

Rapport de laboratoire

Ecole supérieure
Électronique

Laboratoire
Salle R112

L'amplificateur à émetteur commun

Réalisé par :

Derré Luc
Schneider Sebastian

A l'attention de :

M. Bovey
M. Moreno

Dates :

Début du laboratoire : 10.11.2025
Fin du laboratoire : 08.12.2025

Table des matières :

L'amplificateur à émetteur commun	1
1 Contexte et objectif du rapport.....	5
2 Théorie	5
2.1 Dimensionnement	5
3 Simulation	9
3.1 Schémas de simulation.....	9
3.2 Méthode de simulation.....	9
3.3 Résultats de la simulation	10
3.3.1 Point de repos centré sur la plage d'utilisation.....	12
3.3.2 Simulation de la linéarité du signal	12
4 Mesures	13
4.1 Méthode de mesure.....	13
4.1.1 Liste de matériel	13
4.1.2 Réglage des appareils	13
4.1.3 Schéma de mesure	14
4.1.3.1 Condition repos	14
4.1.3.2 Diagramme de Bode d'amplitude et phase	15
4.1.3.3 Impédance d'entrée et de sortie.....	16
4.1.4 Précautions à prendre	16
4.2 Résultats des mesures	17
4.2.1 Condition repos	17
4.2.2 Diagramme de Bode d'amplitude et phase.....	17
4.2.3 Impédance d'entrée et de sortie	19
5 Conclusion	20
6 Annexes.....	21
6.1 Valeurs prises de la datasheet du transistor	21
6.2 Résultats des simulations.....	21
6.2.1 Point de repos V_C à 7 [V]	21
6.2.2 Point de repos centré sur la plage d'utilisation.....	24
7 Sources	26

1 Contexte et objectif du rapport

Le présent rapport a pour objectif de documenter le travail pratique d'électronique analogique effectué durant la première année de Génie Électrique à l'ETML-ES. Ce travail a été réalisé en équipe (binôme).

L'objectif principal de ce travail pratique est l'analyse, le dimensionnement théorique et la vérification expérimentale du montage de l'amplificateur à émetteur commun.

2 Théorie

2.1 Dimensionnement

Il s'agit de dimensionner les composants du montage d'un amplificateur en émetteur commun pour répondre au cahier des charges, pour rappel (texte tiré du cahier des charges) :

- $V_{ALIM} = 20 \text{ [V]}$, $V_E = 2 \text{ [V]}$.
- Fréquence de coupure $\leq 100 \text{ [Hz]} (-3 \text{ [dB]})$
- Gain en tension : $A_v \geq 30$, à vide (sans charge)
- I_C au repos = 1 [mA]
- Pont diviseur « robuste » (le courant qui y circule soit ≥ 10 à 20 fois la valeur du courant de base).
- Couplage capacitif à l'entrée.
- Couplage capacitif à la sortie. La sortie est connectée sur une charge externe $R_L = 33 \text{ [k}\Omega\text{]}$
- Le transistor est du type NPN, à choisir selon disponibilité du stock labo.

Le transistor utilisé est le BC337-25, qui est un transistor bipolaire NPN.

Les paramètres critiques tirés de la fiche technique (datasheet, voir en annexe au chapitre 6.1) du transistor BC337 sont :

Paramètre	Symbol	Valeur	Justification pour le TP
Tension Collecteur-Émetteur	V_{CEO}	45 [V] DC (max)	Suffisante pour $V_{alim} = 20 \text{ V}$
Courant Collecteur continu	I_C	800 [mA] DC (max)	Bien au-delà du courant max requis (Environ 1 mA au repos).
Puissance totale dissipée ($T_A = 25 \text{ [}^{\circ}\text{C]}$)	P_D	625 [mW] (max)	$P = U_{CE} * I_C = 11.35 \text{ [V]} * 1 \text{ [mA]} = 11.35 \text{ [mW]} < 625 \text{ [mW] max}$
Tension base-émetteur	$V_{BE(ON)}$	1.2 [V] DC (max)	Le fabricant ne nous indique qu'une valeur maximale. Une valeur typique admise de 0.7 [V] est utilisée.
Tension collecteur-émetteur en saturation	$V_{(CE)SAT}$	0.7 [V] DC (max)	Le fabricant ne nous indique qu'une valeur maximale.

Courant collecteur-émetteur

$$I_C = I_E = 1 \text{ [mA]} \text{ (au repos)}$$

Résistance (R_E)

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{2}{1 * 10^{-3}} = 2 * 10^3 = 2 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Choix du gain (β ou hFE)

Dans la datasheet du transistor à la page 3, se trouve un graphique du gain (hFE) en fonction du courant de collecteur (I_C) :

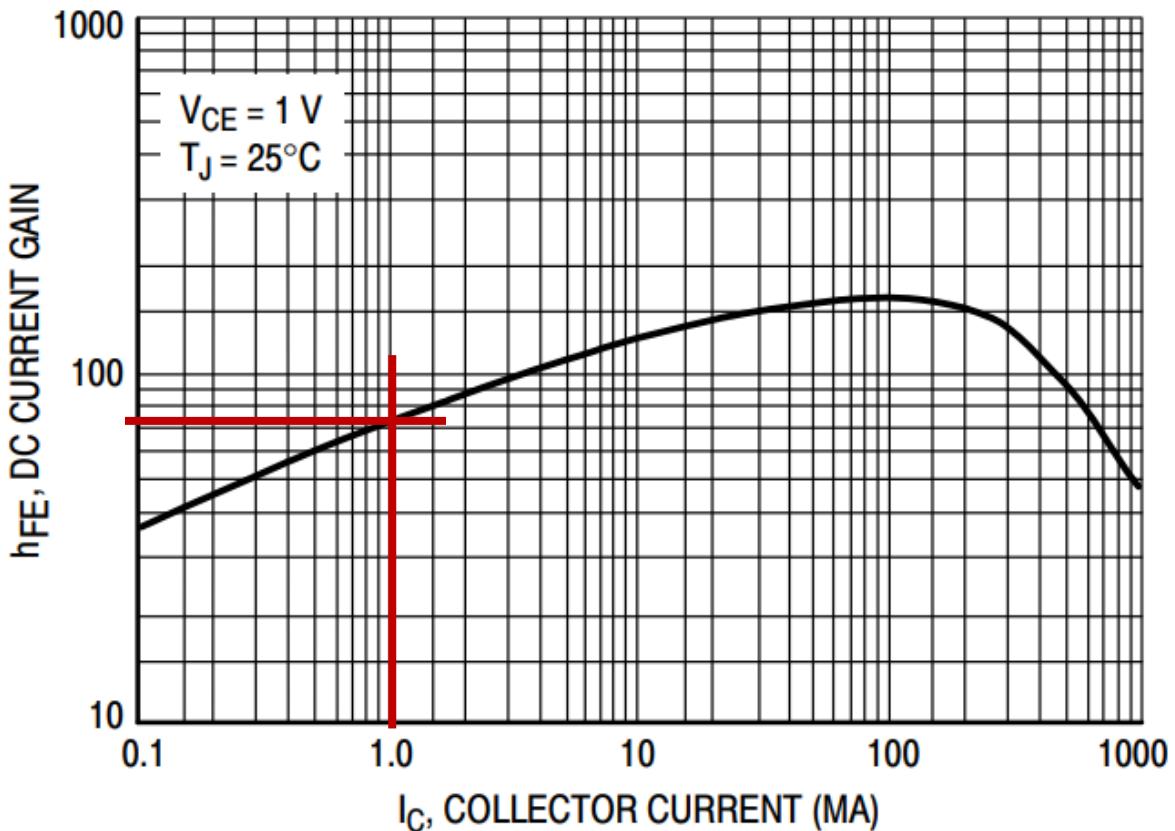


Figure 1 - Gain (hFE) en fonction du courant au collecteur (I_C)

Avec un courant I_C de 1 [mA] nous avons fait le choix d'un gain à 70, il ne s'agit que d'une approximation.

