



Électronique à Composants Discrets

Année 2023-2024

Rapport de Travaux Pratiques

Mini-Projet : Réalisation d'un amplificateur électronique

Rédigé par : **AKIN Emre & AGSOUS Kocela**

I. INTRODUCTION.....	3
II. CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR.....	3
1. Etudes préliminaires.....	3
2. Montage émetteur commun et polarisation par résistance de base.....	4
A. Polarisation du transistor NPN.....	4
B. Mesure des paramètres hybrides du transistor NPN et caractérisation du montage EC.....	5
C. Étude de la stabilité en température du point de repos et du gain dynamique.....	8
D. Adaptation en tension entre la source et l'amplificateur.....	8
E. Étude fréquentielle.....	9
III. AMÉLIORATION DE LA POLARISATION.....	11
IV. CONCLUSION.....	12

I. INTRODUCTION

La conception d'amplificateurs électroniques est un domaine crucial de l'électronique avec des applications dans divers domaines.

Ce rapport présente la réalisation d'un amplificateur large bande et faible bruit en trois séances en s'appuyant sur une démarche analytique et progressive pour mener à bien la simulation et la réalisation expérimentale en veillant à respecter les exigences du cahier des charges.

Pour ce faire, il a été mis à notre disposition plusieurs composants électroniques (résistances et capacités) de différents ordres de grandeur, un composant CA 3096 composé de 3 transistors NPN et 2 transistors PNP, une platine LABDEC, un multimètre et un oscilloscope et un générateur basses fréquences.

Les principales étapes du travail comprennent : les études préliminaires, la schématisation sur papier et modélisation et enfin la réalisation des tests expérimentaux.

II. CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR

1. Etudes préliminaires

1) Pour commencer notre réalisation, il faut tout d'abord étudier le cahier des charges.

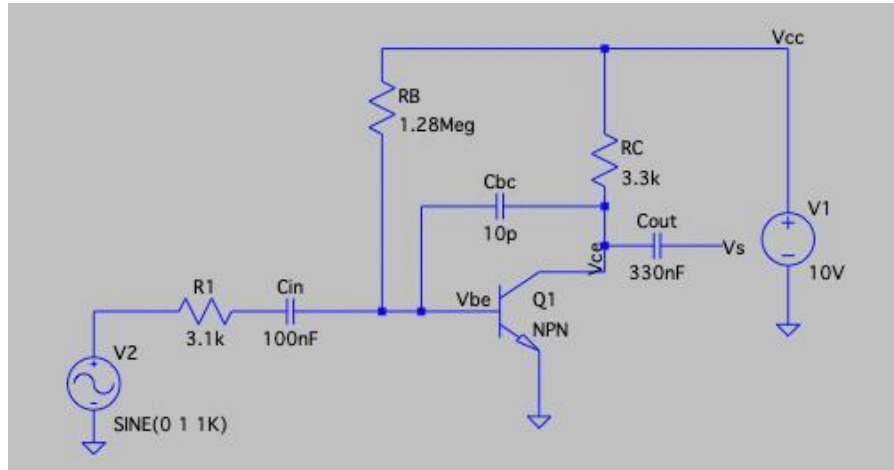
Les indications fournies sont :

- L'impédance de sortie de l'amplificateur doit être supérieure à 5 k Ω .
- Sa bande passante doit excéder 500 kHz.
- Le gain dynamique doit être égale à 200 dB.

2) La réalisation du schéma de l'amplificateur doit prendre en compte quelques paramètres :

- Minimiser le nombre de composants.
- Maximiser le gain du premier étage.
- Polarisation de l'étage d'entrée.
- Utilisation d'un transistor de grande taille pour réduire la contribution en bruit de la résistance d'entrée du transistor h11.
- Type de transistor NPN.
- Pour simuler au mieux le comportement de plusieurs transistors en parallèle on ajoute une capacité externe $C_{BC} = 10$ pF entre la base et le collecteur.

- Une capacité de découplage $C_{in} = 100 \text{ nF}$ est placée entre le pont diviseur et l'entrée du montage EC, et une capacité de découplage $C_{out} = 330 \text{ nF}$ est placée entre le collecteur et le point de sortie.
- $V_{CC} = 10 \text{ V}$, et V_e et V_{s0} comme les signaux d'entrée et de sortie respectivement.



