

# Rapport de laboratoire

---

**Ecole supérieure**

Électronique

Salle R112

---

## Ampli Emetteur commun

---

**Réalisé par :**

Loïc Marmy  
Dilan Espinosa

**A l'attention de :**

Phillipe Bovey  
Juan José Moreno

**Dates:**

Début du laboratoire : 10 novembre 2025

Fin du laboratoire : 8 décembre 2025

## Table des matières

1	Introduction.....	3
2	Conception et dimensionnement.....	3
2.1	Schéma de principe.....	3
2.2	Dimensionnement.....	4
3	Simulation du dimensionnement .....	6
3.1	Objectifs.....	6
3.2	Schéma de simulation.....	6
3.3	Méthode de simulation.....	6
3.4	Résultat de simulation.....	7
4	Simulation Gain effectif .....	8
4.1	Objectifs.....	8
4.2	Schéma de simulation.....	8
4.3	Méthode de simulation.....	8
4.4	Résultat de simulation.....	9
4.4.1	Gain effectif .....	9
4.4.2	Linéarité du signal de sortie .....	12
5	Mesures .....	13
5.1	Objectifs.....	13
5.2	Conditions en repos.....	13
5.2.1	Schéma de mesure.....	13
5.2.2	Méthode de mesure .....	13
5.2.3	Résultat de mesure.....	14
5.3	Diagramme de Bode .....	14
5.3.1	Schéma de mesure.....	14
5.3.2	Méthode de mesure .....	14
5.3.3	Bode d'amplitude.....	15
5.3.4	Bode de phase .....	16
5.4	Impédances d'entrée et de sortie .....	17
5.4.1	Calculs .....	17
5.4.2	Schéma de mesure.....	18
5.4.3	Méthode de mesure .....	19
5.4.4	Résultat de mesure.....	19

---

5.4.5	Analyse des résultats.....	19
6	Conclusion .....	20
7	Annexes .....	22
7.1	Matériel utilisé.....	22

## 1 Introduction

L'objectif principal de ce TP est double, d'abord, comprendre la conception et le dimensionnement d'un amplificateur en émetteur commun répondant à un cahier des charges précis, puis valider ce dimensionnement à travers la simulation et la réalisation pratique.

Ce TP est décomposé en trois phases principales :

**Conception et dimensionnement théorique :** Etablir le schéma de principe et déterminer les valeurs précises de tous les composants pour satisfaire les contraintes imposées par le cahier des charges.

**Simulation et caractérisation :** Utiliser la simulation pour évaluer les performances de l'amplificateur. Cette phase est cruciale pour déterminer le gain effectif pour divers points de polarisation et pour visualiser la linéarité du signal sur toute la plage dynamique.

**Réalisation et mesures :** Mettre en œuvre le montage sur plaque d'expérimentation afin de confirmer les résultats théoriques et simulés. Les mesures porteront sur les conditions de repos, le traçage d'un diagramme de bode (amplitude et phase) et la détermination des impédances d'entrée et de sortie à 1kHz.

## 2 Conception et dimensionnement

### 2.1 Schéma de principe

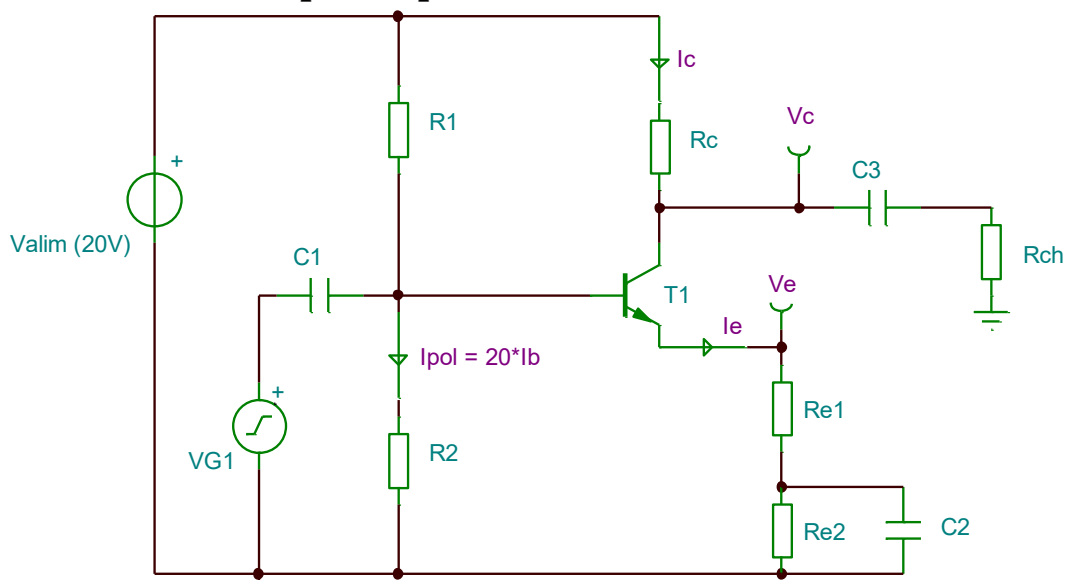


Figure 2.1 – Schéma de principe du dimensionnement des composants

## 2.2 Dimensionnement

Valeurs connues :

$$V_{alim} = 20V$$

$$I_{C\ repos} = 1mA = I_e$$

$$V_e = 2V$$

$$V_{be} = 0.743V \rightarrow \text{selon valeur rapport montage \acute{e}metteur suiveur (TP2)}$$

$$f_c = 100Hz \quad / \quad Av_{vide} \geq 30$$

**Calcul Vb :**

$$V_b = V_e + V_{be} = 2 + 0.743 = 2.743$$

**Calcul Re :**

$$R_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{2}{1 \cdot 10^{-3}} = 2k\Omega$$

**Calcul Ib :**

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{80} = 12.5\mu A$$

**Calcul re :**

$$r_e = \frac{25mV}{1mA} = 25\Omega$$

**Calcul Rc :**

$$\text{plage d'excursion} = V_{alim} - (V_e + V_{ce\ sat}) = 20 - (2 + 0.2) = 17.8V$$

$$V_c = V_e + V_{ce\ sat} + \frac{\text{plage d'excursion}}{2} = 2 + 0.2 + \left(\frac{17.8}{2}\right) = 11.1V$$

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_c}{I_c} = \frac{20 - 11.1}{1 \cdot 10^{-3}} = 8.9k\Omega$$

**Calcul C2 :**

$$X_{C2} = \frac{1}{2\pi f C_2}$$

$$-A_v = \frac{-R_C}{(R_{e1} + r_e)} \Rightarrow R_{e1} = \frac{-R_C}{-A_v} - r_e = \frac{-8900}{-30} - 25 = 321\Omega$$

On prend Re1 dans la série E24 = 240Ω pour satisfaire un gain supérieur à 30

$$R_{e2} = R_e - R_{e1} = 2000 - 240 = 1760\Omega \Rightarrow E24 = 1800\Omega$$

$$X_{C2} \leq (R_{e1} + r_e)/100 \quad (\text{erreur de 1\%})$$

$$X_{C2} = \frac{R_{e1} + r_e}{100} = \frac{240 + 25}{100} = 2.65\Omega$$

$$2.65 = \frac{1}{2\pi f C_2} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 2.65} = 600\mu F$$

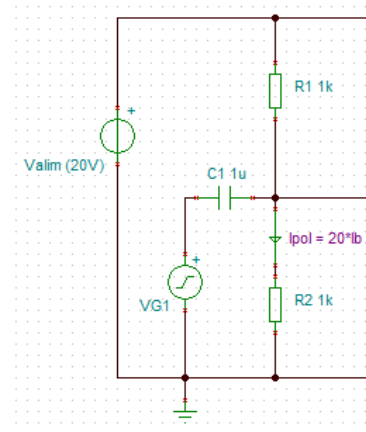
**Calcul de R1 et R2 :**

$$I_{pol} = 20 \cdot I_b = 20 \cdot 12.5\mu A = 250\mu A$$

$$V_{R2} = V_e + V_{be} = 2 + 0.743 = 2.743V$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{pol}} = \frac{2.743}{250 \cdot 10^{-6}} = 10.97k\Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{R2}}{I_{pol} + I_b} = \frac{20 - 2.743}{262.5 \cdot 10^{-6}} = 65.75k\Omega$$