Courant sur la base du transistor (I_B)

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1 * 10^{-3}}{70} = 14.28 * 10^{-6} = 14.28 [\mu A]$$

Courant de polarisation (I_{POL})

Pour un courant de polarisation robuste, on prend un facteur de 20 (Voir théorie des transistors chapitre 2.5.2, valeur également demandée dans le cahier des charges).

$$I_{POL} = I_B * 20 = 14.28 * 10^{-6} * 20 = 285.7 * 10^{-6} = 285.7 [\mu A]$$

Tension sur la base du transistor (V_B)

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2 + 0.7 = 2.7 [V]$$

Calcul de la résistance ($R1$)

$$R1 = \frac{V_{cc} - V_B}{I_{POL}} = \frac{20 - 2.7}{285.7 * 10^{-6}} = 60.55 * 10^3 = 60.55 [k\Omega]$$

Calcul de la résistance (R2)

$$R2 = \frac{V_B}{I_{POL}} = \frac{2.7}{285.7 * 10^{-6}} = 9.45 * 10^3 = 9.45 [k\Omega]$$

Tension collecteur (Vc) au repos

$$V_c \text{ repos} = \frac{(V_E + V_{SAT} + V_{ALIM})}{2} = \frac{(2 + 0.7 + 20)}{2} = 11.35 [V]$$

Calcul de la résistance (Rc)*

$$R_C = \frac{V_c \text{ repos}}{I_c \text{ repos}} = \frac{11.35}{1 * 10^{-3}} = 11.35 * 10^3 = 11.35 [k\Omega]$$

*Une analyse après la rédaction de ce rapport révèle une erreur fondamentale au niveau du calcul de cette résistance. En effet, le calcul ci-dessus implique que la tension souhaitée est égale à la chute de tension sur R_C, au lieu de la différence de potentiel par rapport à la tension d'alimentation.

Le calcul aurait dû être :

$$R_C = \frac{V_{ALIM} - V_c \text{ repos}}{I_c \text{ repos}} = \frac{20 - 11.35 [V]}{1 [\text{mA}]} = 8.65 [k\Omega]$$

L'utilisation de la résistance de 11.35 [kΩ] a eu pour conséquence de décaler le point de repos (V_c) à 20 – 11.35 = 8.65 [V]. Cependant le transistor se trouve encore dans la zone linéaire de fonctionnement, ce qui a fait que les gains obtenus sont corrects, avec une plage de fonctionnement réduite malheureusement. Le gain (Av) étant également proportionnel à cette résistance, s'est retrouvé plus élevé.

Calcul de la résistance (re)

$$re = \frac{25 [\text{mV}]}{I_e} = \frac{25 * 10^{-3}}{1 * 10^{-3}} = 25 [\Omega]$$

A vide

Choix de C2 à 100 [μF] pour avoir une valeur X_C assez petite pour ne pas dépasser Re.

$$X_C = \frac{1}{2 * \pi * C2 * f_C} = \frac{1}{2 * \pi * 100 * 10^{-6} * 100} = 15.91 [\Omega]$$

$$Re1 = X_C * 20 - re = 15.91 * 20 - 25 = 293.3 [\Omega]$$

$$Re2 = Re - Re1 = 2 * 10^3 - 293.3 = 1.707 * 10^3 = 1.707 [k\Omega]$$

$$RX = Re2//X_C = \frac{1}{\frac{1}{1.707 * 10^3} + \frac{1}{15.91}} = 15.76 [\Omega]$$

$$Av = \frac{-R_C}{Re1 + re + RX} = \frac{-11.35 * 10^3}{293.3 + 25 + 15.76} = -33.97$$

$$Ze = R1//R2//((Re1 + re) * \beta) = \frac{1}{\frac{1}{60.55 * 10^3} + \frac{1}{9.45 * 10^3} + \frac{1}{(293.3 + 25) * 70}} = 5.98 * 10^3 = 5.98 [k\Omega]$$

Avec charge

$$Rc' = Rc // RL = \frac{1}{\frac{1}{11.35 * 10^3} + \frac{1}{33 * 10^3}} = 8.445 * 10^3 = 8.445 [k\Omega]$$

$$Av = \frac{-Rc'}{(Re1 + re)} = \frac{-8.445 * 10^3}{(293.3 + 25)} = -26.53$$

Filtre passe haut en entrée

Pour obtenir l'atténuation à -3 dB, il faut que la fréquence fc' soit plus basse.

$$fc' = fc * \sqrt{\frac{1}{2^n} - 1} = 100 * \sqrt{\frac{1}{2^2} - 1} = 64.35 [Hz]$$

$$C1 = \frac{1}{2 * \pi * Ze * fc'} = \frac{1}{2 * \pi * 5.98 * 10^3 * 64.35} = 413 * 10^{-9} = 413 [nF]$$

$$C3 = \frac{1}{2 * \pi * fc * (Rc + RL)} = \frac{1}{2 * \pi * 100 * (11.35 * 10^3 + 33 * 10^3)} = 35.88 * 10^{-9} \\ = 35.88 [nF]$$

3 Simulation

Pour la simulation, il est demandé de déterminer le gain effectif de cet amplificateur lorsque :

- La tension V_C au repos est à +15 DC [V].
- La tension V_C au repos est à +7 DC [V].
- La tension V_C au repos est centrée dans la plage d'utilisation.

Une partie des simulations se trouvent en annexe.

3.1 Schémas de simulation

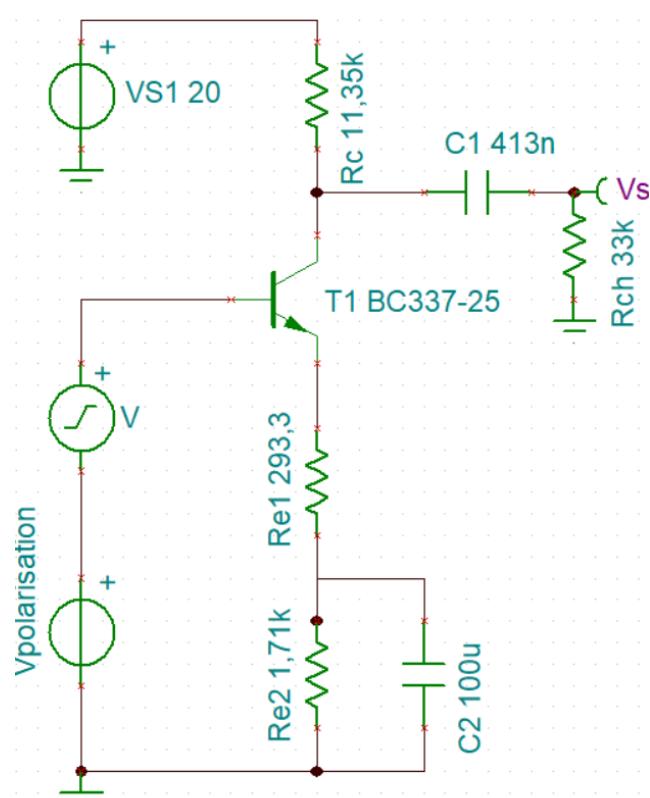


Figure 2 - Schéma de simulation avec la charge

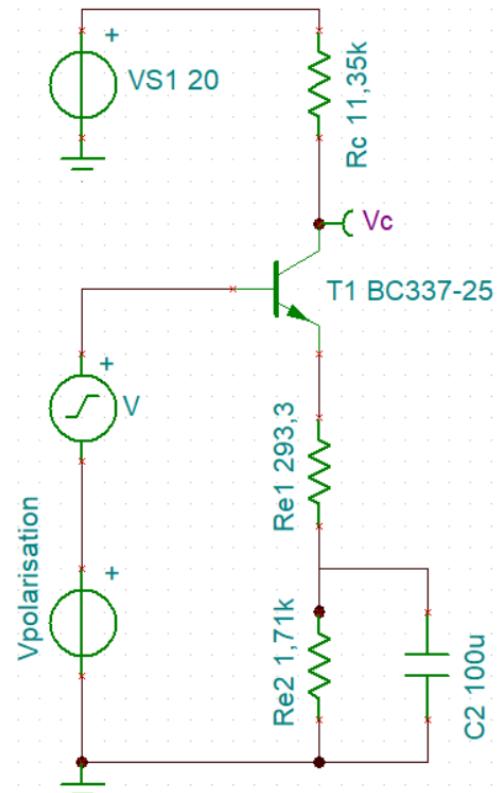


Figure 3 – Schéma de simulation à vide

3.2 Méthode de simulation

Afin d'analyser le gain effectif du circuit pour différents points de repos (V_C), en entrée une tension continue de polarisation ($V_{polarisation}$) est mise en série avec un signal d'entrée sinusoïdal (5 [mVpp], 1 [kHz]). La valeur de $V_{polarisation}$ est ajustée par calcul pour obtenir les tensions au collecteur (V_C) requises pour chaque simulation.

Enfin, pour vérifier la linéarité, le point de repos est centré sur la plage dynamique et le signal d'entrée est remplacé par un signal triangulaire de grande amplitude à 1 [kHz].