2. Montage émetteur commun et polarisation par résistance de base

A. Polarisation du transistor NPN

- 1) A l'aide de la figure 12 du datasheet du composant CA 3096 pour $I_c = 1.5 \text{ mA}$

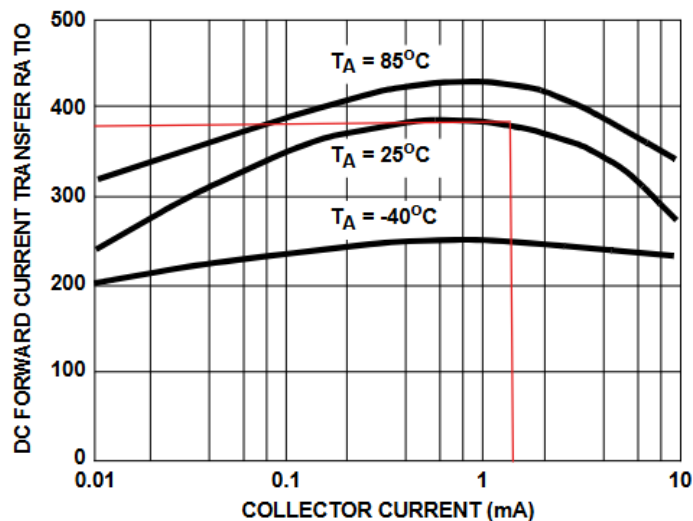


Figure représentant β_{stat} en fonction de I_c

Nous relevons : $\beta_{stat} = 390$

On en déduit alors $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$

- 2) En appliquant la loi des mailles, nous obtenons les expressions analytiques de R_b et R_c

$$V_{cc} = R_b \times I_b + V_{BE}$$

$$V_{cc} = R_c \times I_c + V_{CE}$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta_{stat}} = 3.84 \mu A$$

Application numérique :

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{I_b} = 2.4 M\Omega$$

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{I_c} = 3.33 k\Omega$$

- 3) Câblage du circuit électrique.

La résistance R_b sera une association d'une résistance fixe de valeur $1 M\Omega$ et d'une résistance variable que nous avons réglé de façon à mesurer sur un voltmètre $V_{CE} = 5V$

$$R_{var} = 102.3 k\Omega$$

- 4) A l'aide du multimètre on mesure :

$$V_{CE} = 5 V$$

$$V_{BE} = 0.7 V$$

$$V_{Rb} = 10 V \Rightarrow I_b = \frac{V_{Rb}}{R_b} = \frac{10}{1.1 \times 10^6} = 9.07 \times 10^{-6} A$$

$$I_c = 1.5 mA$$

- 5) On injecte un signal sinusoïdal de 10 kHz en entrée et on peut conclure que le condensateur C_{in} a pour rôle de bloquer le courant continu et de laisser passer le courant alternatif.

B. Mesure des paramètres hybrides du transistor NPN et caractérisation du montage EC

- 1) Représentation du schéma du transistor bipolaire en régime de petits signaux :

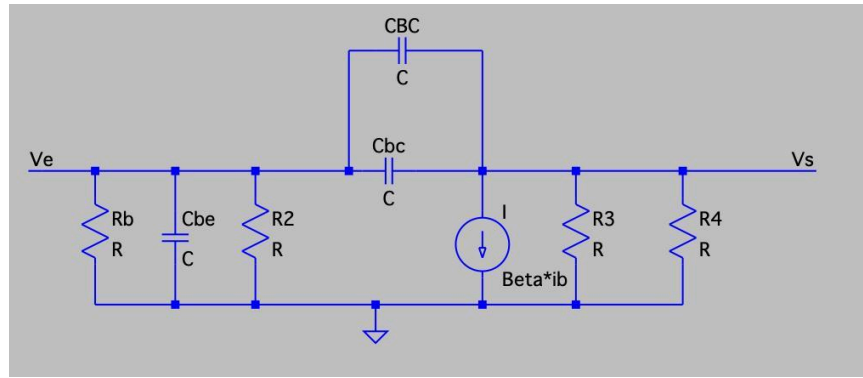


Schéma régime petits signaux

2) A partir de la datasheet du composant, on relève les valeurs de C_{be} et C_{bc} :

