

MP22 – AMPLIFICATION DE SIGNAUX

1^{er} mai 2019

Lagoin Marc & Ramborghi Thomas

Commentaires du jury

- Il faut connaître les limites expérimentales ainsi que les circuits internes de compensation associés dans les amplificateurs opérationnels.
- De nombreux aspects des amplificateurs sont trop souvent non traités comme la distorsion, les impédances caractéristiques et le rendement.

Bibliographie

- ✦ *Fascicule de TP d'électronique*, **Jérémy Ferrand** Principale source de données pour les expériences.
- ✦ *Principes d'électroniques*, **Albert Paul Malvino, David J. Bates** Pour la théorie.

Expériences

- ☕ Point de fonctionnement
- ☕ Gain en tension de l'amplificateur émetteur-commun
- ☕ Diagramme de Bode et bande passante
- ☕ Impédance d'entrée et Impédance de sortie (émetteur-commun + push-pull)
- ☕ Rendement du push-pull

Table des matières

0.1	Problématique : Comment amplifier le signal du capteur pour faire marcher un haut-parleur	2
0.2	Caractérisation d'un transistor	2
1	Amplificateur émetteur-commun	3
1.1	Point de fonctionnement statique (Circuit de polarisation)	4
1.2	Mesure du gain pour différentes fréquences	5
1.3	Impédance d'entrée et de sortie	6
2	Montage push-pull	8
2.1	Impédance de sortie	8
2.2	Calcul du rendement maximal	9
2.3	Mise en évidence de la distorsion	10

Introduction

0.1 Problématique : Comment amplifier le signal du capteur pour faire marcher un haut-parleur

Une chaîne d'acquisition est l'ensemble des étapes qui permettent, à partir d'une grandeur physique, d'obtenir l'information d'intérêt en sortie (musique sortant d'un haut-parleur, images synthétisées par une télévision, etc...). Tous d'abord, le capteur convertit la grandeur physique en signal électrique. Puis ce signal est transporté jusqu'à l'actionneur (ex : haut-parleur). Le signal fourni par le capteur étant d'amplitude très faible, il est nécessaire de l'amplifier (en tension et en puissance).

Expérience introductive : nous branchons un micro (P74.37), via un adaptateur P74.38 sur un haut-parleur P74.29. Nous entendons alors ... rien !

0.2 Caractérisation d'un transistor

Le transistor est un élément fondamental en électronique et se retrouve dans tous les circuits. Il est au cœur des montages d'amplification de signaux et nous allons donc l'introduire ici. Il s'agit un élément composé de 3 semi-conducteurs dopés (l'émetteur, la base et le collecteur). Le plus courant est le dopage NPN mais des transistors PNP sont aussi utilisés (montage Push-Pull).

Parmi les 3 branches, il faut en choisir une comme entrée, une seconde comme sortie et la troisième comme référence. La configuration la plus commune est la configuration émetteur commun. Dans ce cas, le transistor peut être vu comme une source de courant I_C contrôlée par un autre courant I_B . Les entrées sont les grandeurs (I_B, V_{BE}) et les sorties (I_C, V_{CE}) . Nous pouvons donc regarder la forme prise par les caractéristiques : $I_C = f(I_B)$, $V_{BE} = f(I_B)$ et $I_C = f(V_{CE})$. Les méthodes d'obtention des courbes vont être données dans le cas où le jury voudrait en savoir d'avantage durant les questions. Cependant elles ne pourront pas être réalisées en direct, manque de temps.

- Obtention de la loi $V_{BE} = f(I_B)$ (caractéristique d'une diode).