**Calcul de C1 :**

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F'c \cdot Z_e}$$

$$F'c = f_c \cdot 0.643 = 64.3Hz$$

$$Z_e = R_1 // R_2 // ((R_{e1} + r_e) \cdot H_{fe}) = 10.97k\Omega // 65.75k\Omega // ((1.5k\Omega + 25\Omega) \cdot 80)$$

$$Z_e = 8.73k\Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 64.3 \cdot 8.73 \cdot 10^3} = 283nF$$

**Calcul de C3 :**

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_L + R_C) \cdot C_3} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot (R_L + R_C)} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot (33k\Omega + 8.9k\Omega)} = 37.98nF$$

## 3 Simulation du dimensionnement

### 3.1 Objectifs

Cette simulation a pour but de valider le dimensionnement de tous les composants au point 2 (conception et dimensionnement).

Le schéma de l'ampli émetteur commun sera simulé pour savoir si les signaux ainsi que le gain obtenu se trouvent dans les plages du cahier des charges.

### 3.2 Schéma de simulation

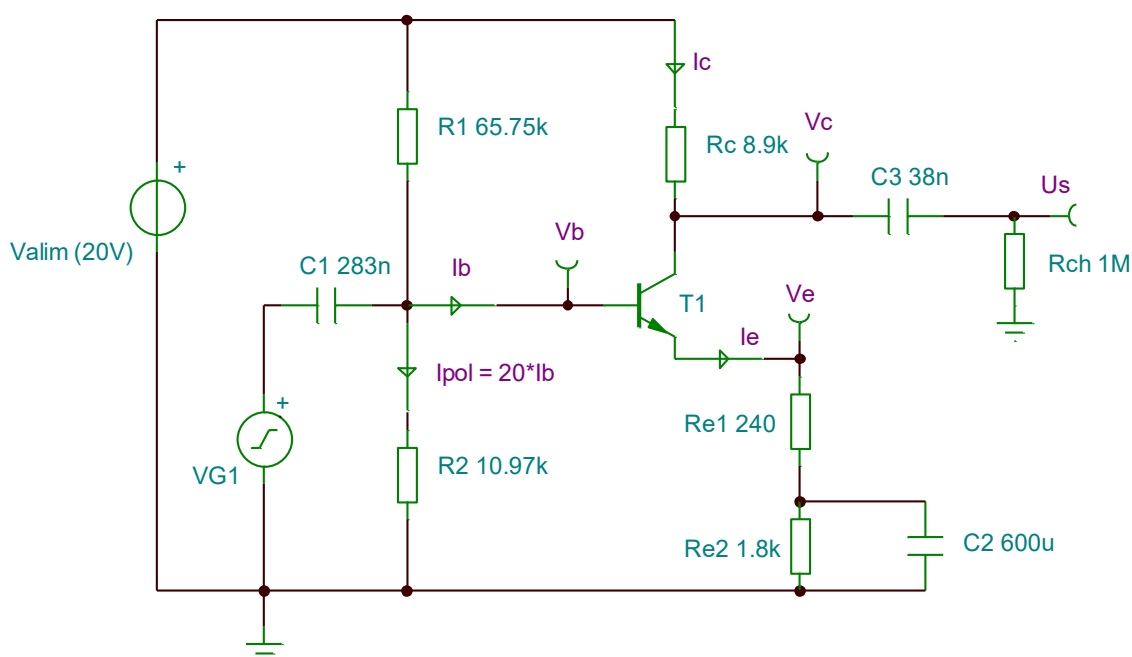


Figure 3.2 – Schéma de simulation du schéma dimensionné au point 2

### 3.3 Méthode de simulation

Pour simuler le schéma de dimensionnement, il faut effectuer sur Tina le schéma du point 3.2 avec les réglages suivants :

- Valim = 20V
- VG1 = Signal sinus, fréquence 100Hz, amplitude 200mVpp

Relever les signaux  $I_e$ , VG1,  $V_c$ ,  $V_e$  et  $V_s$  grâce à l'outil « Transient » sur Tina et en recalculer le gain du montage.

### 3.4 Résultat de simulation

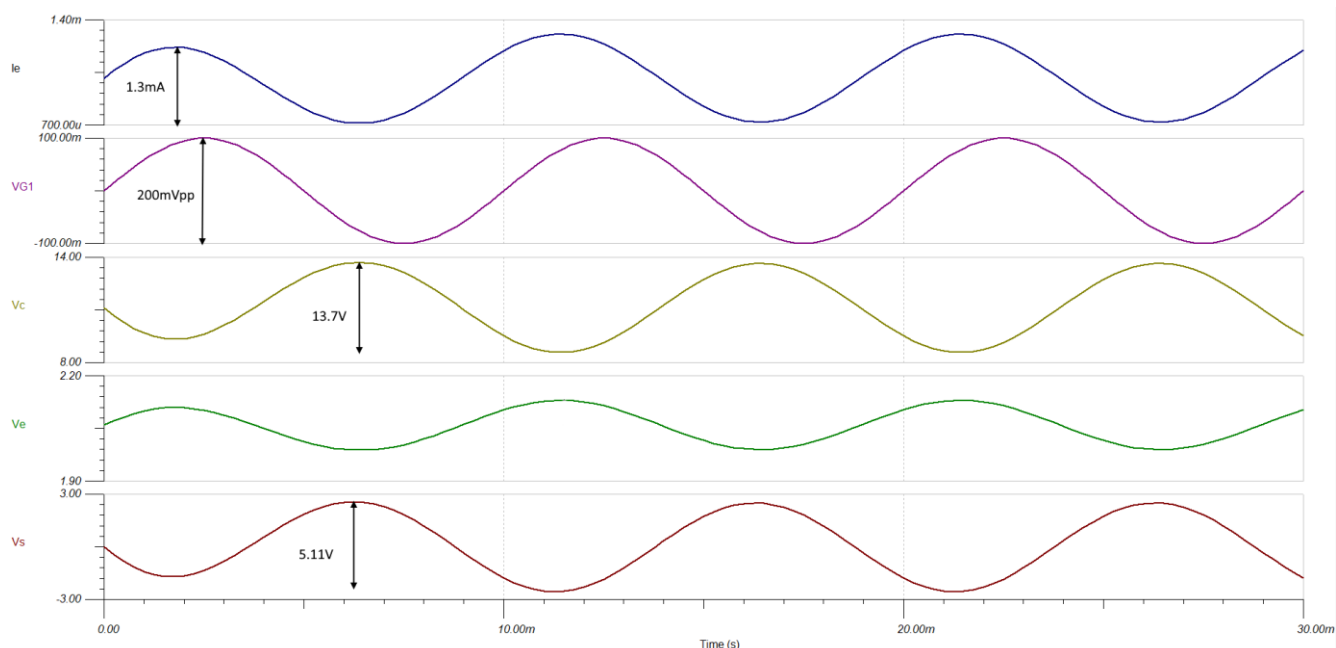


Figure 3.2 – Résultat de simulation du schéma dimensionné au point 2

#### Tableau des résultats :

Nom	Valeur
Ie	1.3mA
VG1	200mVpp
Vc	13.7V
Ve	2.1V
Vs	5.11V

#### Calcul du gain du montage :

$$A_v = \frac{V_s}{V_{G1}} = \frac{5.11}{200 \cdot 10^{-3}} = 25.55$$

Le gain ci-dessus est le gain réel simulé. La valeur trouvée est de 25.55 cette valeur est proche mais quand même inférieure à la valeur du cahier des charges qui est  $A_v = 30$ .

