

# Rapport de laboratoire

---

**Ecole supérieure**  
Électronique

Salle R112

---

## Ampli émetteur commun

---

**Réalisé par :**

Nicolas Turrian  
Mathéo Bonny

**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	Donnée.....	3
2.2	Dimensionnement.....	4
2.2.1	R1 et R2 .....	4
2.2.2	re .....	4
2.2.3	Rc et Re1.....	4
2.2.4	C2 et Re2 .....	4
2.2.5	C1 et C3.....	5
3	Simulation.....	5
3.1	Objectifs.....	5
3.2	Schéma de simulation.....	6
3.2.1	Méthode de simulation.....	6
3.3	Simulation Vc au repos.....	7
3.3.1	Simulation 1 : 15V .....	7
3.3.2	Simulation 2 : 7V.....	7
3.3.3	Simulation 3 : tension centrée .....	8
	Simulation linéarité.....	8
3.3.4	Méthode de simulation.....	8
3.3.5	Oscillogramme linéarité du signal .....	9
3.4	Analyse .....	9
4	Mesures .....	10
4.1	Objectif.....	10
4.2	Conditions de repos (tension DC) .....	10
4.2.1	Schéma de mesure.....	10
4.2.2	Méthode de mesure .....	11
4.2.3	Résultat de mesure.....	11
4.3	Mesure de l'amplitude et de la phase .....	11
4.3.1	Schéma de mesure.....	11
4.3.2	Méthode de mesure .....	12
4.3.3	Mesures .....	13
4.3.4	Analyse des mesures .....	15

---

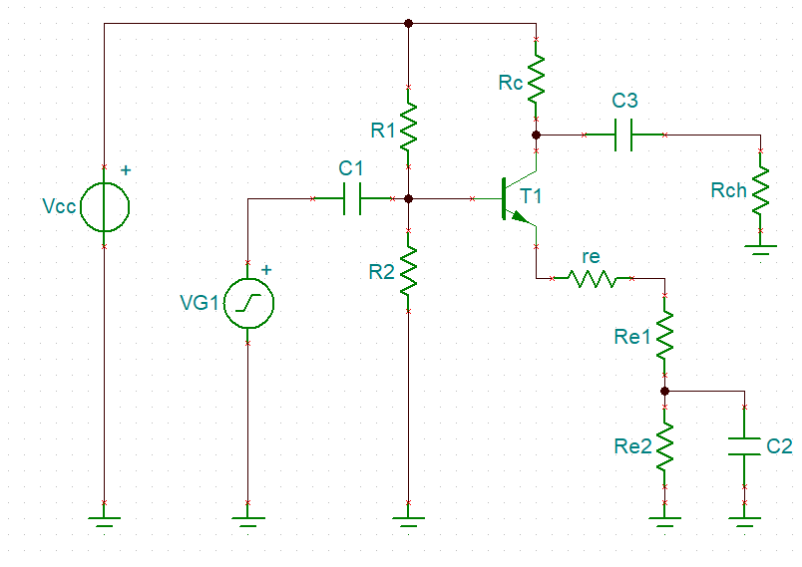
4.3.5	Comparaison avec la simulation.....	15
4.4	Mesures de l'impédance d'entrée et de sortie.....	15
4.4.1	Schémas de mesure.....	16
4.4.2	Méthode de mesure .....	16
4.4.3	Résultat de la mesure.....	17
5	Conclusions .....	17
6	Annexes .....	18
6.1	Résultat des mesures .....	18
6.1.1	Amplitude et phase .....	18
6.2	Matériel utilisé.....	25

## 1 Introduction

L'objectif principal de ce TP est de comprendre, concevoir, simuler et caractériser le montage d'un transistor en émetteur commun. Il faudra maîtriser le fonctionnement et les spécificités de ce montage ainsi qu'appliquer des notions mathématiques (résolution de systèmes d'équations) pour le dimensionnement théorique des composants se trouvant dans le montage.

## 2 Conception et dimensionnement

Nous devons dimensionner les valeurs des composants de ce schéma ci-dessous



### 2.1 Donnée

$$V_{cc} = 20V \parallel V_E = 2V$$

$$F_c \leq 100\text{Hz à } -3\text{dB}$$

$$A_v \geq 30 \text{ sans charge}$$

$$I_{c \text{ repos}} = 1\text{mA}$$

$$I_{pol} \geq 20 * I_b$$

Couplage capacitif en entrée

Couplage capacitif en sortie

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

Transistor = BC337-25 // Transistor du stock de l'ES

Gain du transistor =  $h_{fe} = 160$  // obtenu dans le datasheet

## 2.2 Dimensionnement

### 2.2.1 R1 et R2

Pour calculer R2 on nous donne le courant de polarisation qui est égale à  $20 * I_b$ . Le courant sur la base est égal à  $\frac{I_c}{h_{fe}}$  donc  $I_{pol} = \frac{20 * I_c}{h_{fe}}$  avec un gain  $h_{fe}$  à 160 obtenu dans le datasheet

Pour la tension de polarisation sur R2, nous avons la tension base-émetteur additionné à la tension de l'émetteur ( $V_{be} + V_e$ ).

$$\text{Donc } R2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{(V_{be} + V_e) * h_{fe}}{20 * I_c} = \frac{(0.75 + 2) * 160}{20 * 1mA} = \underline{\underline{22k\Omega @E12}}$$

Pour trouver le courant  $I_{R1}$  nous additionnons  $I_{R2}$  et  $I_b$ , mais comme le gain du transistor est supérieur à 100 on considère le courant sur la base négligeable.

La tension sur R1 est égal au  $V_{cc}$  moins la tension sur R2.

$$\text{Et } R1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{V_{cc} - U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{(V_{cc} - V_{be} - V_e) * h_{fe}}{20 * I_c} = \frac{(20 - 0.75V - 2V) * 160}{20 * 1mA} = 138k\Omega \rightarrow \underline{\underline{130k @E24}}$$

### 2.2.2 re

$$I_{c_{repos}} \cong I_{e_{repos}} = 1mA$$

$$r_e = \frac{U_{re}}{I_{e_{repos}}} = \frac{25mV}{1mA} = 25 \Rightarrow @E24 = \underline{\underline{24\Omega}}$$

### 2.2.3 Rc et Re1

$$V_{c_{repos}} = \frac{V_e + V_{sat} + V_{cc}}{2} = \frac{2V + 0.2V + 20V}{2} = 11.1V$$

$$V_{RC} = V_{cc} - V_{c_{repos}} = 20V - 11.1V = 8.9V$$

$$R_c = \frac{V_{RC}}{I_{c_{repos}}} = \frac{8.9V}{1mA} = 8.9k\Omega \Rightarrow @E24 = \underline{\underline{9.1k\Omega}}$$

Pour le gain  $A_v$  on nous demande une valeur  $\geq 30$ , alors nous prenons 35

$$R_{E1} = \frac{R_c}{A_v} - r_e = \frac{9.1k\Omega}{35} - 25\Omega = 233\Omega \Rightarrow @E24 = \underline{\underline{240\Omega}}$$

### 2.2.4 C2 et Re2

$$\text{On part de la formule du gain } A_v : A_v = \frac{-R_c}{R_{e1} + r_e + (R_{e2} // X_{C3})}$$

Dans la théorie on nous dit que  $R_{e2} // X_{C3}$  est négligeable si C3 est assez large. Afin de minimiser le pourcentage d'erreur et de ne pas avoir une capacité top élevée nous prenons la formule :  $X_{C2} \leq \frac{R_{e1} + r_e}{20}$  et on sait que  $X_{C2}$  est égal à  $\frac{1}{2\pi f C3}$  ce qui nous donne :

$$\frac{1}{2\pi f C3} = \frac{R_{e1} + r_e}{20} \text{ maintenant isolons la valeur qui nous intéresse c'est-à-dire } C2 = \frac{20}{2\pi f * (R_{e1} + r_e)} \text{ avec une fréquence de } 100Hz$$

$$C2 = \frac{20}{2\pi * 100Hz * (240 + 25)} = \underline{\underline{120,12\mu F}}$$

Pour trouver  $Re2$  nous partons de notre tension sur l'émetteur (2V) comme nous connaissons déjà le courant  $I_e$  qui est environ égal au courant sur le collecteur et nous connaissons également la valeur de  $Re1$  nous avons donc

$$Re2 = \frac{U_e}{I_e} - Re1 = \frac{2V}{1mA} - 240\Omega = 1.76k\Omega \Rightarrow @E12 = \underline{1.8k\Omega}$$

### 2.2.5 C1 et C3

Sur notre circuit, notre sortie voit 2 filtres passes haut en cascade. Un avec C1 et  $Re_{eq}$  et le 2<sup>ème</sup> en sortie. Avec cette information nous pouvons désormais calculer notre fréquence de coupure

$$F_{c'} = f_c * 0.643 = 100Hz * 0.643 = 64.3Hz$$

$$\text{Avec } F_{c'} \text{ nous pouvons désormais calculer } C1 = \frac{1}{F_{c'} * 2 * \pi * Z_e}$$

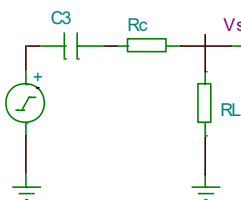
Avec  $Z_e$  qui correspond à l'impédance d'entrée du circuit qui se calcule de la manière suivante :  $Z_e = R = R1 // R2 // ((Re1 + r_e) * \beta)$

$$Z_e = \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{(Re1 + r_e) * \beta}} = \frac{1}{\frac{1}{6.8k} + \frac{1}{22k} + \frac{1}{(240 + 25) * 160}} = 4.627k\Omega$$

Après avoir calculé  $Z_e$  nous pouvons calculer C1

$$C1 = \frac{1}{F_{c'} * 2 * \pi * Z_e} = \frac{1}{64.3 * 2 * \pi * 4.627k} = 534.94 nF \rightarrow \underline{560nF @E12}$$

Le signal de sortie est prélevé via la capacité C3 avec une simplification, le circuit de la sortie va ressembler à ça :



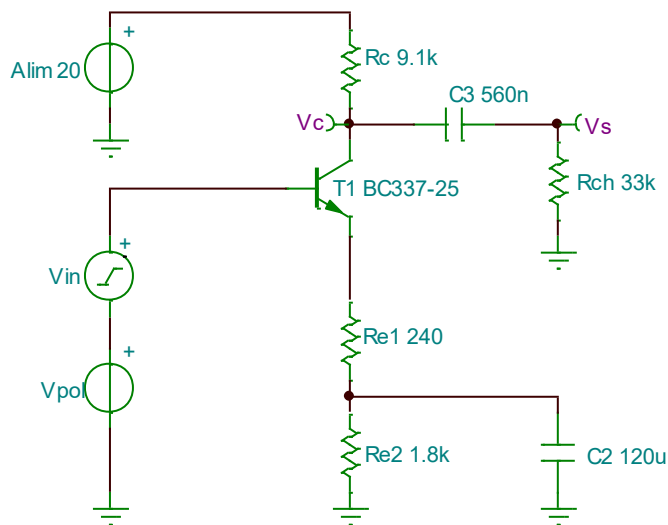
Suite à la simplification nous retrouvons le filtre passe haut ce qui nous donne  $C1 = C3 = \underline{560nF @E12}$

## 3 Simulation

### 3.1 Objectifs

L'objectif principal de cette simulation est de valider la conception du montage émetteur-suiveur, en s'assurant qu'il respecte les contraintes du cahier des charges TTL en régime statique (DC).