Pour cela, nous réalisons le montage suivant :

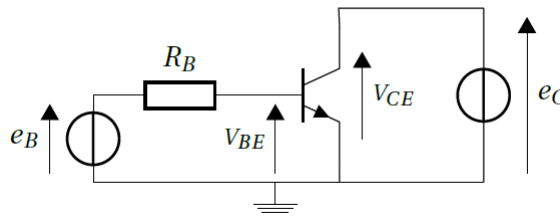


FIGURE 1 – Schématisation du montage pour le tracé de la première caractéristique. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

Nous choisissons comme paramètre : $R_B = 100\text{k}\Omega$, $e_C = 2\text{V}$ fixant V_{CE} . I_B est reliée à e_B par la relation : $I_B = \frac{e_B - V_{BE}}{R_B}$. En choisissant pour e_B une rampe avec un GBF à basse fréquence (1Hz) entre 0 et 3V, nous acquérons V_{BE} et e_B sur Latis-Pro.

Obtention de la loi $I_C = f(V_{CE})$. Pour cela, nous ajoutons une résistance au montage précédent après la branche du collecteur. Nous obtenons le montage de la figure 2.

Cette fois-ci, nous imposons e_{NB} pour fixer I_B et nous appliquons une rampe à e_C (GBF avec 1 Hz entre 0 et 3V) de manière à varier V_{CE} . Nous prenons comme paramètres $R_B = 100\text{k}\Omega$ et prendre $R_C = 200\text{k}\Omega$. I_C est relié à e_C par : $I_C = \frac{e_C - V_{CE}}{R_C}$.

Obtention de la loi $I_C = f(I_B)$. Pour cela, nous allons nous resservir des résultats déjà obtenus. Nous souhaitons ici fixer V_{CE} . Pour cela nous prenons les valeurs de I_C sur les paliers de la caractéristique précédente car cette grandeur est saturée, ainsi que les valeur de I_B associée.

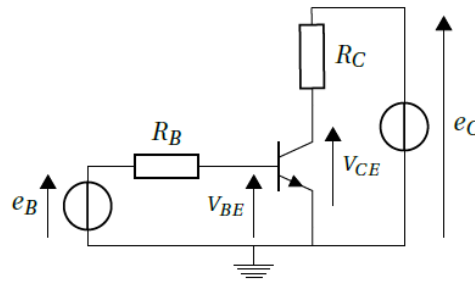


FIGURE 2 – Schématisation du montage pour le tracé de la seconde caractéristique. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

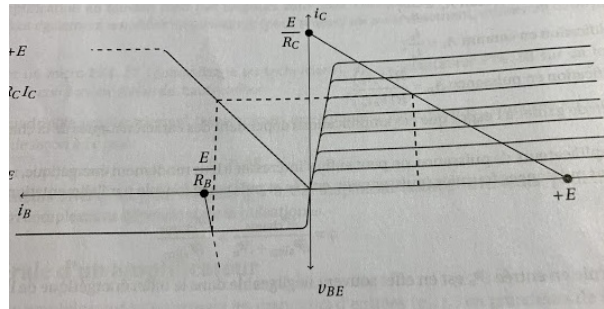


FIGURE 3 – Schéma de la caractéristique d'un transistor. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

Schéma général d'un amplificateur

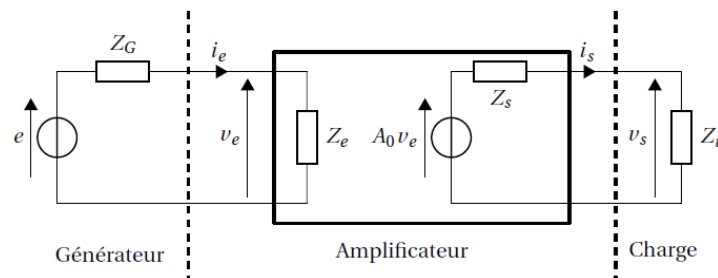


FIGURE 4 – Schéma général d'un amplificateur. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

1 Amplificateur émetteur-commun

Cet amplificateur est de classe A. Cela signifie que le transistor fonctionne sur sa zone active ; ce qui se traduit par un courant non-nul au collecteur en tout temps. Afin de garantir cette exigence, il faut essayer de placer le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge.

Cet amplificateur permet d'obtenir une forte tension que nous quantifierons à l'aide du gain associé. Nous verrons également dans cette partie que l'impédance de sortie est elle aussi élevée, ce qui se traduit par un courant faible et donc une faible puissance. Par conséquent ce montage ne nous permet pas, à lui seul, de résoudre notre problème de fonctionnement du haut-parleur.