La raison pour laquelle cette valeur est inférieure à 30 est le fait que le calcul du gain a été fait avec  $R_c$  seule au lieu de  $R_c // R_L$ . La mesure a été refaite avec  $R_c // R_L$  et cela aurait changé la résistance  $R_{e1}$  et donné un gain de 35.25.



## 4 Simulation Gain effectif

### 4.1 Objectifs

L'objectif de cette simulation est de caractériser les performances de l'amplificateur à émetteur commun, en se concentrant sur les effets du point de polarisation sur le gain du signal.

### 4.2 Schéma de simulation

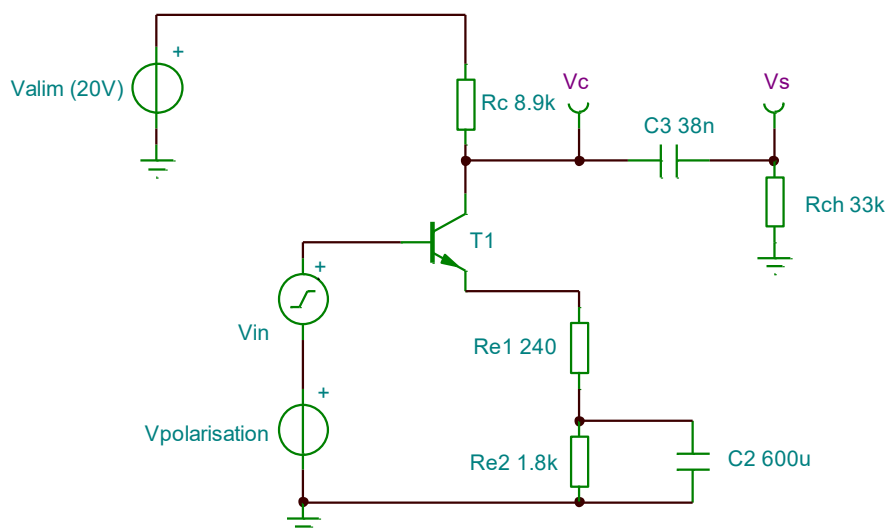


Figure 4.2 – Schéma de simulation pour le gain effectif et la linéarité du signal

### 4.3 Méthode de simulation

Pour la simulation du gain effectif, les réglages sont les suivants :

- Effectuer sur Tina le schéma au point 4.2
- Régler la tension d'alimentation (Valim) à 20V
- Régler le signal Ve en forme sinusoïdal de fréquence 1kHz et amplitude 5mVpp
- Régler la tension Vpolarisation comme ceci :
  - Pour  $V_c = 15V$ , régler Vpolarisation à 15,743V
  - Pour  $V_c = 7V$ , régler Vpolarisation à 7.743V
  - Pour  $V_c = \text{milieu}$ , régler Vpolarisation à 2.743V

La simulation sur Tina se fait grâce à l'outil d'analyse « Transient ». Il faut analyser les points Vc, Vin et Vs. Les signaux sont censés être :

- Vc : Signal sinusoïdal de fréquence 1kHz et de valeur 15V
- Vin : Signal sinusoïdal de fréquence 1kHz et d'amplitude 5mVpp
- Vout : Signal sinusoïdal de fréquence de 1kHz et d'amplitude à analyser

Les tensions réglées ci-dessus vont faire que le transistor soit proche de la saturation. Ce qui signifie que le gain sera très petit lorsque Vc sera grand et le gain deviendra plus grand quand on sera au milieu de la plage d'utilisation.

**Pour la simulation de la linéarité du signal de sortie les réglages sont les suivants :**

- Effectuer sur Tina le montage au point 4.2
- Régler la tension d'alimentation (Valim) à 20V
- Régler le signal Ve en forme triangulaire de fréquence 1kHz et amplitude 1Vpp
- Régler la tension Vpolarisation à 2.743V

La simulation sur Tina se fait grâce à l'outil d'analyse « Transient ». Il faut analyser les points Vc, Vin et Vs.

Les valeurs des différents signaux sont censées être :

- Vc : Signal triangulaire de fréquence 1kHz et amplitude 11.1V
- Vin : Signal triangulaire de fréquence 1kHz et d'amplitude 500mVpp
- Vs : Signal triangulaire de fréquence 1kHz et d'amplitude 30 \* 500mVpp

## 4.4 Résultat de simulation

### 4.4.1 Gain effectif

**Avec tension Vc au repos de 15V :**

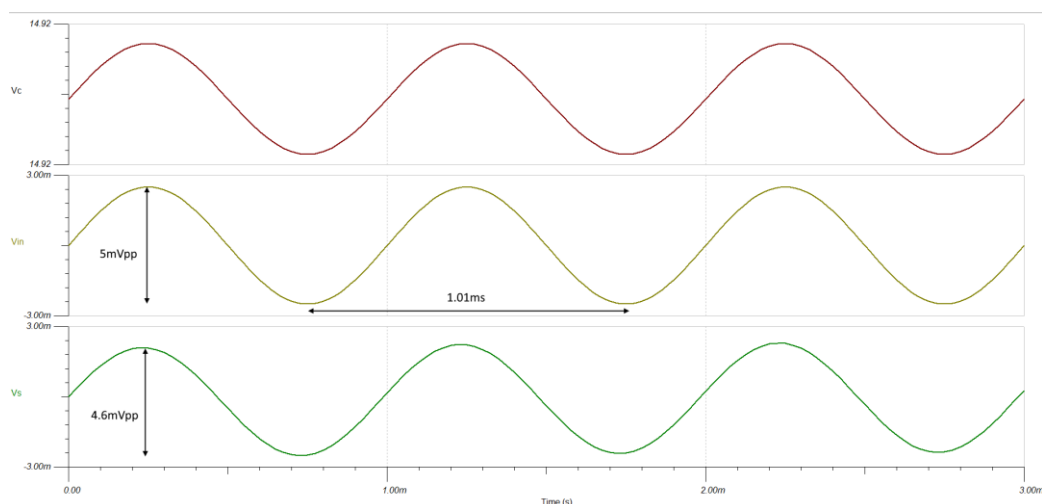


Figure 4.4.1.1 – Résultat de simulation pour une tension Vc de 15V

**Tableau des résultats :**

Nom	Valeur
Vc	14.92
Vin	5mVpp
Vs	4.6mVpp

**Calcul du gain effectif du montage :**

$$A_v = \frac{V_s}{V_{in}} = \frac{4.6 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-3}} = 0.92$$

Pour cette simulation, l'amplitude de sortie est plus petite que l'amplitude d'entrée. Dans ce cas, le montage atteint un gain en tension de seulement 0.92 ce qui montre que le tension Vc = 15V n'est pas adaptée pour le montage amplificateur.