3.3 Résultats de la simulation

Calcul du point de repos V_C pour 15 [V] dans la zone linéaire

$$U_{RC} = 20 - 15 = 5 \text{ [V]}$$

$$I_C = I_E = U_{RC} / R_C = 5 \text{ [V]} / 11.35 \text{ [k}\Omega\text{]} = 441 \text{ [\mu A]}$$

$$V_E = (R_{E1} + R_{E2}) * I_E = (293.3 + 1707) * 440.5 \text{ [\mu A]} = 881.1 \text{ [mV]}$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 0.881 + 0.7 = 1.581 \text{ [V]}$$

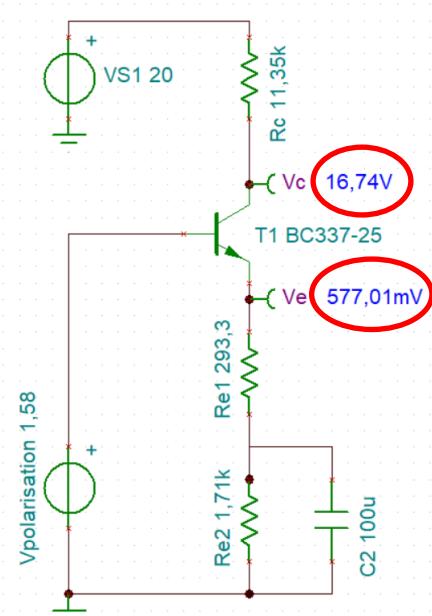


Figure 4 - Tensions continues DC mesurées afin d'obtenir la tension V_C de repos souhaitée

En réglant la tension d'alimentation ($V_{polarisation}$) sur V_B à 1.58 [V], la tension de point de repos sur le collecteur du transistor (V_C) est mesurée à 16.74 [V]. Ceci est dû à la tension V_{BE} qui n'est pas à 0.7 [V] mais à 1.58 – 0.577 [V] = 1.003 [V].

La valeur retenue sera donc arrondie à 1 [V] pour la suite des calculs restants du point de repos.

Ajustement de la tension de polarisation ($V_{polarisation}$) pour le point de repos à 15 [V]

$$V_B = V_E + V_{BE} = 0.881 + 1 = 1.881 \text{ [V]}$$



Figure 5 - Mesure de la tension de repos (Curseur A, rouge) ainsi que de l'amplitude V_c à son maximum, à vide (Curseur B, bleu)

La tension d'entrée sinusoïdale (V) oscille entre 5 et -5 [mV]. La tension de sortie V_C est déphasée par rapport à celle-ci comme attendu, cela confirme le gain négatif du montage. La tension centrale, qui correspond à la tension de repos, est mesurée à 15.1 [V].

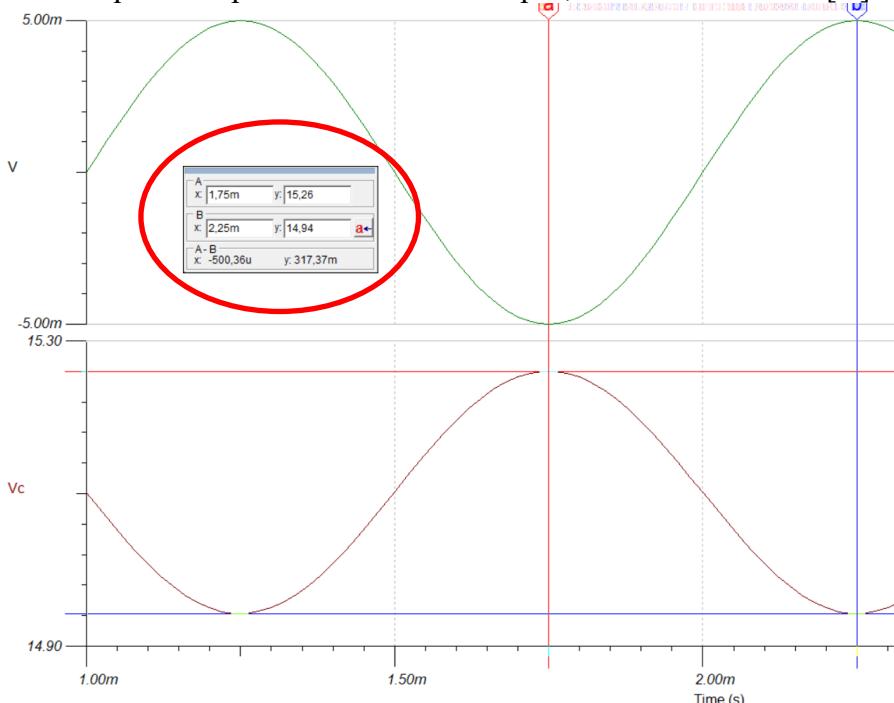


Figure 6 - Mesure de l'amplitude de sortie V_C à vide

La tension maximale sur le collecteur (V_C) est mesurée à 15.26 [V] et la minimale à 14.94 [V] ce qui correspond à une amplitude de 317 [mV].

A partir de ces valeurs on peut calculer le gain à vide :

$$Av = -\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{317 \text{ [mV]}}{10 \text{ [mV]}} = -31.7$$

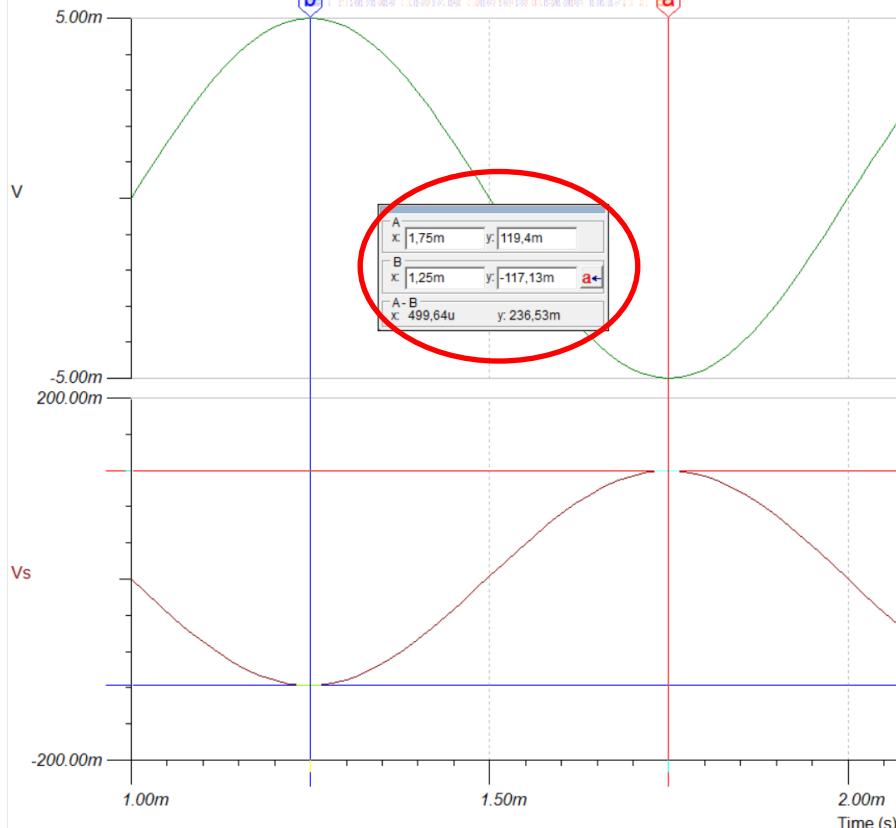


Figure 7 - Mesure de l'amplitude de sortie V_s

La tension maximale sur la sortie (V_s) est mesurée à 119 [mV] et la minimale à -117 [mV] ce qui correspond à une amplitude de 237 [mV].

Calcul du nouveau gain :

$$Av = -\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{237 \text{ [mV]}}{10 \text{ [mV]}} = -23.7$$

3.3.1 Point de repos centré sur la plage d'utilisation

Cette simulation se trouve en annexe au point 6.2.2.

3.3.2 Simulation de la linéarité du signal

Un signal d'entrée de forme triangulaire est réglé à une valeur de tension empirique de 450 [mV], autour de la tension continue centrale de fonctionnement calculée précédemment.