## 3.2 Schéma de simulation

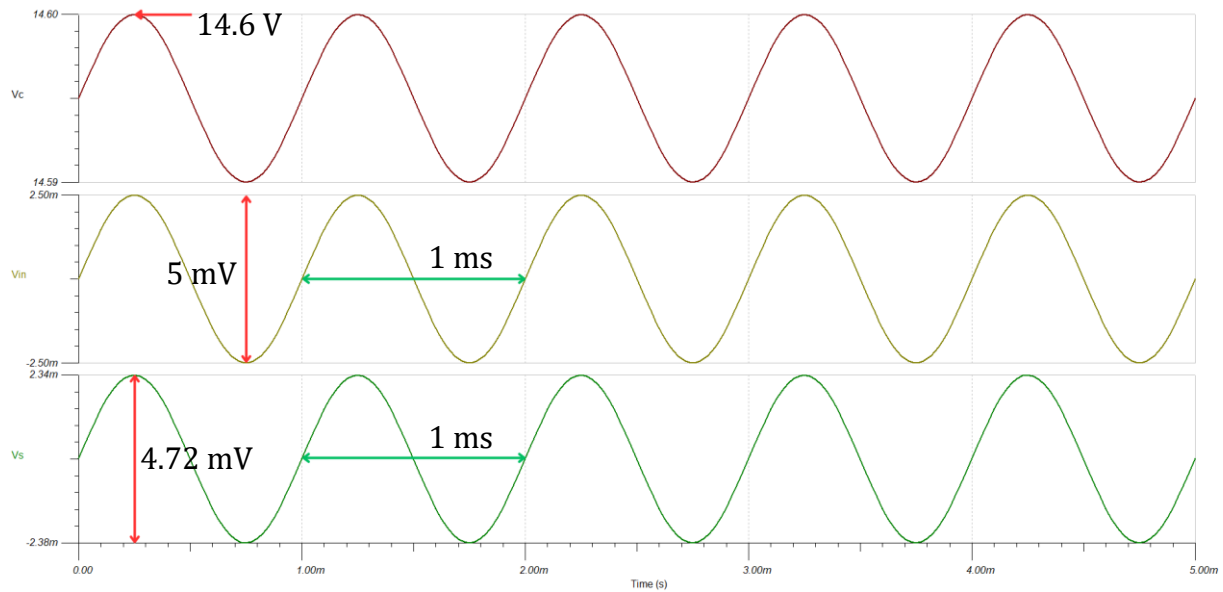


### 3.2.1 Méthode de simulation

1. Réaliser le montage du schéma sous Tina
2. Réglages de Vcc
  - a. Tension de 20V
3. Réglages de Vpol
  - a. Tension mesure 1 à 15V +Vbe
  - b. Tension mesure 2 à 7V +Vbe
  - c. Tension mesure 3  $V_{C_{repos}}$  centré 11.1 +Vbe
4. Réglages Vin
  - a. 0V DC level
  - b. Signal sinusoïdal
  - c. Amplitude 2.5mV, sur Tina = 2.5mVp
  - d. Fréquence de 1kHz
5. Paramètres simulation
  - a. Paramètre transient
  - b. Start à 0s
  - c. Fin à 10ms
  - d. Séparer les courbes pour visualiser les signaux

### 3.3 Simulation Vc au repos

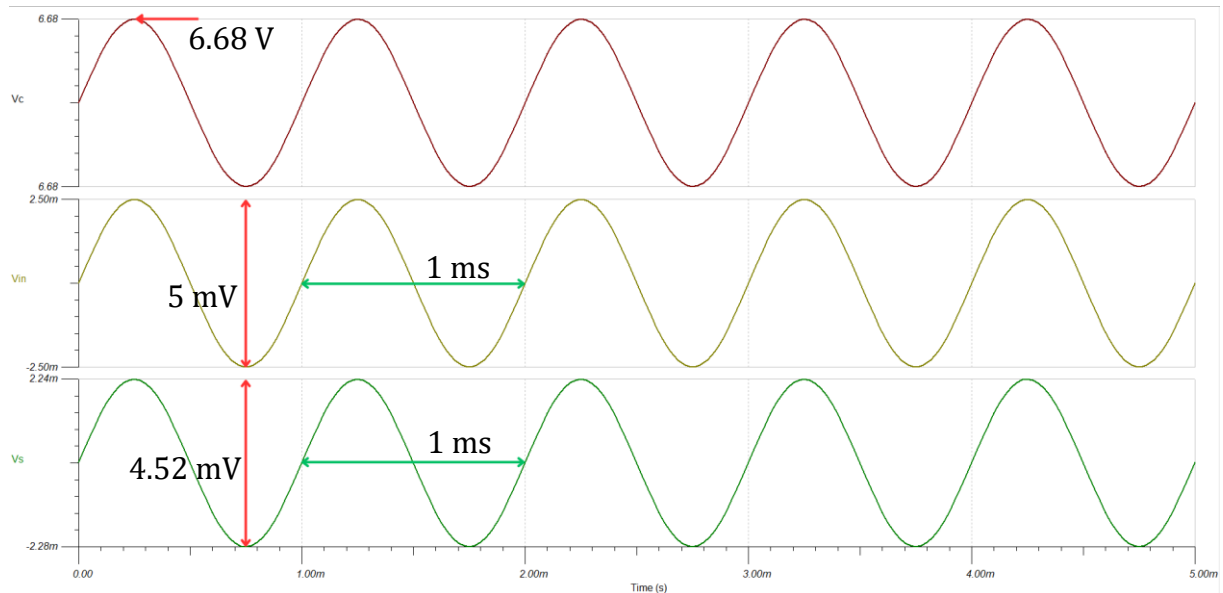
#### 3.3.1 Simulation 1 : 15V



$$20 * \log_{10} \left( \frac{V_s}{V_{in}} \right) = 20 * \log_{10} \left( \frac{4.72 * 10^{-3}}{5 * 10^{-3}} \right) = -0.5dB$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1 * 10^{-3}} = 1kHz$$

#### 3.3.2 Simulation 2 : 7V

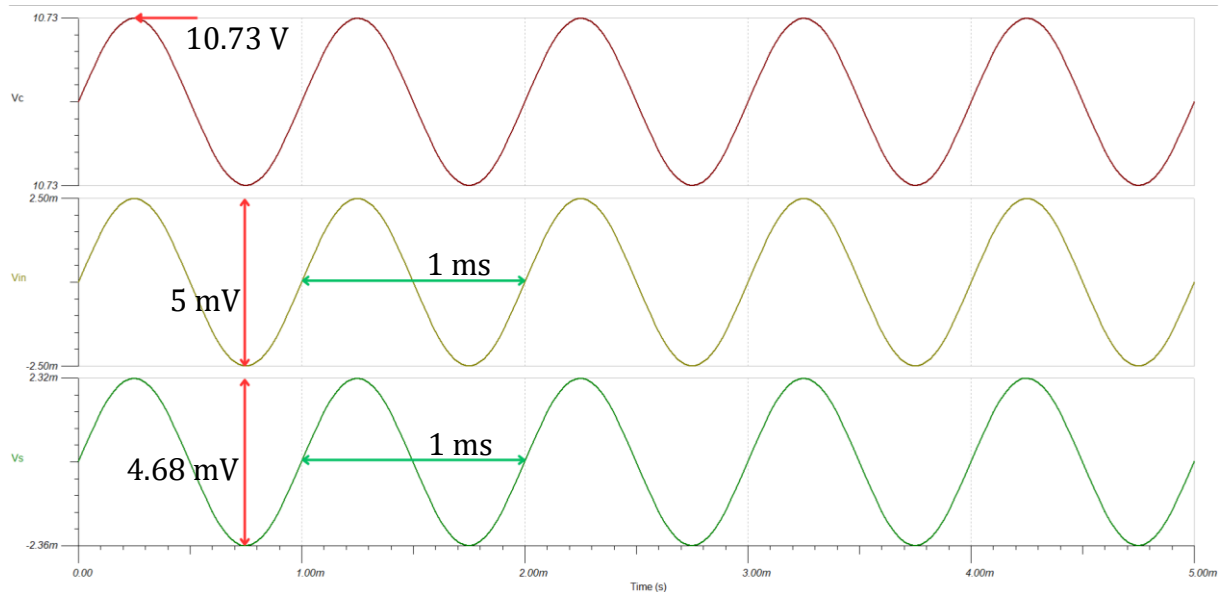


$$20 * \log_{10} \left( \frac{V_s}{V_{in}} \right) = 20 * \log_{10} \left( \frac{4.52 * 10^{-3}}{5 * 10^{-3}} \right) = -0.876dB$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1 * 10^{-3}} = 1kHz$$



### 3.3.3 Simulation 3 : tension Vc calculée



$$20 * \log_{10} \left( \frac{V_s}{V_{in}} \right) = 20 * \log_{10} \left( \frac{4.68 * 10^{-3}}{5 * 10^{-3}} \right) = -0.574 \text{ dB}$$

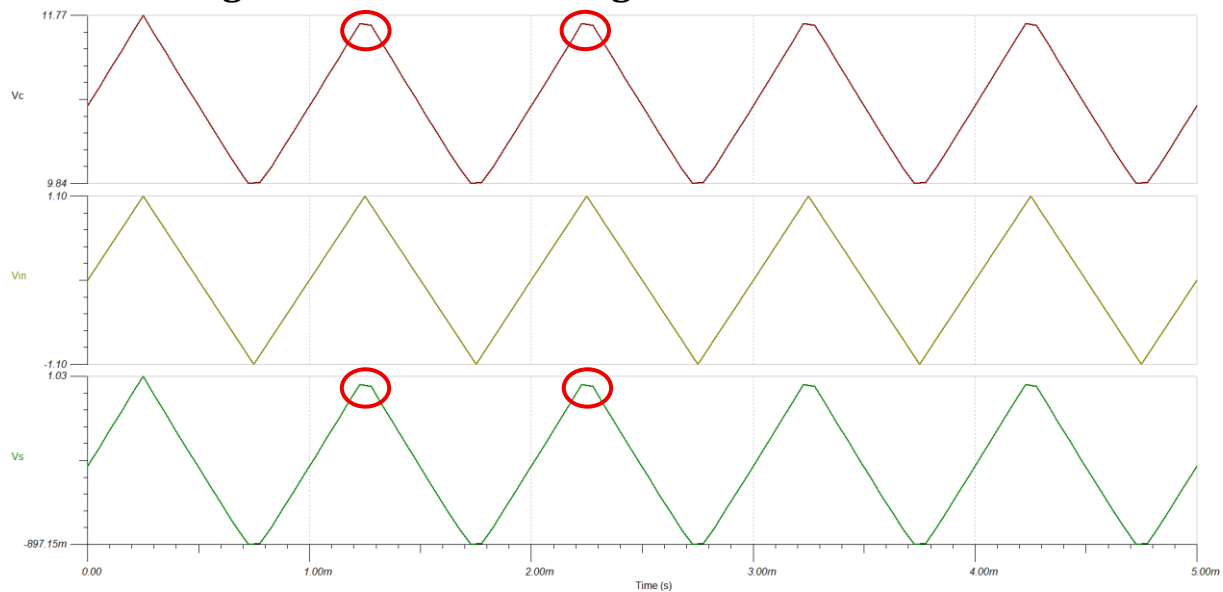
$$f = \frac{1}{t} = \frac{1}{1 * 10^{-3}} = 1 \text{ kHz}$$

## Simulation linéarité

### 3.3.4 Méthode de simulation

6. Réaliser le montage du schéma sous Tina
7. Réglages de Vcc
  - b. Tension de 20V
8. Réglages de Vpol
  - d. Tension simulation à la tension Vc calculée +Vbe
9. Réglages Vin
  - e. 0V DC level
  - f. Signal triangulaire
  - g. Amplitude 1.1V
  - h. Fréquence de 1kHz
10. Paramètres simulation
  - e. Paramètre transient
  - f. Start à 0s
  - g. Fin à 10ms
  - h. Séparer les courbes pour visualiser les signaux

### 3.3.5 Oscillogramme linéarité du signal



## 3.4 Analyse

Sur les simulations avec la tension  $V_c$  au repos, on peut voir que la tension  $V_s$  augmente en fonction de la tension sur  $V_c$ .