**Avec tension  $V_c$  au repos de 7V :**

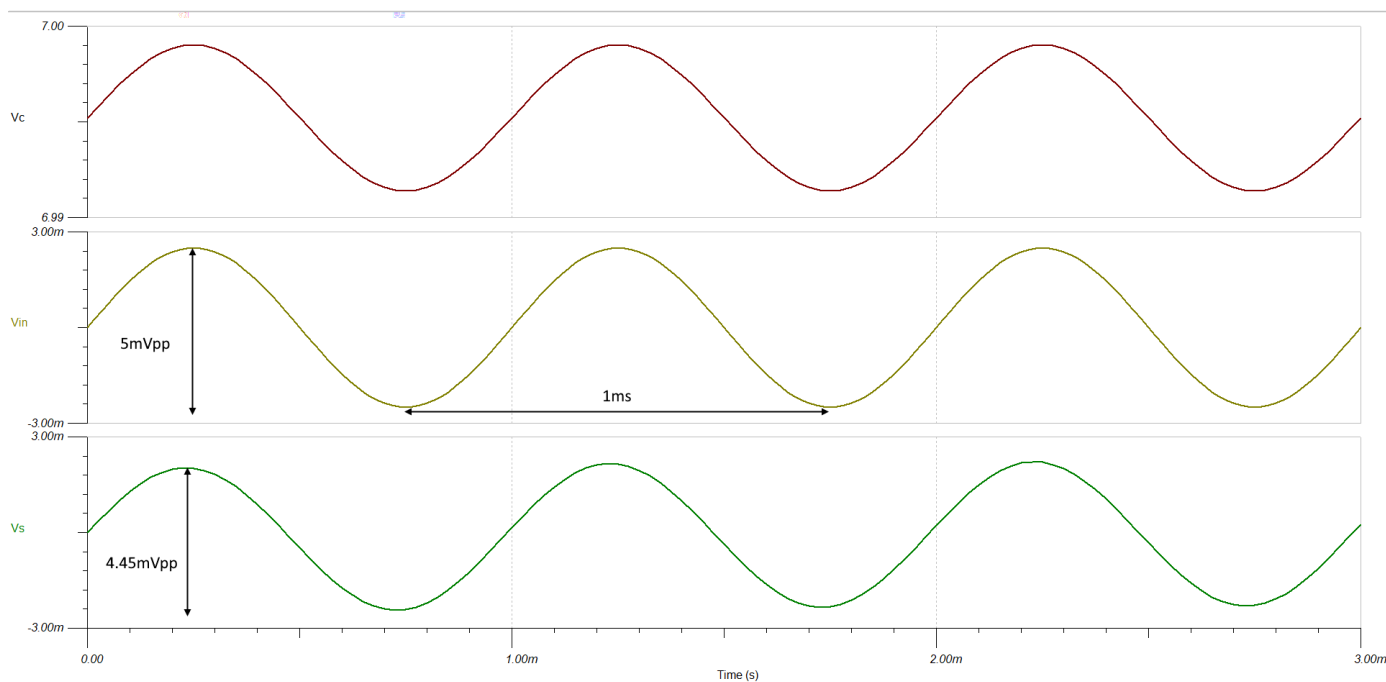


Figure 4.4.1.2 – Résultat de simulation pour une tension  $V_c$  de 7V

**Tableau des résultats :**

Nom	Valeur
$V_c$	7V
$V_{in}$	5mVpp
$V_s$	4.45mVpp

**Calcul du gain effectif du montage :**

$$A_v = \frac{V_s}{V_{in}} = \frac{4.45 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-3}} = 0.89$$

Pour cette simulation, l'amplitude de sortie est plus petite que l'amplitude d'entrée. Dans ce cas, le montage atteint un gain en tension de seulement 0.89 ce qui montre que le tension  $V_c = 7V$  n'est pas adaptée pour le montage amplificateur.

**Avec tension  $V_c$  au repos au milieu de la plage d'utilisation :**

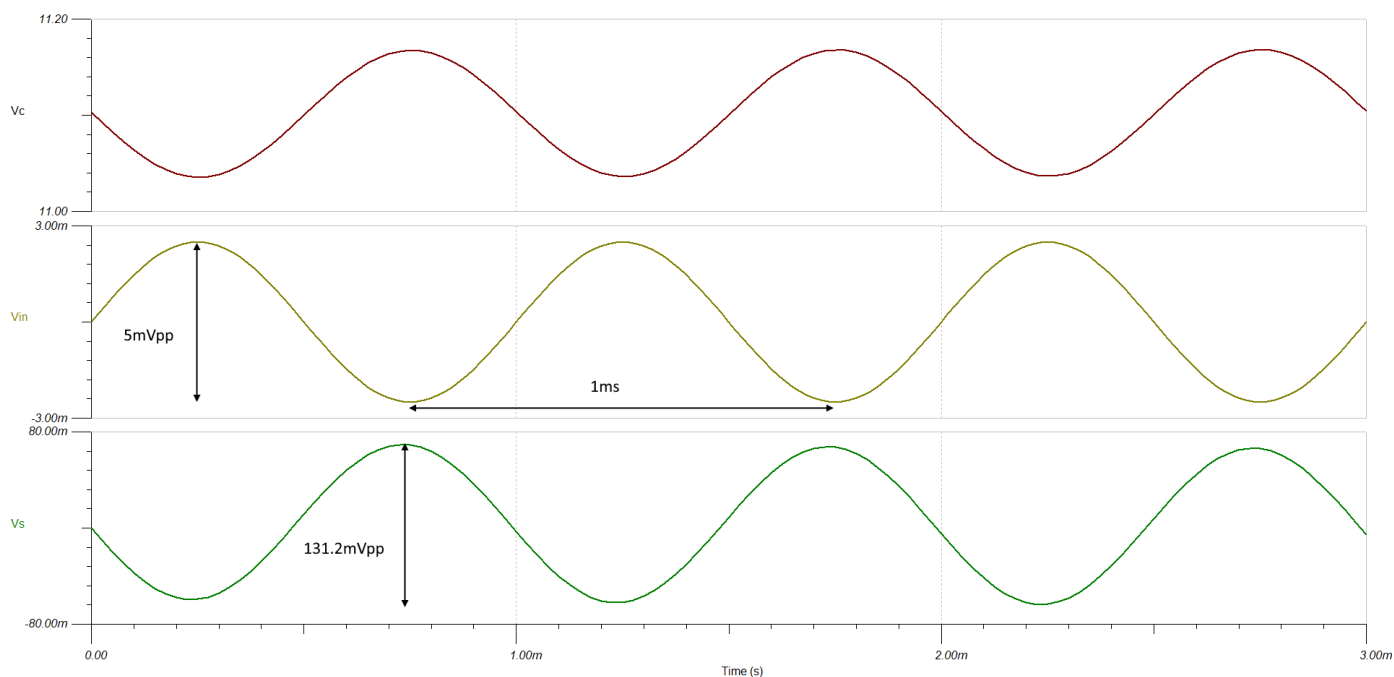


Figure 4.4.1.3 – Résultat de simulation pour une tension  $V_c$  centrée au milieu de la plage d'utilisation

**Tableau des résultats :**

Nom	Valeur
$V_c$	11.2V
$V_{in}$	5mVpp
$V_s$	131.2mVpp

**Calcul du gain effectif du montage :**

$$A_v = \frac{V_s}{V_{in}} = \frac{131.2 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-3}} = 26.24$$

La simulation du gain effectif lorsque la tension  $V_c$  au repos est centrée dans la plage d'utilisation est la seule configuration qui a donné un résultat cohérent et correct. Le gain simulé de 26.24 est en parfait accord avec le calcul théorique du gain qui tient compte de la charge  $R_L$  et qui est de :

$$A_v = \frac{-R_c // R_L}{R_{e1} + r_e} = \frac{-7009}{240 + 25} = 26.44 \rightarrow \text{Calcul fait cette fois avec } R_c \text{ et } R_L \text{ en parallèle}$$