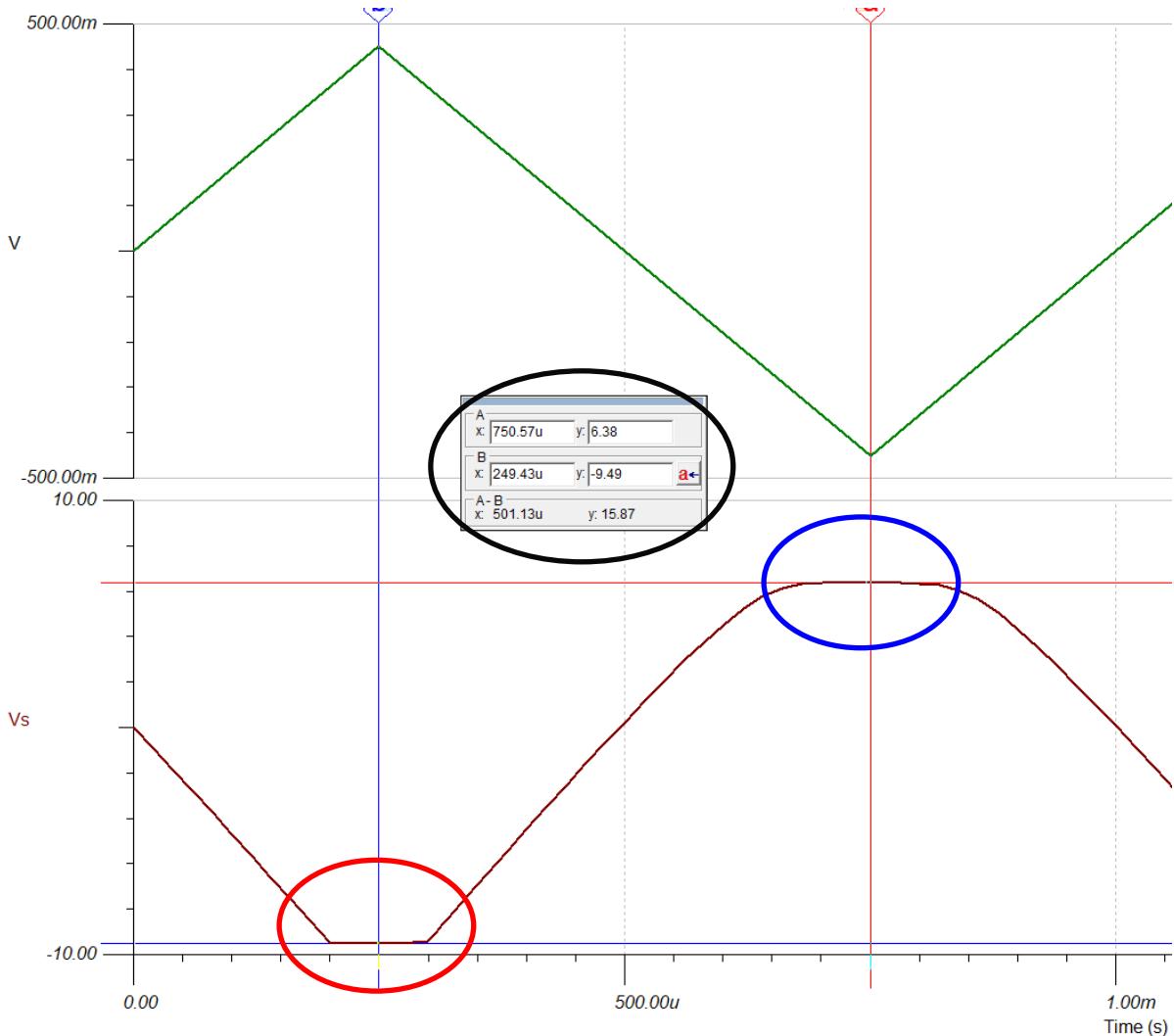


Figure 8 - Rendu de la simulation de la linéarité du signal en fonction d'un signal d'entrée triangulaire de grande amplitude

En appliquant une tension d'entrée AC (V) d'amplitude assez élevée la tension se retrouve écrêtée à la sortie. Ceci est dû aux limites de la dynamique du transistor. Cette distorsion indique que le gain de l'amplificateur n'est pas constant sur toute l'excursion du signal et que le transistor s'éloigne de son fonctionnement linéaire idéal.

La partie supérieure du signal de sortie (V_s , en bleu sur la figure 7) apparaît tassée et arrondie car on se trouve au point de blocage du transistor.

La partie basse du signal de sortie (V_s , en rouge sur la figure 7) se trouve coupée nettement. Ceci est dû au fait que le transistor se trouve en saturation à ce moment.

4 Mesures

4.1 Méthode de mesure

4.1.1 Liste de matériel

Désignation	Marque	Type	Caractéristique	N° d'inventaire
G1	GW instek	GPS-3303	Alimentation	ES.SLO1.00.02.14
G2	GW instek	AFG-2225	Générateur de fréquence	ES.SLO1.04.00.26
P1	GW instek	GMD-396	Multimètre (mode voltmètre)	ES.SLO1.00.04.18
P2	GW instek	GMD-396	Multimètre (mode ampèremètre)	ES.SLO1.00.04.18
P3	GW instek	MDO34	Oscilloscope	ES.SLO1.04.00.46

Désignation	Composant	Valeur
R1	Résistance	60.5 [kΩ]
R2	Résistance	9.4 [kΩ]
Re1	Résistance	293 [Ω]
Re2	Résistance	1.7 [kΩ]
R _C	Résistance	11.35 [kΩ]
R3	Résistance	33 [kΩ]
C1	Condensateur	353 [nF]
C2	Condensateur	100 [μF]
C3	Condensateur	35 [nF]

4.1.2 Réglage des appareils

Alimentation (G1) :

L'alimentation est réglée à +20 [V] DC.

Générateur de fréquence (G2) :

Le générateur de fréquence va avoir plusieurs paramètres en fonction des mesures effectuées.
Pour la mesure au repos, il ne sera pas utilisé.

Voltmètre et ampèremètre (P1 et P2) :

P1 et P2 sont tous les deux le même modèle de multimètre mais réglés en différents modes, voltmètre et ampèremètre respectivement.

Oscilloscope (P3) :

L'oscilloscope est branché en haute impédance (1 [MΩ]) sur chaque canal pour ne pas perturber la mesure, avec un couplage d'entrée DC.

Le déclenchement (trigger) est configuré en mode auto, sur le front montant du canal 1, correspondant au signal d'entrée.

4.1.3 Schéma de mesure

4.1.3.1 Condition repos

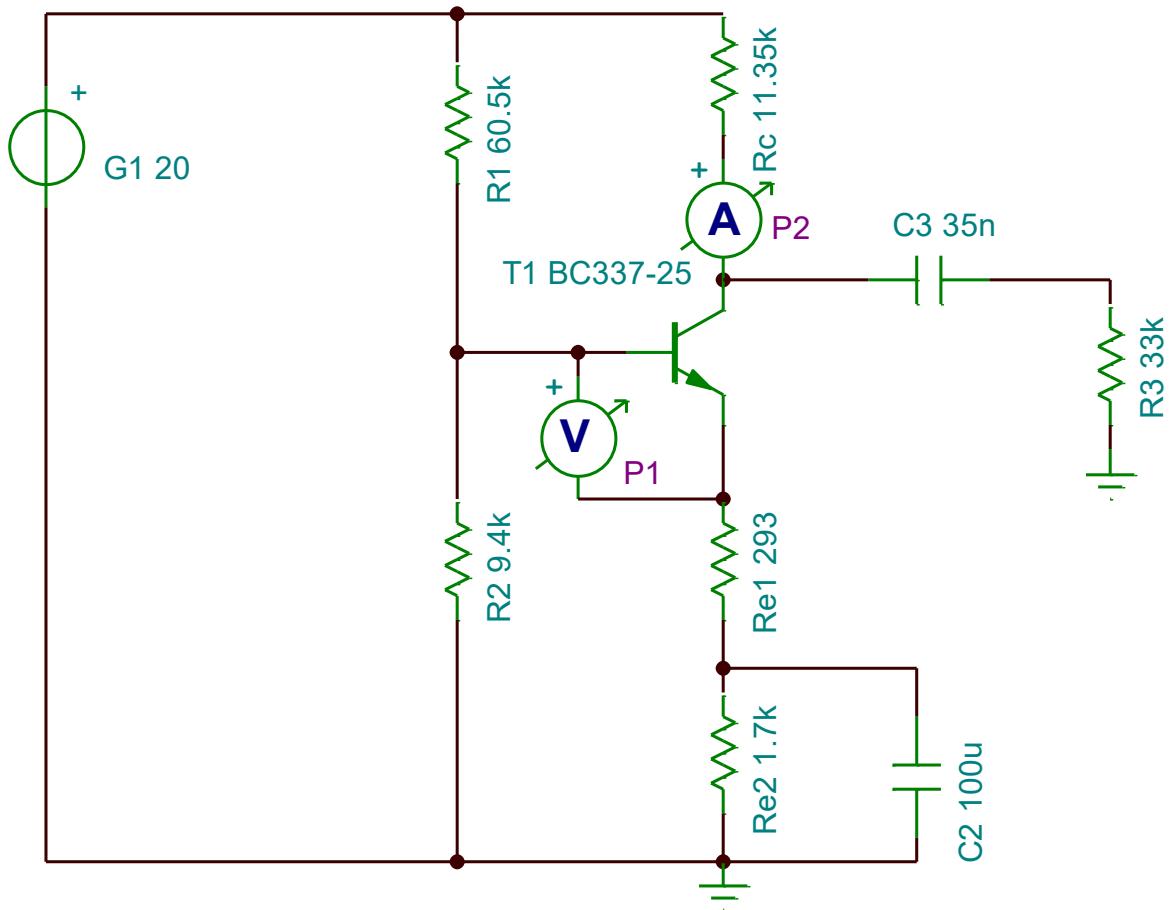


Figure 9 - Schéma de mesure en condition de repos

Pour les autres mesures P1 va changer de position pour mesurer la tension Vrms à la base, collecteur et émetteur du transistor.