La tension sur  $V_c$  est fixée en fonction de la tension de polarisation.

Les tensions sur les 3 simulations différentes se rapprochent de la tension  $V_c$  voulue, du fait que nous n'avons pas une tension parfaitement à la bonne valeur, fait que l'atténuation en tension (atténuation car le gain est négatif) est un petit peu plus basse que si nous avions des tensions aux bonnes valeurs.

J'ai également vérifié que nos signaux soit toujours à la bonne fréquence de 1kHz ce qui est le cas.

La simulation de la linéarité du signal se fait avec un signal triangulaire car c'est beaucoup plus simple de visualiser la pleine dynamique de  $V_c$ .

Nous observons la pleine dynamique de  $V_c$  quand le signal triangulaire commence à se déformer et à s'écarter, cela est plus observable sur un signal triangulaire que sur un signal sinusoïdal.

Sur notre simulation nous pouvons vérifier cela démontrer par les ronds rouges.

L'écarter est un phénomène qui arrive pour montrer que la tension  $V_c$  ne peut pas dépasser la tension de polarisation, ce qui casse les pointes du signal triangulaire, cela se répercute évidemment sur  $V_s$ .

Comme pour le cas précédant, j'ai vérifié que le signal soit à la bonne fréquence, ce qui est le cas, soit 1kHz.

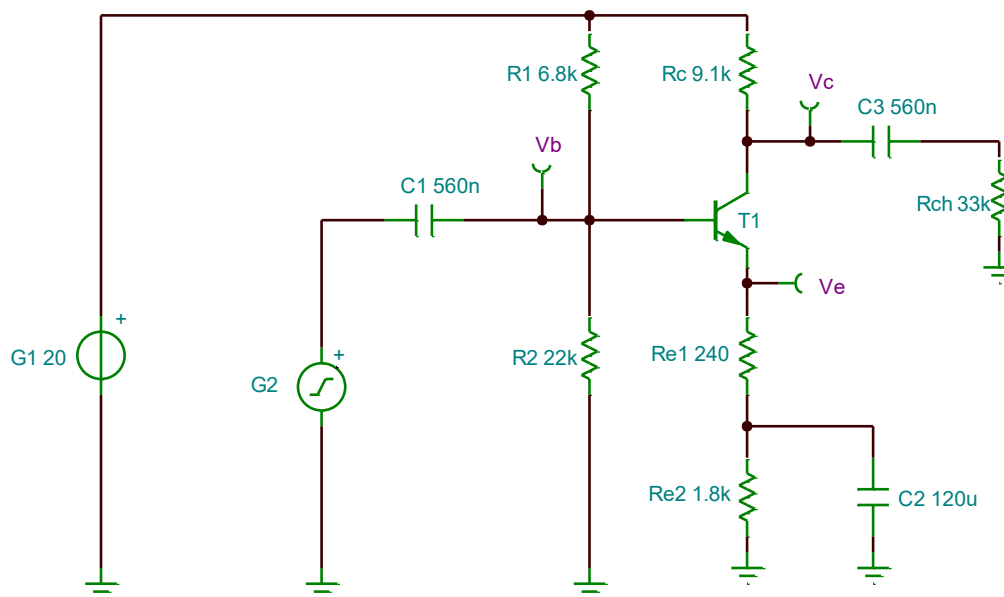
## 4 Mesures

### 4.1 Objectif

L'objectif de la mesure est la vérification des caractéristiques du montage en mesurant la courbe de la tension de sortie ( $V_e$ ) en fonction du courant de sortie ( $I_e$ ) en faisant varier une charge ( $R_{ch}$ ) pour confirmer que  $V_e$  reste dans la plage de spécification.

### 4.2 Conditions de repos (tension DC)

#### 4.2.1 Schéma de mesure



Le stock de composants nous a posé un problème car il est incomplet. Afin d'obtenir la valeur la plus proche des composants du schéma, nous avons décidé de mettre plusieurs condensateurs en parallèle pour se rapprocher le plus possible des valeurs obtenues. Rappel : lorsque nous mettons les condensateurs en parallèle les valeurs s'additionnent.

### 4.2.2 Méthode de mesure

Pour mesurer la condition de repos, nous ne devons pas brancher G2 car nous mesurons les différentes tensions au repos

Réglage de G1		
20V DC		
Méthodologie de mesure des conditions de repos		
N°	Étapes	Remarques
1	Faire le montage ci-dessus sur une plaque d'expérimentation	
2	Alimenter la plaque Test en 20 [V]	Sur l'alimentation G1, utiliser le connecteur "-" à la place du GND
3	Brancher le Voltmètre sur Vc, Vb ou Ve	
4	Relever la tensions	
5	Répéter les étapes 3 et 4 pour les 3 points de mesure	Utiliser qu'un seul voltmètre à déplacer à chaque mesure.

### 4.2.3 Résultat de mesure

Tension obtenue sur Vc = 10.20V

Tension obtenue sur Ve = 2.23V

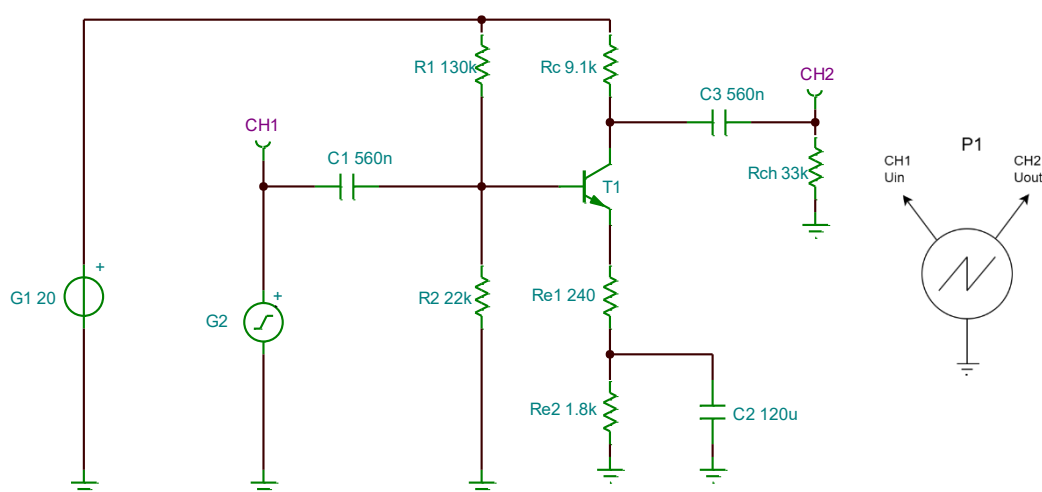
Tension obtenue sur Vb = 2.81V

$V_{be} = V_b - V_e = 2.81V - 2.23V = 0.68V$

Nous pouvons voir que la tension Vbe mesurée est légèrement inférieur à la valeur utilisée lors des calculs, mais elle ne varie que de 0.07V ce qui est négligeable.

## 4.3 Mesure de l'amplitude et de la phase

### 4.3.1 Schéma de mesure



On nous demande de faire varier la fréquence pour réaliser un diagramme de Bode.

Pour réaliser ce dernier, il nous faut trouver le gain en fonction de la fréquence d'entrée. L'axe des X sera sur une échelle logarithmique. Afin d'avoir une bonne résolution sur le graphique nous avons pris les valeurs de fréquence 1,2,5 car cela représente environ 1 tiers du graphique.

#### 4.3.2 Méthode de mesure

Réglage de G2	
Forme de signal	Sinus
Fréquence du signal	$10 \cdot 10^6$ [Hz]
Amplitude	200mVPP
Offset	0V
Sortie	High Z

Méthodologie de mesure de l'amplitude et de la phase		
N°	Etapes	Remarques
1	Faire le montage ci-dessus sur une plaque d'expérimentation	
2	Alimenter la plaque Test en 20 [V]	Sur l'alimentation G1, utiliser le connecteur "-" à la place du GND
3	Brancher les différentes sondes de l'oscilloscope	
4	Relever l'amplitude de la tension de sortie	Insérer les mesures dans un tableau créé sur Excel
5	Faire varier la fréquence de 10Hz à 1MHz	Pour la fréquence, utiliser 1,2,5 afin d'avoir une bonne précision

