MP 22 — AMPLIFICATION DE SIGNAUX

6 avril 2018

... ——— ...
CONVENTION DE BERLIN 1906

Bastien Gili-Tos, Guillaume Jung & Pierre Comelli

Commentaires du jury

2017 : L'amplificateur opérationnel (AO) permet l'étude de systèmes d'amplification dans le contexte de l'instrumentation, dont l'étude peut être envisagée dans ce montage. Ce dernier comporte néanmoins de nombreux circuits internes de compensation, résultant en des limitations techniques qu'il faut connaître ; ainsi si l'étude de circuits à AO pour l'amplification de signaux peut être abordée dans ce montage, d'autres circuits simples à bases de transistor(s) peuvent être également envisagés. D'autre part, de nombreux aspects des amplificateurs sont éludés, comme la distorsion, les impédances caractéristiques et le rendement.

2007-2016 Mêmes remarques qu'en 2017 sauf pour l'amplificateur opérationnel qui était catalogué de non idéal pour ce montage.

Bibliographie

- ✍ *Expériences d'électronique [1]*, **Duffait** ⟶ Toutes les manip
- ✍ *Répertoire mondial des transistors [2]*, **Lilen et Touret** ⟶ Pour connaître les caractéristiques limites des transistors utilisés
- ✍ *Principes d'électronique [3]*, **Malvino et Bates** ⟶ Pour la théorie

Expériences

- Caractérisation d'un transistor
- Montage collecteur-émetteur commun
- Montage push-pull

Table des matières

1 Caractérisation d'un transistor bipolaire **2**
- 1.1 Vbe=f(Ib) . . . 4
- 1.2 Ic=f(Vce) . . . 5
- 1.3 ic=f(ib) . . . 6

2 Amplificateur émetteur-commun **7**
- 2.1 Polarisation du transistor . . . 8
- 2.2 Montage résistance d'émetteur découplé et pont de base . . . 9

3 Montage push-pull **12**

Introduction

Dans une chaîne électronique, les signaux issus de capteurs sont généralement limités en amplitude de tension et en puissance. Si l'on veut utiliser ces signaux, par exemple pour un asservissement ou un haut-parleur, il peut être donc nécessaire de les amplifier en tension et en puissance.

Par exemple :

☕

intro - Micro direct à l'ampli

✍ aucune ⏲ qques instants

Matériel :

microphone P74.37

adaptateur du micro P 74.38

haut-parleur

diapason P71.10

marteau de diapason P71.33

oscilloscope P36.7 (facultatif)

Connecter le micro au haut-parleur. Mettre le micro dans la caisse du diapason. Donner un coup sur le diapason. constater qu'aucun son ne sort du haut-parleur.

Eventuellement, brancher le micro à l'oscillo seulement. Constater que la sortie du micro ne donne que quelques mV quand on tape sur le diapason. On peut également brancher l'oscillo au micro une fois celui-ci connecté au haut-parleur. Constater que le signal relevé reste un bruit constant quand on tape sur le diapason.

Principe de l'amplification d'un signal électrique :

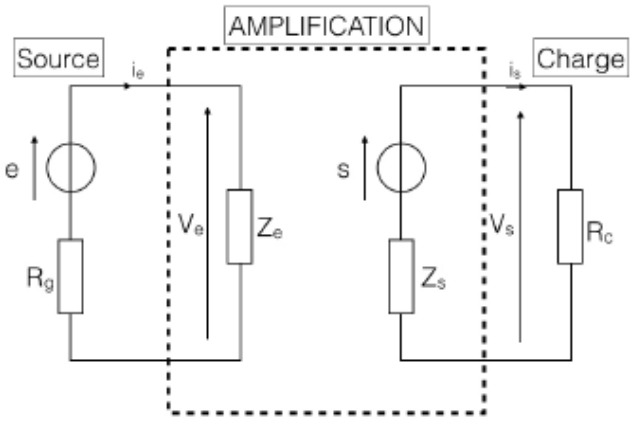

FIGURE 1 – Schéma d'un amplificateur de tension

Un amplificateur est un quadripôle transformant un signal d'entrée (Ve, Ie) en un signal de sortie (Vs, Is).

1 Caractérisation d'un transistor bipolaire

✍ [1] p.65 pour les expériences, [3] p.192 pour la théorie

L'élément de base que l'on va utiliser pour amplifier est un transistor. Ce composant présente en effet la particularité de pouvoir amplifier un courant.

Le transistor possède trois régions dopées (on parlera ici d'un transistor NPN - il existe aussi des transistors PNP, il faut alors inverser trous et électrons dans la description suivante) : celle du bas est l'émetteur, fortement dopé en électrons ; celle du milieu est la base, faiblement dopé en trous et très fine ; celle du haut est le collecteur, dopé moyennement en électrons et très large.