Emitter-To-Base Capacitance	C_{EB}	$V_{EB} = 3V$	0.75	pF
Collector-To-Base Capacitance	C_{CB}	$V_{CB} = 3V$	0.46	pF

Tableau page 4 à $T_a = 25^\circ$

$$C_{be} = 0,75 \text{ pF}$$

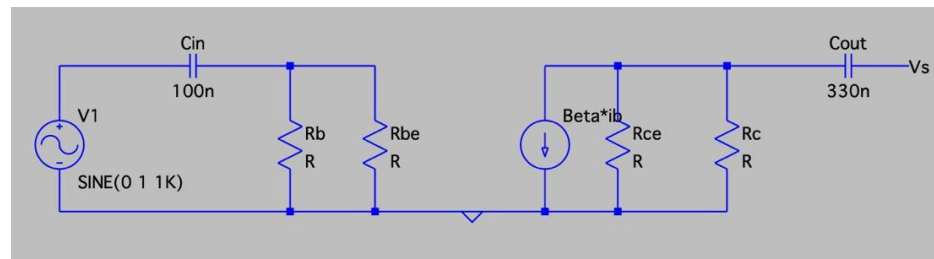
$$C_{bc} = 0,46 \text{ pF}$$

Nous en déduisons les valeurs des impédances associés pour 10 kHz :

$$Z_{be} = \frac{1}{0.75 \times 10^{-12} \times 2 \times \pi \times 10 \times 10^3} = 21,22 \text{ M}\Omega$$

$$Z_{bc} = \frac{1}{(0.46 \times 10^{-12} + 10 \times 10^{-12}) \times 2 \times \pi \times 10 \times 10^3} = 1,5 \text{ M}\Omega$$

Le schéma équivalent à 10 kHz :



3) De la question 4 précédente : $\beta'_{stat} = \frac{I_c}{I_b} = \frac{1.5 \times 10^{-3}}{9.07 \times 10^{-6}} = 165$

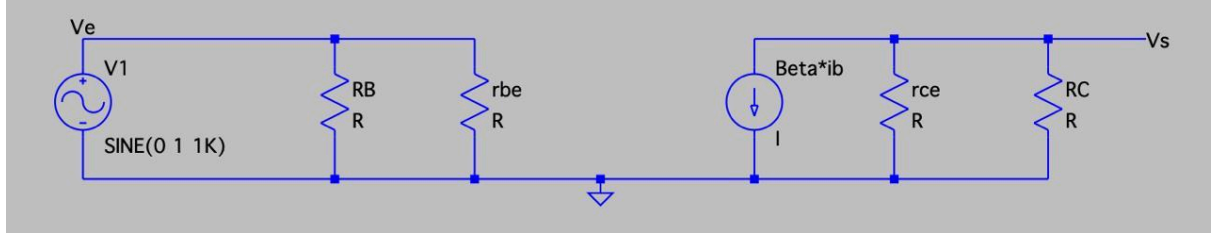
Nous remarquons que ce gain en courant statique est inférieur à celui annoncé par les constructeurs.

4) Calcule des valeurs d'impédances :

$$C_{in} = \frac{1}{C_{in} \times \omega} = 159,15 \text{ }\Omega$$

$$C_{out} = \frac{1}{C_{out} \times \omega} = 48,22 \text{ }\Omega$$

Représentation du montage émetteur commun en régime de petits signaux de basse fréquence :



On éteint toutes les sources pour avoir $I_B = 0$. On connecte un ohmmètre en entrée ou en sortie de tension et de courant V_0 et I_0 pour en calculer Z_E ou Z_S . On en déduit les expressions suivantes :

$$Z_E = \frac{R_B \times r_{be}}{R_B + r_{be}} \quad ; \quad Z_S = \frac{R_C \times r_{ce}}{R_C + r_{ce}}$$

Les expressions de $h_{11} = r_{be}$ et de $h_{22} = \frac{1}{r_{ce}}$

$$h_{11} \times (Z_E - R_B) = -R_B \times Z_E$$

$$h_{11} = \frac{R_B \times Z_E}{R_B - Z_E}$$

$$h_{22} = \frac{R_C - Z_S}{R_C \times Z_S}$$

5) En utilisant le pont diviseur de tension on obtient :

$$V_E = \frac{Z_E \times V_G}{Z_E + R_{add}} \Rightarrow Z_E = \frac{V_E \times R_{add}}{V_G - V_E}$$