## 4.3.3 Mesures

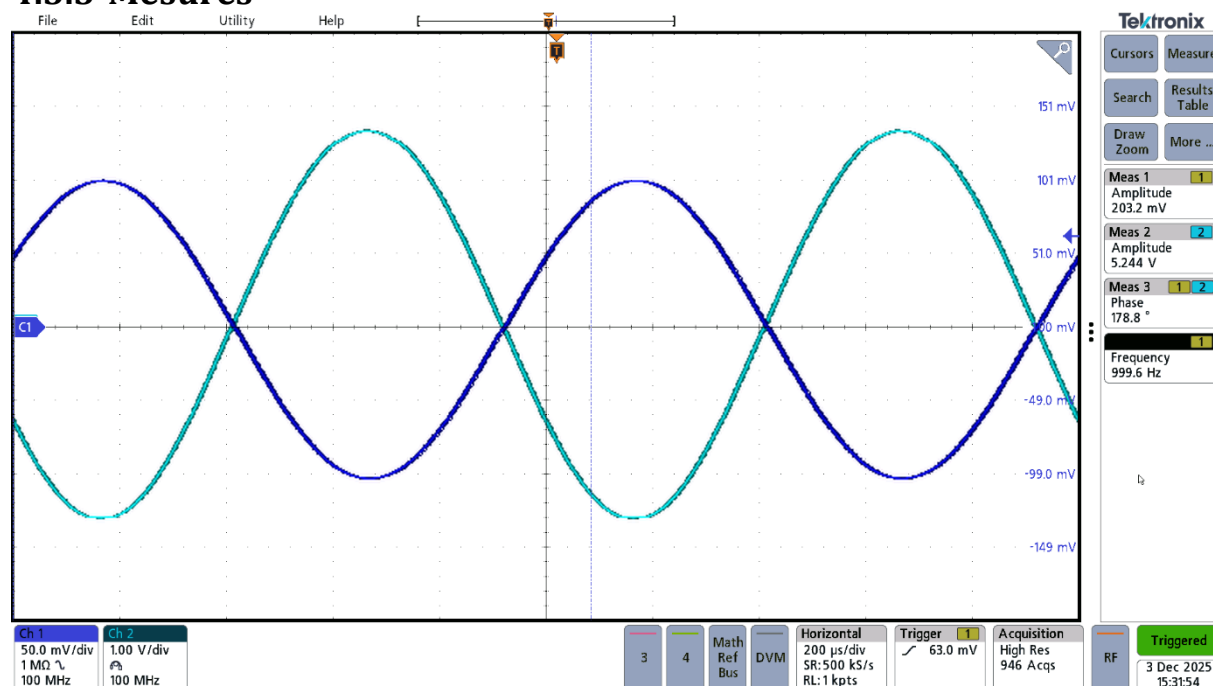


FIGURE 1 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 1kHz

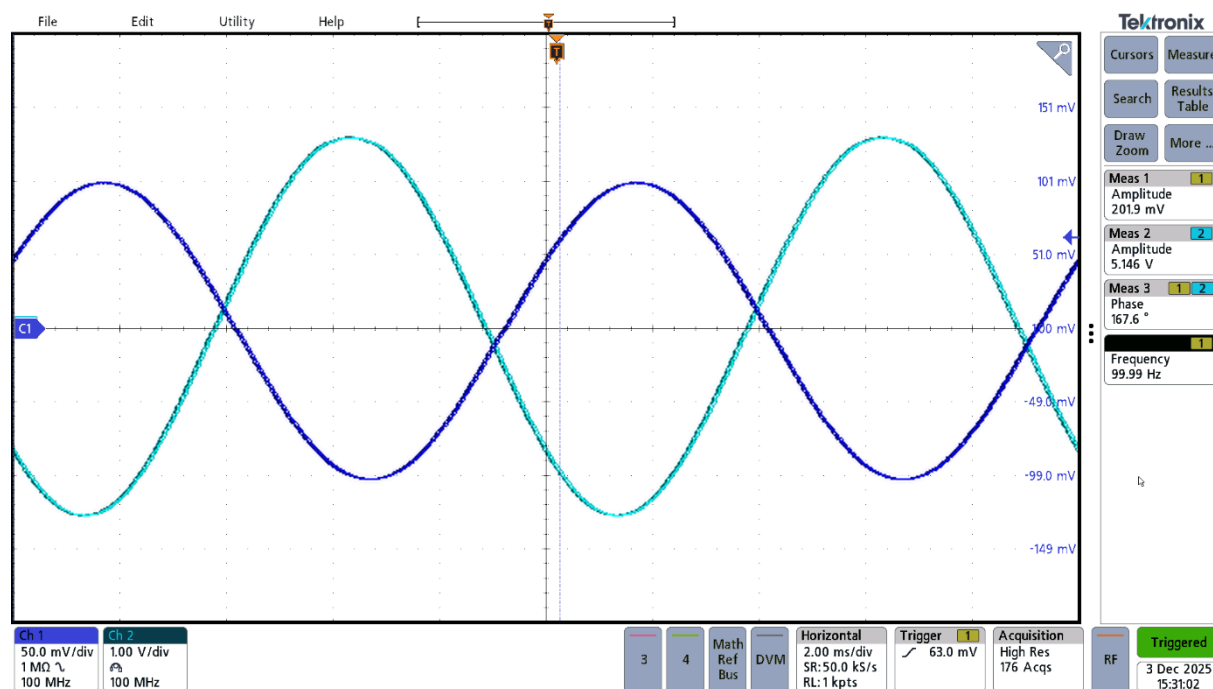


FIGURE 2 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 100Hz

Tous les oscillogrammes de mesure sont disponibles en annexe

Suite à nos mesures nous avons obtenu le graphique suivant :

G1	G1	Uch	Phase
Ch1	Ch1	Ch2	Ch1-Ch2
Fréquence [Hz]	Amplitude [V]	Amplitude [V]	Degrés [°]
10	0.166	1.805	100.6
20	0.1921	3.487	126
50	0.198	4.76	155.2
100	0.2019	5.146	167.6
200	0.2026	5.213	174.2
500	0.2029	5.246	177.5
1000	0.2032	5.244	178.8
2000	0.2034	5.287	179.9
5000	0.2037	5.29	180.7
10000	0.202	5.287	181.2
20000	0.2042	5.24	180.8
50000	0.202	5.288	183.9
100000	0.2028	5.299	185.7
200000	0.202	5.301	190.4
500000	0.2028	4.967	203.6
1000000	0.196	4.16	220

Gain	Gain
Ch2/Ch1	Ch2/CH1
[dB]	[V/V]
20.73	10.87
25.18	18.15
27.62	24.04
28.13	25.49
28.21	25.73
28.25	25.86
28.23	25.81
28.30	25.99
28.29	25.97
28.36	26.17
28.19	25.66
28.36	26.18
28.34	26.13
28.38	26.24
27.78	24.49
26.54	21.22

La phase peut paraître différente des valeurs obtenues sur les images mais on a juste passé la valeur négative en valeur positive. Nous avons additionné 360° qui est l'angle total d'un cercle. Nous avons fait cela afin d'avoir un graphique qui correspond aux mesures.

Grâce à ces valeurs, nous pouvons désormais calculer le gain en tension et en décibel et compléter le tableau ce qui nous permettra de faire le graphique de l'amplitude et de la phase.

Pour calculer le gain en tension nous avons simplement fait la tension de G1 sur la tension de la résistance Rch. Pour le gain en décibel nous avons utilisé la formule suivante :  $20 * \log_{10} \left( \frac{U_{G1}}{U_{CH}} \right)$

Nous avons séparé le diagramme de Bode afin d'avoir un graphique pour l'amplitude et un graphique pour la phase

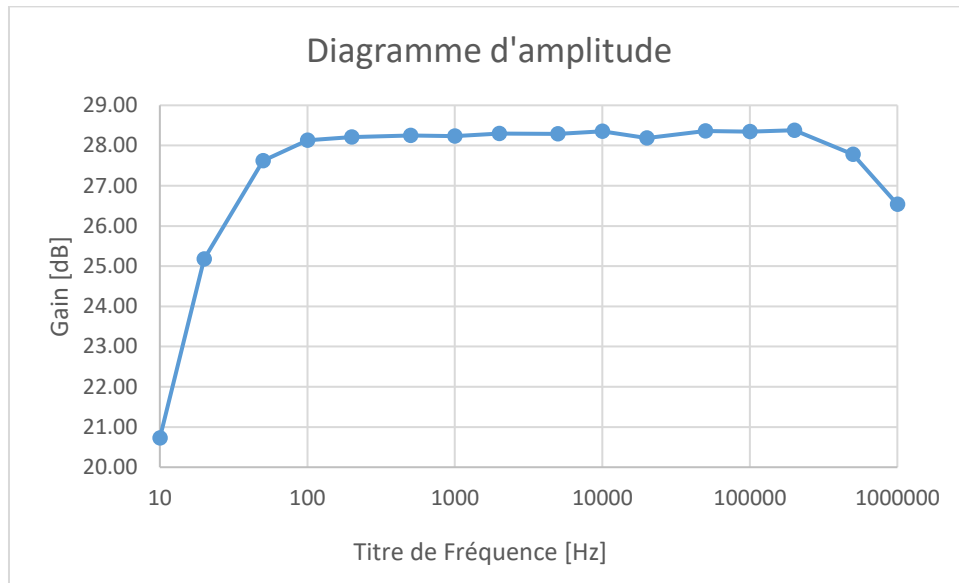


FIGURE 3 DIAGRAMME D'AMPLITUDE AVEC GAIN EN DB

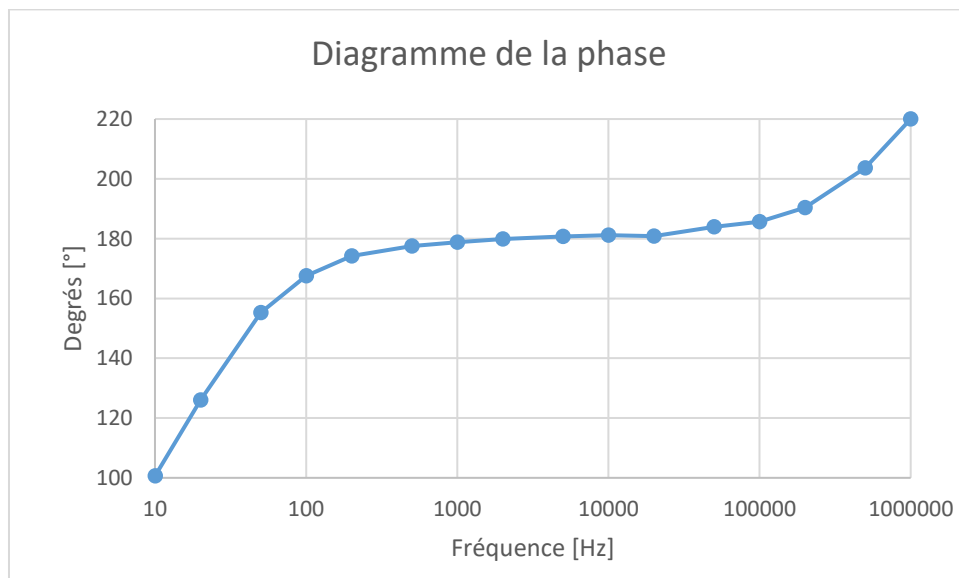


FIGURE 4 DIAGRAMME DE LA PHASE AVEC LE DÉPHASAGE EN °

#### 4.3.4 Analyse des mesures

Nous pouvons voir que le Gain en V/V est légèrement inférieur à la valeur du gain prise en compte dans les calculs.

#### 4.3.5 Comparaison avec la simulation

### 4.4 Mesures de l'impédance d'entrée et de sortie

Pour trouver l'impédance de sortie ( $Z_e$ ) nous devons mesurer le delta de la tension  $V_e$  et le delta du courant  $I_e$ . Avec ces valeurs nous pouvons utiliser la loi d'ohm pour déterminer les impédances. ( $\frac{V}{I} = Z$ ).