Mesure V_B	Mesure V_C	Mesure V_E
 Figure 10 - Positionnement de P1 pour la mesure de la tension V_B	 Figure 11 - Positionnement de P1 pour la mesure de la tension V_C	 Figure 12 - Positionnement de P1 pour la mesure de la tension V_E

4.1.3.2 Diagramme de Bode d'amplitude et phase

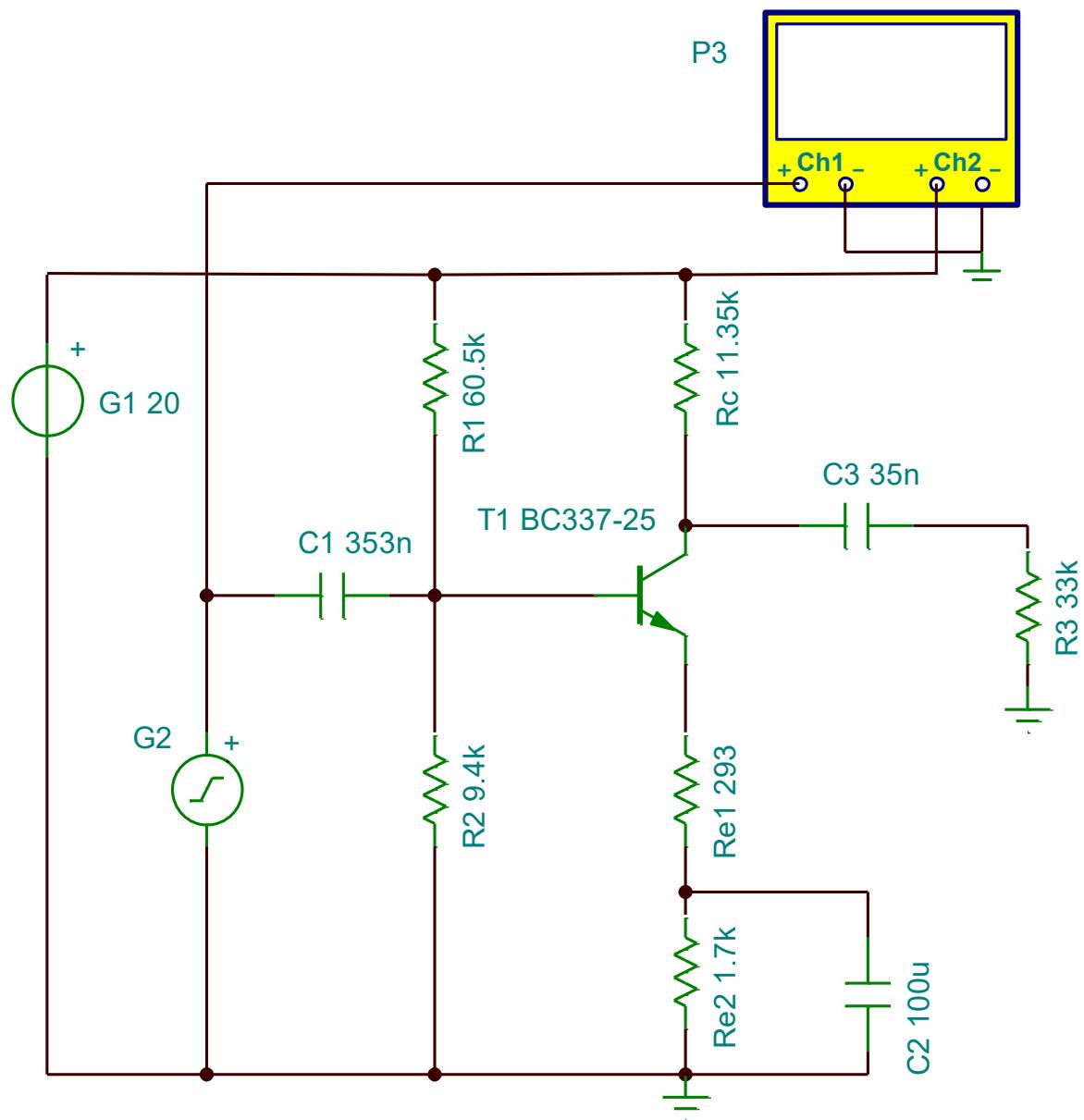


Figure 13 - Schéma de mesure pour le diagramme de Bode et de phase

4.1.3.3 Impédance d'entrée et de sortie

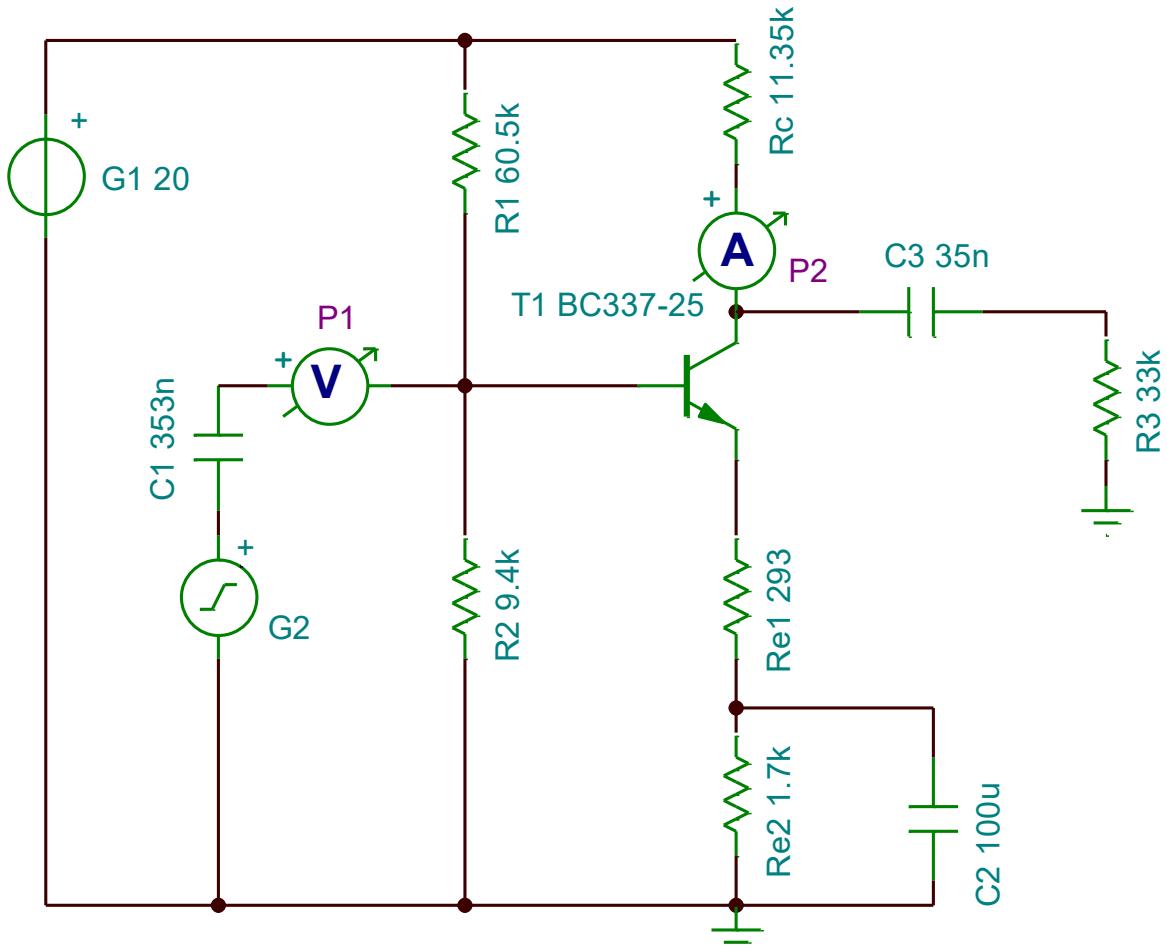


Figure 14 - Schéma de mesure pour la mesure des impédances d'entrée et de sortie

Pour la mesure de l'impédance de sortie P2 se met à la suite de C3 et P1 en parallèle à P1.