On utilise R_{add} , une résistance variable, pour avoir $V_E = \frac{V_G}{2}$ (V_E a été réglée à 100 mV) :

$$Z_E = 5,042 \text{ k}\Omega$$

$$h_{11} = 5,010 \text{ k}\Omega$$

6) Même façon de procéder, on utilise un pont diviseur de tension :

$$V_S = \frac{R_{ch}}{Z_S + R_{ch}} \Rightarrow Z_S = \frac{R_{ch} \times A_v \times Z_E - V_S R_{ch}}{V_S}$$

$$\text{A vide : } V_E = 30 \text{ mV} \quad ; \quad V_{S0} = 4,40 \text{ V}$$

$$\text{En charge : } V_S = 1,02 \text{ V}$$

$$\Rightarrow Z_S = 3,313 \text{ k}\Omega$$

$$h_{22} = 1,54 \times 10^{-6} \Omega^{-1}$$

$$7) i_B = \frac{V_E}{h_{11}} = 6 \times 10^{-6} A$$

$$i_C = h_{21} \times i_B + h_{22} V_{CE}$$

$$i_C = 9,977 \times 10^{-4} A$$

C. Étude de la stabilité en température du point de repos et du gain dynamique

1) On chauffe le transistor et on mesure :

$$V_{CE} = 4.7 V$$

et pour I_C on utilise la loi des mailles :

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = 1.6 mA$$

La température élevée a influé sur la tension en la réduisant et sur le courant en l'augmentant. Cette variation est due à la diode.

Les variations relatives :

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{1.6-1.5}{1.5} = 0.066$$

$$\frac{\Delta V_{CE}}{V_{CE}} = \frac{4.7-4.9}{4.9} = -0.04$$

2) On mesure au multimètre V_{S0} et V_e avant de chauffer :

$$V_{S0} = 1.273 V \quad \& \quad V_{eff} = 0.010 V \quad A_V = 127.3$$

Après chauffage :

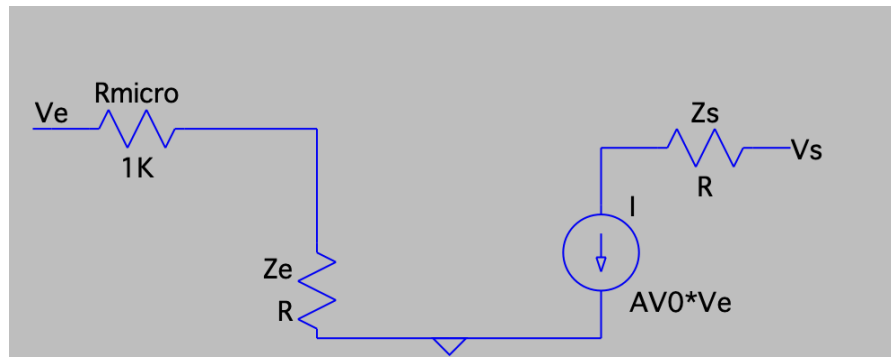
$$V_{S0} = 1.292 V \quad \& \quad V_{eff} = 0.010 V \quad A_V = 129.2$$

$$\frac{\Delta A_V}{A_V} = \frac{129.2-127.3}{127.3} = 0.015$$

3) Pour un $V_e = 50 mV$, on mesure un $V_{S0} = 5.71 V$

D. Adaptation en tension entre la source et l'amplificateur

1) Le signal que nous cherchons à amplifier provient d'un microphone avec une résistance de sortie de $1k\Omega$. Pour simuler cet effet du microphone, une résistance de $1k\Omega$ est placée en amont du circuit. Ainsi, le signal d'entrée du circuit, noté V_e , correspondra au signal émis par le GBF.



Association microphone-émetteur commun

$$2) A_{v0} = \frac{V_s}{V_e} \text{ et } A_{vass} = \frac{V_s}{V_g}, \text{ soit } V_e = \frac{Z_e \times V_g}{Z_e + R_{micro}}$$

en remplaçant nous obtenons : $A_{v0} = \frac{V_s}{\frac{Z_e \times V_g}{Z_e + R_{micro}}}$

$$\text{d'où } \frac{V_s}{V_g} = \frac{A_{v0} \times Z_e}{Z_e + R_{micro}} = A_{vass}$$

3) Nous mesurons $V_s = 1.75 V$ et $V_g = 15 \times 10^{-3} V$ sur notre montage à l'aide du curseur de l'oscilloscope.

