 = 4,7 \text{ pF}$$

$$R_1 = 33 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = 47 \text{ pF}$$

$$R_2 = 33 \text{ M}\Omega$$

#### A. Emission de courant



$$5 - V_f + i R_A = 0$$

$$\Leftrightarrow R_A = \frac{|V_f - 5|}{i} \quad (\text{AN } R_A = \frac{|1,3 - 5|}{20 \cdot 10^{-3}} = 91 \text{ } \Omega)$$

$$b) P = i^2 R_A$$

$$(\text{AN } P = (90 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 91 = 0,333 \text{ W} = \frac{1}{3} \text{ W})$$

Donc on utilise une résistance standard de  $82 \text{ } \Omega$  au lieu de  $91 \text{ } \Omega$ .

#### B. Récepteur et conversion de tension.

a) Pour avoir une tension de sortie au repos de  $\frac{V_{cc}}{2}$ ,  $R_3$  doit vérifier (E).

$$(E) \Leftrightarrow V_{\text{pre}} = R_3 I_{A0} \text{ où } V_{\text{pre}} = \frac{V_{cc}}{2}$$

$$(E) \Leftrightarrow R_3 = \frac{V_{cc}}{2 \cdot I_{A0}} \quad (\text{AN})$$

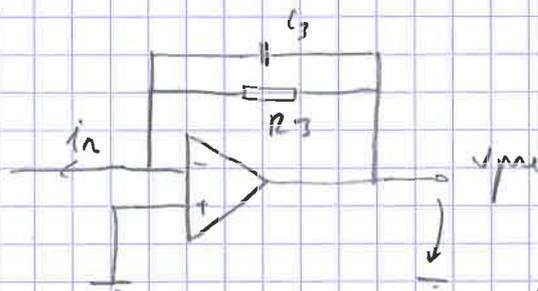
$$R_3 = \frac{15}{2 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 937 \text{ k}\Omega$$

valeur normalisée  $1 \text{ M}\Omega$ .

b) Lors d'un battement cardiaque, on a  $\Delta V_{pre} = R_3 \cdot \Delta I_p$

$$\begin{aligned} \text{(AN)} \quad \Delta V_{pre} &= 937 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^{-9} \\ &= 37,5 \text{ mV} \end{aligned}$$

c) On a le schéma suivant.



$$\begin{aligned} R_3 // C_3 &= \frac{R_3}{j\omega C_3} \cdot \frac{1}{R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}} \\ &= \frac{R_3}{1 + j\omega R_3 C_3} \rightarrow \end{aligned}$$

On a  $f_c = 16 \text{ Hz}$  donc  $\omega_3 = \frac{1}{R_3 C_3}$

$$\rightarrow f_c = \frac{\omega_3}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

Et donc  $C_3 = \frac{1}{2\pi R_3 f_c}$  (AN)  $C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot 937 \cdot 10^3 \cdot 16} = 170 \text{ pF}$

d) ok

e) ok

## C Amplificateur et filtre

a)  $\underline{H}(j\omega) = \frac{V_s}{I_p} = H_1(j\omega) \cdot H_2(j\omega)$

$$H_1(j\omega) = \frac{R_3}{1 + j\omega R_3 C_3}$$

$$H_2(j\omega) = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2} \cdot \frac{j\omega R_2 C_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

Ainsi:  $\underline{H}(j\omega) = \frac{-R_2 \cdot R_3}{R_1} \cdot \frac{1}{(1 + j\omega R_2 C_2)^2} \cdot \frac{j\omega R_2 C_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$

b)  $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{33 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6}} = 6,4 \text{ rad s}^{-1}$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{33 \cdot 10^6 \cdot 47 \cdot 10^{-12}} = 6447 \text{ rad s}^{-1}$$