### 4.4.1 Schémas de mesure

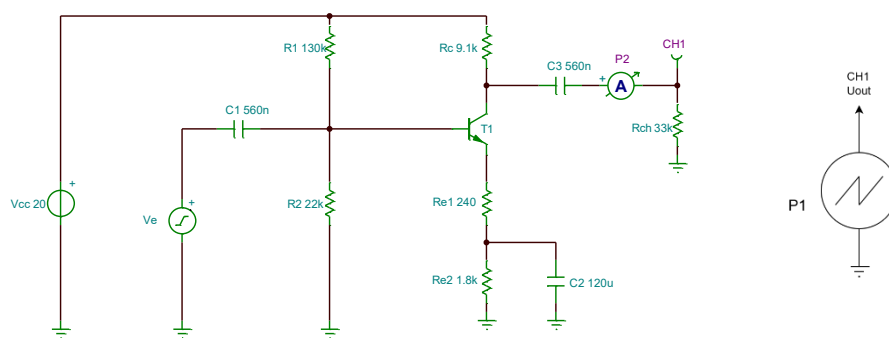


FIGURE 5 SCHÉMA DE MESURE DE L'IMPÉDANCE DE SORTIE

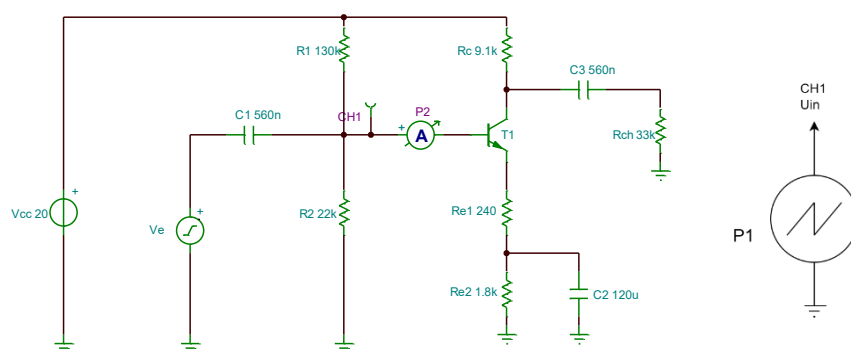


FIGURE 6 MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE

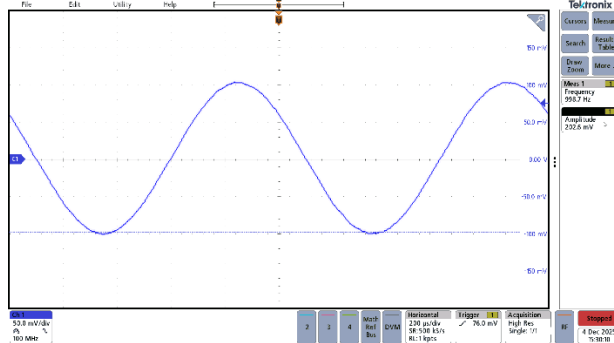
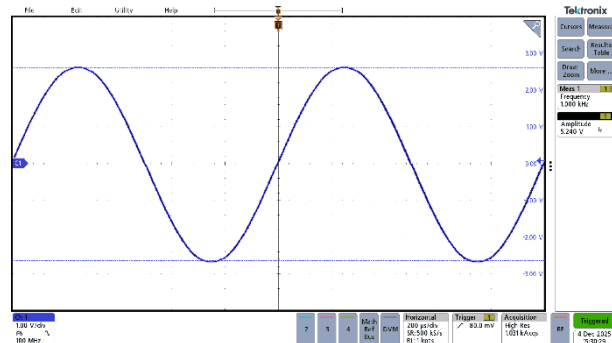
### 4.4.2 Méthode de mesure

Réglage de G2	
Forme de signal	Sinus
Fréquence du signal	100 [Hz]
Amplitude	200mVPP
Offset	0V
Sortie	High Z

Méthodologie de mesure des conditions de repos		
N°	Etapes	Remarques
1	Faire le montage ci-dessus sur une plaque d'expérimentation	
2	Alimenter la plaque Test en 20 [V]	Sur l'alimentation G1, utiliser le connecteur "-" à la place du GND
3	Activer la sortie du Générateur G1 avec les paramètres ci-dessus	
4	Brancher l'ampèremètre afin de mesurer le courant d'entrée/sortie	
5	Brancher la sonde CH1 de l'oscilloscope afin de mesurer la tension d'entrée/sortie	
6	Relever le courant et l'amplitude de la tension	

7	Répéter les étapes 4 et 5 pour les 2 mesures.	Utiliser qu'un seul ampèremètre/oscilloscope à déplacer à chaque mesure.
---	---	--

#### 4.4.3 Résultat de la mesure

FIGURE 7 MESURE DE LA TENSION  $U_b$ FIGURE 6 MESURE DE LA TENSION  $U_c$ 

Nous pouvons voir sur cette mesure l'amplitude de la tension  $U_b$  qui est égale à 202.6mV et l'amplitude de la tension de sortie  $U_c = 5.24V$

Courant d'entrée  $I_b = 4.3\mu A$

Courant de sortie  $I_e = 57\mu A$

Le courant mesuré par l'ampèremètre n'est pas en RMS pour changer cela nous devons diviser la valeur obtenue par  $2\sqrt{2}$

Grâce à ces valeurs nous pouvons désormais calculer l'impédance d'entrée et de sortie.

$$Z_{in} = \frac{U_b}{I_b} = \frac{202.6mV}{4.3\mu A \cdot 2\sqrt{2}} = \underline{16.61k\Omega} \quad = R_1 // R_2 = 18,8k\Omega$$

$$Z_{out} = \frac{U_e}{I_e} = \frac{5.24}{57\mu A \cdot 2\sqrt{2}} = \underline{32.50k\Omega} \quad \cong R_{ch} = 33k\Omega$$

Nous pouvons observer que  $Z_{out}$  se rapproche très fortement de la valeur de  $R_{ch}$ . Ce qui peut confirmer nos mesures.

Si nous reprenons notre valeur de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  nous pouvons confirmer nos calculs grâce à la théorie. On nous dit que la valeur de l'impédance d'entrée est égale à  $R_1 // R_2$  en négligeant la capacité  $C$ .

## 5 Conclusions

Ce TP nous a permis de concevoir, simuler et mesurer un amplificateur en émetteur commun conforme aux exigences. Les valeurs de repos, le gain et la réponse en fréquence mesurés sont globalement proches des calculs et des simulations, malgré de petites différences dues aux tolérances des composants. Les mesures d'impédance confirment également la théorie. Ce travail a renforcé notre compréhension du dimensionnement, de la polarisation et du comportement dynamique d'un amplificateur à transistor.