En appliquant $A_{vass} = \frac{V_s}{V_g}$ nous obtenons $A_{vass} = 116$.

$$V_e = 25 \times 10^{-3} V$$

4) Pour avoir $A_{vass} = A_{v0}$, il est nécessaire d'avoir une valeur très élevée pour Z_e par rapport à la résistance du microphone.

$$A_{vass} = \frac{A_{v0} \times Z_e}{Z_e + R_{micro}}$$

Si nous prenons Z_e très grand devant Micro alors nous aurons $Z_e + R_{micro} = Z_e$.

Ce qui ferait : $A_{vass} = \frac{A_{v0} \times Z_e}{Z_e}$ et donc $A_{vass} = A_{v0}$.

E. Étude fréquentielle

On se propose dans cette partie de définir la bande passante du montage EC ainsi que les fréquences de coupure haute et basse à -3 dB :

$$f_{cb1} = \frac{1}{2 \times \pi \times Z_e \times C_{in}}$$

$$f_{cb2} = \frac{1}{2 \times \pi \times Z_s \times C_{out}}$$

$$f_{ch} = \frac{1}{2 \times \pi \times (r_{be} // R_s) \times C_m}$$

avec $C_m = (1 + |A_{v0}|) \times (C_{BC} + C_{be})$ et $R_s = 1 \text{ k}\Omega$

Application numérique :

$$f_{cb1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 5.042 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-9}} = 316 \text{ Hz}$$

$$f_{cb2} = \frac{1}{2 \times \pi \times Z_s \times C_{out}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 3.314 \times 10^{-3} \times 330 \times 10^{-9}} = 146 \text{ Hz}$$

$$f_{ch} = 115 \text{ kHz}$$

Nous nous situons à une fréquence de 10 kHz, au centre de la bande passante. À cette fréquence, nous mesurons la tension maximale de sortie, V_{smax} . Pour déterminer les tensions aux fréquences de coupure, nous divisons cette tension maximale par la racine de 2 (V_{fc}). Nous devrions alors identifier nos deux fréquences de coupure en observant, à l'aide de l'oscilloscope, la diminution de la tension de sortie lorsque nous ajustons la fréquence en deçà ou au-delà de 10 kHz.

$$V_{smax} = 7,44 \text{ V crête à crête}$$

$$V_{fc} = \frac{7,44}{\sqrt{2}} = 5,26 \text{ V crête à crête}$$

$$\text{Nous mesurons } f_{cb1} = 265 \text{ Hz et } f_{ch} = 113 \text{ kHz}$$

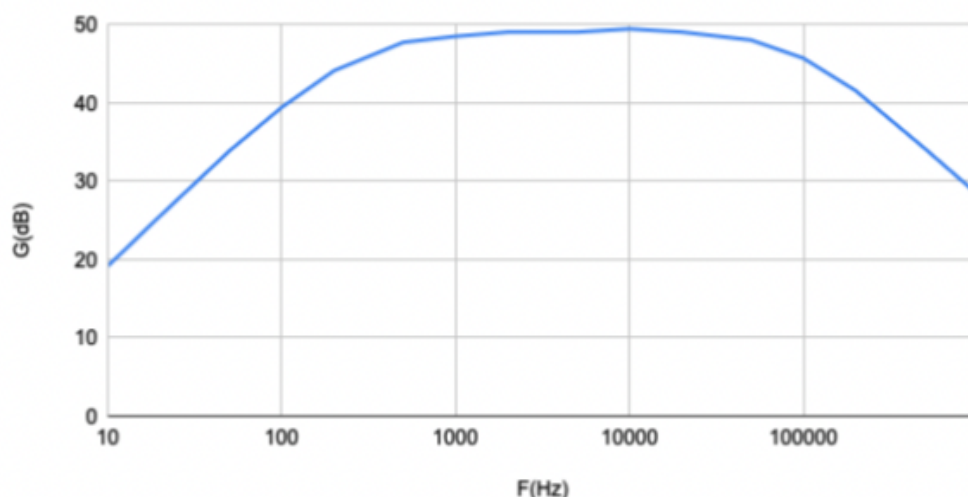
Nous remarquons qu'il y a une légère différence entre f_{cb1} calculé et f_{cb1} mesuré (environ 50 Hz) et f_{ch} calculé est supérieur à f_{ch} mesuré.

