

Rapport de laboratoire

Ecole supérieure

Électronique

Salle R112

Amplificateur en émetteur commun

Réalisé par :

Noé Alam
Bilal Zitouni

A l'attention de :

Juan José Moreno
Philippe Bovey

Dates :

Début du laboratoire : 10 novembre 2025
Fin du laboratoire : 08 décembre 2025

Table des matières :

Amplificateur en émetteur commun.....	1
1 But du travail pratique.....	5
2 Liste de matériel.....	5
2.1 Appareil de mesure.....	5
2.2 Composant.....	5
3 Analyse théorique	6
3.1 Schéma de principe	6
3.2 Dimensionnement des composants	7
4 Simulation Du montage en mode DC.....	9
4.1 Objectif	9
4.2 Schéma de simulation	9
4.3 Méthode de simulation.....	9
4.4 Résultats de simulation.....	10
4.5 Analyse de la simulation	10
5 Simulation des gains effectif.....	11
5.1 Objectif	11
5.2 Schéma simulation avec V_c au repos centré dans la plage d'utilisation	11
5.3 Méthode de simulation.....	12
5.4 Simulation avec V_c au repos centré dans la plage d'utilisation	12
5.5 Schéma de simulation pour $V_c = 7V$ et $V_c = 15V$	14
5.6 Calcul $V_{polarisation}$ pour $V_c = 15V$	14
5.7 Calcul $V_{polarisation}$ pour $V_c = 7V$	14
5.8 Méthode de simulation.....	15
5.9 Simulation avec V_c à $15V$	15
5.10 Simulation avec V_c à $7V$	17
6 Simulation de la linéarité du signal de sortie.....	19
6.1 Objectif	19
6.2 Schéma de simulation	19
6.3 Calcule amplitude signal triangulaire	19
6.4 Méthode de simulation.....	20
6.5 Résultat de simulation	20
6.6 Analyse de la simulation.....	21
7 Mesures.....	22
7.1 Condition en repos.....	22
7.1.1 Schéma de mesure.....	22
7.1.2 Méthode de mesure.....	23
7.1.3 Tableau de mesures	23
7.1.4 Tableau comparatif.....	23
7.1.5 Observation.....	23
7.2 Diagrammes de Bode	24
7.2.1 Schéma de mesure.....	24
7.2.2 Méthode de mesure.....	24
7.2.3 Exemple de mesure bode d'amplitude.....	25
7.2.3.1 Mesure à $10Hz$	25
7.2.3.2 Mesure à $5kHz$	25
7.2.4 Bode d'amplitude	26

7.2.4.1 Observations.....	26
7.2.5 Bode de phase.....	27
7.2.5.1 Rappel sur la mesure du déphasage.....	27
7.2.5.2 Exemple de mesure phase à 10 Hz.....	27
7.2.5.3 Exemple de mesure phase à 5kHz.....	28
7.2.5.4 Diagramme de phase.....	28
7.2.5.5 Observation.....	28
7.3 Impédance d'entrée et sortie.....	29
7.3.1 Schéma de mesure Z_{in}	29
7.3.2 Calculs théoriques de Z_{in}	29
7.3.3 Méthode de mesure.....	29
7.3.4 Mesure de Z_{in}	30
7.3.4.1 Comparaison théorie mesure.....	30
7.3.5 Schéma de mesure Z_{out}	30
7.3.6 Méthode de mesure pour Z_{out}	30
8 Conclusion.....	32
9 Annexe.....	33
9.1 Tableau de valeurs gain et phase.....	33

1 But du travail pratique

Le But de ce travail pratique est de dimensionner et d'analyser un amplificateur à émetteur commun. Cela comprend la conception du circuit pour répondre au cahier des charges, en garantissant un fonctionnement en régime DC et AC. Le montage sera simulé et monté sur une plaque de teste afin de comparer les mesures pratique et simulées.

2 Liste de matériel

2.1 Appareil de mesure

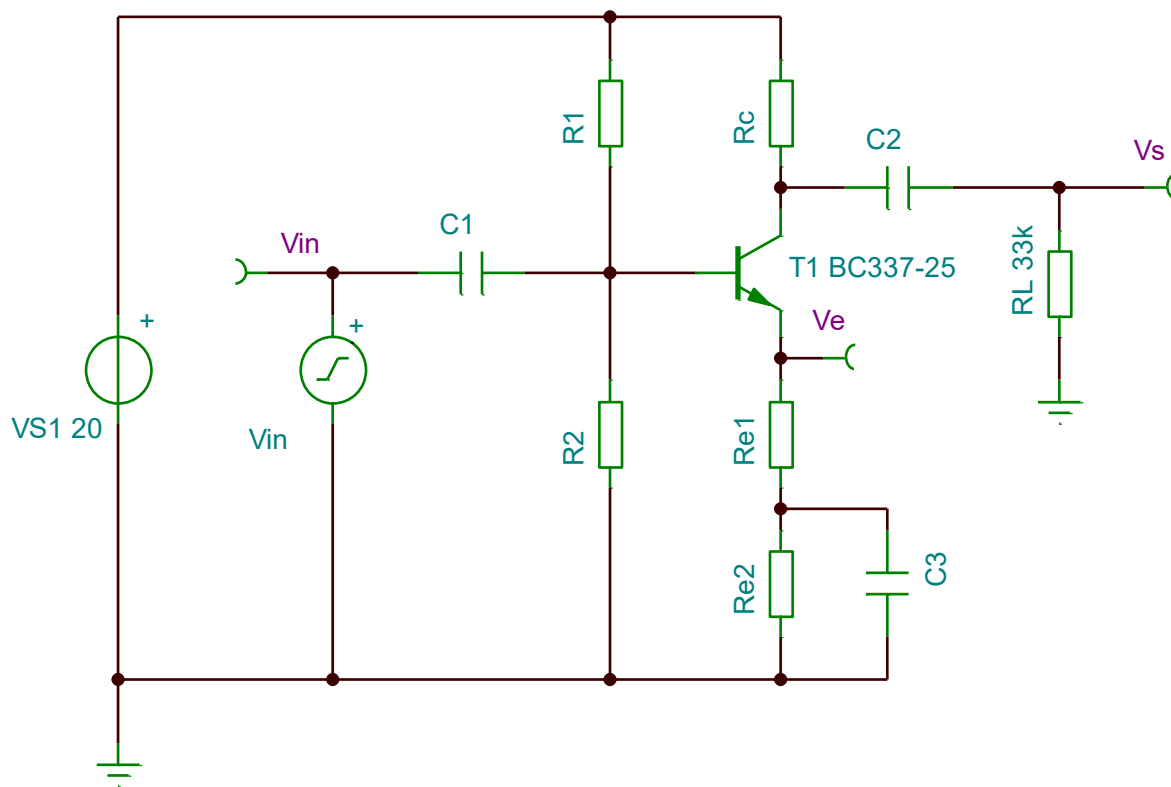
Dénomination	Marque	Type	Caractéristique	N° d'inventaire
G1	Tollner	TOE7741	Gnérateur de fonction 1mHZ – 100kHz	ES.SLO1.00.03.05
G2	Gwinstek	AFG-2225	Générateur de fonction	ES.SLO. 04.00.23
P1	GwINSZEK	GDM-396	Voltmètre	R112-07
P2	GwINSZEK	GDM-396	Ampèremètre	R112-07
P3	Textronix	MDO34	100Mhz/2.5GS/s	ES.SLO.04.00.43

2.2 Composant

Dénomination	Composant	Valeur	Unité
R1	Résistance	91	kΩ
R2	Résistance	15	kΩ
RC	Résistance	9.1	kΩ
Re1	Résistance	200	Ω
Re2	Résistance	1.8	kΩ
Rch	Résistance	33	kΩ
C1	Condensateur	270	nF
C2	Condensateur	47	nF
C3	Condensateur	100	uF

3 Analyse théorique

3.1 Schéma de principe



3.2 Dimensionnement des composants

$$I_c = I_e = 1 \text{ mA} \quad f_c = 80 \text{ Hz} \quad R_L = 33 \text{ k}\Omega \quad V_e = 2 \text{ V}$$

$$V_{be} = 0,65 \text{ V} \quad \beta = 75 \quad V_{s1} = 20 \text{ V} \quad V_{cesat} = 0,2 \text{ V} \quad A_v = 40$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{75} = 13,33 \mu\text{A}$$

$$I_{R1} = I_b \cdot 15 = 13,33 \cdot 10^{-6} \cdot 15 = 200 \mu\text{A}$$

$$U_{R2} = V_e + V_{be} = 2 + 0,65 = 2,65 \text{ V}$$

$$I_{R2} = I_{R1} - I_b = 200 \cdot 10^{-6} - 13,33 \cdot 10^{-6} = 186,66 \mu\text{A}$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{2,65}{186,66 \cdot 10^{-6}} = 14,2 \text{ k}\Omega \Rightarrow E12: 15 \text{ k}\Omega$$

$$U_{R1} = V_{s1} - U_{R2} = 20 - 2,65 = 17,35 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{17,35}{200 \cdot 10^{-6}} = 86,75 \text{ k}\Omega \Rightarrow E24: 91 \text{ k}\Omega$$

$$R_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{2}{1 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega \Rightarrow E24: 0 \text{ k}\Omega$$

$$U_{Rc} = \frac{V_{s1} - V_e - V_{cesat}}{2} = \frac{20 - 2 - 0,2}{2} = 8,9 \text{ V}$$

$$R_c = \frac{U_{Rc}}{I_c} = \frac{8,9}{1 \cdot 10^{-3}} = 8,9 \text{ k}\Omega \Rightarrow E24: 9,1 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_e} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 25 \Omega$$

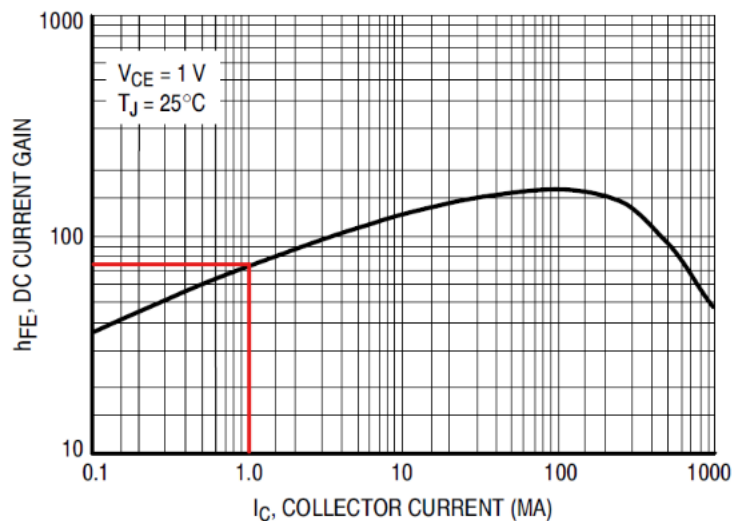
$$R_{e1} = \frac{-R_c}{-A_v} - r_e = \frac{-8,9 \cdot 10^3}{-40} - 25 = 197,5 \Omega \Rightarrow E24: 200 \Omega$$

$$R_{e2} = R_e - R_{e1} = 2 \cdot 10^3 - 197,5 = 1,802 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow E12: 1,8 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned}
 Z_i &= R_1 \parallel R_2 \parallel ((R_{e1} + r_e)(\beta + 1)) \\
 &= 86,75 \cdot 10^3 \parallel 14,2 \cdot 10^3 \parallel ((197,5 + 25)(75 + 1)) \\
 &= 7,088 \text{ k}\Omega \\
 Z_1 &= \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot Z_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 80 \cdot 7,088 \cdot 10^3} = 280,7 \text{ }\mu\text{F} \\
 &\Rightarrow \text{E12: } 270 \text{ }\mu\text{F} \\
 Z_{C3} &= \frac{R_{e1}}{10} = \frac{197,5}{10} = 19,75 \text{ }\Omega \\
 C_3 &= \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot Z_{C3}} = 100,73 \text{ }\mu\text{F} \Rightarrow \text{E12: } 100 \text{ }\mu\text{F} \\
 C_2 &= \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot (R_C + R_L)} = \frac{1}{2\pi \cdot 80 \cdot (8,5 \cdot 10^3 + 33 \cdot 10^3)} \\
 &= 47 \text{ }\mu\text{F} \Rightarrow \text{E12: } 0K
 \end{aligned}$$

Pour calculer I_b nous avons choisi notre β par rapport au à la courbe trouvable dans le datasheet, ce graph montre le gain β par rapport au courant du collecteur I_C comme le courant imposé est de 1mA le β est de 75.