Lausanne, le 8 décembre 2025



Turrian Nicolas

Mathéo Bonny

## 6 Annexes

### 6.1 Résultat des mesures

#### 6.1.1 Amplitude et phase

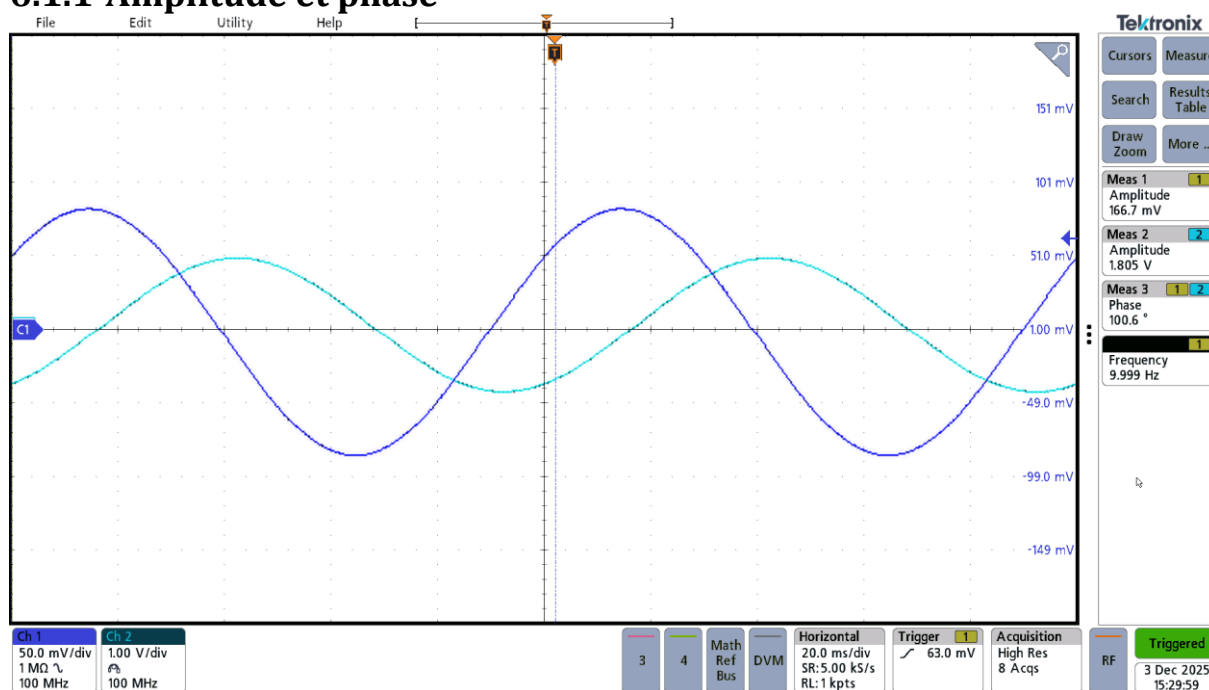


FIGURE 8 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 10HZ

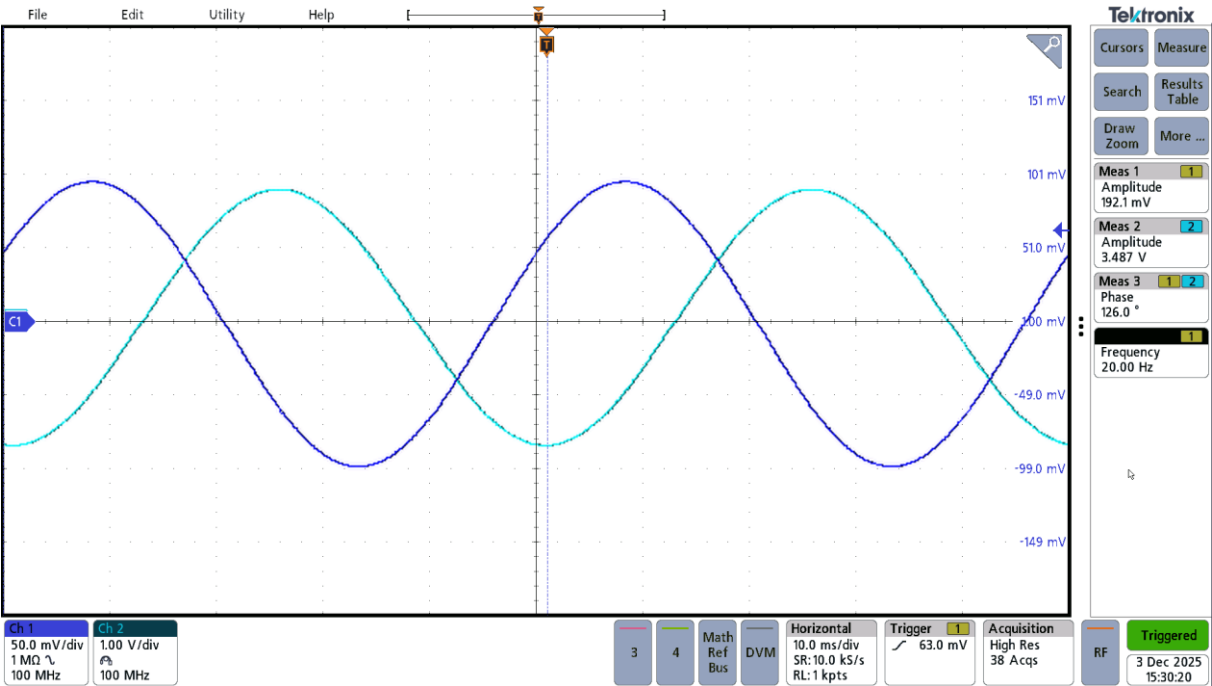


FIGURE 9 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 20HZ

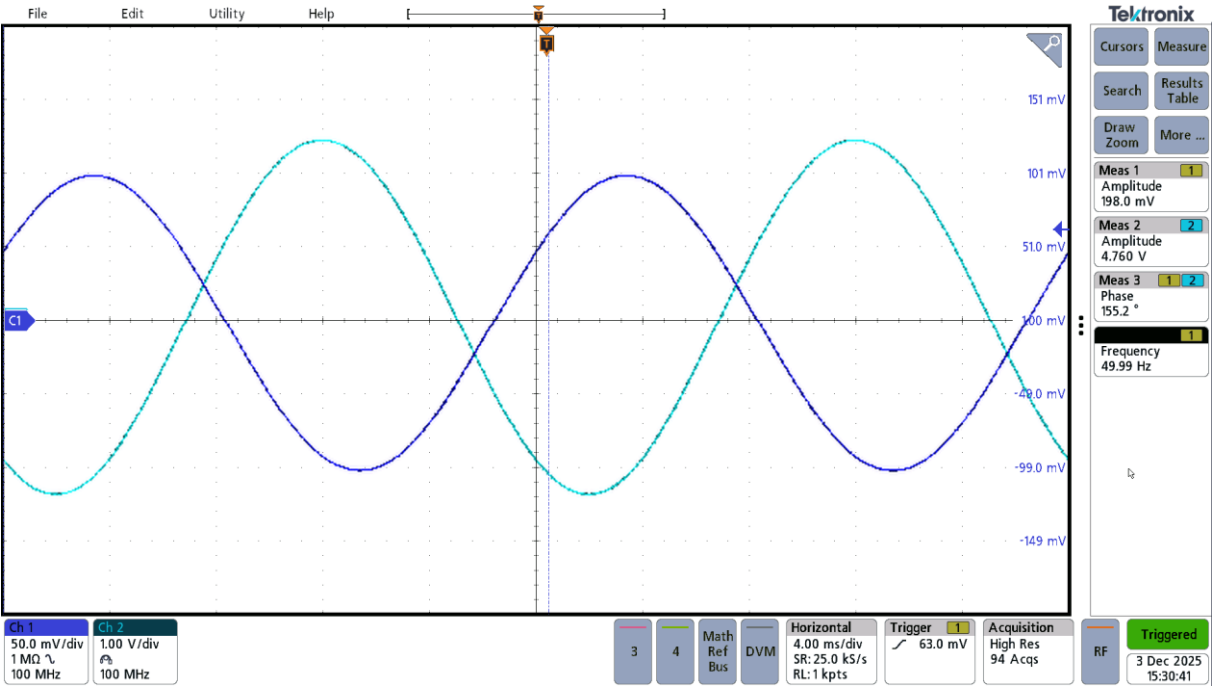


FIGURE 10 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 50HZ

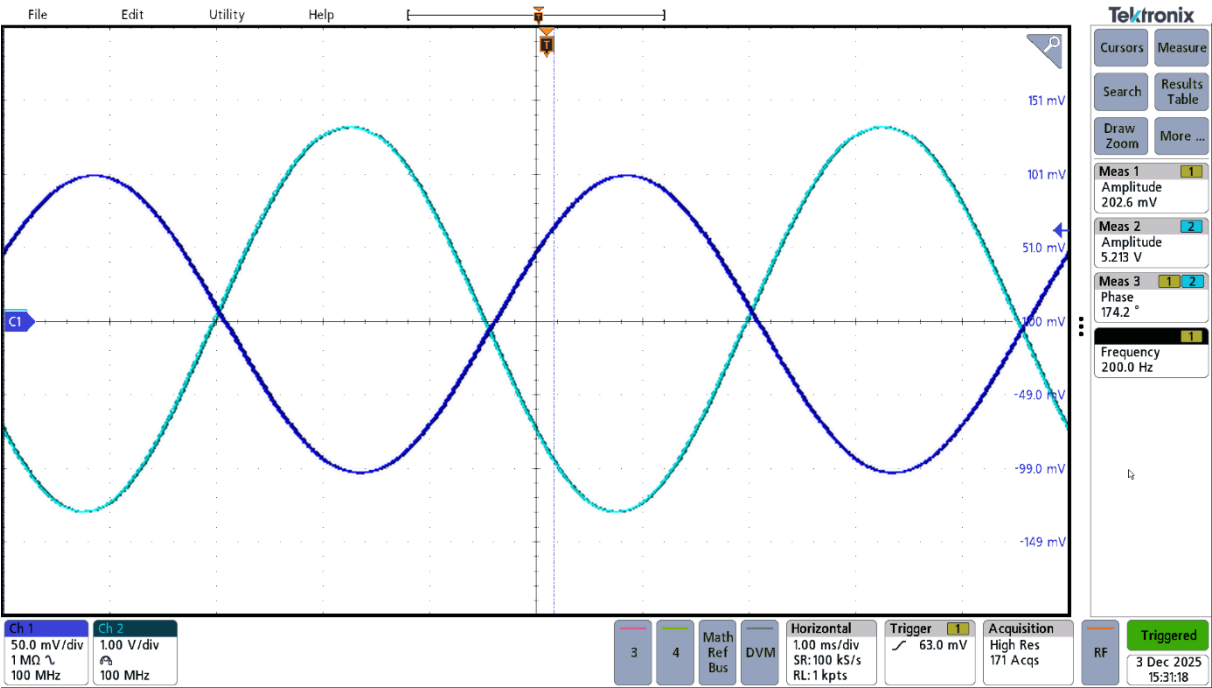


FIGURE 11 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 200HZ

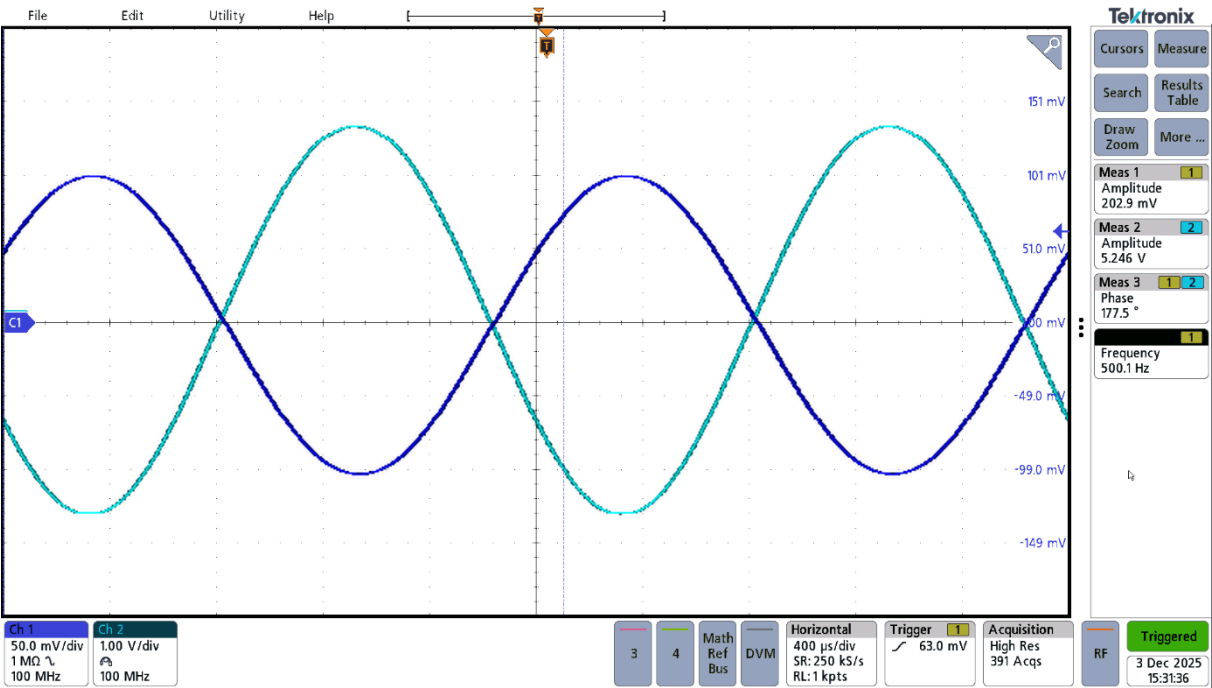


FIGURE 12 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 500 HZ