### 4.4.2 Linéarité du signal de sortie

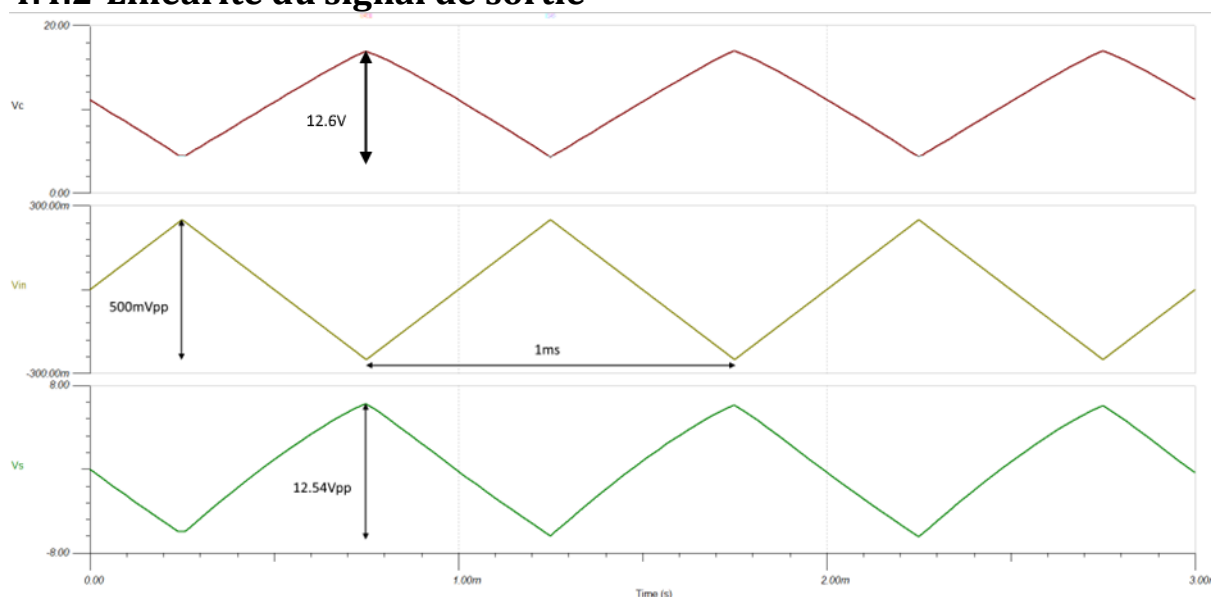


Figure 4.4.1.4 – Résultat de simulation pour un signal triangulaire avec Vc centrée

#### Tableau des résultats :

Nom	Valeur
Vc	12.6V
Vin	500mVpp
Vs	12.54Vpp

#### Calcul du gain effectif du montage :

$$A_v = \frac{V_s}{V_{in}} = \frac{12.54}{500 \cdot 10^{-3}} = 25.08$$

Dans cette simulation, l'amplitude de sortie est plus grande que l'amplitude d'entrée. Dans ce cas, le montage atteint un gain en tension de 25.08 ce qui est quasiment identique que pour le signal sinusoïdal. Encore une fois la valeur de Vc centrée au milieu de la plage d'utilisation est la valeur correcte pour ce montage d'amplificateur à émetteur commun. Le signal simulé est parfaitement linéaire l'amplificateur fonctionne sans atteindre d'écèlement par saturation.

## 5 Mesures

### 5.1 Objectifs

Cette partie de mesure a pour objectif de réaliser le montage physique de l'amplificateur à émetteur commun pour confronter directement les résultats théoriques et simulés aux performances réelles du circuit, permettant ainsi de valider l'ensemble du processus de conception.

### 5.2 Conditions en repos

#### 5.2.1 Schéma de mesure

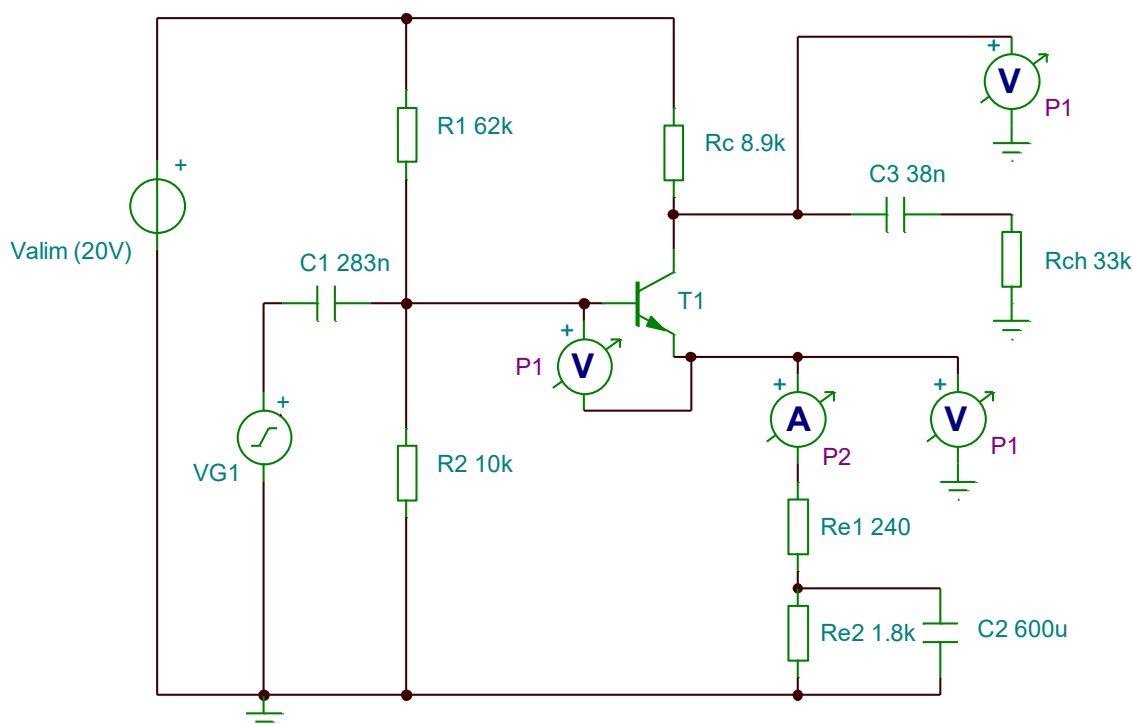


Figure 5.2.1 – Schéma de mesure pour les conditions de  $V_c$  au repos

#### 5.2.2 Méthode de mesure

Pour effectuer la mesure des conditions de repos, il faut d'abord réaliser le montage physique du schéma au point 5.2.1.

Le collecteur sera alimenté en 20V (Valim), la base sera alimentée par un signal sinusoïdal de fréquence 100Hz et d'amplitude 200mVpp. Vu que les conditions à mesurer sont en DC, un multimètre sera utilisé pour relever les différentes valeurs de  $V_{be}$ ,  $V_e$ ,  $V_c$  et  $I_e$ .

Il faut s'attendre à obtenir des valeurs proches du dimensionnement à savoir :

- $V_c = 11.1V$
- $V_{be} = 0.743V$
- $V_e = 2V$
- $I_e = 1mA$

### 5.2.3 Résultat de mesure

Nom	Valeur théorique	Valeur mesurée	Erreur relative
Vc	11.1V	10.48V	5.58%
Vbe	0.743V	0.605	18.57%
Ve	2V	2.14V	7%
Ie	1mA	1.05mA	5%

Les différentes mesures effectuées en DC nous montrent que le montage physique fonctionne correctement avec des valeurs mesurées proches des valeurs théoriques. La plus grosse erreur est pour la valeur de Vbe qui est inférieur à celle utilisée pour les calculs théoriques. Cette différence de valeur pourrait être due à un changement de température au niveau du transistor car la tension de jonction diminue de 2mV par °C d'augmentation.