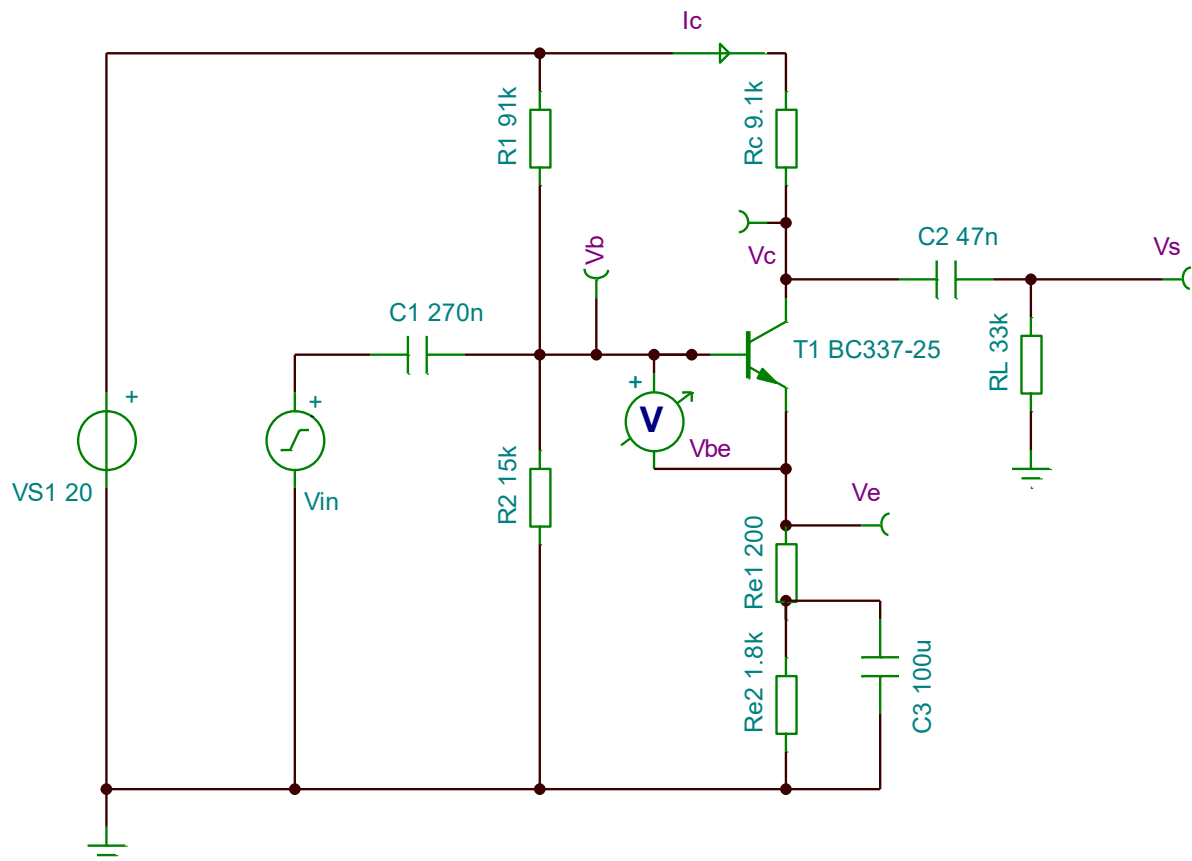


4 Simulation Du montage en mode DC

4.1 Objectif

Simuler le montage pour observer les valeurs de I_c , V_c , V_b , V_{be} et V_e en mode DC et les comparées avec les valeurs calculées.

4.2 Schéma de simulation



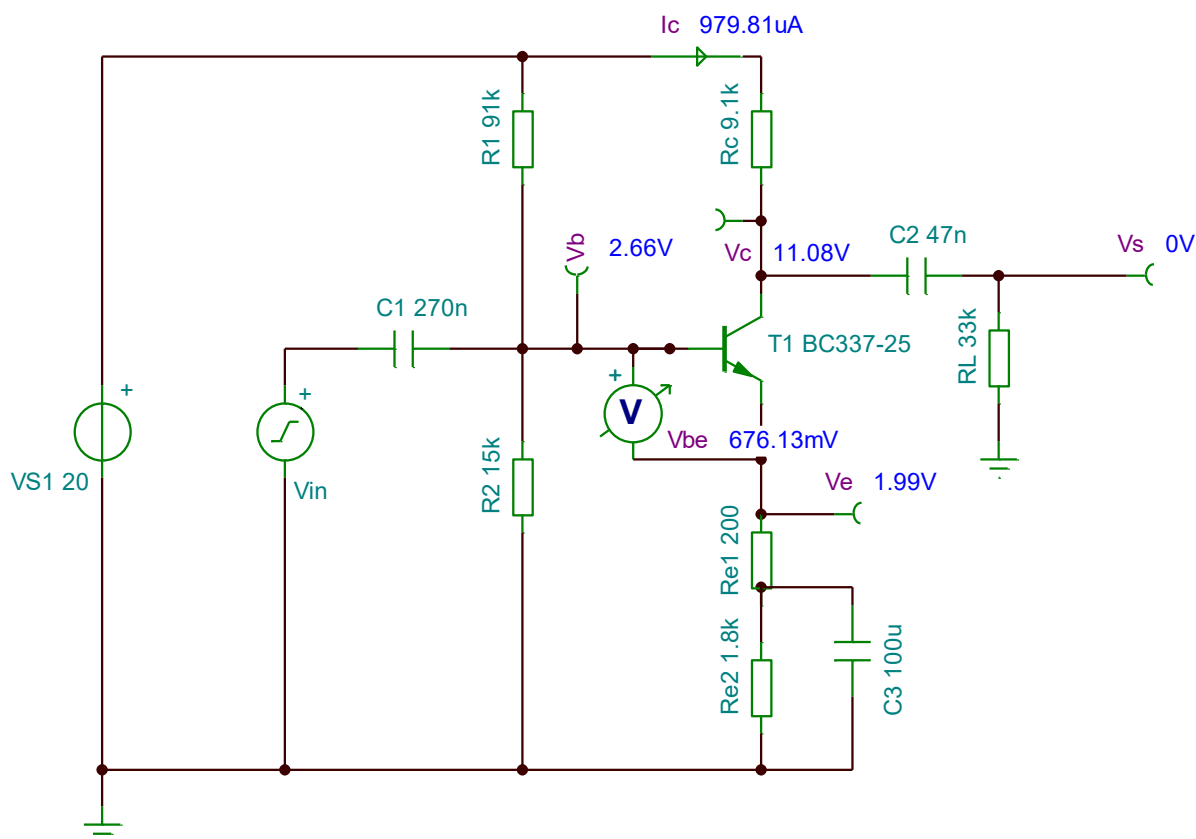
4.3 Méthode de simulation

Placer les différents points de mesure pour mesurer les tensions et courants voulus.

Cliquer ensuite sur la touche DC de la barre en haut de la page.



4.4 Résultats de simulation



Désignation	Val calculée	Val simulation	Erreur absolue
Vb	2.65V	2.66V	-0.01V
Vc	11.1V	11.08V	0.02V
Vbe	650mV	676.13mV	-26.13mV
Ve	2V	1.99V	0.01V
Ic	1mA	979.81μA	20.19μA

4.5 Analyse de la simulation

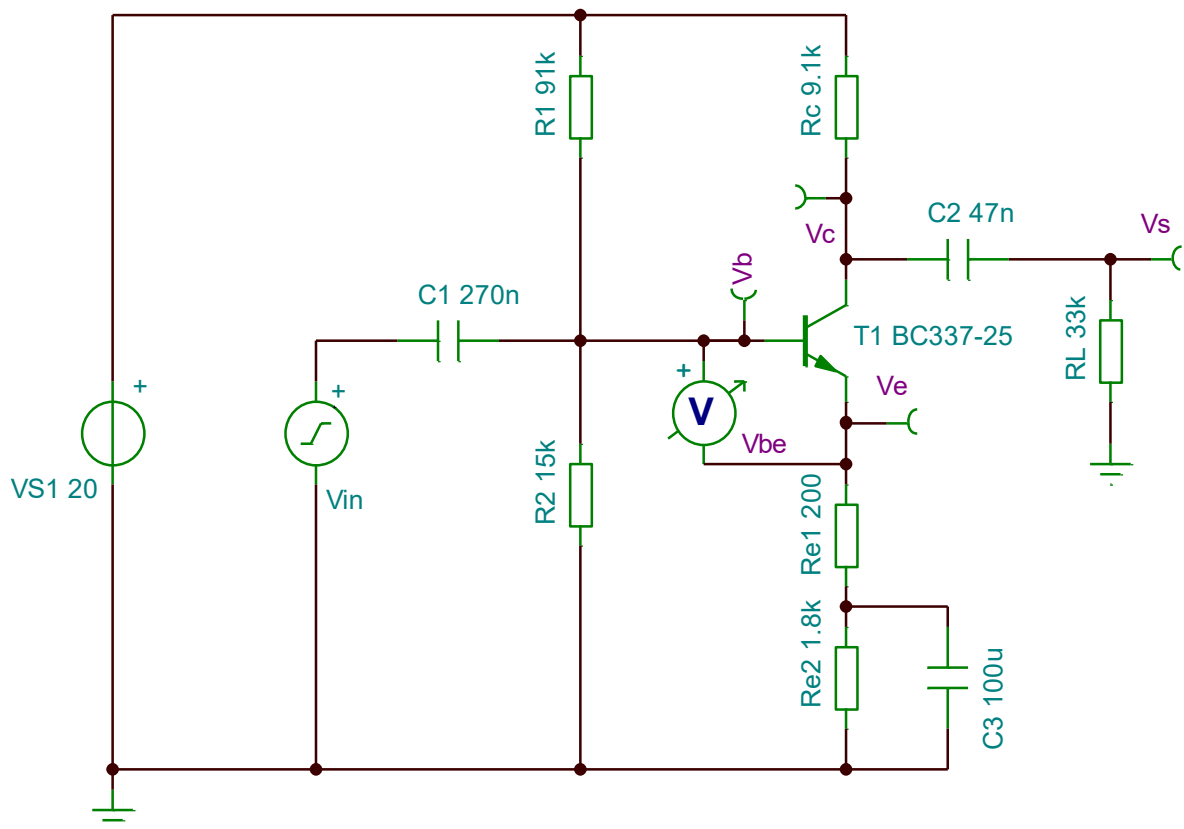
L'observation du tableau comparatif révèle des valeurs proches entre la simulation et les calculs. Ce qui confirme le bon dimensionnement du montage ainsi qu'un bon fonctionnement en accord avec la partie théorique.

5 Simulation des gains effectif

5.1 Objectif

Simuler le montage avec la tension V_c au repos centré dans la plage d'utilisation, avec V_c à 15V et V_c à 7V et comparer les Gain effectif.