Nous allons commencer par présenter un amplificateur polarisé par un diviseur de tension. Le schéma générale de ce montage est représenté en figure 5.

Décortiquons-le rapidement :

Il est composé de 3 condensateurs de capacité : C_b , C_C et C_E . Les deux premiers sont des condensateurs dit de liaison qui permettent de découpler les tensions et les courants d'entrée et de sortie (composantes continues) avec celles

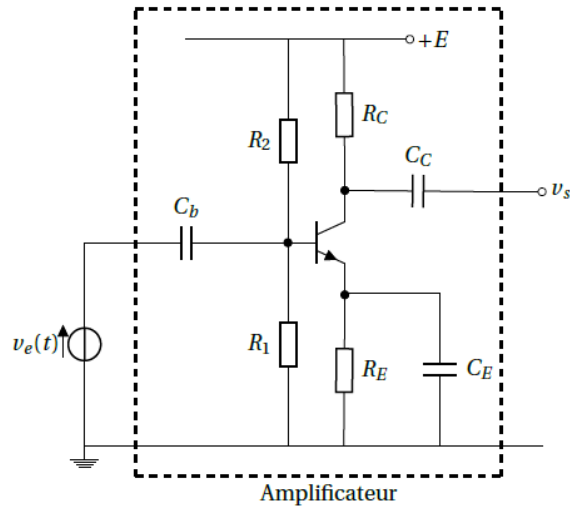


FIGURE 5 – Schéma de amplificateur à émetteur commun que nous étudierons ici. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

de polarisation (composantes variables). Ils permettent donc d'appliquer un signal variable AC à l'amplificateur sans modifier le point de polarisation statique (en continu : condensateur = circuit ouvert et en variable : condensateur = court-circuit). le troisième condensateur est un condensateur de découplage permet de créer une masse pour le signal alternatif sans modifier les propriétés le point de fonctionnement continu.

Nous retrouvons également un pont diviseur de tension défini par les résistances R_1 et R_2 . Ce dernier fixe la valeur de la tension à la base que nous noterons V_B . Elle fixe à son tour la valeur de la tension à l'émetteur V_E par une loi des mailles qui fixe enfin le courant émetteur I_E . La finalité est l'obtention d'un point de fonctionnement Q (I_C, V_{CE}) stable et indépendant du gain en courant $\beta = \frac{I_C}{I_B}$. Dans le cas où le courant de base est faible devant celui parcourant les résistances R_1 et R_2 , le courant de base est considéré nulle et V_{BB} est alors facilement relié à E . Nous obtenons les relations :

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E \quad (\text{valable uniquement si } I_B = 0) \quad V_E = V_B - V_{BE} = V_B - 0.7V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \quad I_C \approx I_E \quad V_C = E - I_C R_C \quad V_{CE} = V_C - V_E$$

On a donc bien V_B fixé par le diviseur de tension $\rightarrow V_{CE}$ fixé.

1.1 Point de fonctionnement statique (Circuit de polarisation)

Nous commençons par monter le circuit de polarisation (circuit précédent sans les condensateurs et la source de tension v_e). Nous prenons : $R_C = 820\Omega$, $R_E = 200\Omega$, $R_1 = 1,56k\Omega$, $R_2 = 8,2k\Omega$ et $E = 10V$.

Nous allons construire la droite de charge puis repérer où se situe le point de fonctionnement :

Pour cela, nous avons besoin du point de saturation et de celui de blocage (les 2 extrémités de la droite). Le transistor est saturé lorsque le courant I_C atteint sa valeur maximale. Nous pouvons trouver cette valeur en imaginant un court-circuit entre le collecteur et l'émetteur. Nous trouvons : $I_C^{sat} = \frac{E}{R_C + R_E}$. Le transistor est bloqué lorsque la tension V_{CE} est maximale. Nous pouvons trouver cette valeur en imaginant que le transistor est enlevé du montage et que ce dernier se retrouve donc en circuit ouvert. Nous trouvons alors : $V_{CE}^{bloc} = E$.