## 5.3 Diagramme de Bode

### 5.3.1 Schéma de mesure

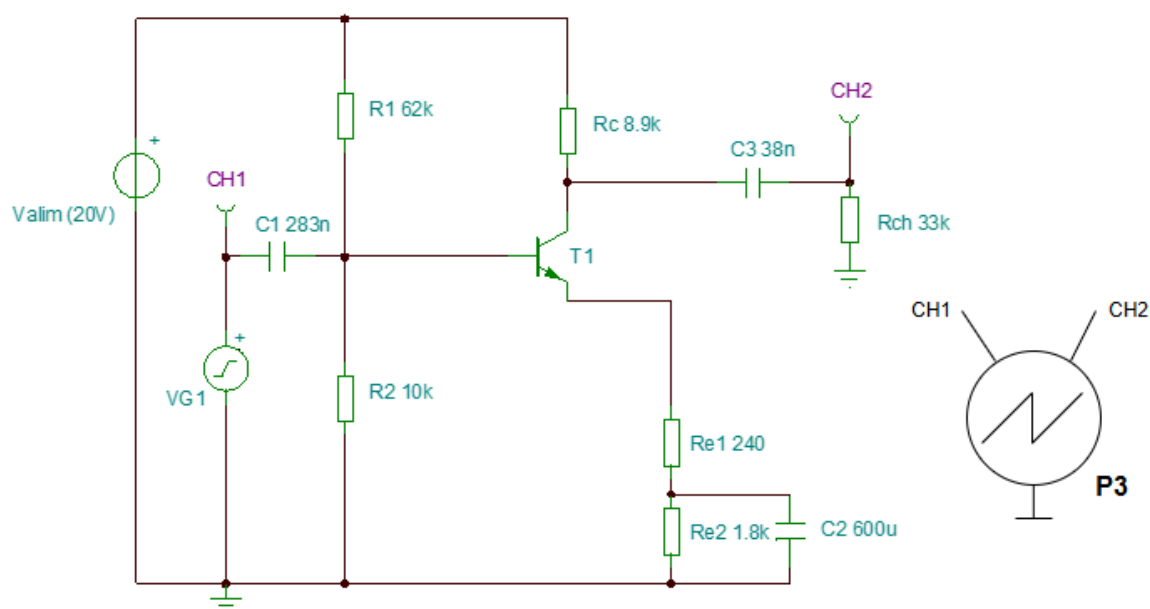


Figure 5.3.1 – Schéma de mesure pour les diagrammes de Bode

### 5.3.2 Méthode de mesure

Pour pouvoir mesurer les différentes valeurs utiles pour créer des diagrammes de bodes, il faut mesurer le signal d'entrée VG1 et le signal de sortie Vs

#### Réglage du générateur VG1 :

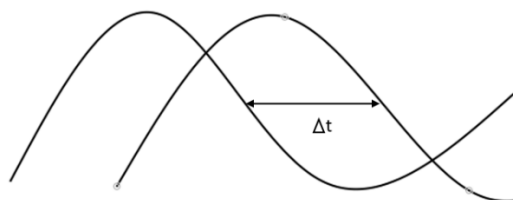
- *Forme* : Sinusoïdal
- *Fréquence* : variable entre 10Hz et 1MHz
- *Amplitude* : 200mVpp
- *Offset* : 0V

**Branchements :**

- Connecter le canal CH1 de l'oscilloscope sur la sortie du générateur de fonction VG1.
- Connecter le canal CH2 de l'oscilloscope aux bornes de la résistance de charge Rch.

Pour faire le bode d'amplitude, il faut mesurer le signal d'entrée et de sortie pour des fréquences qui varient entre 10Hz et 1MHz puis calculer le gain pour chaque cas. Pour finir, la valeur des gains pour chaque cas seront placés dans un graphique qui sera notre bode d'amplitude.

Pour faire le bode de phase, il faut toujours mesurer le signal d'entrée et celui de sortie pour les différentes fréquences du bode d'amplitude mais cette fois il faut mesurer le  $\Delta t$  qui est la différence de temps entre les deux signaux au moment où ils passent par zéro.



Pour calculer le déphasage en degré il est possible d'appliquer la formule suivante :  $\varphi = 360 \frac{\Delta t}{T}$

**5.3.3 Bode d'amplitude**

Fréquence [Hz]	Vin [V]	Vout [V]	Gain (Vout/Vin)
10	0.2	0.08	0.400
20	0.2	0.32	1.600
50	0.2	1.52	7.600
80	0.2	2.62	13.100
100	0.2	3.16	15.800
200	0.2	4.44	22.200
500	0.2	5.04	25.200
800	0.2	5.12	25.600
1000	0.2	5.2	26.000
2000	0.2	5.2	26.000
5000	0.2	5.2	26.000
8000	0.2	5.2	26.000
10000	0.2	5.2	26.000
20000	0.2	5.2	26.000
50000	0.2	5.2	26.000
80000	0.2	5.2	26.000
100000	0.2	5.2	26.000
200000	0.2	5.17	25.850
500000	0.2	4.8	24.000
800000	0.2	4.33	21.650
1000000	0.2	3.96	19.800

Le diagramme de Bode d'amplitude montre l'évolution du gain en tension  $A_v$  en fonction de la fréquence, basé sur les mesures réalisées entre 10Hz et 1MHz.

Sur la figure 5.3.3, le gain atteint un plateau maximal de  $A_{vmax} = 26$ . Ce gain mesuré est très cohérent avec le gain théorique calculé (en prenant compte la résistance RL).

La pente de ce bode se calcule grâce à la différence de gain dans 1 décade donc :

$$\begin{aligned} \text{pente} &= \text{Gain dB (10Hz)} - \text{Gain dB (100Hz)} \\ &= 23.97\text{dB} - (-7.95\text{dB}) = 31.92\text{dB/décade} \end{aligned}$$

La pente d'un filtre du 2<sup>ème</sup> ordre est censé être de 40dB/décade, ici la pente n'est pas tout à fait à 40dB/décade car les fréquences de coupures des 2 cellules ne sont pas identiques.



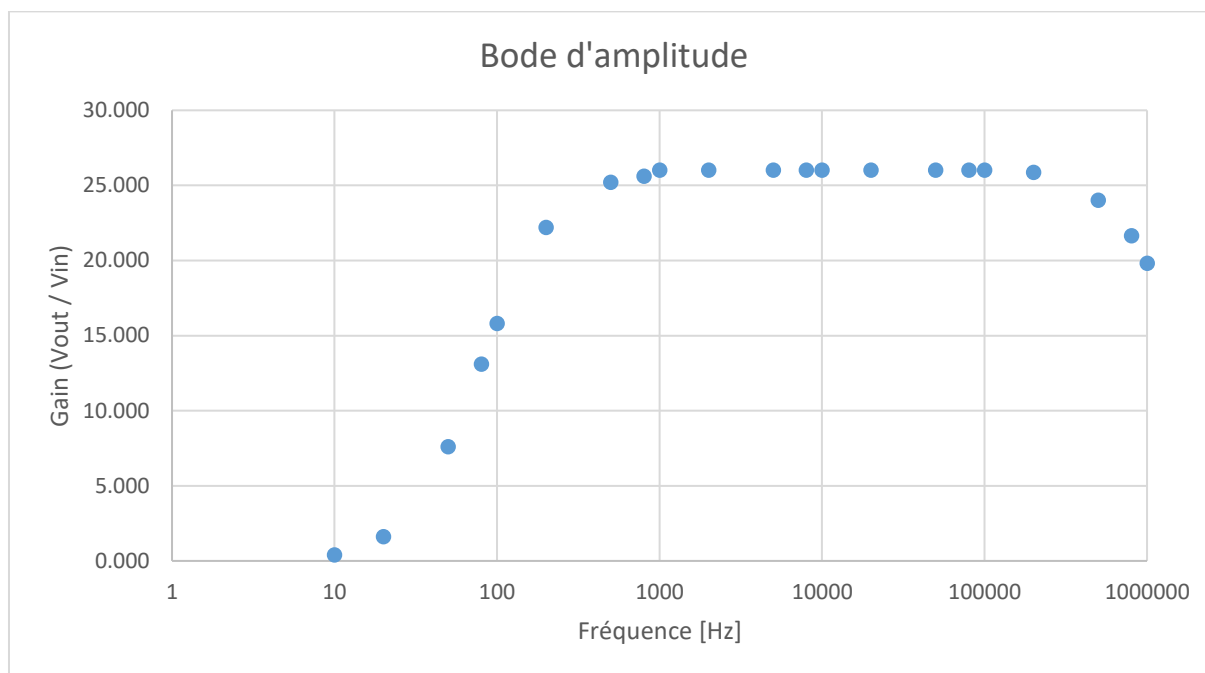


Figure 5.3.3 – Bode d'amplitude (Gain en fonction de la fréquence)

#### 5.3.4 Bode de phase

Fréquence	Déphasage [°]
10	7
20	27.7
50	65
80	90
100	104
200	137
500	160
800	170
1000	172
2000	177
5000	180
8000	177
10000	177
20000	177
50000	180
80000	174
100000	176
200000	172
500000	155
800000	146
1000000	138

Le diagramme de bode de phase (figure 5.3.4), montre le déphasage entre le signal de sortie  $V_s$  et le signal d'entrée  $V_{in}$  sur toute la plage de fréquence mesurée (10Hz à 1MHz).