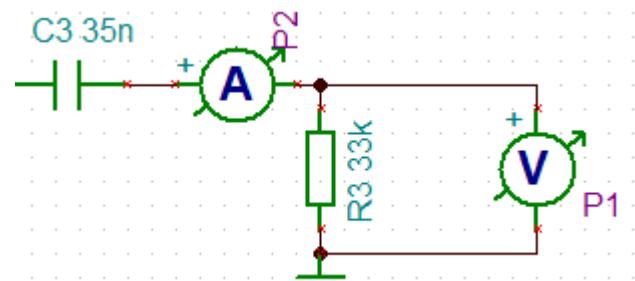


Figure 15 - Positionnement de P1 et P2 pour la mesure de l'impédance de sortie

4.1.4 Précautions à prendre

Afin de garantir la fiabilité des signaux : utilisation des fils de connexion les plus courts possibles.

4.2 Résultats des mesures

4.2.1 Condition repos

Composant	V_E [V _{RMS}]	V_B [V _{RMS}]	V_{BE} [V _{RMS}]	V_C [V _{RMS}]	I_C [mA]
T1	2.079	2.685	0.60	6.92	1.1

La tension sur l'émetteur (V_E) est mesurée à 2.079 [V]. Connaissant la résistance totale sur l'émetteur ($R_{Etot} = R_{E1} + R_{E2} = 1700 + 293 = 1993 \Omega$), nous pouvons en déduire le courant d'émetteur réel :

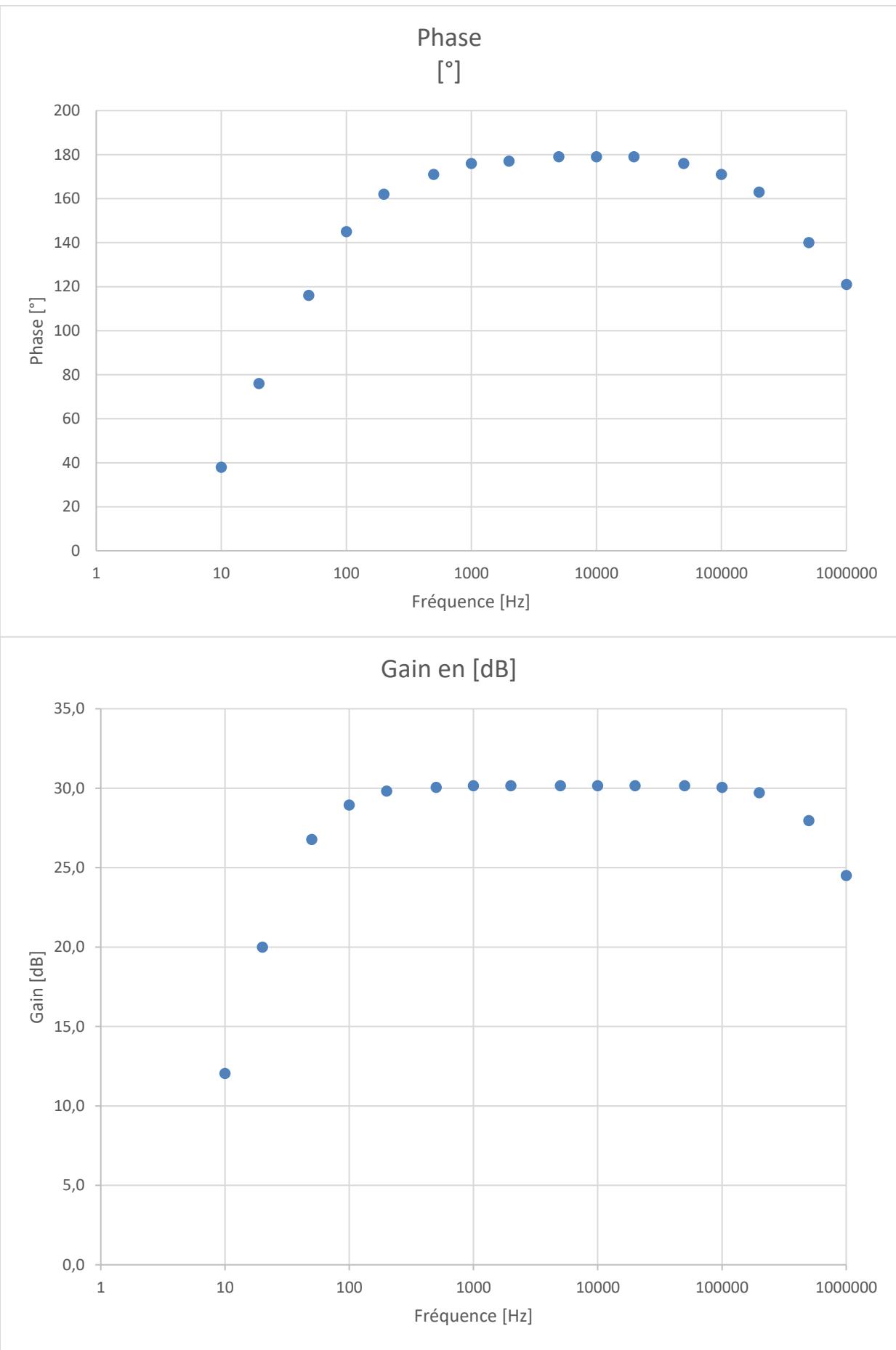
$$I_E = \frac{V_E}{R_{Etot}} = \frac{2.079}{1993} = 1.04 \text{ [mA]}$$

Cette valeur est extrêmement proche du courant collecteur mesuré à l'ampèremètre ($I_C = 1.1 \text{ [mA]}$). Cet écart s'explique par les tolérances de mesure. L'objectif d'un courant de repos de 1 [mA] est donc atteint et validé.

4.2.2 Diagramme de Bode d'amplitude et phase

Tableau récapitulatif des valeurs mesurées d'amplitude et de phase en fonction de la fréquence du signal d'entrée :

Fréquence [Hz]	Amplitude [V]	Phase [°]	Rapport Vout / Vin	Gain en [dB]
10	0.80	38	4.00	12.0
20	2.00	76	10.0	20.0
50	4.36	116	21.8	26.8
100	5.60	145	28.0	28.9
200	6.20	162	31.0	29.8
500	6.36	171	31.8	30.0
1000	6.44	176	32.2	30.2
2000	6.44	177	32.2	30.2
5000	6.44	179	32.2	30.2
10000	6.44	179	32.2	30.2
20000	6.44	179	32.2	30.2
50000	6.44	176	32.2	30.2
100000	6.36	171	31.8	30.0
200000	6.12	163	30.6	29.7
500000	5.00	140	25.0	28.0
1000000	3.36	121	16.8	24.5



En basse fréquence, les valeurs obtenues sont cohérentes par rapport au calculs théoriques qui prévoient une fréquence de coupure (f_c') du filtre passe haut à l'entrée de 64.35 [Hz].

Dans la bande passante, qui se situe entre la fréquence de coupure et les hautes fréquences soit jusqu'à environ 100 [kHz], le gain reste constant autour des 30 [dB] ce qui est cohérent par rapport au dimensionnement théorique qui prévoyait un gain supérieur à 30. Dans cette plage, le déphasage est mesuré entre 176 et 179 degrés. Cela confirme le comportement inverseur de l'amplificateur à émetteur commun (déphasage théorique de 180° entre l'entrée et la sortie).

La diminution du gain à haute fréquence (à partir de 100 [kHz]) est principalement due à l'effet Miller (Voir théorie du cours point 2.1.1 page 24 et 25).

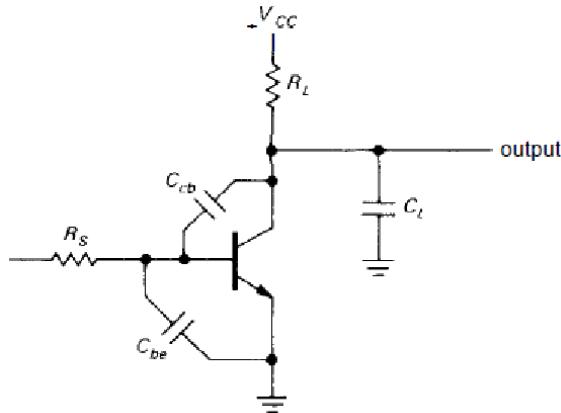


Figure 16 - Illustration de l'effet Miller prise de la théorie sur les transistors, page 24

Les capacités parasites du transistor, telles que celle entre le collecteur et la base (C_{cb}), multipliée par le gain en tension (A_v) du montage qui s'ajoute à la capacité entre la base et l'émetteur (C_{be}) forment un filtre passe-bas. C'est ce qui provoque l'atténuation observée sur le diagramme de Bode.