Point de fonctionnement



⊖ 30 s

Nous pouvons maintenant mesurer le couple (I_C, V_{CE}) et le placer sur la courbe. Nous vérifierons que nous obtenons des résultats cohérents avec la théorie.

Commentaire du jury : Il faut que le point de fonctionnement soient bien au milieu de la droite de charge. Nous pouvons voir qu'avec ces valeurs de résistance nous n'y sommes pas puisque la distorsion n'est pas symétrique entre les valeurs positives et négatives de la tension.

Le courant I_C et la tension V_{CE} sont relié à R_C , R_E , R_1 , R_2 et E grâce aux relations : $I_C \approx \frac{1}{R_E} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} E - 0,6V \right)$ et : $V_{CE} = E - (R_C + R_E) I_C$.

1.2 Mesure du gain pour différentes fréquences

Nous ajoutons maintenant les condensateurs et la source de tension sinusoïdale v_e (d'amplitude 40mV) en prenant comme valeur : $C_B = 10\mu F$, $C_C = 10\mu F$ et $C_E = 1mF$.

Gain en tension



⊖ 1 min

Pour des fréquences de v_e variant du Hz au MHz, nous calculons le gain en tension défini par :

$$G_V = \left| \frac{v_s}{v_e} \right| \quad (1)$$

Attention au signe de v_s !!! : rappelons-nous le fonctionnement d'un transistor polarisé. L'émetteur est fortement dopé n et par effet transistor une grande partie de ses électrons vont dans le collecteur (ainsi qu'une petite partie dans la base). Les flux d'électrons sont donc sortant de la base et du collecteur d'où des intensités entrantes. Or nous voyons le transistor comme un quadripôle avec pour entrée la base et la sortie le collecteur (convention émetteur commun). Par conséquent, le courant I_C doit être considéré négatif.

Nota bene : les tensions doivent être ici mesurées à l'oscilloscope car leur valeur sont trop faibles pour se contenter d'un multimètre. Nous trouvons alors $v_s = -3,062V$ et $v_e = 21,77mV$ d'où : $G_V = 140,6$ (pour $f = 1kHz$ et d'amplitude 40mV).

Effectuons un petit calcul théorique pour comparer notre valeur (dernier se retrouve éparpillé dans le livre de Malvino) :

$$G_V = \frac{v_s}{v_e} = \frac{I_C r_C}{I_E r_{e'}} \quad (2)$$

On considère $I_C \approx I_E$ et $r_{e'} = \frac{25mV}{I_E^{DC}}$ dans l'approximation des petits signaux. r_C est la résistance de collecteur en alternatif et est égale à $R_C \parallel R_s$ où R_s est la résistance mise en sortie (ici un oscillo donc nous la considérons comme infini). I_E^{DC} est l'intensité continu au collecteur et s'écrit :

$$I_E^{DC} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} E - 0,7}{R_E} \quad (3)$$

D'où :

$$G_V = \frac{R_C}{\frac{25mV R_E}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} E - 0,7}} \quad (4)$$

Avec nos valeurs de résistances, nous trouvons : $G_V = 147$

Diagramme de Bode et bande passante



⊖ 3 min

- Nous traçons ensuite le diagramme de Bode. Il s'agit d'un filtre passe-bande dont le palier nous renseigne sur la valeur du gain maximal. L'incertitude sur ce dernier est estimée à l'aide de la méthode des moindres carrés.

- Finalement, nous déterminons la bande passante associée. Il s'agit de l'intervalle de fréquence tel que : $G_V \geq G_V^{max} - 3\text{dB}$.

Par conséquent l'incertitude sur $G_V(f_c)$ sera identique à celle sur G_V^{max} ; ce qui nous donne l'incertitude de l'ordonnée. La fréquence associée au point précédent la valeur $G_V^{max} - 3\text{dB} - \Delta G_V^{max}$ et celle du point suivant la valeur $G_V^{max} - 3\text{dB} + \Delta G_V^{max}$ détermine l'incertitude sur la fréquence.