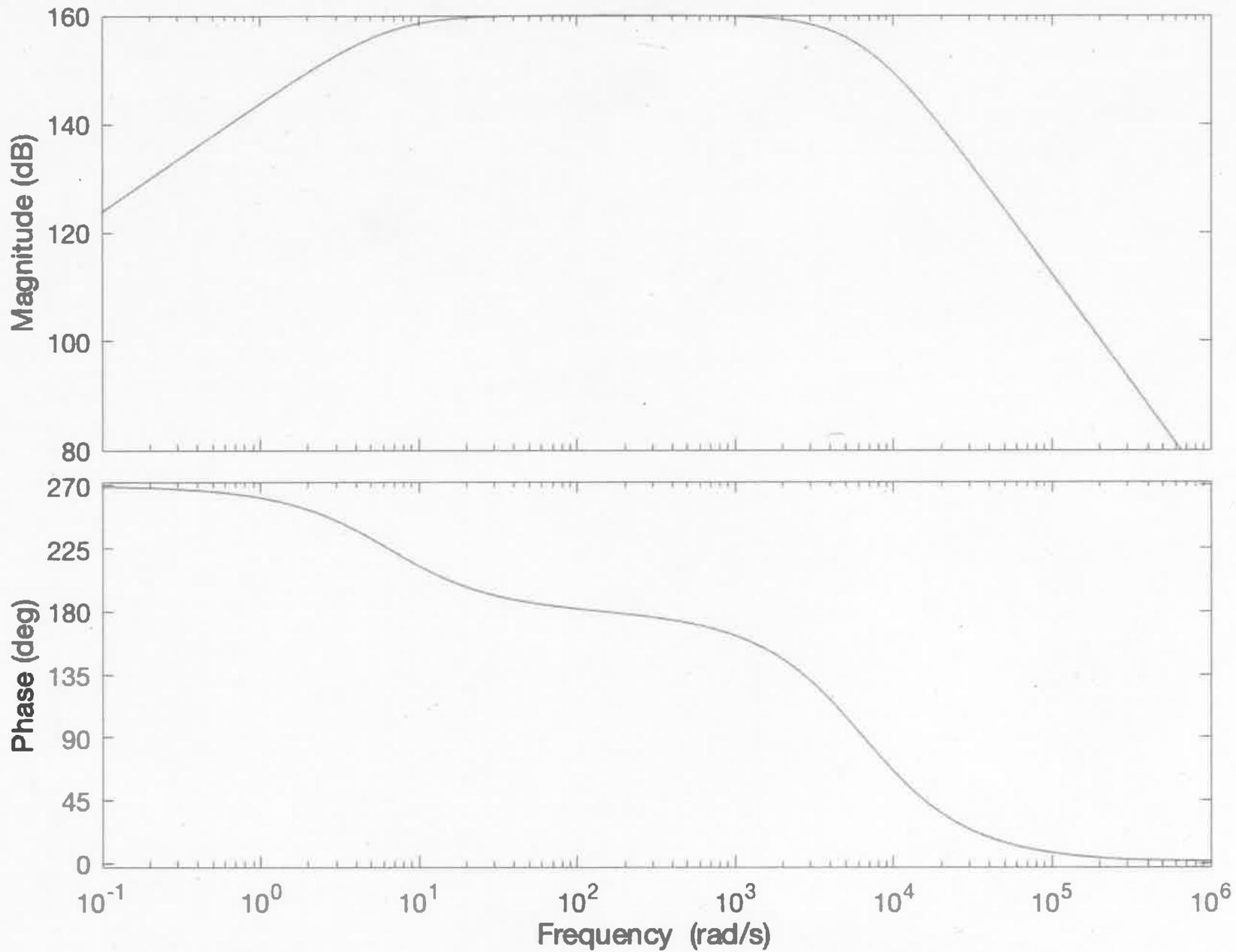
$$\omega_3 = \frac{1}{R_3 C_3} = \frac{1}{170 \cdot 10^{-12} \cdot 937 \cdot 10^3} = 6277 \text{ rad s}^{-1}$$

Faire le graphique

Amplifier filter

3) c) b)

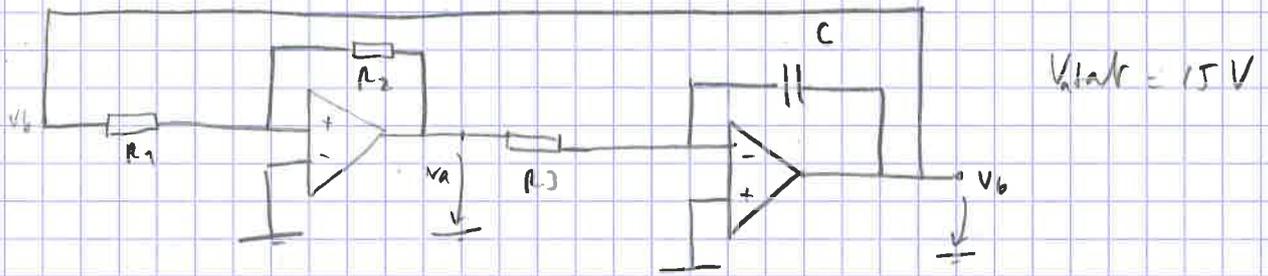
Bode Diagram



TP 4  
à part de Wien.