4.2.3 Impédance d'entrée et de sortie

Calcul de l'impédance (Z) :

$$Z = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

Mesure	Vrms [V]	Ic et Ir [μA]
Impédance d'entrée	2.685	208
Impédance de sortie	7.69	4.80

$$Z = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{2.685}{208 * 10^{-6}} = 12.91 * 10^3 = 12.91 [\text{k}\Omega]$$

$$Z = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{7.69}{4.8 * 10^{-6}} = 1.6 * 10^6 = 1.6 [\text{M}\Omega]$$

L'impédance d'entrée est normalement la combinaison de la résistance de base du transistor et des résistances de polarisation. Elle est suffisante et correspond parfaitement au comportement théorique d'un émetteur commun.

Le collecteur d'un transistor en émetteur commun est naturellement une source de courant, ce qui donne une impédance de sortie très grande d'où les MΩ.

5 Conclusion

Ce rapport avait pour objectif le dimensionnement, la simulation et la réalisation du montage d'un amplificateur à émetteur commun.

Les mesures effectuées confirment le fonctionnement du montage. Nous avons obtenu un de 30 dB dans la bande passante, respectant ainsi le cahier des charges. L'analyse avec le Diagramme de Bode a validé le comportement du filtre passe-haut en entrée et l'impact de l'effet Miller sur les hautes fréquences.

Une analyse critique des résultats a mis en lumière une confusion initiale dans le calcul de la résistance de collecteur (R_C), où la chute de tension a été confondue avec le potentiel de repos.

Cette erreur de dimensionnement a eu pour conséquence de décaler le point de repos réel, confirmé par notre mesure de V_C à 6.92 [V], au lieu des 11.35 [V] visés initialement.

Ce rapport a ainsi souligné l'importance de la différence entre potentiel et différence de potentiel, tout en démontrant la robustesse du montage en émetteur commun qui reste fonctionnelle même avec un point de repos décalé.

6 Annexes

6.1 Valeurs prises de la datasheet du transistor

Ci-dessous se trouvent les captures d'écran des tableaux des valeurs utilisées dans ce rapport provenant de la datasheet du transistor, le lien de la datasheet se trouve dans les sources.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector – Emitter Voltage	V_{CEO}	45	Vdc
Collector – Base Voltage	V_{CBO}	50	Vdc
Emitter – Base Voltage	V_{EBO}	5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	800	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Figure 17 - Valeurs maximales admises dans le fonctionnement normal du transistor

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$) ($I_C = 300 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$)	h_{FE} $V_{BE(on)}$	100 160 250 60	— — — —	630 400 630 —	— — — —
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 300 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$)	$V_{BE(on)}$	—	—	1.2	Vdc
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 500 \text{ mA}, I_B = 50 \text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	—	0.7	Vdc

Figure 18 - Valeurs critiques tirées de la datasheet du transistor

6.2 Résultats des simulations

6.2.1 Point de repos V_C à 7 [V]

$$U_{RC} = 20 - 7 = 13 \text{ [V]}$$

$$I_C = I_E = U_{RC} / R_C = 13 \text{ [V]} / 11.35 \text{ [k}\Omega\text{]} = 1.145 \text{ [mA]}$$

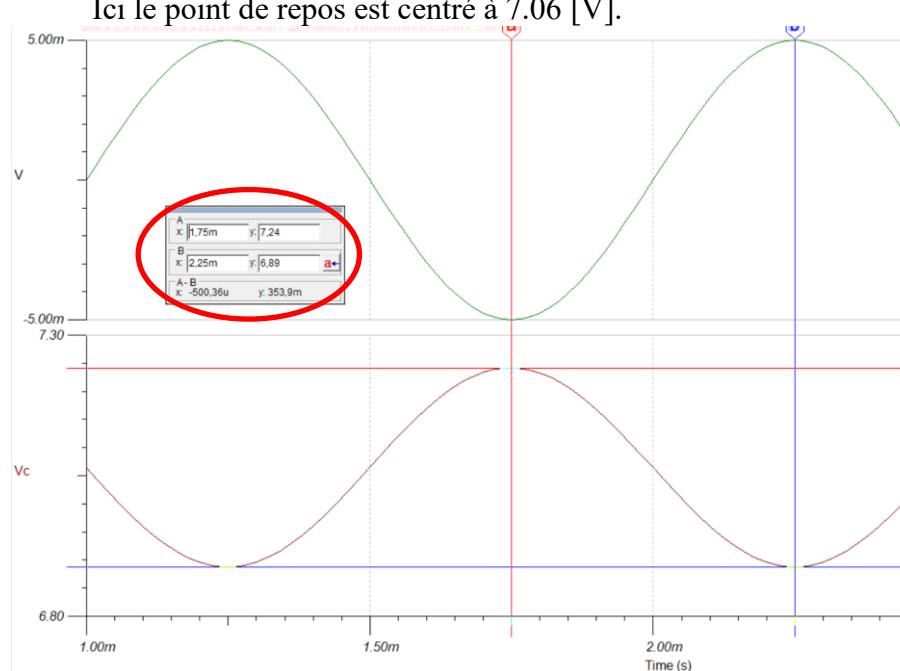
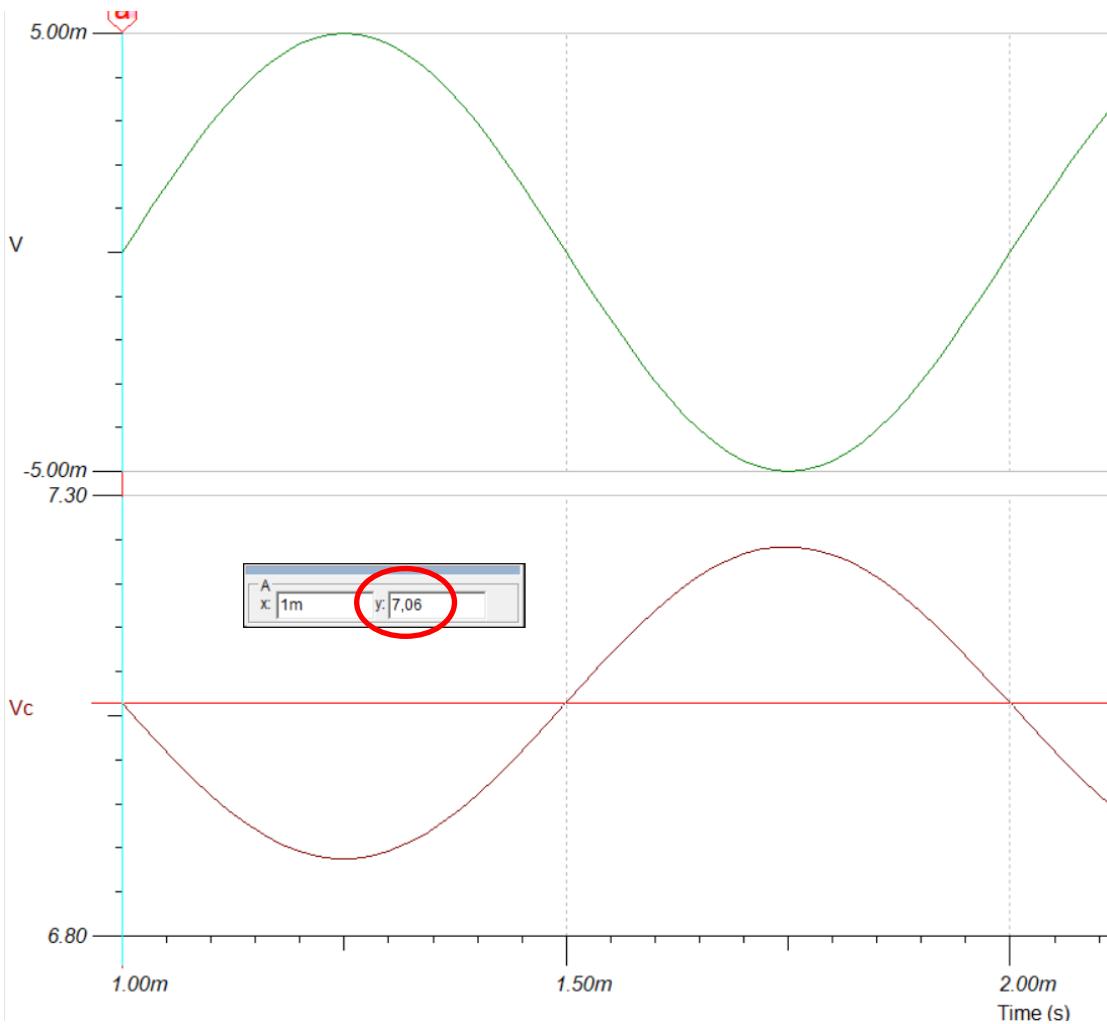
$$V_E = (R_E1 + R_E2) * I_E = (293.3 + 1707) * 1.145 \text{ [mA]} = 2.29 \text{ [V]}$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2.29 + 1 = 3.29 \text{ [V]}$$

Après un essai la tension V_{BE} a encore changé pour se positionner à 1.04 [V]. Ce qui résulte en un point de repos V_C à 7.29 [V].