5.2 Schéma simulation avec V_c au repos centré dans la plage d'utilisation

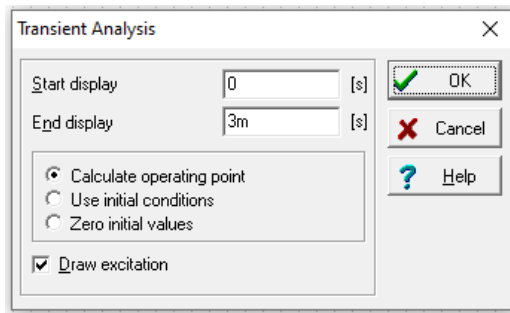


5.3 Méthode de simulation

Paramètre pour V_{in} :

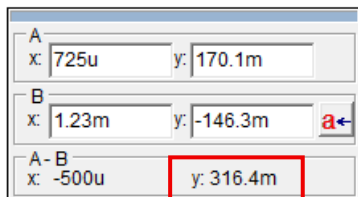
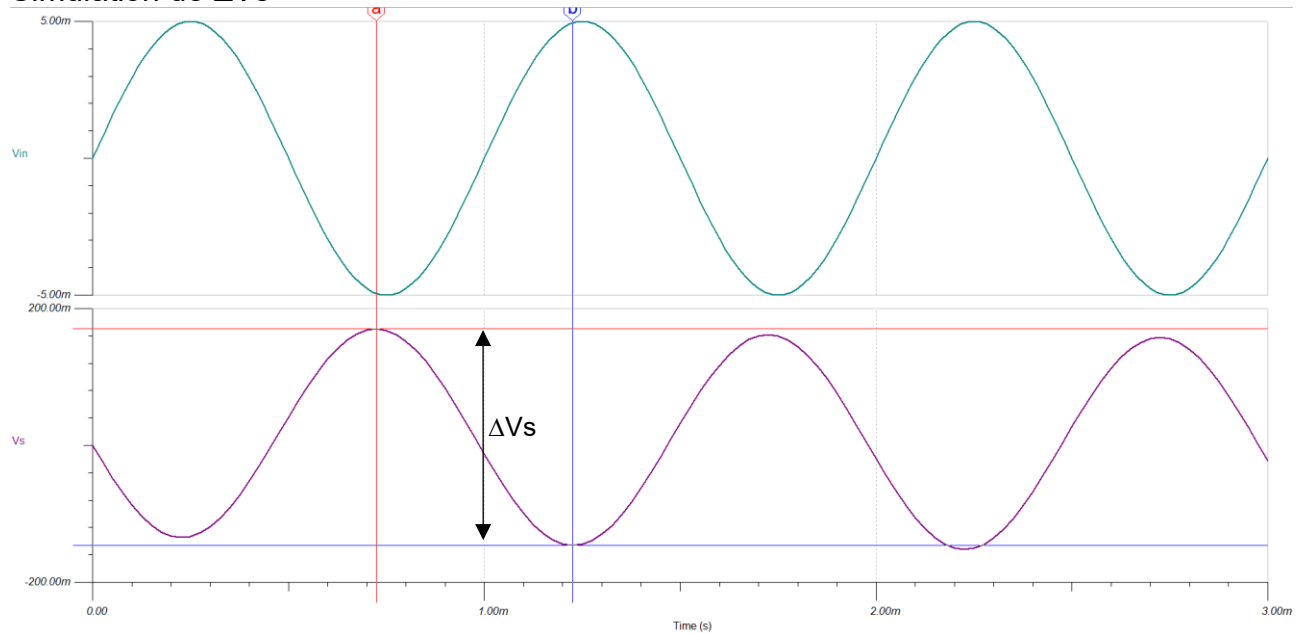
- Wave form : Sinus
- V_{pp} à 10mV
- Fréquence à 1kHz
- Offset à 0V

Paramètre de l'analyse transient :



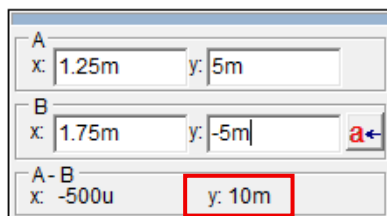
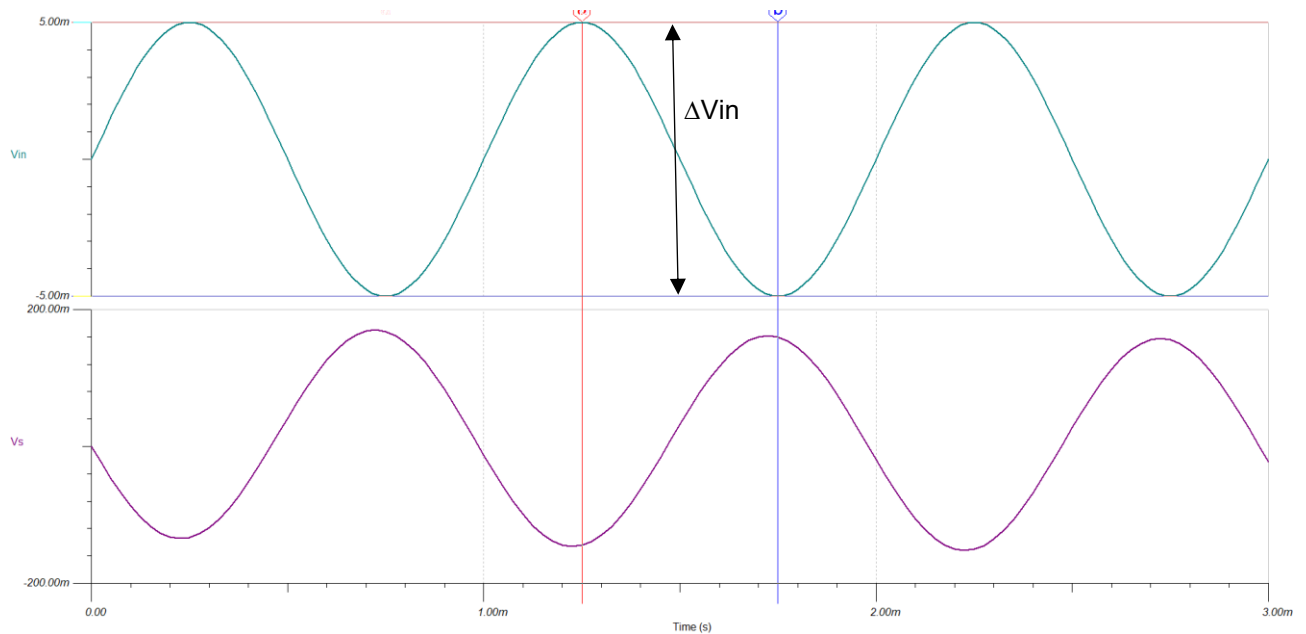
5.4 Simulation avec V_c au repos centré dans la plage d'utilisation

Simulation de ΔV_s



$$\Delta V_s = 316.4\text{mV}$$

Simulation de ΔV_{in}



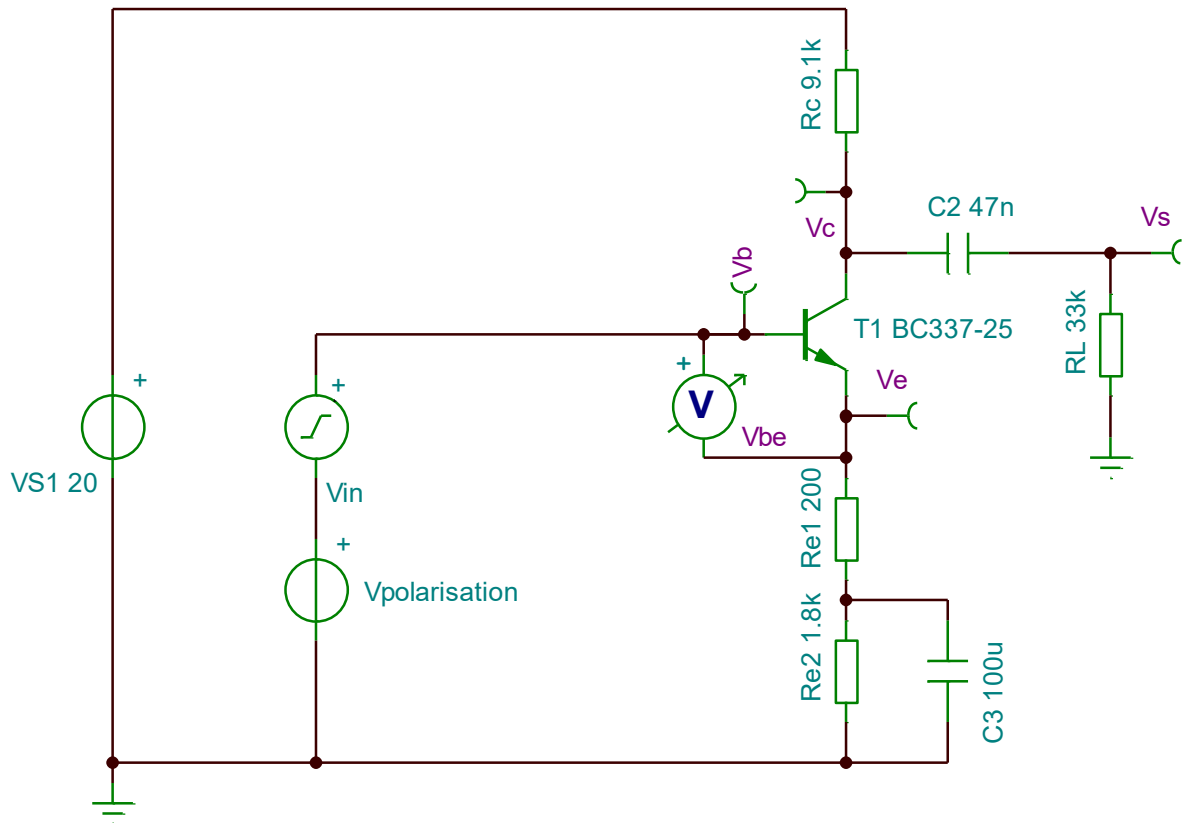
$\Delta V_{in} = 10\text{mV}$

$$A_{vdB} = 20\log\left(\frac{\Delta V_s}{\Delta V_{in}}\right) = 20\log\left(\frac{316.4 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}}\right) = 30\text{dB}$$

$$A_v = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_{in}} = \frac{316.4 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 31.64 [-]$$

Sur cette simulation, puisque la tension V_c est adaptée au montage, le gain est bien meilleur qu'avec $V_c@15\text{V}$ et $V_c@7\text{V}$ (voir simulations suivantes). On atteint ici un gain en tension de 31.64 (30dB).

5.5 Schéma de simulation pour $V_c = 7V$ et $V_c = 15V$



Afin d'éviter le redimensionnement constant du pont résistif, celui-ci a été remplacé par une source de tension de polarisation (VPolarisation). Ce qui permet l'ajustement de la tension de base et, par conséquent, de faire varier la tension de collecteur (V_c) pour les besoins des mesures.

5.6 Calcul $V_{polarisation}$ pour $V_c = 15V$

$$V_{polarisation} = V_c + V_{be} + V_{cesat} = 15 + 0.65 + 0.2 = 15.85V$$

5.7 Calcul $V_{polarisation}$ pour $V_c = 7V$

$$V_{polarisation} = V_c + V_{be} + V_{cesat} = 7 + 0.65 + 0.2 = 7.85V$$

5.8 Méthode de simulation

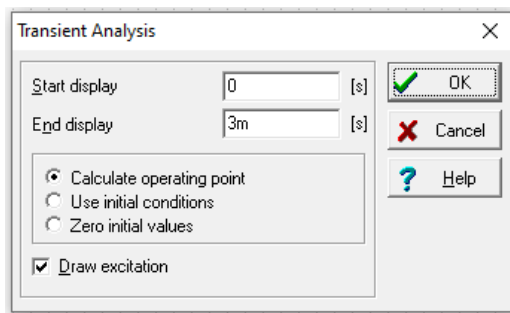
Paramètre Vin :

- Wave form : Sinus
- Vpp à 10mV
- Fréquence à 1kHz
- Offset à 0V

Paramètre Vpolarisation :