Générateur de signaux et oscillateur

→ 1. Générateur de signal sinusoïdal.



$$1. \frac{V_b}{2} = \frac{-R_1}{R_2} V_a = -8 \text{ V} \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{8}{V_{\text{sat}}} = \frac{8}{15} = 0,53$$

$$T_{\text{tot}} = 4 R_3 C \frac{R_1}{R_2} = 10^{-3} \text{ s} \Rightarrow R_3 C = \frac{R_2}{R_1} 10^{-3} \cdot \frac{1}{4}$$

$$\text{(AN)} R_3 C = \frac{1}{0,53} \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{4} = 4,7 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

2. Critères de choix pour les AO:

356: très rapide  
ou signal voulu (très court (10ns))

741: plus lent

3. ok. amplitude du signal mesuré = 8,3V

fréquence du signal mesuré : 829 Hz



$$\varphi = 0 \Leftrightarrow \omega RC = \frac{1}{\omega RC} \Leftrightarrow \omega^2 = \frac{1}{(RC)^2} \Leftrightarrow \frac{1}{RC} = \omega$$

$$\left| \beta \left( j \frac{1}{RC} \right) \right| = \left| \frac{j}{\left( 1 + j \frac{2}{3 + \sqrt{5}} \right) \left( 1 + j \frac{2}{3 - \sqrt{5}} \right) \right|$$

$$= \frac{1}{\left| \left( 1 + j \frac{2}{3 + \sqrt{5}} \right) \right| \left| \left( 1 + j \frac{2}{3 - \sqrt{5}} \right) \right|} = \frac{1}{1,07 \cdot 2,8} = \frac{1}{3}$$

d'où  $20 \log \left( \beta \left( j \frac{1}{RC} \right) \right) = 20 \log \left( \frac{1}{3} \right) = -9,54$

le gain à la fréquence de déphasage nul est  $-9,54 \text{ dB}$

2.  $I$  est maximal quand la fréquence de la source est infinie car à ce moment, on a les capacités qui se comportent comme des court-circuits

la  $V_2 = R \cdot i_{\max} \rightarrow R = \frac{15}{10^{-3}} = 15 \text{ k}\Omega$

Pour avoir  $\frac{1}{20RC} = 1 \text{ kHz}$ , on a  $C = \frac{1}{15 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \cdot 2\pi} = 10 \text{ nF}$

### b) L'amplificateur.

1. Entretien des oscillations  $\Leftrightarrow A\beta = 1$  (Barkhausen).

Tu  $A = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$  et  $\arg(\beta) = 0 \Leftrightarrow \beta \left( \omega = \frac{1}{RC} \right) = \frac{1}{3}$

Ainsi on a  $A = \frac{1}{\beta} = 3 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  et  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{2}$  donc

### c) Oscillateur à limitation d'amplitude par résistance à coefficient par résistance à coef de température $< 0$

1. OK.

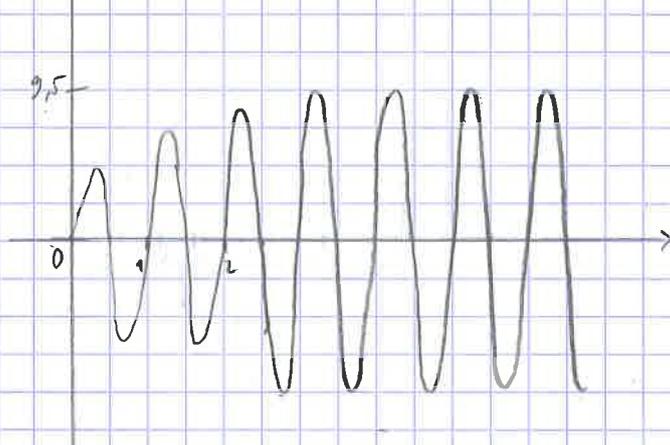
## 2. Amplificateur à gain variable en fonction de l'amp signal

1. A T constante,  $R_{vcc} = 4,7 \text{ k}\Omega$

Donc le gain est tel que  $A_v = \frac{R_1 + R_{vcc}}{R_1} = \frac{2,2 + 4,7}{2,2} = 3,16$

$A > 3$  donc il y a bien un démarrage des oscillations.

2.  $V_2(V)$



$R_{vcc}$  varie avec la température.  
En changeant les amplitudes du signal d'entrée, on obtient une différence des amplitudes des signaux de sortie due fait du lien entre  $R_{vcc}$  et le courant

Ainsi, plus les amplitudes sont grandes, plus le gain est faible

### d. Oscillateur complet.

1. On mesure pour le signal de sortie :

amplitude = 5 V

fréquence = 82 Hz