Nous pouvons en conclure que ces formules théoriques pour déterminer les fréquences de coupure ne nous donnent que des estimations approximatives des fréquences, sans offrir une précision suffisante pour des valeurs exactes. Nous notons ensuite les points suivants :

Tableau des valeurs relevées à différentes fréquences pour tracer notre gain :

f_{Hz}	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10 k	20 k	50k	100 k	200 k	500 k	1 Mega
V_s en V	0,228	0,476	1,24	2,35	4,03	6,11	6,67	7,11	7,11	7,44	7,11	6,32	4,84	3	1,28	0,656
V_e en V	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025
A_v	9,12	19,04	49,6	94	161,2	244,4	266,8	284,4	284,4	297,6	284,4	252,8	193,6	120	51,2	26,24
G_{dB}	19,19	25,6	33,9	39,46	44,14	47,76	48,52	49,07	49,07	49,47	49,07	48,05	45,73	41,58	34,18	28,38

Diagramme de Bode de l'étude en fréquence du montage Émetteur Commun



La pente du gain entre les fréquences F_{cb1} et F_{cb2} est de -20 dB/décade, tandis que pour les fréquences inférieures à F_{cb1} jusqu'à F_{cb2} , la pente est de -40 dB/décade.

III. AMÉLIORATION DE LA POLARISATION

- 1) Le montage miroir du courant constitue une configuration fondamentale dans les circuits électroniques, notamment en raison de sa capacité à générer un courant de référence stable en utilisant deux transistors appariés fonctionnant en miroir l'un de l'autre. Ce dispositif repose sur l'utilisation de transistors à effet de champ et est largement employé dans les circuits analogiques. Sa principale fonction est de fournir un courant de référence précis, ce qui permet d'assurer une amplification linéaire et une compensation thermique. L'égalité des courants dans les transistors ($I_1 = I_2 = I_{c1}$)

est un aspect crucial de ce montage, garantissant une régulation efficace et une réduction des variations induites par les fluctuations de température. En somme, le choix du montage miroir de courant s'avère judicieux pour atténuer les effets des changements de température dans les circuits électroniques.

2) Nous appliquons la loi des mailles :

$$V_{cc} = R_1 I_1 + V_{BE2}$$

Selon les valeurs obtenues au point de repos, nous avons mesuré un courant I de 1,5 mA et une tension V_{ce} de 5 V.

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_c} = \frac{10 - 0,7}{1,5 \times 10^{-3}} = 6266 \, \Omega \approx 6,3 \, k\Omega$$

Nous choisirons ainsi une résistance variable que nous ajusterons à une valeur de 6,3 k Ω .

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{R_c} = \frac{10 - 5}{3,33 \times 10^3} = 1,5 \, mA$$

IV. CONCLUSION

Ce projet de TP nous a permis de concevoir et d'analyser un amplificateur large bande et faible bruit, en suivant une démarche analytique et progressive sur trois séances. En combinant des études théoriques et des expérimentations pratiques, nous avons respecté les exigences du cahier des charges pour réaliser un amplificateur répondant à des critères spécifiques tels que l'impédance de sortie, la bande passante et le gain dynamique.

À travers l'utilisation de divers composants électroniques, notamment le CA 3096, nous avons mené des études préliminaires, élaboré des schémas, modélisé les circuits et réalisé des tests expérimentaux. Les étapes ont inclus la polarisation du transistor NPN, la simulation et la mesure des paramètres hybrides, ainsi que l'évaluation de la stabilité en température.

Nous avons constaté que les formules théoriques fournissent des estimations approximatives des fréquences de coupure, nécessitant des ajustements basés sur les mesures expérimentales. Par exemple, une légère différence a été observée entre les fréquences de coupure calculées et mesurées.

Enfin, en étudiant l'adaptation en tension entre la source et l'amplificateur, ainsi que l'utilisation d'un montage miroir de courant pour améliorer la polarisation, nous avons renforcé notre compréhension des techniques avancées en conception d'amplificateurs. Ce TP a été une occasion précieuse de mettre en pratique les principes théoriques et d'approfondir nos compétences en électronique.