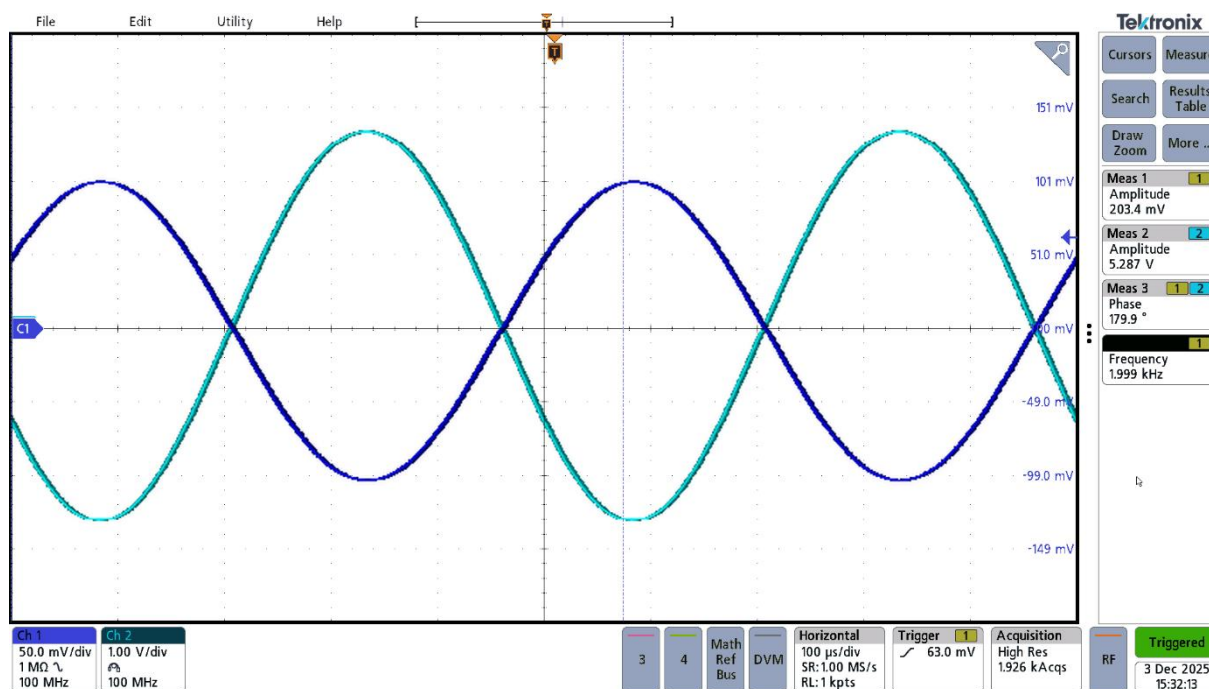


FIGURE 13 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 2KHZ

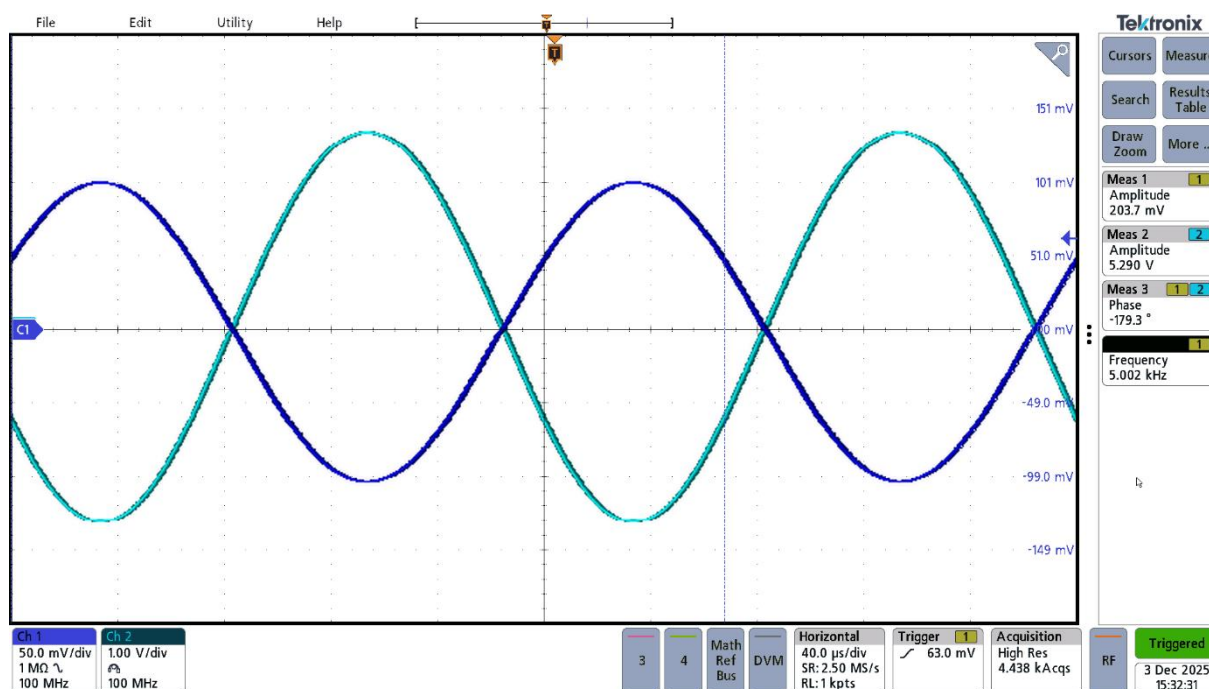


FIGURE 14 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 5KHZ

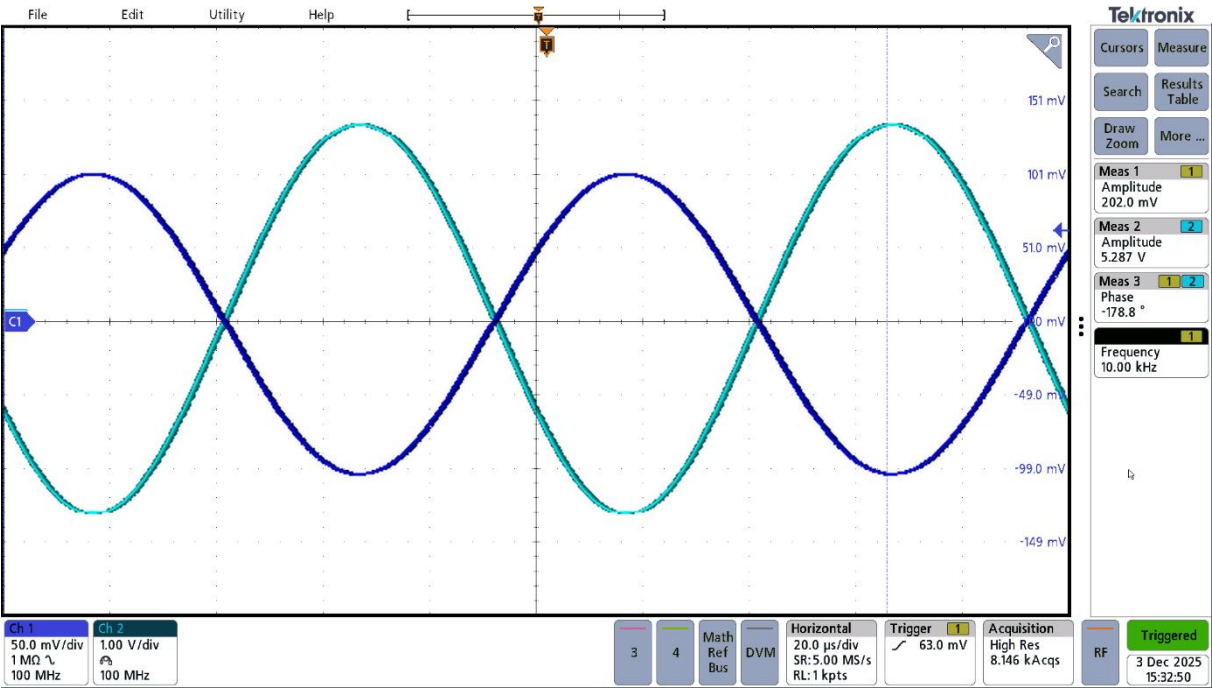


FIGURE 15 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 10KHZ

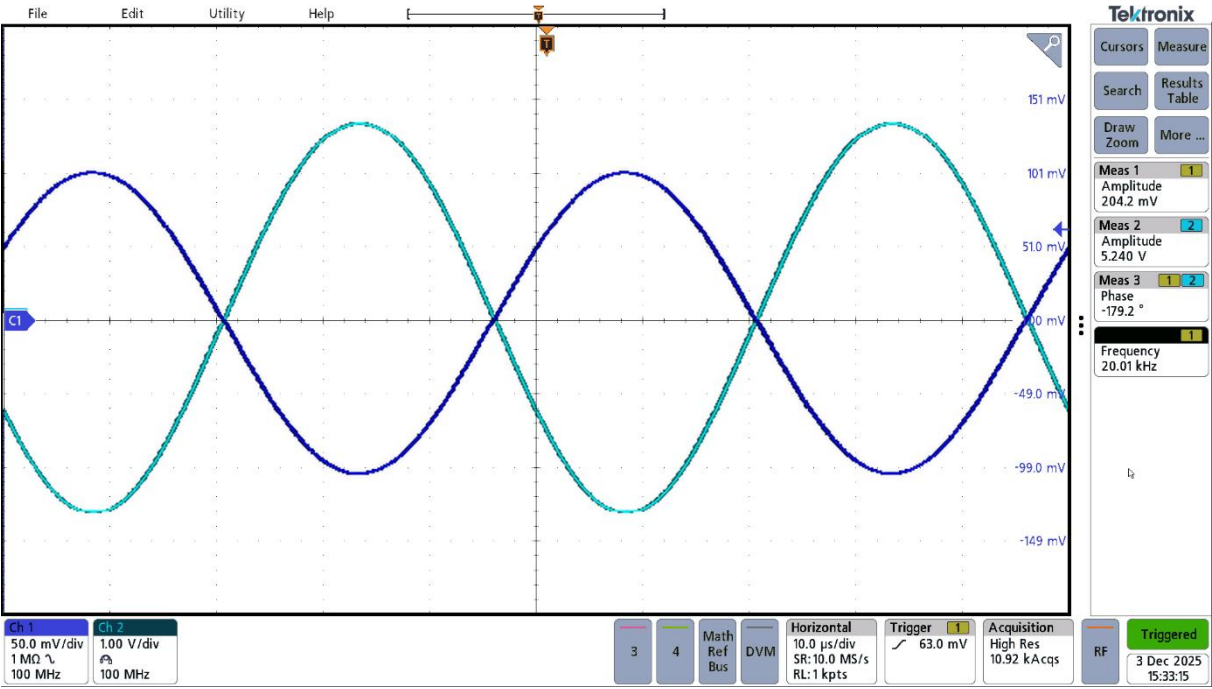


FIGURE 16 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 20KHZ



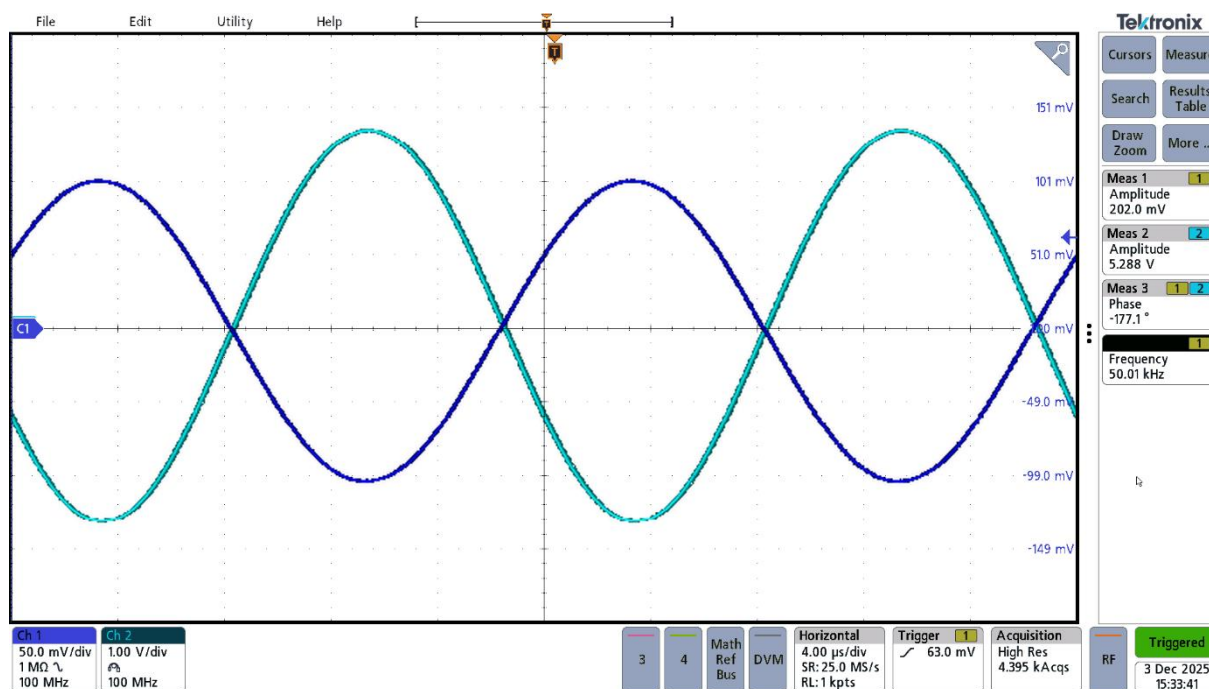


FIGURE 17 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 50KHZ

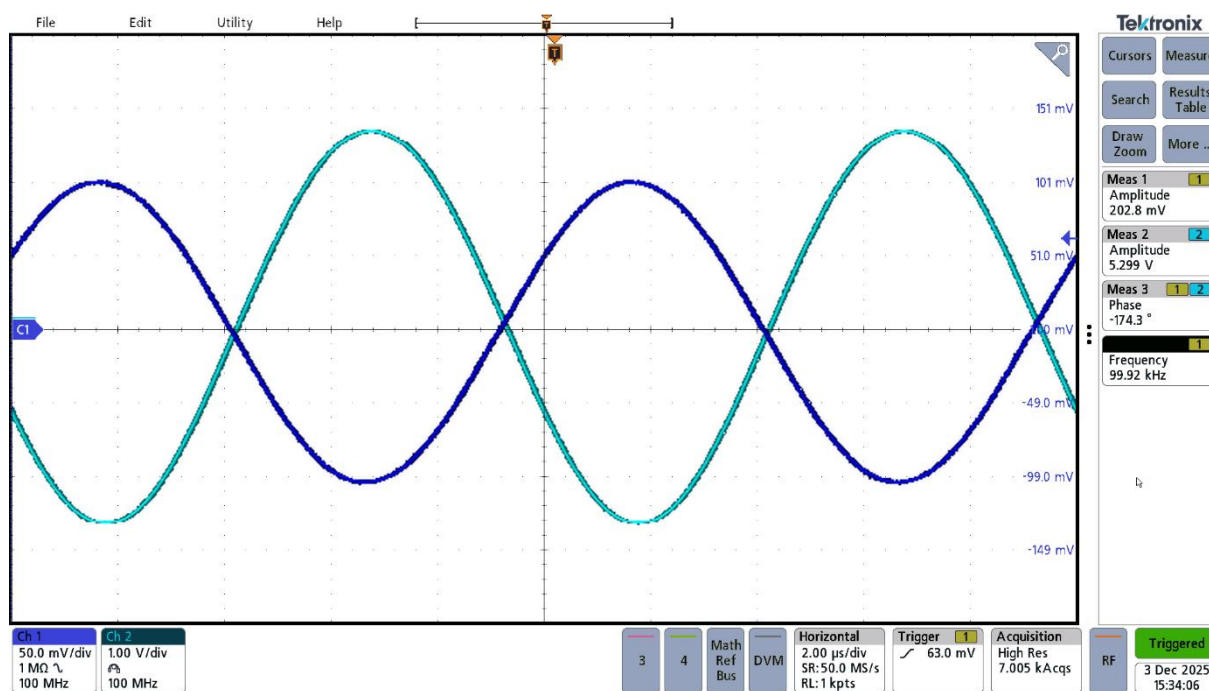