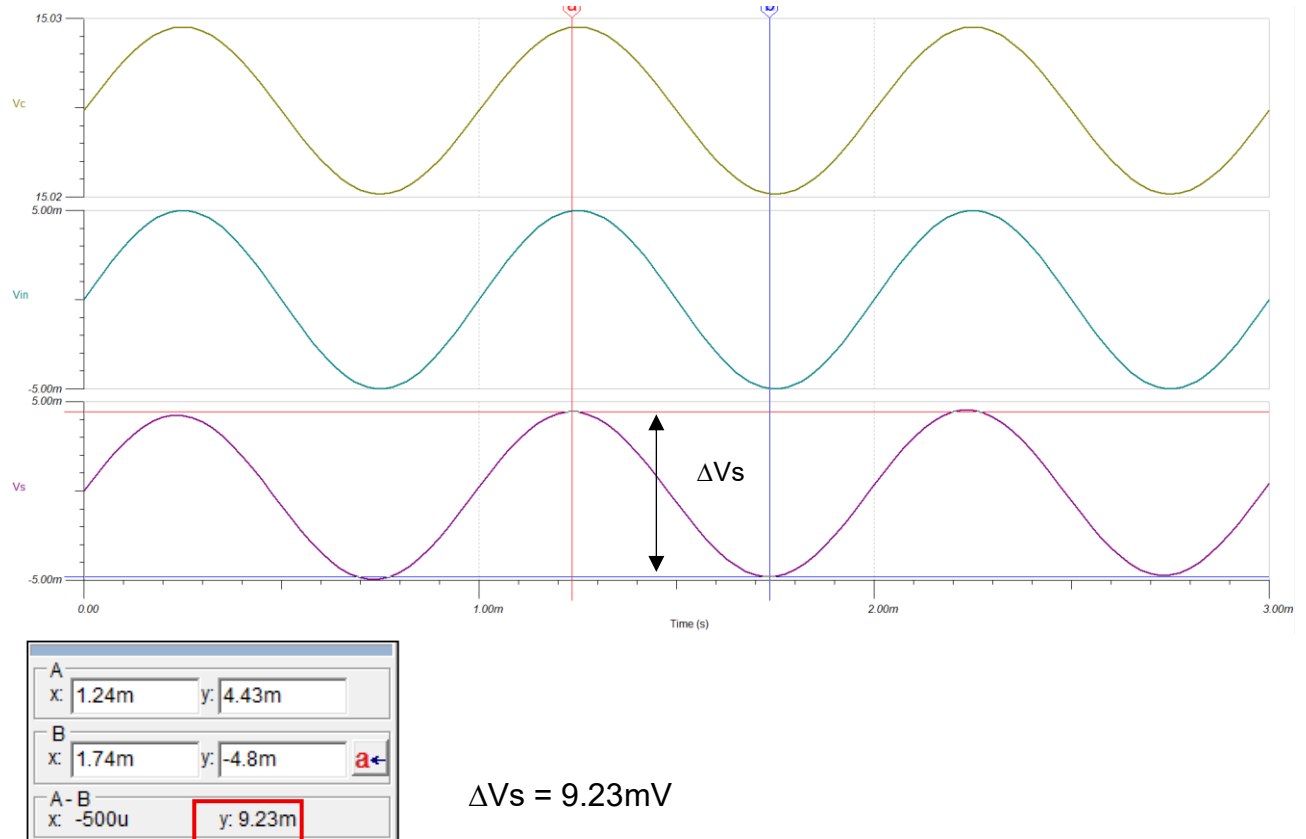
- Vpolarisation@Vc15V à 15.85V
- Vpolarisation@Vc7V à 7.85V

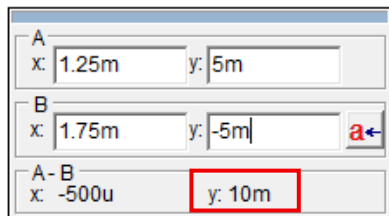
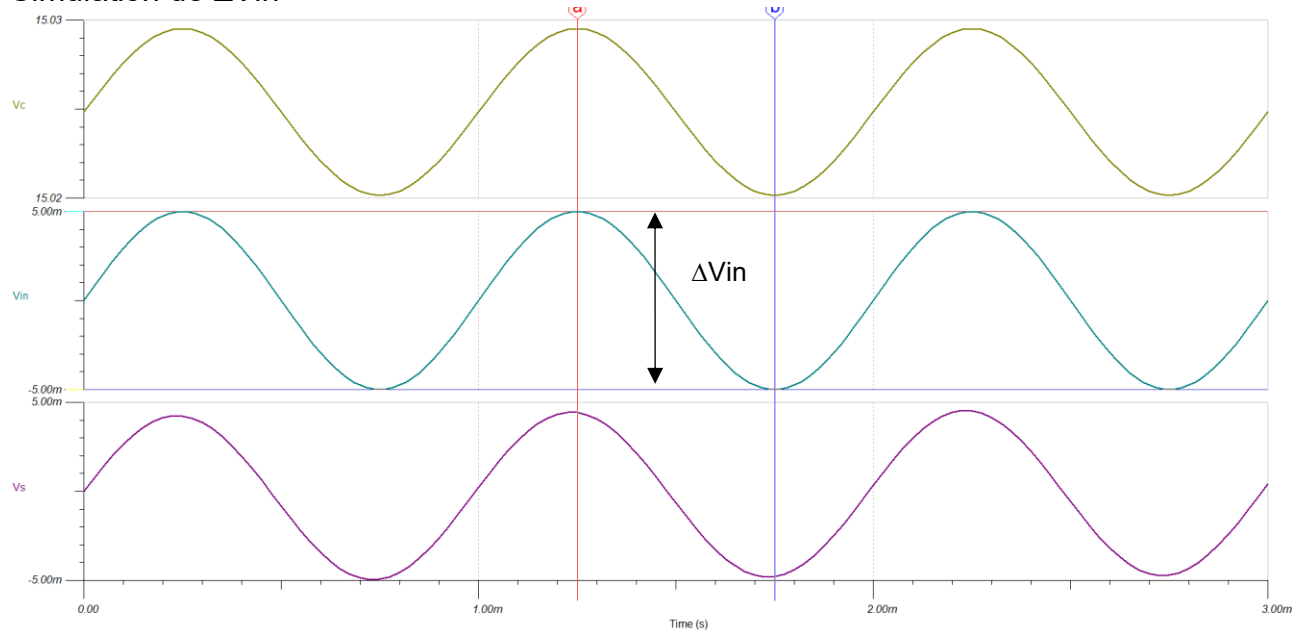
Paramètre de l'analyse transient :



5.9 Simulation avec Vc à 15V

Simulation de ΔV_s



Simulation de ΔV_{in} 

$$\Delta V_{in} = 10\text{mV}$$

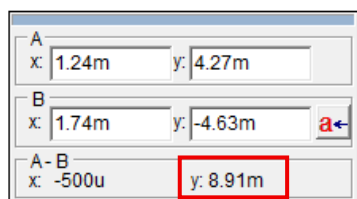
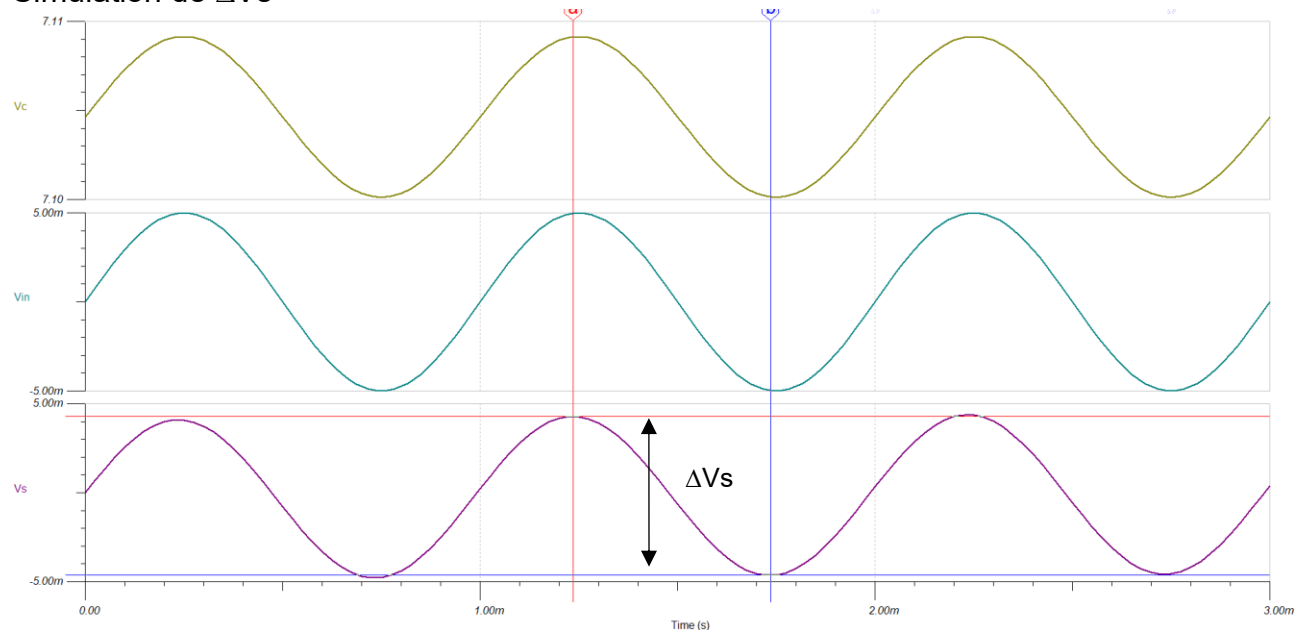
$$A_{vdB} = 20 \log \left(\frac{\Delta V_s}{\Delta V_{in}} \right) = 20 \log \left(\frac{9.23 * 10^{-3}}{10 * 10^{-3}} \right) = -0.696\text{dB}$$

$$A_v = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_{in}} = \frac{9.23 * 10^{-3}}{10 * 10^{-3}} = 0.923[-]$$

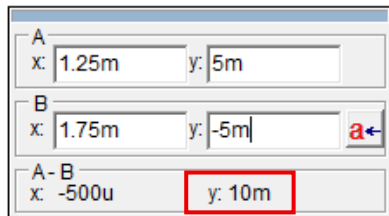
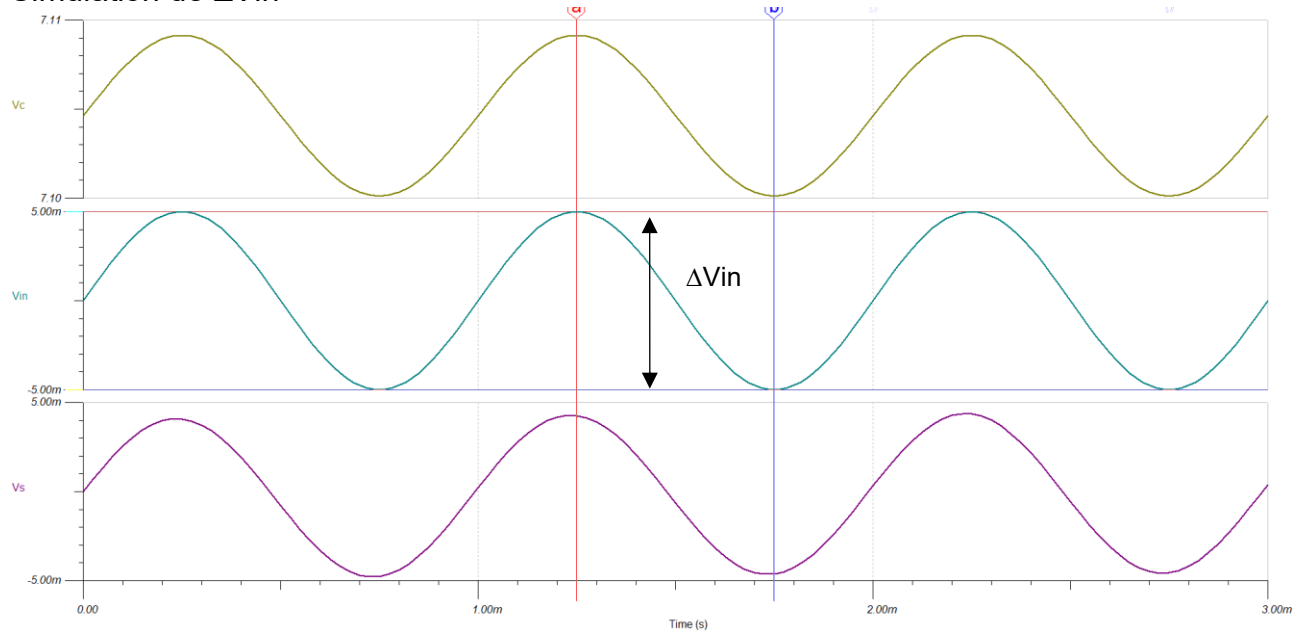
Sur cette simulation, l'amplitude de sortie est légèrement inférieure à l'amplitude d'entrée. Le montage atteint un gain en tension de 0.923. Cela montre que la tension V_c n'est pas adapté pour ce montage.