Commentaire du jury : Ici nous pouvons nous contenter de prendre la valeur du gain au niveau du plateau à l'aide du curseur plutôt que de perdre du temps à passer par un fit des points correspondant à ce gain.

Le condensateur en entrée de capacité C_b associé aux résistances R_1 et R_2 se comporte comme un filtre passe-haut de fréquence de coupure :

$$f_c(C_b) = \frac{1}{Z_{in} C_b (R_1, R_2, h_{11})} \quad (5)$$

Avec $h_{11} \approx 1\text{k}\Omega$ nous trouvons $Z_{in} = 600\Omega$, ce qui justifie d'avoir choisis $C_b = 10\mu\text{F}$. Le condensateur en sortie de capacité C_c se comporte lui aussi comme un filtre passe-haut de fréquence de coupure :

$$f_c(C_c) \approx \frac{1}{2\pi(R_u + R_C)C_c} \quad \text{avec : } R_u \text{ la résistance placée à la charge.} \quad (6)$$

Ici encore le choix de la capacité est justifié pour les caractéristiques du signal auquel nous nous intéressons.

Ces 2 fréquences de coupure étant très faibles, c'est le condensateur à la sortie de l'émetteur qui fixe la borne inférieure à 100Hz.

Le filtre passe-bas à haute fréquence est lui aussi piloté par les condensateurs.

Commentaire du jury : Le produit gain-bande passante est constant. Par conséquent la réduction de l'amplitude donc du gain va rendre les fréquences de coupure inaccessibles. C'est pour cette raison que nous sommes obligés de travailler à 40mV malgré que nous observons de la distorsion.

1.3 Impédance d'entrée et de sortie

En plus d'un bon gain en tension, l'amplificateur doit posséder les bonnes valeurs d'impédance d'entrée et de sortie.

Impédance d'entrée

La première doit posséder une valeur importante afin que la tension d'entrée soit assimilable à celle délivrée par le GBF. En effet, ce dernier étant pas idéal, il possède une résistance interne qui impose, par diviseur de tension, la relation :

$$v_{in} = v_{\text{gén}} \frac{Z_{in}}{R_{\text{gén}} + Z_{in}} \quad (7)$$



Impédance d'entrée



⊖ 1 min

Pour calculer Z_{in} nous allons utiliser la méthode de la tension moitié. Nous repartons pour cela du même montage avec $v_e = 50\text{mV}$ et $f_e = 1\text{kHz}$ auquel nous ajoutons, entre le GBF et l'amplificateur, une boîte à décade de résistance variable R .

Nous mesurons alors v_e lorsque R est court-circuitée que nous notons $v_e(R=0)$. Puis nous augmentons R jusqu'à ce que la tension est chutée de moitié et vaille $\frac{v_e(R=0)}{2}$. La valeur obtenue, retrancher de la résistance interne du GBF (50Ω), correspond à Z_{in} .

Nous allons les relations :

$$v_e(R=0) = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_{\text{gén}}} u \quad \text{et :} \quad v_e(R) = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_{\text{gén}} + R} \quad (8)$$

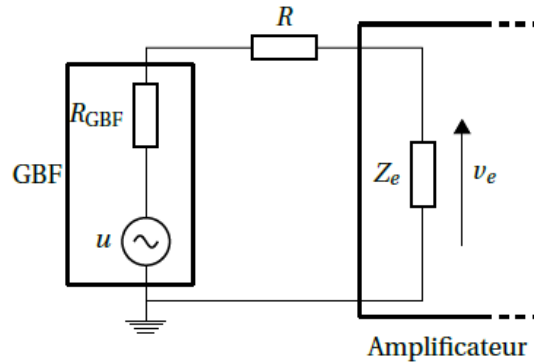


FIGURE 6 – Schéma permettant la mesure de l'impédance d'entrée de l'amplificateur. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

Nous comprenons alors la démarche précédente puisque $v_e(R) = \frac{v_e(R=0)}{2}$ pour $R = R_{\text{gén}} Z_{in}$.