FIGURE 18 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 100KHZ



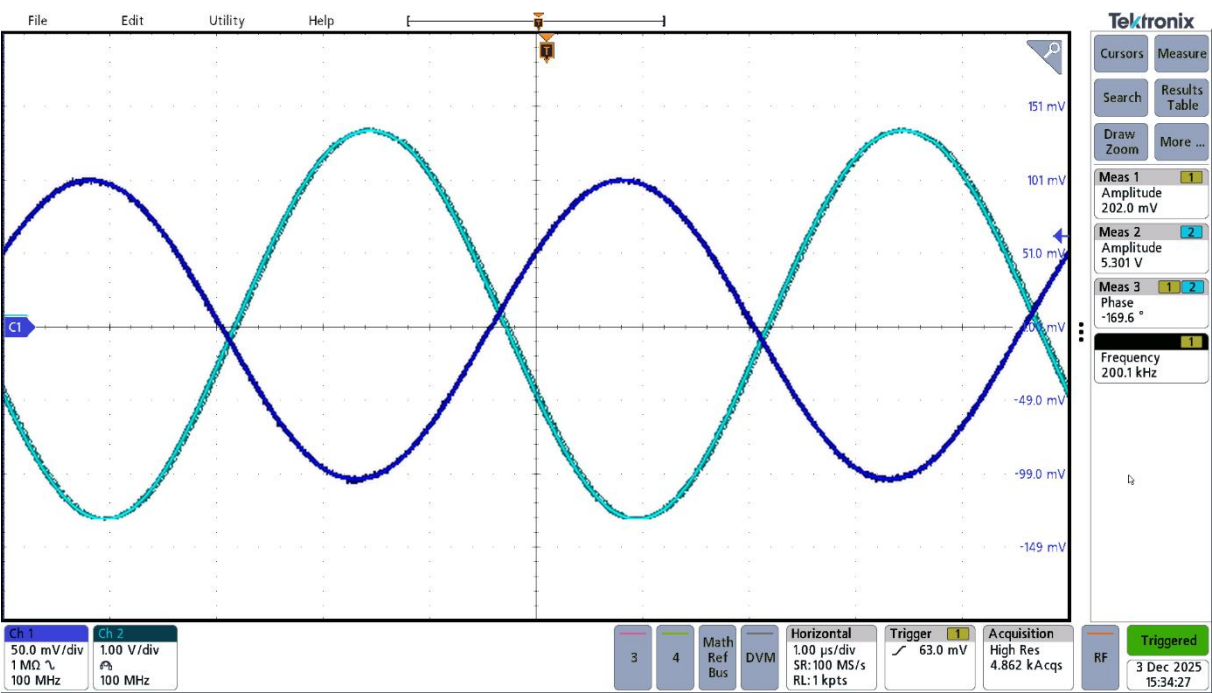


FIGURE 19 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 200kHz

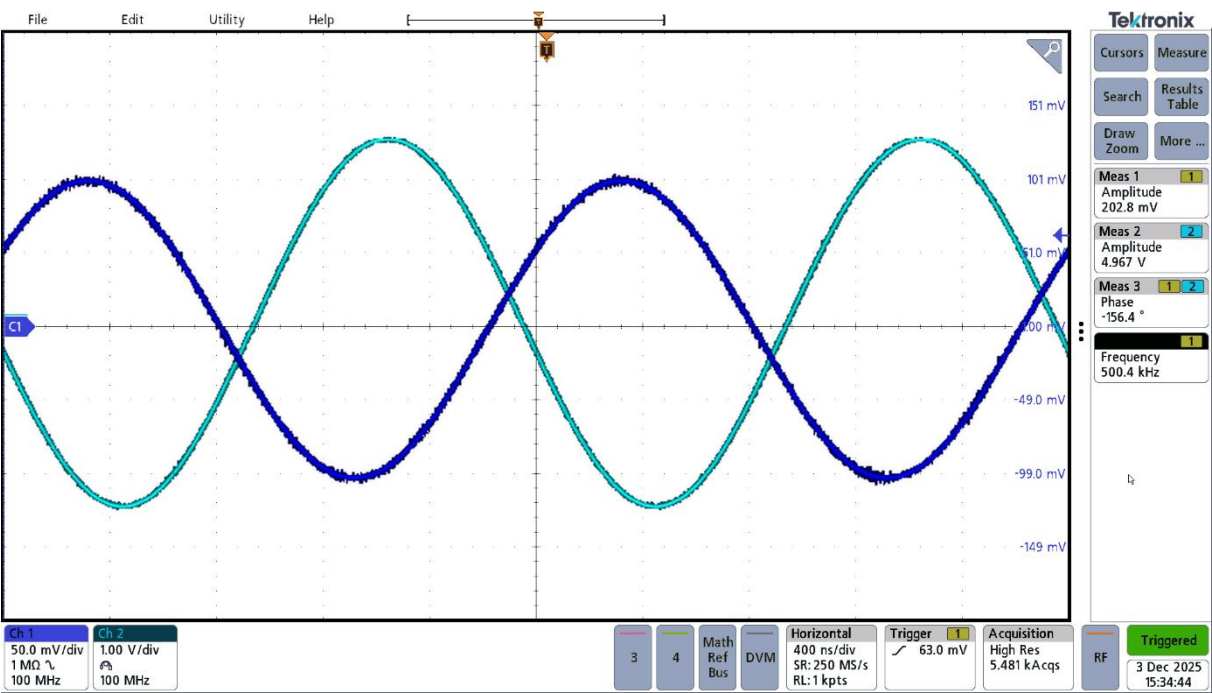


FIGURE 20 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 500kHz

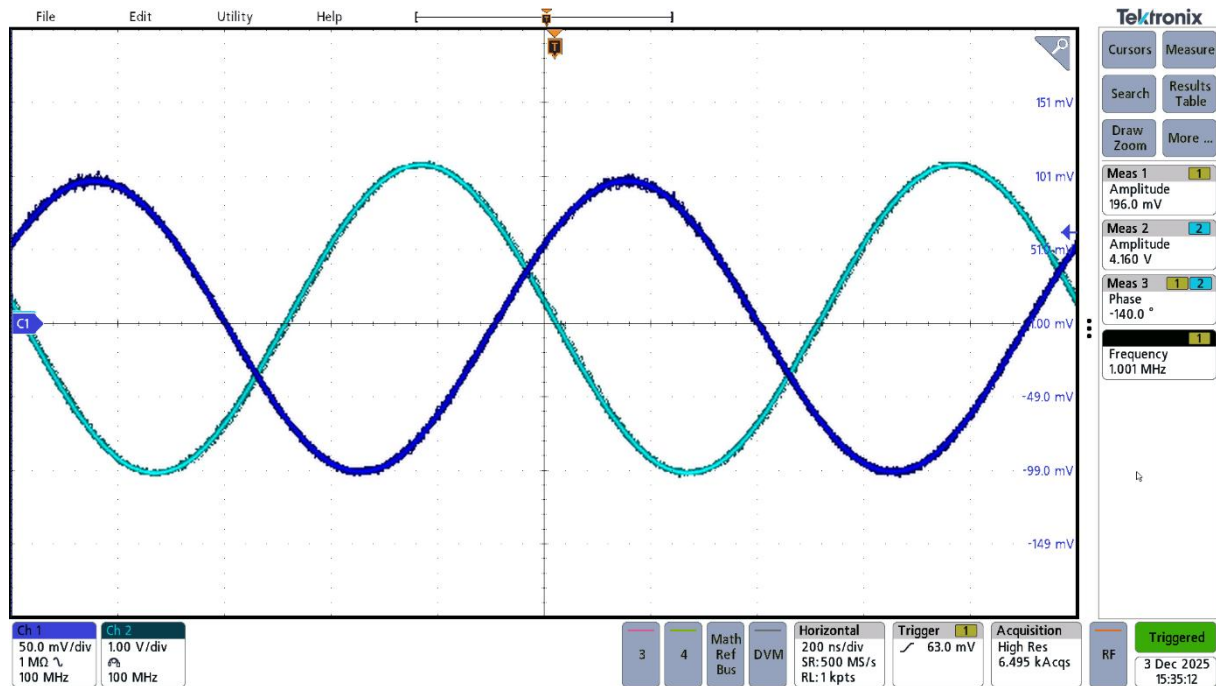


FIGURE 21 MESURES D'AMPLITUDE ET DE LA PHASE POUR 1MHZ

## 6.2 Matériel utilisé

R1 : Résistance THT, du stock ES

G1: Alimentation, Seefram 6330 DC Power supply ES.SLO.02.06

P1: Multimètre, Amprobe 34XR-A 19050311A

P2: Multimètre, Gwinstek GDM-396 R112-01

P3: Multimètre, Gwinstek GDM-396 R112-03

T1: Transistor bipolaire, BC337-25 du stock ES