5.10 Simulation avec V_c à 7V

Simulation de ΔV_s



$$\Delta V_{in} = 8.91\text{mV}$$

Simulation de ΔV_{in} 

$$\Delta V_{in} = 10\text{mV}$$

$$A_{vdB} = 20 \log \left(\frac{\Delta V_s}{\Delta V_{in}} \right) = 20 \log \left(\frac{8.91 * 10^{-3}}{10 * 10^{-3}} \right) = -1.002\text{dB}$$

$$A_{vdB} = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_{in}} = \frac{8.91 * 10^{-3}}{10 * 10^{-3}} = 0.891[-]$$

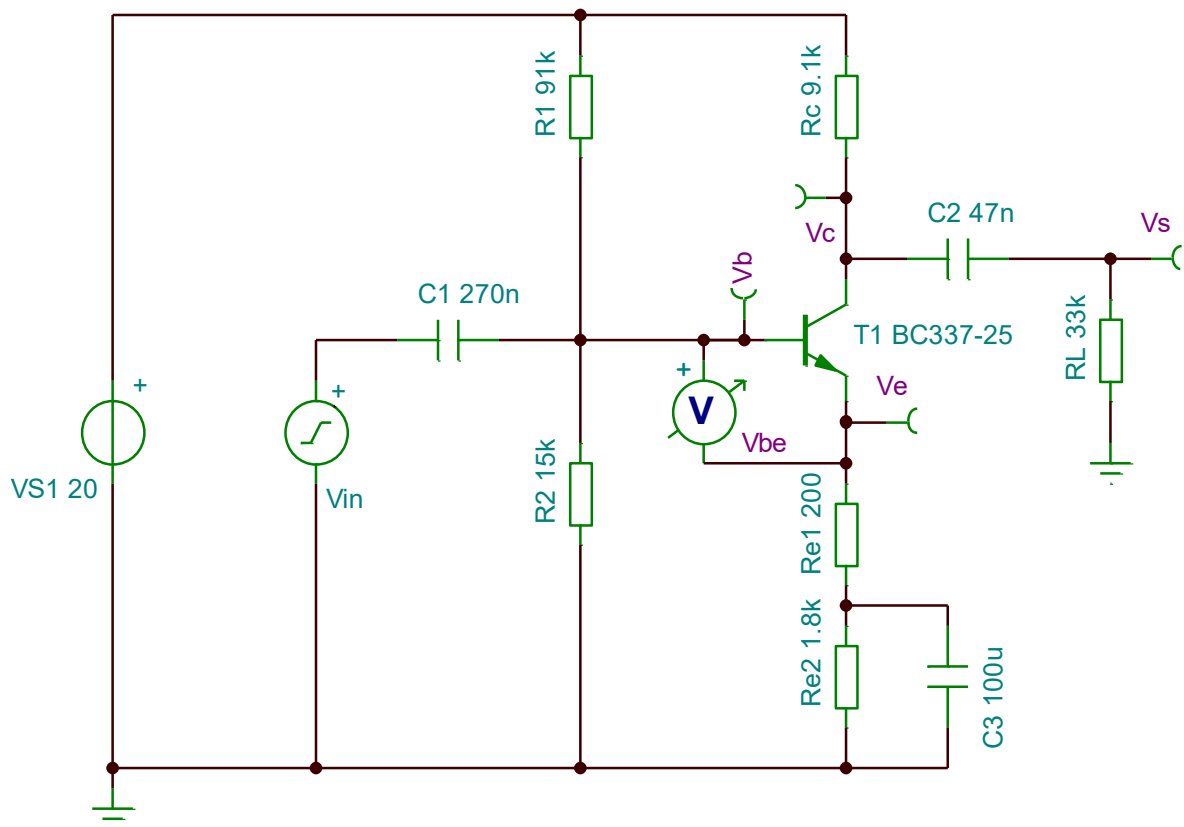
Sur cette simulation, l'amplitude de sortie est également légèrement inférieure à l'amplitude d'entrée. Le montage atteint un gain en tension de 0.891. Même constat que pour la simulation précédente.

6 Simulation de la linéarité du signal de sortie

6.1 Objectif

Le but est de pouvoir visualiser la linéarité du signal de sortie dans toute la plage exploitable.

6.2 Schéma de simulation



6.3 Calcule amplitude signal triangulaire

Pour cette mesure, l'objectif est d'utiliser un signal triangulaire de 1 kHz en augmentant son amplitude pour exploiter la pleine dynamique du montage. Cette méthode permet de visualiser facilement la saturation du transistor, où le signal Vs commence à s'écarter.

Plage d'utilisation du montage :

$$V_{plage} = V_{cc} - (V_e + V_{sat}) = 20 - (2 + 0.2) = 17.8$$

Amplitude signal triangle :

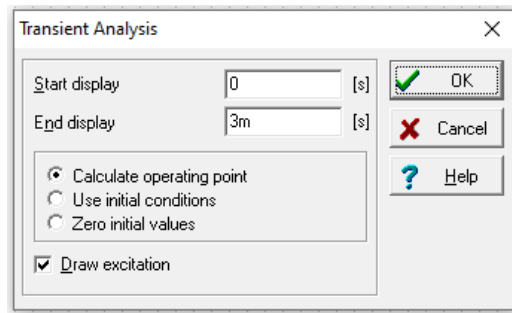
$$VG1pp = \frac{V_{plage}}{A_v} = \frac{17.8}{40} = 445mV$$

6.4 Méthode de simulation

Paramètre Vin :

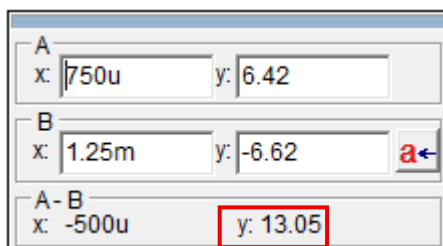
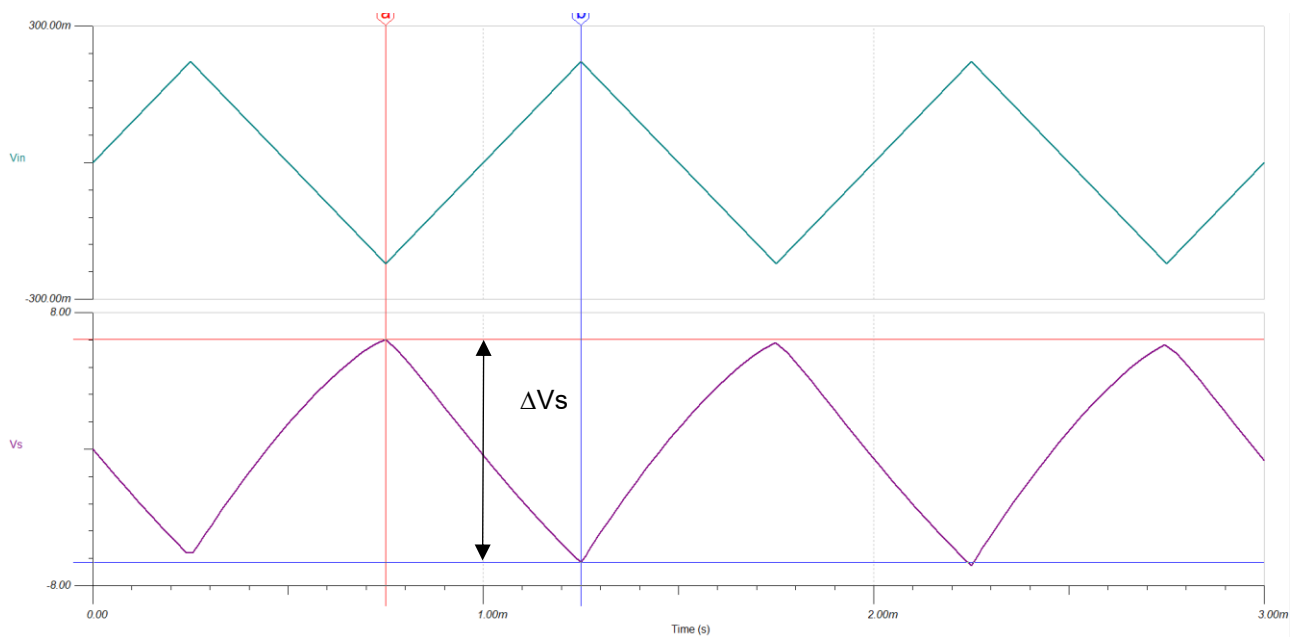
- Wave form : Triangle
- Vpp à 445mV
- Fréquence à 1kHz
- Offset à 0V

Paramètre de l'analyse transient :

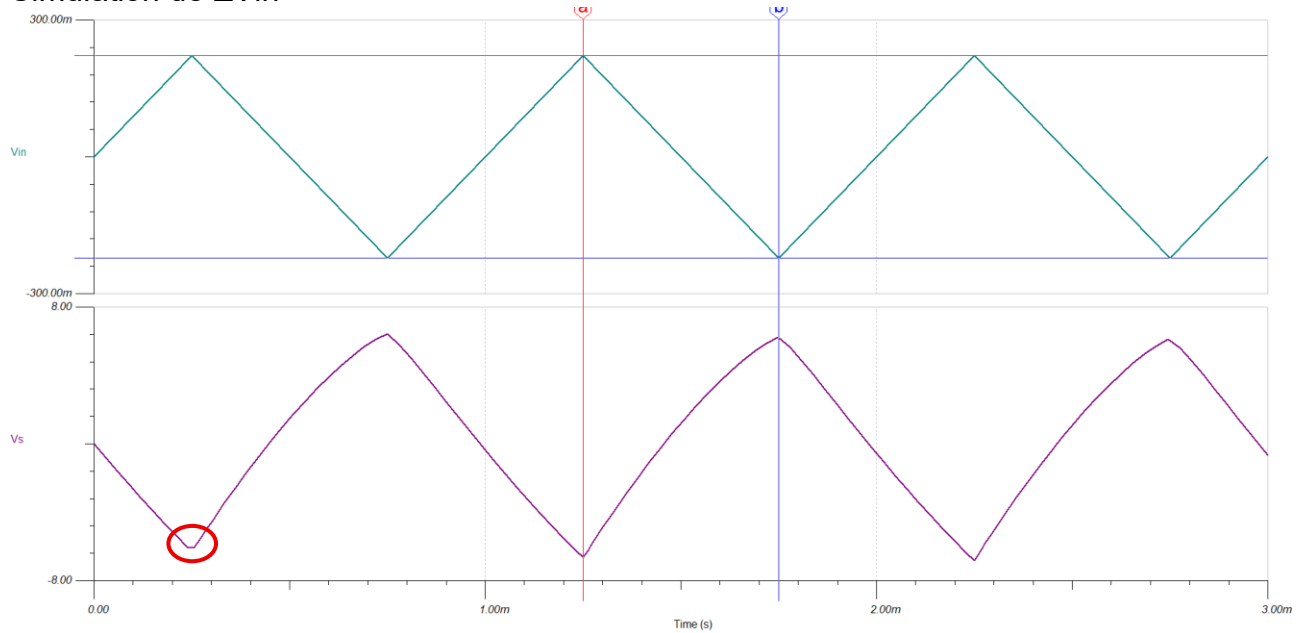


6.5 Résultat de simulation

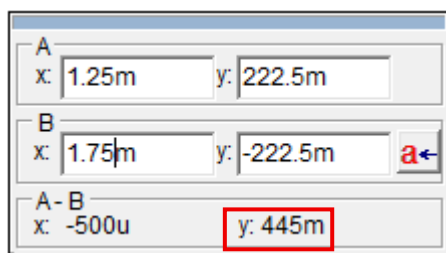
Simulation de ΔV_s



$$\Delta V_s = 13.05V$$

Simulation de ΔV_{in} 

L'analyse du signal de sortie (V_s) montre un écrêtage net vers le bas de l'onde triangulaire. Ce phénomène indique que la limite de la dynamique du montage a été dépasser, marquant la saturation du transistor.



$$\Delta V_{in} = 445\text{mV}$$

$$A_{vdB} = 20 \log \left(\frac{\Delta V_s}{\Delta V_{in}} \right) = 20 \log \left(\frac{13.05}{445 * 10^{-3}} \right) = 29.35\text{dB}$$

$$A_v = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_{in}} = \frac{13.05}{445 * 10^{-3}} = 29.33[-]$$