En appliquant des sources de tension au transistor, on obtient des courants dans les différentes parties. Les électrons de l'émetteur vont alors monter vers la base. La base étant faiblement dopée en trous et très fine, les électrons libres y ont une bonne durée de vie et la traverseront facilement pour aller dans le collecteur. Quelques électrons de la base seront attirés par les dipôles connectés à la base. Les électrons libres dans le collecteur eux seront attirés par les dipôles connectés au-dit collecteur.

L'émetteur est la source des électrons et possède donc le courant le plus important. Comme la plus grande partie des électrons vont dans le collecteur, le courant collecteur est bien plus grand que le courant de base.

Si on considère que l'entrée est le courant de la base et la sortie celui du collecteur, on a alors amplification de l'intensité. On cherche notamment à savoir si ce gain est constant, linéaire, sur quelle plage ?

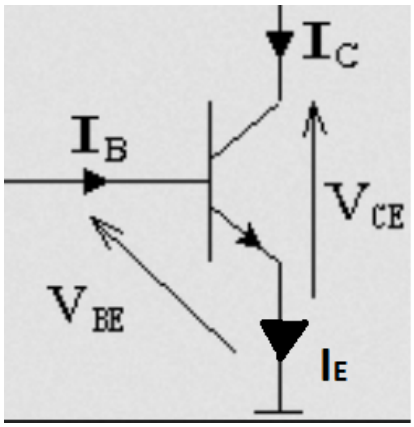

FIGURE 2 – Schéma d'un transistor.

On va donc étudier les caractéristiques du transistor employé. Voici les courbes que l'on cherche à obtenir :

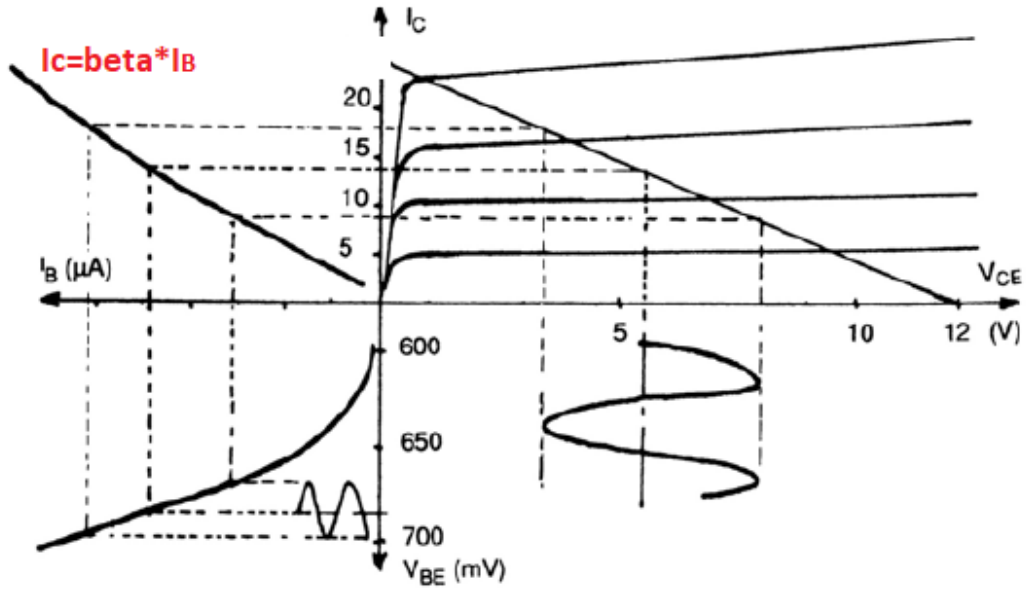

FIGURE 3 – Caractéristiques de fonctionnement d'un transistor.

1 - Montage pratique

✍ [1], [3] ⏲

Matériel :

transistor 2N2222

résistance Rb = 100kΩ$résistance Rc = 100\Omega$

GBF P ? ?. ? ?

alimentation continue P ? ?. ? ?