Dans la bande passante moyenne, entre 5kHz et 80kHz, le déphasage se stabilise autour de  $180^\circ$ . Un déphasage de  $180^\circ$  est la caractéristique fondamentale du montage amplificateur en émetteur commun.

Le bode de phase est donc validé.

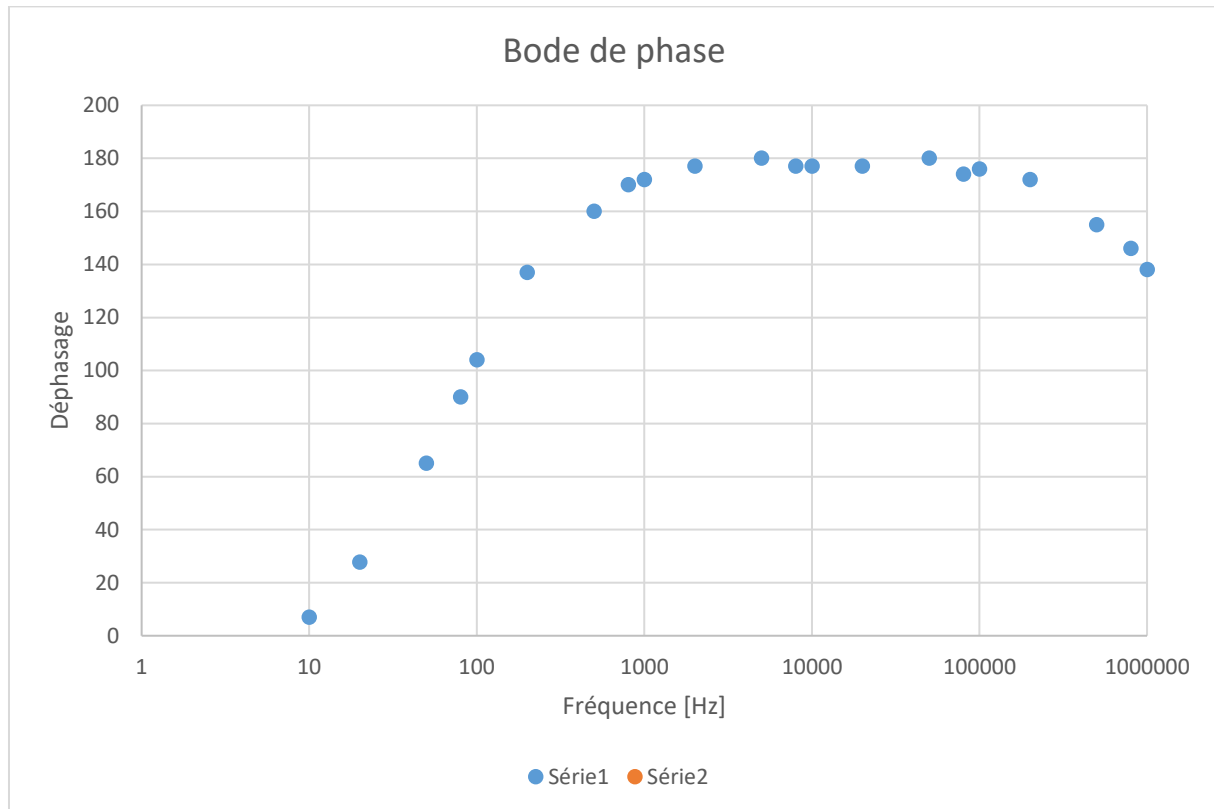


Figure 5.3.4 – Bode de phase (déphasage en fonction de la fréquence)

## 5.4 Impédances d'entrée et de sortie

L'objectif de ce point est de mesurer nos impédances d'entrée et de sortie, et de les comparer avec les impédances théoriques.

Pour effectuer celui-ci on doit utiliser un signal d'entrée de 1kHz Sinus.

### 5.4.1 Calculs

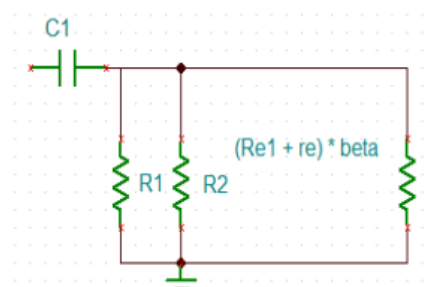
Impédance d'entrée :

À la fréquence demandé (1kHz) notre condensateur C1 se comportera comme un C.C.

Donc on peut faire la déduction suivante :

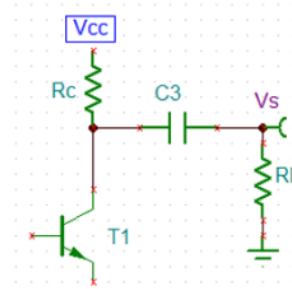
$$\beta(I_c = 1\text{mA}) = 80$$

$$Z_{in} = R1 // R2 // ((R1 + r_e) * \beta) = 62k // 10k // (240 + 25) * 80 = 6124\Omega$$



Impédance de sortie :