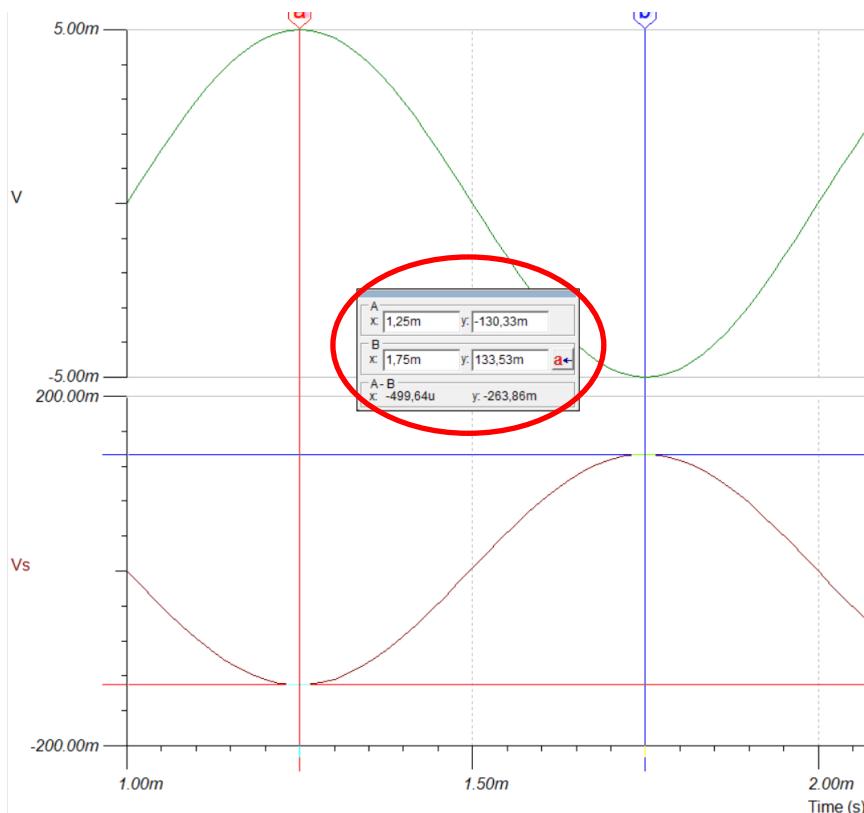
La valeur de V_B est donc réajustée pour se rapprocher des 7 [V] :

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2.29 + 1.04 = 3.33 \text{ [V]}$$



La tension maximale sur V_C est mesurée à 7.24 [V] et la minimale à 6.89 [V] ce qui correspond à une amplitude de 354 [mV].
A partir de ces valeurs on peut calculer le gain à vide :

$$Av = -\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{354 \text{ [mV]}}{10 \text{ [mV]}} = -35.4$$



La tension maximale sur V_S est mesurée à 134 [mV] et la minimale à -130 [mV] ce qui correspond à une amplitude de 264 [mV].

Calcul du nouveau gain :

$$Av = -\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{264 \text{ [mV]}}{10 \text{ [mV]}} = -26.4$$

Figure 21 - Mesure de l'amplitude de sortie V_S

6.2.2 Point de repos centré sur la plage d'utilisation

Tension V_C au repos calculée précédemment dans le développement théorique : 11.35 [V].

$$U_{RC} = 20 - 11.35 = 8.65 \text{ [V]}$$

$$I_C = I_E = U_{RC} / R_C = 8.65 / 11.35 = 762 \text{ [\mu A]}$$

$$V_E = (R_E1 + R_E2) * I_E = (293.3 + 1707) * 762 \text{ [\mu A]} = 1.524 \text{ [V]}$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1.524 + 1 = 2.524 \text{ [V]}$$

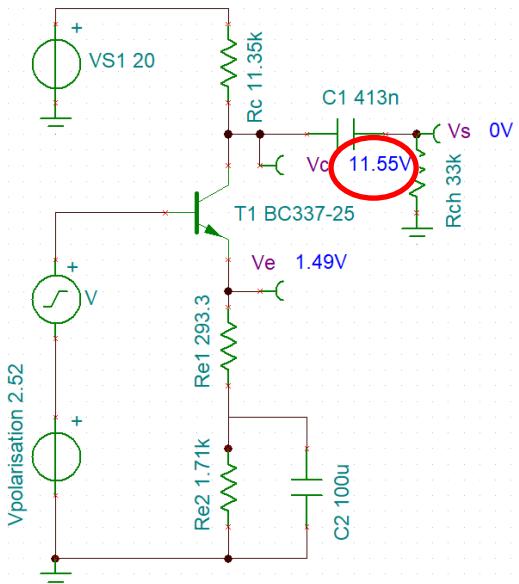


Figure 22 - Mesure du point de repos V_C

Ici le point de repos (V_C) se mesure à 11.55 [V].



Figure 23 - Mesure de la tension de sortie V_C à vide

La tension maximale sur V_C est mesurée à 11.72 [V] et la minimale à 11.38 [V] ce qui correspond à une amplitude de 341 [mV].

Calcul du nouveau gain :

$$Av = -\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{341 \text{ [mV]}}{10 \text{ [mV]}} = -34.1$$

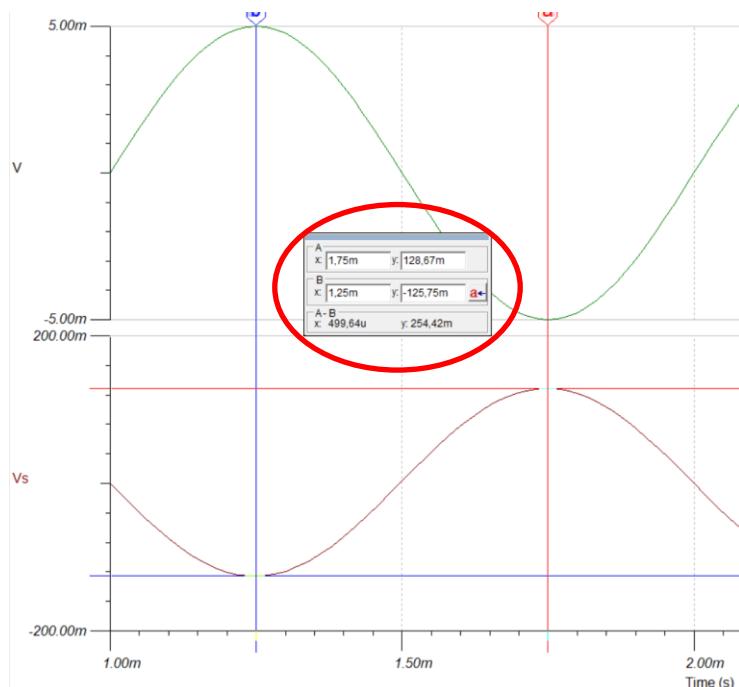


Figure 24 - Mesure de la tension de sortie V_s

La tension maximale sur V_s est mesurée à 129 [mV] et la minimale à -126 [mV] ce qui correspond à une amplitude de 254 [mV]. Calcul du nouveau gain :

$$Av = -\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{254 \text{ [mV]}}{10 \text{ [mV]}} = -25.4$$

7 Sources

Fiche technique (datasheet) du transistor (fabricant ON Semiconductor) :
<https://www.digikey.ch/en/htmldatasheets/production/99454/0/0/bc337>

Guides rédactionnels :

<http://www.cmefe.ch/cours/Notes/CMEFE-rapportscientifique.pdf>

https://accros.etsmtl.ca/Rapports/findetudes/rapport_fin_etudes/guide_structure.pdf

https://loop.gel.ulaval.ca/fileadmin/documents/Liens_utiles/Guide_redaction_V2004.pdf

Précision des mesures : \SL132_ELAN\TPPrécisionMesureOscillo v2b.pdf

Théorie du cours : \ETML_SLO - Supports de cours\SL132_ELAN\Theorie\ELAN-Ch2_Transistors (v1.8).pdf

Outil d'assistance (« IA ») :

Un outil de traitement linguistique fondé sur un modèle de langage de grande taille¹ développé par Google a été utilisé pour assister à la relecture et à la mise en forme du présent rapport.

Son intervention s'est strictement limitée à la reformulation et la synthèse des documents et données de référence fournis (Les guides rédactionnels notamment).

Aucun contenu ajouté ne provient de sources extérieures à celles utilisées dans le cadre de ce travail.

https://fr.wikipedia.org/wiki/Grand_mod%C3%A8le_de_langage

¹