carte d'acquisition Latis-Pro

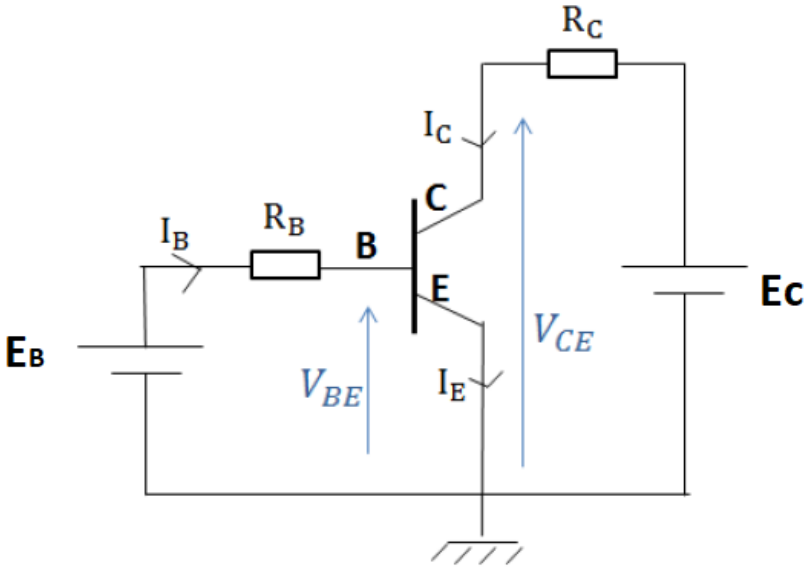

FIGURE 4 – Montage pour la caractérisation d'un transistor NPN

Le transistor 2N2222 a pour caractéristiques :

Vcbmax = 60V

Vcemax = 30V

Vebmax = 6V

icmax = 0.8A

T(jonction)max = 175C

Ptot = 500mWF (F : convection naturelle à l'air ambiant à 25C)

On prend donc Rc tel que la tension ic soit inférieure à icmax. Pour une tension Ec de quelques volts max, 100Ω est suffisant ($ic_{sat} = \frac{Ec}{Rc}$).

On prend Rb élevé pour diminuer le courant au possible le courant $ib = \frac{Vb - Vbe}{Rb}$. En effet, comme l'amplification ic=f(ib) est importante, pour éviter de saturer ic à ic_{sat}, on veut ib petit.

1.1 Vbe=f(Ib)

1.1 — Tracé de Vbe=f(Ib)

✍ [1]

Matériel :

celui de 1

Fournir Ec=2V avec l'alimentation continue. Pour Eb, fournir avec le GBF une tension de fréquence 1Hz et oscillant entre 0 et 3V.

Relever avec Latis-Pro la tension Vbe et la tension Eb.

Calculer $Ib = \frac{Eb - Vbe}{Rb}$

Représenter Vbe=f(Ib)

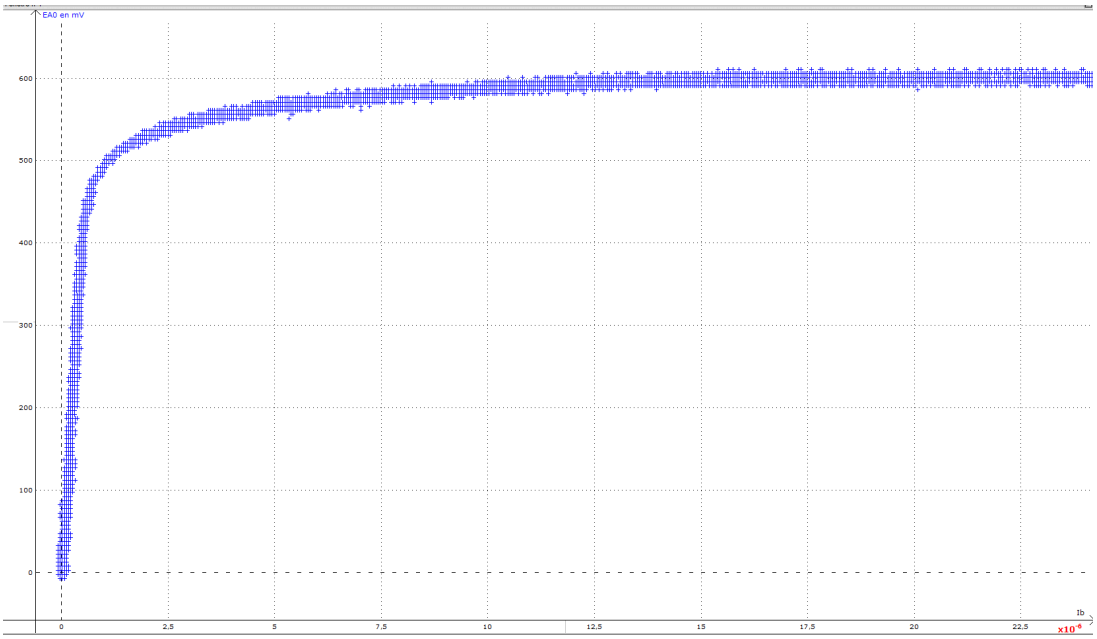

FIGURE 5 – Vbe=f(Ib), Vce=2V

On observe que Ib reste quasi-nul tandis que Vbe augmente très rapidement jusqu'à ≈0.500V, puis que Vbe sature à 0.6V alors que Ib augmente. En fait, pour Vbe<0.6V, les électrons de l'émetteur ne peuvent traverser la jonction net rejoindre la base, et encore moins le collecteur. Le transistor est alors *bloqué*. Le transistor se comporte en Vbe comme une diode.