Nous trouvons une impédance $Z_{in} = 630 - 50\Omega = 580\Omega$ élevé devant 50Ω par conséquent l'amplificateur de tension est bien adapté pour un début de montage d'amplification.

Commentaire du jury : Il est important de relier l'impédance d'entrée aux différentes résistances de sortie pour justifier leur choix.

Nous avons ici la relations : $\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{11}}$.

h_{11} est la tangente de la caractéristique de la diode $I_B(V_{BE})$ au point de fonctionnement. Paramètre fortement non-linéaire dépendant fortement de β donc de la température. Pour une forte impédance en entrée, il faut donc prendre de grandes valeurs de R_1 et R_2 .

Impédance de sortie

En sortie l'impédance doit correspondre à celle de la charge pour une bonne adaptation d'impédance et donc une bonne transmission de puissance. Nous pouvons donc déterminer l'impédance de sortie de l'amplificateur ainsi que celle d'entrée de l' haut-parleur et remonter aux rapport de puissance (coefficient de réflexion énergétique R). Nous avons la relation :

$$R = \frac{P_{\text{ampli}}}{P_{H-P}} = \frac{\frac{V_S^2}{Z_{out}}}{\frac{V_{H-P}^2}{Z_{H-P}}} \quad (9)$$



Impédance de sortie



⊖ 1 min

Commençons par calculer Z_{out} . Nous allons utiliser, pour cela, la même méthode que pour Z_{in} . Nous plaçons la boîte à décade en sortie d'amplificateur.

Nous commençons ici par mesurer v_s en circuit ouvert et nous la notons $v_s(R = \infty)$. Nous refermons le circuit et nous cherchons pour quelle résistance R la tension chute de moitié. Cette approche est justifiée grâce aux relations :

$$v_s(R = \infty) = G_V v_e \quad \text{et :} \quad v_s(R) = \frac{R}{R + Z_{out}} G_V v_e \quad (10)$$

Nous obtenons une impédance de sortie : $Z_{out} = 800\Omega$. Cette impédance est grande devant celle de l' haut-parleur qui n'est que de quelques Ohms. Par conséquent le courant en sortie sera faible et le montage seul ne peut pas assurer l'amplification de puissance.

Nous pouvons vérifier qualitativement qu'aucun son audible ne sort si nous plaçons l' haut-parleur en sortie.

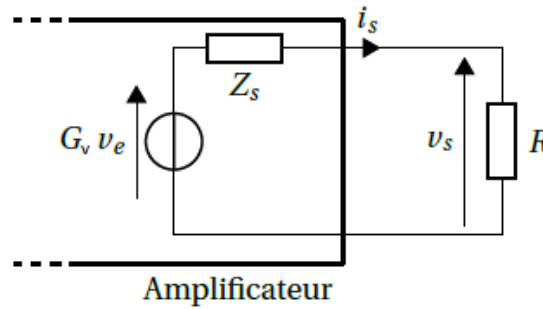


FIGURE 7 – Schéma permettant la mesure de l'impédance de sortie de l'amplificateur. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

Commentaire du jury : Ici Z_{in} et Z_{out} doivent être connues qu'à 10% près. En effet, il nous faut seulement un ordre de grandeur ici pour dire si l'adaptation d'impédance est bonne ou non ici. Il n'est donc pas nécessaire de s'attarder sur les incertitudes ici.

Commentaire du jury : Il est également important ici aussi de relier Z_{out} aux composants choisis et aux caractéristiques choisis.

L'impédance en sortie est reliée aux caractéristiques du système grâce à la relation :

$$Z_{out} = \frac{R_C}{1 + h_{22}R_C} \approx R_C \quad (11)$$

h_{22} est donnée par la tangente de la courbe $I_C(V_{CE})$. Nous pourrions être tenté de prendre une petite valeur de R_C pour une bonne adaptation d'impédance en sortie. Cependant nous rappelons que les résistances R_C et R_E sont déjà choisies de manière à positionner notre point de fonctionnement au milieu de la droite de charge.