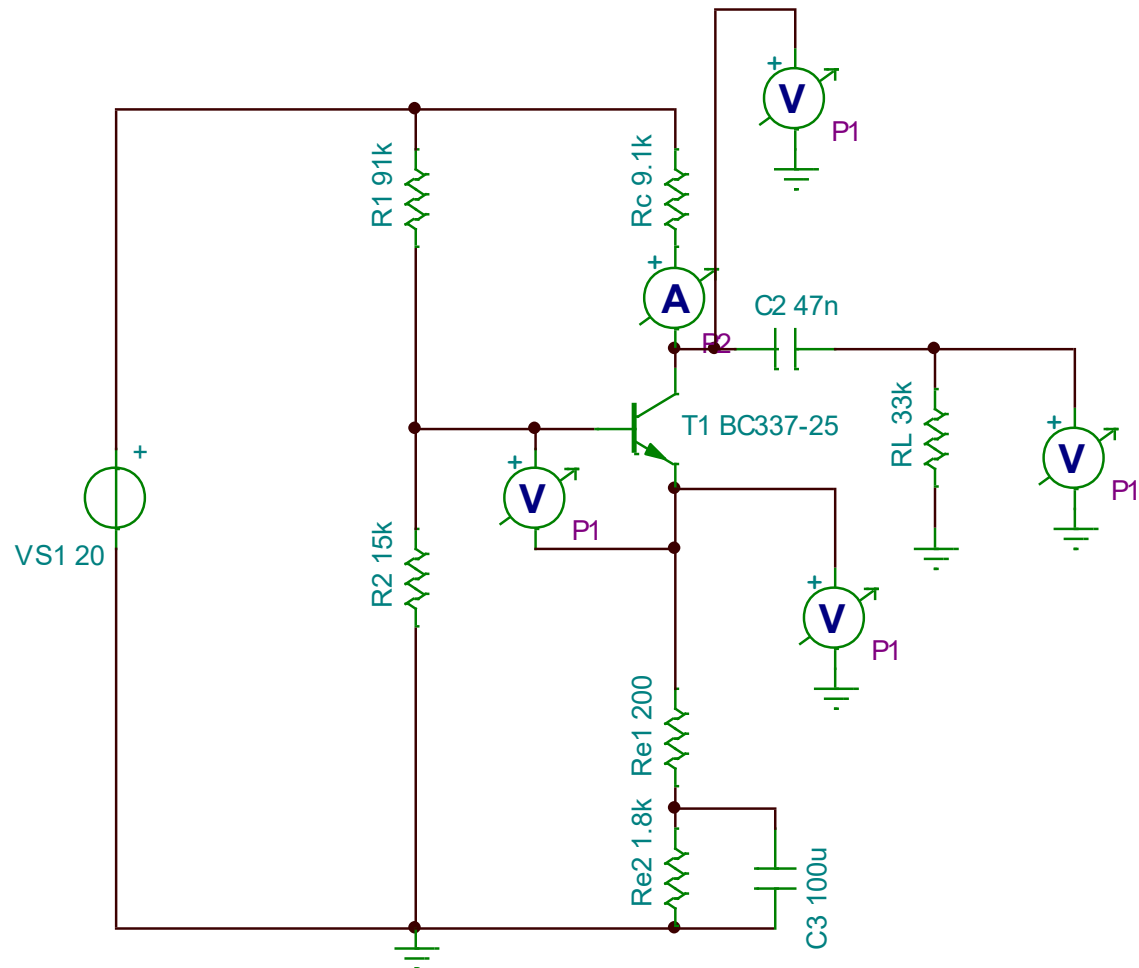
6.6 Analyse de la simulation

L'amplification obtenue pour ce signal est similaire à celle obtenue avec un signal sinusoïdal avec la tension V_c centrée dans la plage d'utilisation. Ce résultat laisse supposer que l'amplitude choisie pour le signal d'entrée V_{in} est adapté.

7 Mesures

7.1 Condition en repos

7.1.1 Schéma de mesure



7.1.2 Méthode de mesure

Le montage sera réalisé sur notre plaquette de test en suivant le schéma ci-dessus. Le circuit étant étudié en régime de polarisation continue (DC), l'utilisation d'oscilloscope n'est pas utile. Les valeurs de V_e , V_c , V_{be} et V_b seront relevées avec un multimètre. Pour le courant un ampèremètre sera branché en série.

Réglage du multimètre :

Voltmètre pour V_c , V_e , V_b et V_{be}

Branchement en parallèle

Ampèremètre pour I_c en série

7.1.3 Tableau de mesures

$V_{CC} = 20V$

$V_e[V]$	$V_b[V]$	$V_c[V]$	V_{be}	$I_c[mA]$
2.19	2.79	10.26	0.60	1.06

7.1.4 Tableau comparatif

$V_{CC} = 20V$

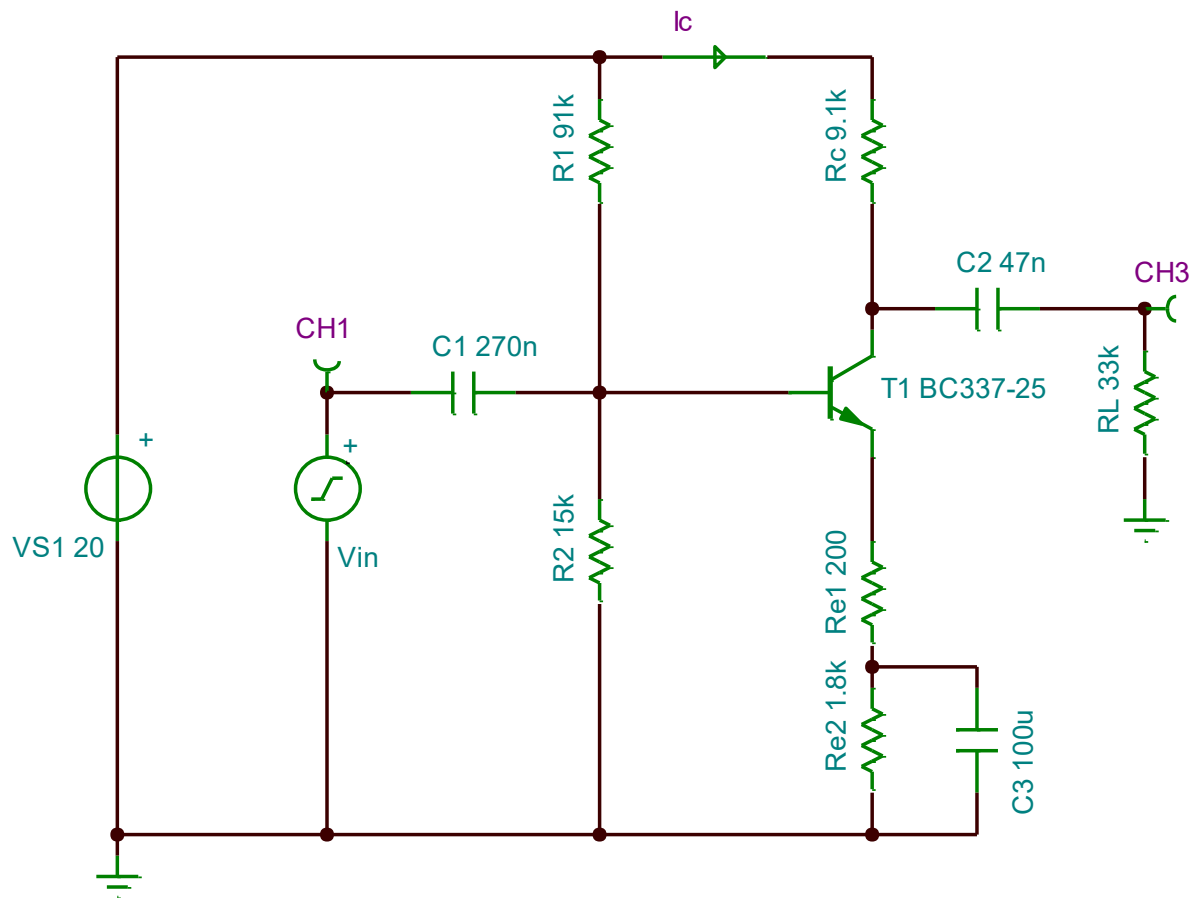
	$V_e[V]$	$V_b[V]$	$V_c[V]$	$V_{be}[V]$	$I_c[mA]$
Pratique	2.19	2.79	10.26	0.60	1.06
Théorie	2	2.65	11.1	0.65	1.08
Simulation	1.99	2.66	11.1	0.676	0.979
Erreur relative (Pratique théorique)	9.5%	5.28%	7.57%	7.69%	1.85%
Erreur absolue (Pratique théorique)	0.19	0.14	0.84	0.05	0.02

7.1.5 Observation

Les mesures obtenues avec les calculs théorique correspondent à nos mesure pratique. Un faible pourcentage d'erreur a été relevé se situant généralement entre 1% et 10%. Cela peut être expliqué par l'impédance de notre plaque de teste ou des imprécisions lors des mesures.

7.2 Diagrammes de Bode

7.2.1 Schéma de mesure



7.2.2 Méthode de mesure

Le même montage que le point précédent sera utiliser, cependant un générateur de fonction ainsi qu'un condensateur (C1) de 270nF seront connecté à la base. A la sortie du générateur de fonction un T sera branché afin d'alimenté notre circuit et de visualisé le signal sur l'oscilloscope CH1 (Vin). CH3 (Vout) sera connecté à la sortie du circuit. CH3 a été choisi par rapport à CH2 car la couleur est plus visible.

Réglages du générateur de fonctions :

Sortie : CH1

Forme du signal : Sinusoïdale

Fréquence : De 10Hz à 1MHz

Amplitude : 100mV pic-pic

Offset : 0V

Impédance : 1MΩ

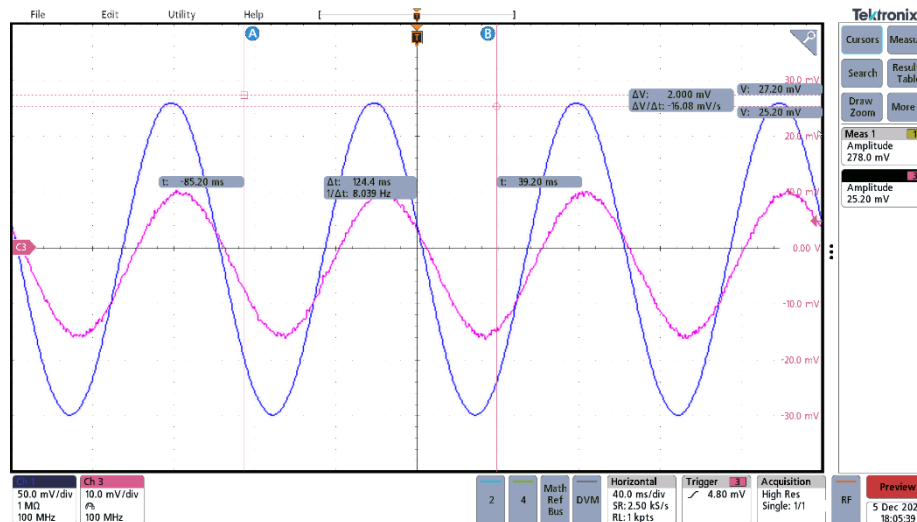
Réglages de l'oscilloscope :