$$Z_{out} = R_c // R_L = 8.9k // 33k = 7010\Omega$$



## 5.4.2 Schéma de mesure

### 5.4.2.1 Impédance d'entrée

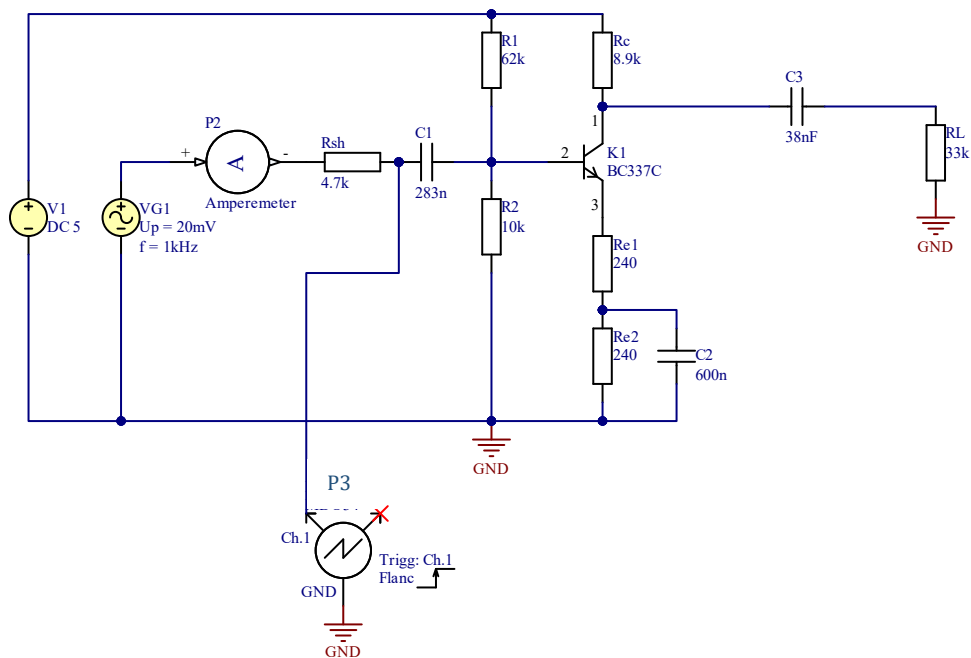


Figure 5.4.2.1 – Schéma de mesure pour l'impédance d'entrée

### 5.4.2.2 Impédance de sortie

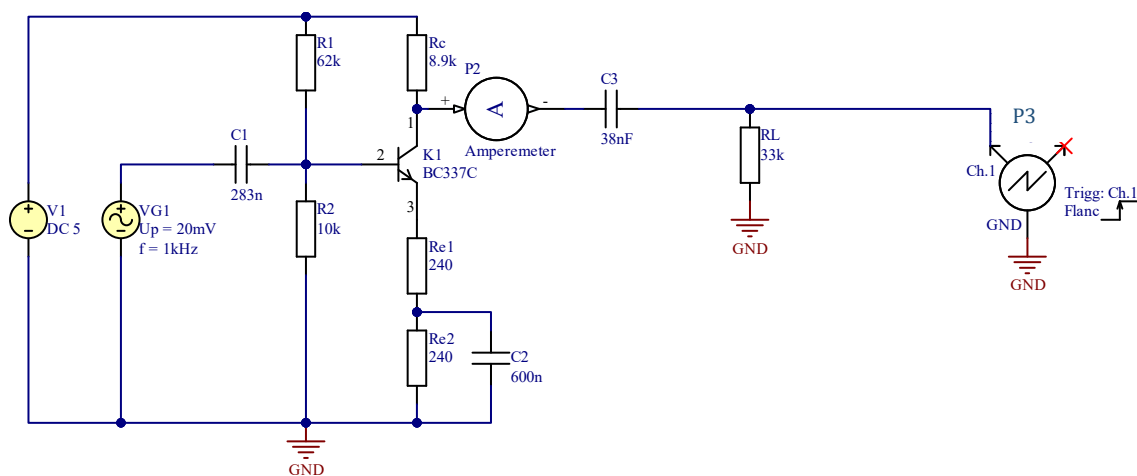


Figure 5.4.2.2 – Schéma de mesure pour l'impédance de sortie

### 5.4.3 Méthode de mesure

#### 5.4.3.1 Impédance d'entrée

- I. Place une résistance en série entre le condensateur C1 et VG1, cette résistance nous sera utile afin de déterminer la tension  $U_{Zin}$ .  
La valeur de notre résistance doit être près de l'impédance d'entrée calculé afin de perturber le moins possible la mesure.
- II. Placer et mesurer le courant avec l'ampèremètre (P2) en mode AC en série avec la résistance  $R_{sh}$ .
- III. Régler et placer l'oscilloscope (P3) de la façon suivante :
  - a. Ch.1 aux bornes de  $R_{sh}$  et C1 avec 10mV/div.
  - b. Trigger sur Ch.1 à ~0V.
  - c. Axe horizontale avec 200µs/div.

#### 5.4.3.2 Impédance de sortie

- I. Placer et mesurer le courant avec l'ampèremètre (P2) en mode AC en série avec la résistance  $R_L$ .
- II. Régler et placer l'oscilloscope (P3) de la façon suivante :
  - a. Ch.1 aux bornes de  $R_L$  et C3 avec 1V/div.
  - b. Trigger sur Ch.1 à ~0V.
  - c. Axe horizontale avec 200µs/div.

### 5.4.4 Résultat de mesure

#### 5.4.4.1 Impédance d'entrée

$U_{Zin}$ [mV]	$I_{RshRMS}$ [µA]
~22	0.10

#### 5.4.4.2 Impédance de sortie

$U_{Zout}$ [V]	$I_{RshRMS}$ [µA]
5.179	57

### 5.4.5 Analyse des résultats

Suites aux résultats obtenus nous pouvons déterminer notre résistance d'entrée et sortie.

Avant de procéder à déterminer l'impédance il faut transformer la valeur de  $U_{Zin}$  et  $U_{Zout}$  d'une valeur crête, à une valeur RMS car notre ampèremètre mesure la valeur RMS.

$$U_{ZoutRMS} = \frac{U_{Zout}}{\sqrt{2}} = \frac{5.179}{\sqrt{2}} = 3.66V$$

$$U_{ZinRMS} = \frac{U_{Zin}}{\sqrt{2}} = \frac{22 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} = 15.5mV$$

Une fois les valeurs soient en RMS on peut commencer à déterminer notre impédance d'entrée ainsi que celle de sortie, pour déterminer les différentes valeurs on utilisera la Loi d'Ohm.

**Impédance d'entrée :**

$$Z_{in} = \frac{U_{Zin}}{I_{Zin}} = \frac{15.5 * 10^{-3}}{0.10 * 10^{-6}} = 155.5k\Omega$$

**Impédance de sortie**

$$Z_{out} = \frac{U_{Zout}}{I_{Zout}} = \frac{3.66}{57 * 10^{-6}} = 64.21k\Omega$$

Par suite des valeurs des impédances déterminées, on peut déduire que les valeurs trouvées ne sont pas acceptables par rapport aux calculs théoriques. Ces écarts entre la réalité et la théorie peuvent s'expliquer par plusieurs facteurs :

Ces écarts entre la mesure et la théorie ont quelques explications :

1. Influence de la résistance série du condensateur, qui aurait pu avoir une plus grande influence que prévu.
2. Les limitations des appareils pour des mesures AC très faibles peuvent accentuer les écarts.

Pour pouvoir effectuer une mesure d'une impédance de sortie il faudrait avoir des appareils de mesure plus précis, dans notre cas on n'a pas accès à un matériel si précis.

## 6 Conclusion

Ce travail pratique avait pour but de concevoir, simuler et réaliser un amplificateur en émetteur commun répondant à un cahier des charges spécifiques. L'ensemble des étapes a permis de valider la méthodologie de conception et de confronter les résultats théoriques et simulés aux mesures réelles.

**Simulation du gain effectif et linéarité :**

La simulation a été essentielle pour valider le modèle avec des petits signaux.

- **Gain correct** : Lorsque la tension  $V_c$  au repos était centrée à 11.1V, le gain simulé de  $A_v = 26.24V$  était en parfaite cohérence avec le gain théorique calculé en prenant en compte la résistance de charge.
- **Anomalies** : Les gains mesurés proches de 1 (0.85 et 0.92) pour  $V_c$  au repos à 7V et 15V ont été obtenus à cause d'un transistor proche de la saturation => gain faible.
- **Linéarité** : L'analyse du signal triangulaire a démontré que le point de polarisation centré au milieu de la plage d'utilisation permet une exploitation optimale de la dynamique maximale de  $V_c$  tout en maintenant une excellente linéarité du signal de sortie

**Mesures :**

- **Condition de repos :** Les mesures DC ont confirmé le maintien du point de repos, avec un courant émetteur ( $I_e$ ) mesuré à 1.05mA confirmant la robustesse du pont diviseur. Les autres valeurs ( $V_c$ ,  $V_s$  et  $V_e$ ) ont également été obtenues proches des valeurs théoriques calculées ou données dans le cahier des charges.
- **Bode d'amplitude :** Le gain en bande passante est  $A_v = 26$  ce qui correspond aux prévisions. L'étude de la pente du bode d'amplitude a révélé une pente d'atténuation de 31.92dB/décade, confirmant que le circuit se comporte comme un système d'ordre 2 dû à l'interaction des deux cellules de couplage RC (entrée et sortie).

Lausanne, le 8 décembre 2025



LMY



DEA

## **7 Annexes**

### **7.1 Matériel utilisé**

T1: Transistor bipolaire BC337-25, stock de l'ES

Re1: Résistance THT 240 $\Omega$ , stock de l'ES

Re2: Résistance THT 1800 $\Omega$ , stock de l'ES

R1: Résistance THT 62k $\Omega$ , stock de l'ES

R2: Résistance THT 10k $\Omega$ , stock de l'ES

Rc: Résistance THT 8.2k $\Omega$ , stock de l'ES

RL: Résistance THT 33k $\Omega$ , stock de l'ES

C1 : Condensateur céramique 283nF, stock de l'ES

C2 : Condensateur électrolytique 600uF, stock de l'ES

C3 : Condensateur céramique 38nF, stock de l'ES

P1: Voltmètre, Gwinstek GDM-396, ES.SLO1.00.04.25

P2: Ampèremètre, Gwinstek GDM-396, ES.SLO1.00.04.25

P3 : Oscilloscope Tektronix, 3 Series, ES.SLO1.04.00.48

VG1 : Générateur de fonction, Gwinstek AFG 2225, ES.SLO1.04.00.28

Valim : Alimentation de laboratoire, Gwinstek GPS 3303, ES.SLO1.00.02.12