Bilan général sur le choix des composants :

- Les capacités C_b , C_c et C_e fixent les fréquences de coupure du gain.
- Les résistances R_1 et R_2 fixent une grande impédance d'entrée.
- Les résistances R_C et R_E fixent le point de fonctionnement.
- h_{11} et $\frac{1}{h_{22}}$ sont les "résistances internes du transistor" (reliant la tension et le courant) et ont des valeurs élevées.

2 Montage push-pull

Afin de résoudre ce problème d'impédance (et de faible gain de puissance), nous allons maintenant réaliser un amplificateur de classe B appelé push-pull (il s'agit de l'armature de base de nombreux circuits de cette classe). Cette classe se caractérise par un courant collecteur non nul sur la moitié d'un cycle. Ici, le courant passe dans l'un des transistors durant une demi-période (il faut en réalité tenir compte de la tension seuil) puis dans l'autre durant l'autre demi-période (Tension positive en entrée = NPN conduit et le PNP est bloqué). Pour cela, le point de fonctionnement est situé au point de blocage de la droite de charge. Les 2 transistors devant fonctionner sur des périodes différentes, il faut qu'ils soient de nature différentes (un PNP et un NPN). En figure 8, nous retrouvons un schéma du montage auquel nous nous intéresserons durant cette partie.

Ce montage est déjà câblé car des problèmes de refroidissement apparaissent avec un montage réalisé de toutes pièces lorsque nous appliquons des tensions de quelques volts.

Commentaire du jury : La dissipation dans les transistors est due à la recombinaison dans la base des électrons (+ phonon). C'est de la résistance ohmique.

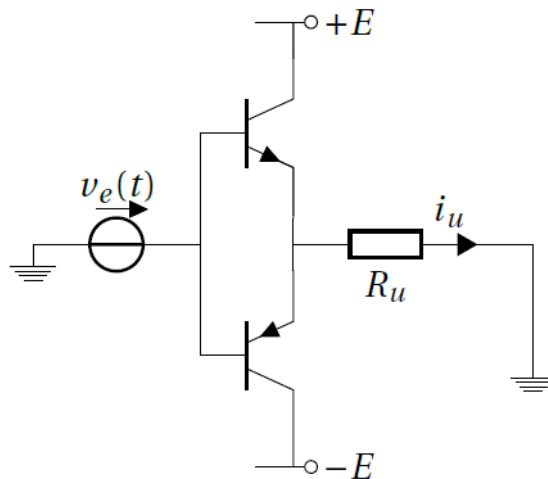


FIGURE 8 – Schéma du montage push-pull. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

2.1 Impédance de sortie

Nous utilisons une alimentation continue pouvant délivrer de fort courant pour E afin d'alimenter le circuit. Pour v_e nous prendrons une tension de 3V et une fréquence de 10Hz.



Impédance de sortie



⊖ 1 min

Nous pouvons déterminer l'impédance de sortie du push-pull à l'aide de la méthode de la tension moitié. Nous utilisons pour cela un rhéostat de faible résistance (représenté sur la figure 8 par R_u).

Pour les transistors utilisés, nous trouvons $Z_{out} = 1,96\Omega$. Nous pouvons comparer cette valeur à celle du haut-parleur qui est de l'ordre de 5Ω et ainsi montrer que nous avons gagné en adaptation d'impédance par rapport à l'amplificateur de tension (nous pouvons, si le temps le permet, recalculer le coefficient de réflexion énergétique).

2.2 Calcul du rendement maximal



Rendement max du montage



⊖ 1 min

Nous allons maintenant déterminer le rendement maximal de l'amplificateur. Les mesures suivantes sont réalisées en plaçant la résistance du rhéostat à la valeur de Z_{out} afin que la puissance soit transmise à la charge en sortie.