Trigger : Normal sur CH1

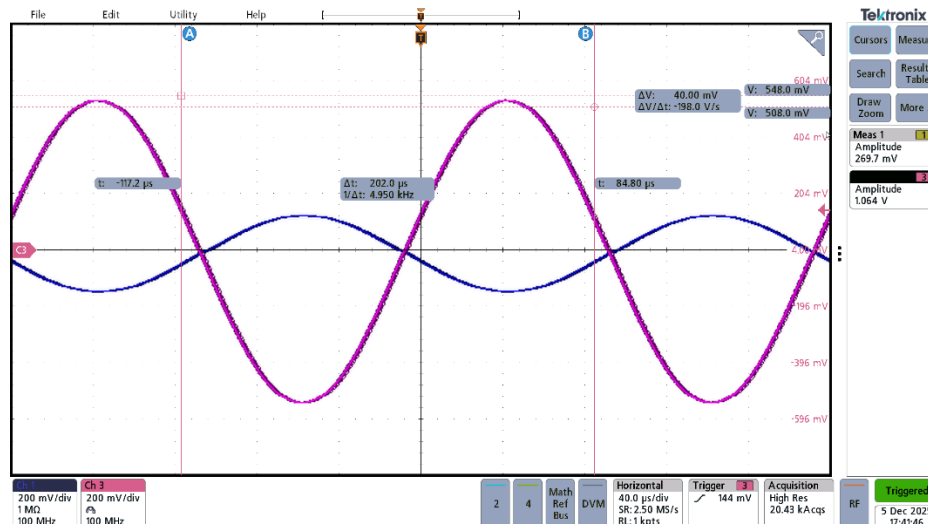
Flanc : Montant

7.2.3 Exemple de mesure bode d'amplitude

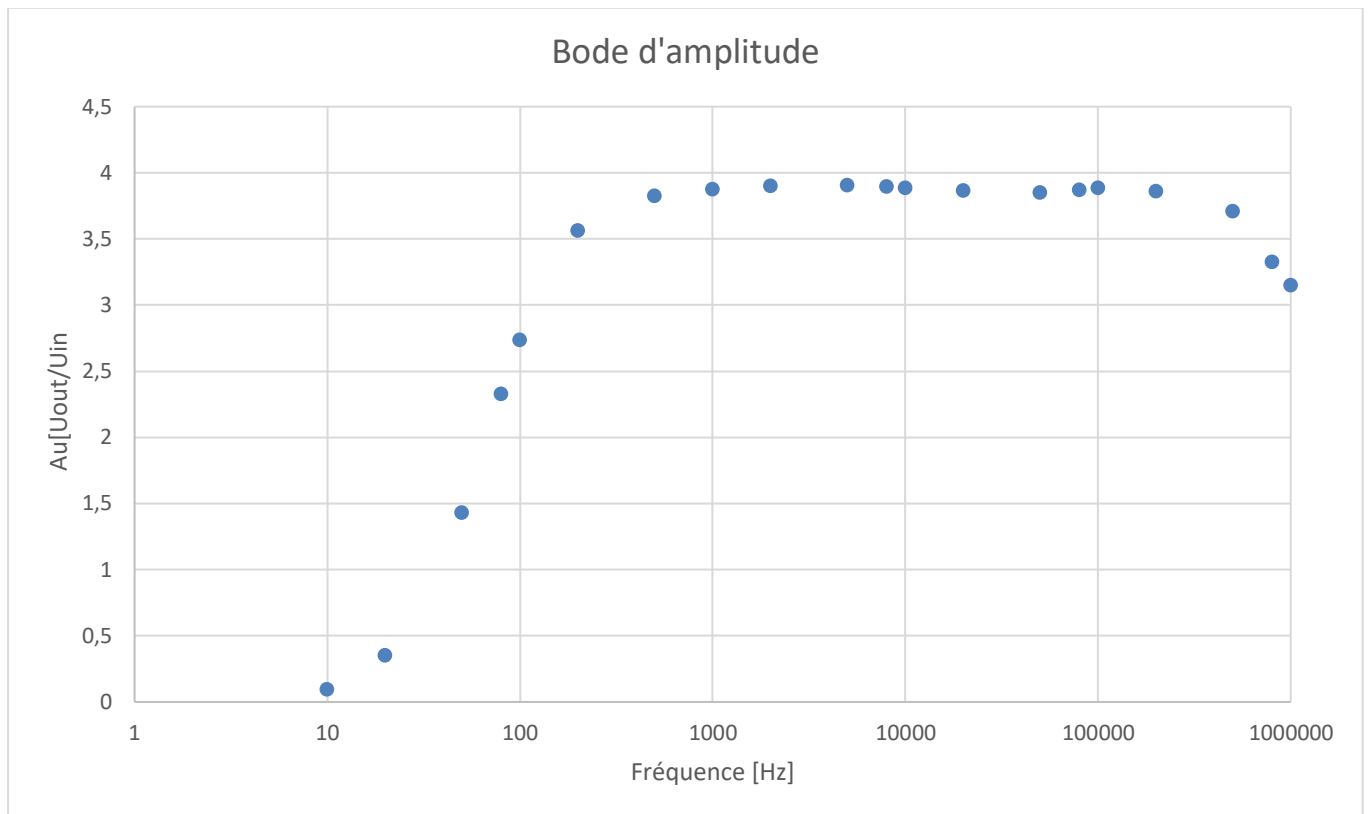
7.2.3.1 Mesure à 10Hz



7.2.3.2 Mesure à 5kHz



7.2.4 Bode d'amplitude



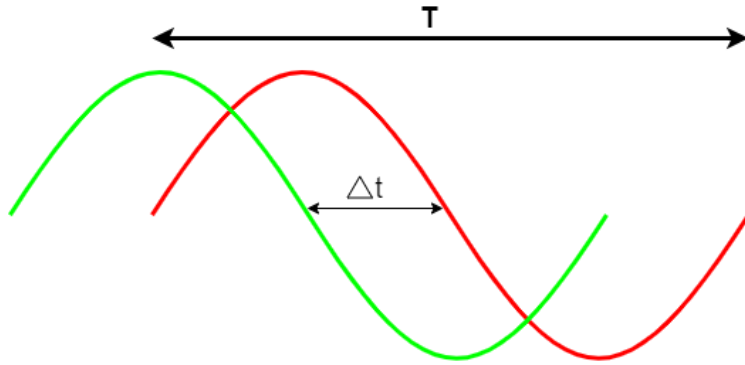
7.2.4.1 Observations

Le diagramme de Bode d'amplitude montre une augmentation significative du gain entre 10Hz et 500Hz, cette zone correspond à la bande de transition basse fréquence où l'impédance des condensateurs diminue fortement. À partir de 500Hz, le gain en tension se stabilise à sa valeur maximale d'environ 11.8dB. Le gain est maintenu jusqu'à environ 500KHz, période qui correspond à la bande passante effective de l'amplificateur, après quoi une légère atténuation est observée. (Voir tableau en annexe).

7.2.5 Bode de phase

7.2.5.1 Rappel sur la mesure du déphasage

Afin de faciliter la compréhension des résultats du diagramme de phase, un rappel sur la mesure du déphasage est effectué.



Le déphasage φ est mesuré en déterminant le décalage temporel Δt entre le signal V_{out} et le signal V_{in} .

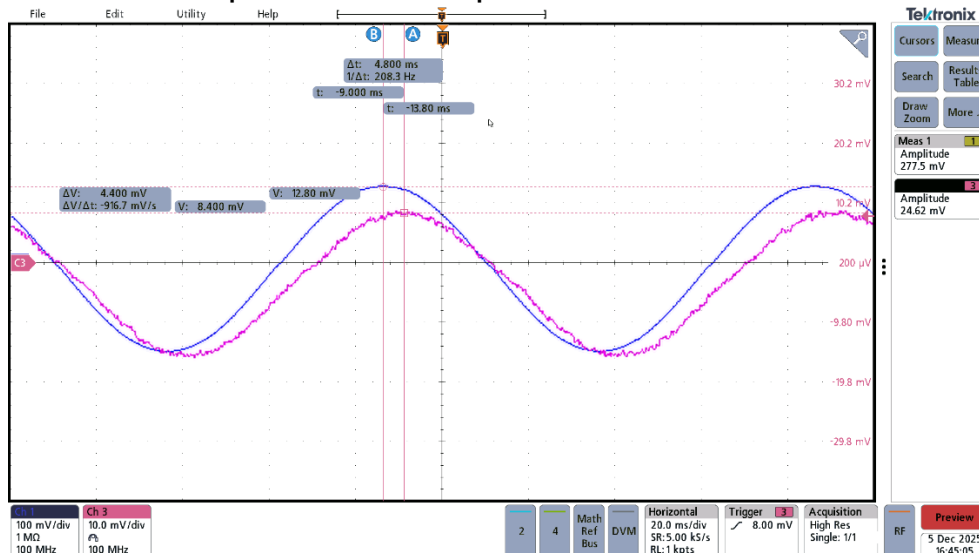
Il est impératif que cette mesure de temps soit effectuée en utilisant le même point de référence de tension sur les deux signaux.

La formule ci-dessous sert à calculer le déphasage en degré avec une mesure du Δt . En établissant un ratio entre le Δt et la période totale, puis en multipliant le tout par 360, il est possible de trouver le déphasage en degré.

$$f = \frac{1}{T} \Rightarrow T = \frac{1}{f}$$

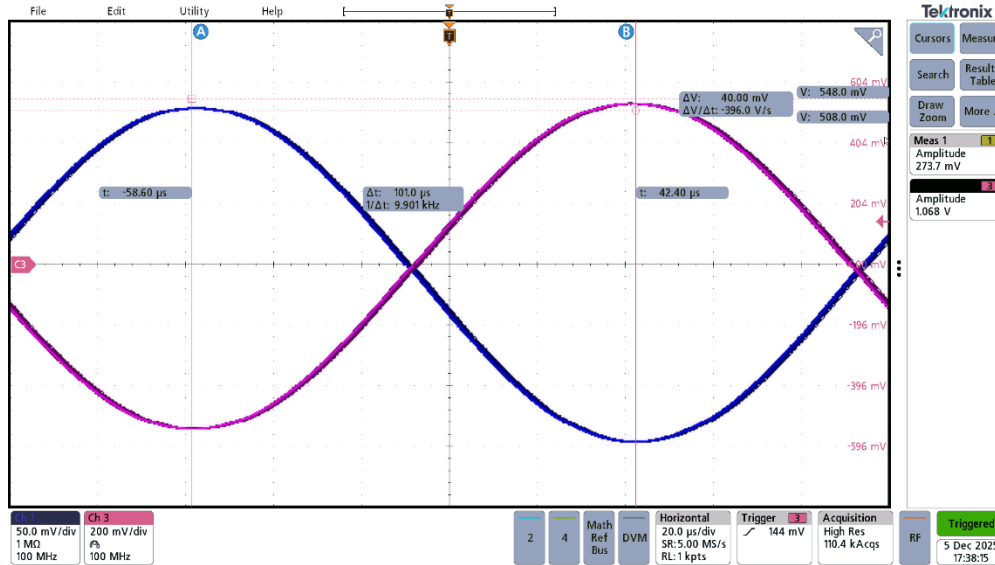
$$\varphi = 360 * \frac{\Delta t}{T}$$

7.2.5.2 Exemple de mesure phase à 10 Hz



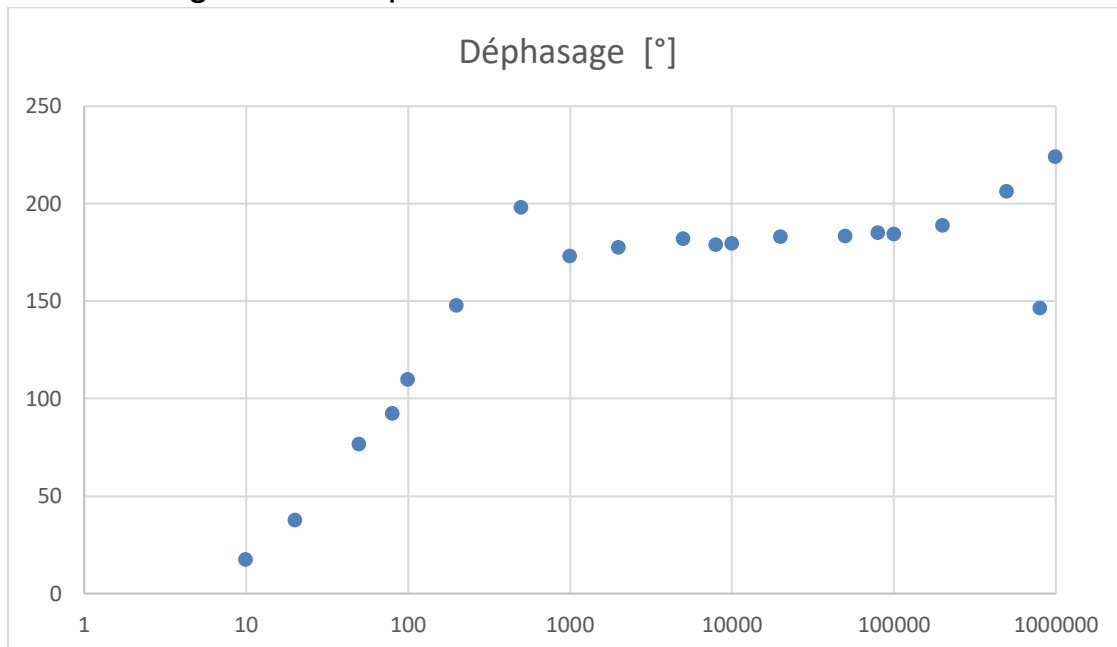
A une fréquence de 10 Hz le Δt à une valeur de 4.8ms et une période T de 0.1s en appliquant le calcul le déphasage à donc une valeur de 17.28°

7.2.5.3 Exemple de mesure phase à 5kHz



A une fréquence de 5kHz le Δt a une valeur de 101 μ s et une période T de 0.2ms notre déphasage est de 181.8°, avec une fréquence plus élevée nous obtenons un plus grand déphasage.