Nous trouvons la valeur de la puissance de l'alim par la mesure de I_A et V_A à l'aide d'un multimètre (voulant l'intensité moyenne, nous la prenons en DC). Notons que nous négligeons la puissance fournie par le GBF devant celle fournie par l'alimentation continue. De même, pour trouver la puissance à la sortie du montage, nous mesurons la tension aux bornes du rhéostat (nous trouvons I grâce à la valeur de $\frac{V_R}{R_R}$). La valeur du rendement est simplement le rapport des 2 puissances. Nous trouvons une valeur de l'ordre de 4 %.

Problème ? Il ne s'agit en réalité pas du rendement maximal. L'alimentation ne peut, en effet, pas suivre en courant. Nous pouvons ici résoudre ce problème en descendant la tension imposée aux bornes du push-pull à 3V. En effectuant de nouveau les mesures, nous trouvons un rendement de l'ordre de 50 %. Notons cependant que les tensions imposées ici au montage ne sont plus très réalistes.

Il est possible d'obtenir une valeur théorique (voir Introduction à l'électronique, DONINI, p105) afin d'effectuer une comparaison :

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_s^m}{E} \quad (12)$$

où V_s^m est l'amplitude maximale de la tension de sortie et E la source de courant continue.

Notons que le rendement est toujours inférieur à $\frac{\pi}{4} \approx 0,78$ et diminue avec v_s .

2.3 Mise en évidence de la distorsion

Nous pouvons montrer rapidement à l'oscilloscope que le signal délivré par le push-pull possède de la distorsion. Elle est dû à la tension seuil des transistors évoquée précédemment. Pour que le courant passe dans l'un des transistors, la tension doit être supérieure (en valeur absolue) à 0,6V. Afin d'y remédier, il est possible de changer légèrement le montage en ajoutant 2 diodes de redressements et 2 résistances de 620Ω.

Cependant le système devient instable. En effet, une augmentation de température (ce qui est observé expérimentalement) diminue le seuil de la jonction et augmente ainsi le courant. Nous parlons ici d'emballement thermique. Nous devons donc ajouter 2 résistances en sortie des émetteurs pour limiter le courant. Voici un schéma du montage :

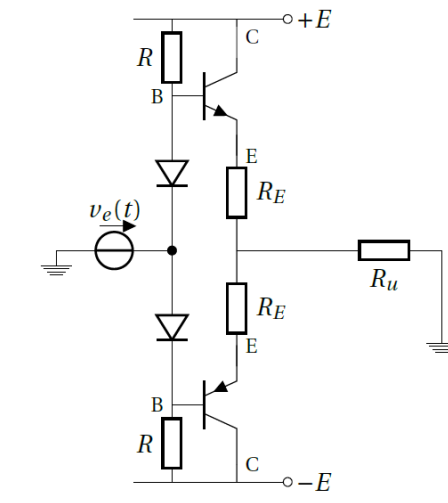


FIGURE 9 – Schéma du montage push-pull corrigé de la distorsion et stable face au emballement thermique. Cette figure a été prise dans le poly de Jérémy Ferrand.

Notons cependant que, même avec de petites résistances de l'ordre de 5Ω, le gain est considérablement diminué puisque la résistance de la charge est elle aussi petite (environ 5Ω pour le haut-parleur). C'est pour cette raison que nous ne réaliserons pas ce montage.

Commentaire du jury : Le push-pull seul ne suffit pas. En effet nous pouvons remarquer que ce montage augmente uniquement le courant et la tension reste un peu près constante. C'est pour cette raison que l'amplificateur émetteur commun doit être placé en amont si nous souhaitons amplifier des petits signaux comme c'est le cas avec notre microphone. De plus il nous faut passer le seuil "symbolique" de 0,6V. (La relation $I(V)$ est une exponentielle donc commence par croître lentement au début puis rapidement. Par conséquent, si nous voulons une forte variation de courant par petite variation de tension, il nous faut une tension supérieure à 0,5V. Ce problème est donc dû à la non-linéarité de la réponse.)

Conclusion : le haut parleur marche !

Nous pouvons finalement intercaler le montage émetteur commun en série avec le montage push-pull entre v_e ($V = 50\text{mV}$ et $f = 20 - 50\text{Hz}$) et le haut-parleur et écouter qu'un son audible sort bien de ce dernier !