7.2.5.4 Diagramme de phase

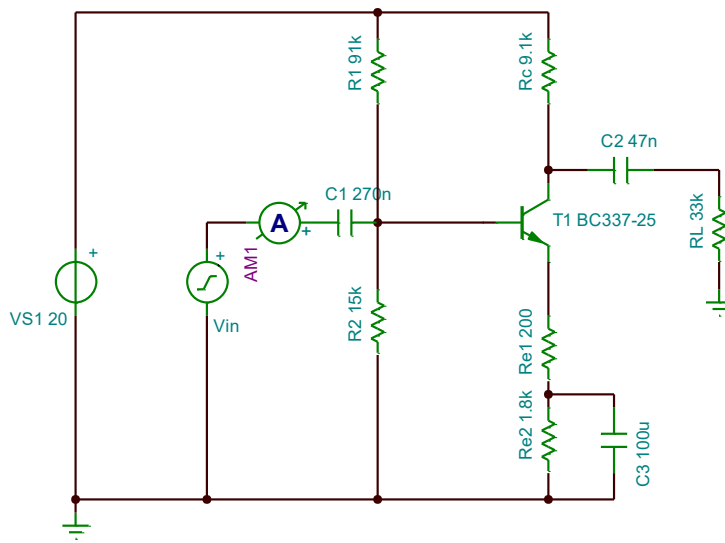


7.2.5.5 Observation

Une corrélation entre les deux diagrammes de Bode peut être observée. En basse fréquence (jusqu'à 500 Hz), l'augmentation rapide du gain est accompagnée par une variation du déphasage, lequel passe d'environ 20° à 180°, cette variation s'explique par l'effet des condensateurs de notre circuit. Dans la bande passante moyenne (de 500Hz à 500kHz), le déphasage se stabilise autour des 180°, ce qui confirme que l'amplificateur fonctionne à son gain maximal et stable à ces fréquences.

7.3 Impédance d'entrée et sortie

7.3.1 Schéma de mesure Z_{in}



7.3.2 Calculs théoriques de Z_{in}

Pour calculer l'impédance, la formule trouvable dans le support de cours sur le chapitre des transistors page 14 sera utilisé (1)

$$Z_i = R1 \parallel R2 \parallel \beta * (R_e + r_e)$$

Avec $R1 = 91k\Omega$

$R2 = 15k\Omega$

$\beta = 75$

$R_{e1} = 200\Omega$

$r_e = 25mV / I_{E}$ le théorique (selon l'approximation trouvable à la même page) $\Rightarrow 25mV / 1mA$

$r_e = 25\Omega$

$Z_i \approx 7.3k\Omega$

7.3.3 Méthode de mesure

Pour la mesure de l'impédance d'entrée Z_{in} à la fréquence de 1 kHz, la loi d'Ohm en régime alternatif est utilisée. La tension d'entrée V_{in} est paramétrée par le générateur de à 100mVpp (en cohérence avec les relevés du diagramme de Bode). L'intensité d'entrée (I_{in}) est mesurée en série à l'aide d'un ampèremètre (AM1), ce qui permet de calculer l'impédance d'entrée.

Pour le calcul de la loi d'ohm la valeur de I_{in} sera multipliée par $\sqrt{2}$ et la tension divisée par

$$2. Z_{in} = \frac{V_{inP}}{I_{inP}} = \frac{50mV}{3.96\mu A} = 12.63k\Omega$$

1 [ELAN-Ch2 Transistors \(v1.8\).pdf](#)

7.3.4 Mesure de Z_{in}

$Z_{in} = V_{inpp} / I_{inpp}$	V_{inpp}	V_{inp}	$I_{in RMS}$	I_{inp}
12.63k Ω	100mv	50mv	2.8uA	3.96uA

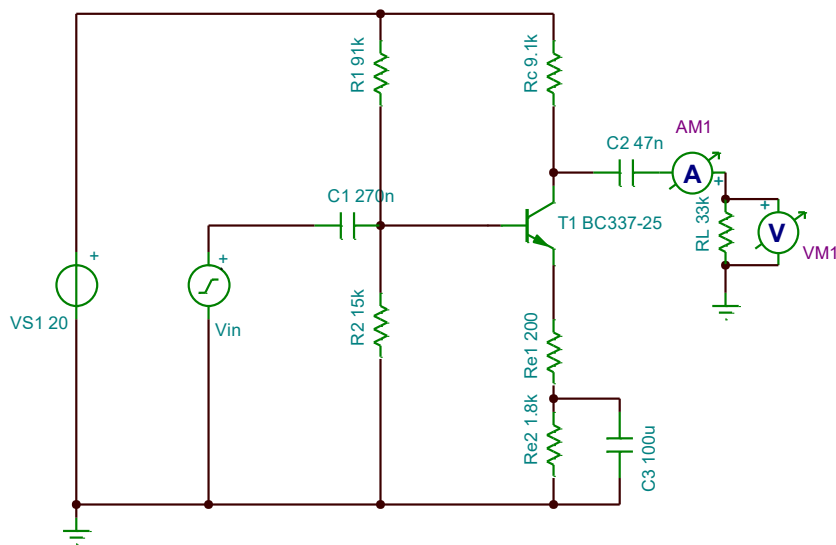
7.3.4.1 Comparaison théorie mesure

Une différence importante entre l'impédance d'entrée théorique avec calcul de 7.30k Ω et la valeur mesurer avec la loi d'ohm de 12.63k Ω .

Cette erreur peut être dû à un problème de découplage sur les résistances R_e (notamment R_{e2}) car si nous prenons la valeur de $R_{e1} + R_{e2}$ (2k Ω) pour notre calcul théorique, la valeur de Z_{in} est égale à 12.8k Ω se qui se rapproche plus de notre valeur mesurée.

Le condensateur C_3 n'a pas court-circuité la résistance R_{e2} .

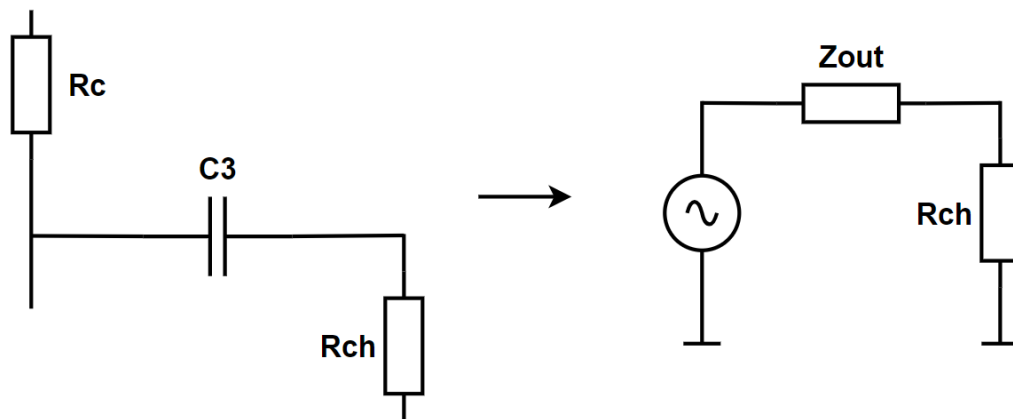
7.3.5 Schéma de mesure Z_{out}



7.3.6 Méthode de mesure pour Z_{out}

Pour le calcul de l'impédance de sortie Z_{out} , nous pouvons modéliser notre amplificateur comme un générateur de Thevenin. La seule approche valide est de mesurer la chute de tension U_{out} à vide et avec charge (avec et sans R_{ch}). Contrairement à Z_{in} , l'application directe de la Loi d'ohm est incorrecte car celle-ci ne donnerai que la valeur de la résistance de charge.

Il est possible de simplifier le circuit de la manière suivante :



Nous pouvons utiliser la formule $Z_{out} = R_{ch} * (\frac{U_{out,vide}}{U_{out,charge}} - 1)$

Zout	Rch	Uout,vide	Uout,chare
9.29kΩ	33kΩ	173 mv	135mv

L'impédance de sortie Zout est proche de la valeur de Rc, En régime AC, l'impédance de sortie Zout d'un amplificateur à émetteur commun est principalement déterminée par la résistance de collecteur car, cette dernière est en parallèle avec la résistance interne très élevée du transistor. Si l'une des deux résistances en parallèles à une valeurs très élevée la résistance équivalente sera égale (ou très proche) de la plus petit des résistances.

8 Conclusion

Ce travail de laboratoire a nécessité le dimensionnement des composants pour le montage d'un amplificateur à émetteur commun selon la donnée et le datasheet du composant. Les calculs théoriques, effectués en deux régime continu (DC) pour la condition au repos et en alternatif (AC), ont permis de dimensionner les composants du montage.

Les simulations via TINA ont validé l'approche théorique, notamment la vérification des tensions et courants de polarisation (DC), qui sont conformes aux calculs. De plus les observations ont démontrées que le gain en tension est optimisé (31.64 de gain) lorsque la tension V_c est centrée sur la plage d'utilisation. La réalisation pratique du montage sur plaque de teste a confirmé ces résultats, les mesures en régime de repos présentant une faible erreur (1 à 10%) par rapport à la théorie

Le traçage du diagramme de Bode a confirmé le comportement du montage en tant que filtre passe-bande. Le gain se stabilise à sa valeur maximal ($\approx 11.8\text{dB}$) dans la bande passante effective (500 Hz à 500 kHz), ce qui est cohérent avec notre diagramme de phase. De plus, l'étude en dynamique maximal a montré que l'augmentation de l'amplitude d'entrée mène à un écrêtage du signal de sortie, preuve que le transistor atteint sa saturation.

Finalement, les impédances d'entrée (Z_{in}) et de sortie (Z_{out}) ont été mesurées. L'impédance d'entrée mesurée ($12.63\text{k}\Omega$) a présenté un écart, expliqué par le découplage imparfait de la résistance (R_{e2}). L'impédance de sortie mesurée ($9.29\text{k}\Omega$), est cohérent avec la résistance de collecteur R_c ($9.1\text{k}\Omega$), R_c étant la valeur déterminante dans l'expression de Z_{out} .

Lieu : Lausanne

Date : 07.12.2025

Signature :

9 Annexe

9.1 Tableau de valeurs gain et phase

Uin [mV]	Uout [mV]	Au [Vout/Vin]	Fréquence [Hz]	AudB[dB]	T	$\Delta t[s]$	Déphasage [°]
281.9	26.2	0.092940759	10	- 20.63588	0.1	0.0048	17.28
272	94.96	0.349117647	20	- 9.140564	0.05	0.0052	37.44
275	392	1.425454545	50	3.079067	0.02	0.00424	76.32
272.9	633.7	2.322096006	80	7.317603	0.0125	0.0032	92.16
272.9	745.2	2.730670575	100	8.725386	0.01	0.00304	109.44
272	967.6	3.557352941	200	11.02254	0.005	0.00205	147.456
274.7	1050	3.822351656	500	11.64661	0.002	0.0011	197.64
275.6	1067	3.871552975	1000	11.7577	0.001	0.00048	172.8
273.8	1067	3.897005113	2000	11.81462	0.0005	0.00025	177.12
273.7	1068	3.902082572	5000	11.82593	0.0002	0.0001	181.8
274.3	1068	3.893547211	8000	11.80691	0.000125	6.2E-05	178.56
276.3	1072	3.879840753	10000	11.77628	0.0001	5E-05	179.28
276.2	1067	3.86314265	20000	11.73881	0.00005	2.5E-05	182.88
276.5	1064	3.848101266	50000	11.70493	0.00002	1E-05	183.24
277	1071	3.866425993	80000	11.74619	0.0000125	6.4E-06	184.896
274	1064	3.883211679	100000	11.78382	0.00001	5.1E-06	183.96
276	1064	3.855072464	200000	11.72065	0.000005	2.6E-06	188.64
276.2	1023	3.703837799	500000	11.37304	0.000002	1.1E-06	205.92
276.8	920	3.323699422	800000	10.43243	0.00000125	5.08E-07	146.304
274.8	864	3.144104803	1000000	9.94994	0.000001	6.22E-07	223.92