1.2 Ic=f(Vce)

1.2 — Tracé de Ic=f(Vce)

✍ [1]

Matériel :

celui de 1

Méthode pour tracer toutes les caractéristiques à différents ib.
Mettre Eb une sortie de la carte Latis-Pro. Mettre Ec une sortie de Latis-Pro.
Ecrire "Eb=1+INT(100*rampe(0,10))" et "Ec=10*(100*rampe(0,10)-INT(100*rampe(0,10)))" Attention, pour que cela fonctionne, il faut que la variable Temps soit déjà existante. Pour cela, faire une acquisition dans le vide avant de relever les points.
Relever avec Latis-Pro la tension Vbe et la tension Vce.
Déterminer ib=(Ec-Vce)/Rc. Tracer Vbe=f(ib).

On obtient :

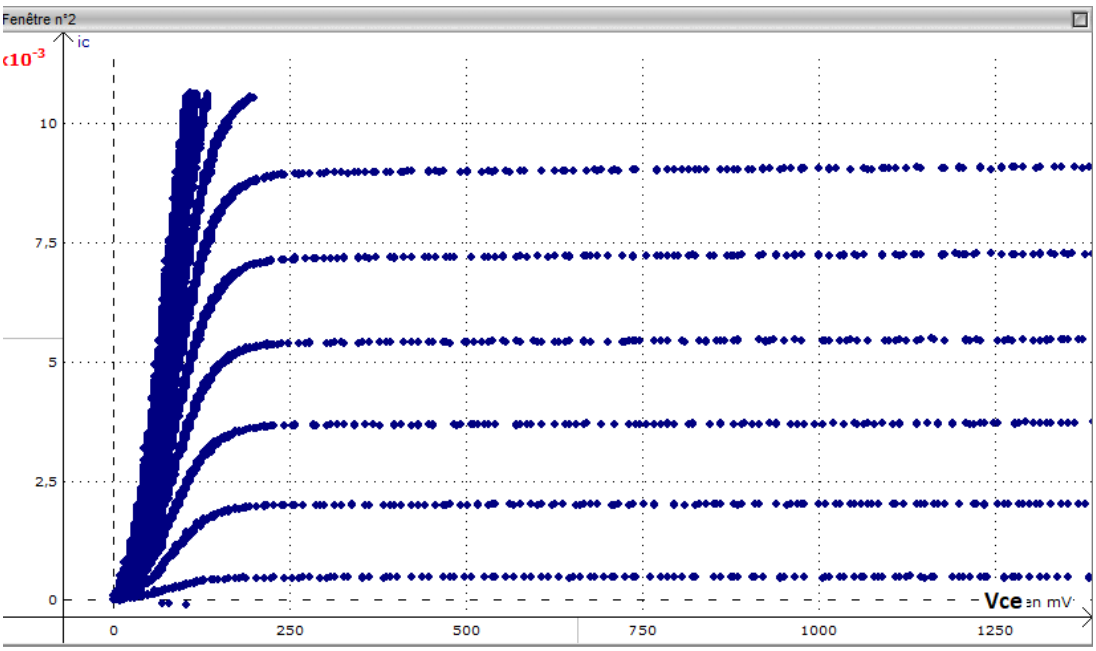

FIGURE 6 – Ic=f(Vce), pour différents Ib

On observe deux zones.

Les plateaux correspondent à la *zone active* parfois appelée *région linéaire*. Les électrons de l'émetteur vont dans la base et dans le collecteur. Comme le collecteur récupère la majorité des électrons injectés dans la base, un changement de Vce ne fait pas varier Ic. Par contre, Ic varie avec Ib.

A gauche, on a la *zone saturée*. Le collecteur n'arrive pas à collecter les électrons injectés dans la base (il sature). Dans ce cas, Ib et plus grand et le gain est plus petit.

Si on arrivait à Vce suffisamment grand , on atteindrait la *zone de claquage*. On va éviter de détruire le matériel, hein.

1.3 ic=f(ib)

A partir des courbes précédentes, construire manuellement sur Regressi la courbe ic=f(ib).

On doit obtenir $ic = \beta * ib$, avec β de l'ordre de 160-200.

On a avec LAtis-Pro :

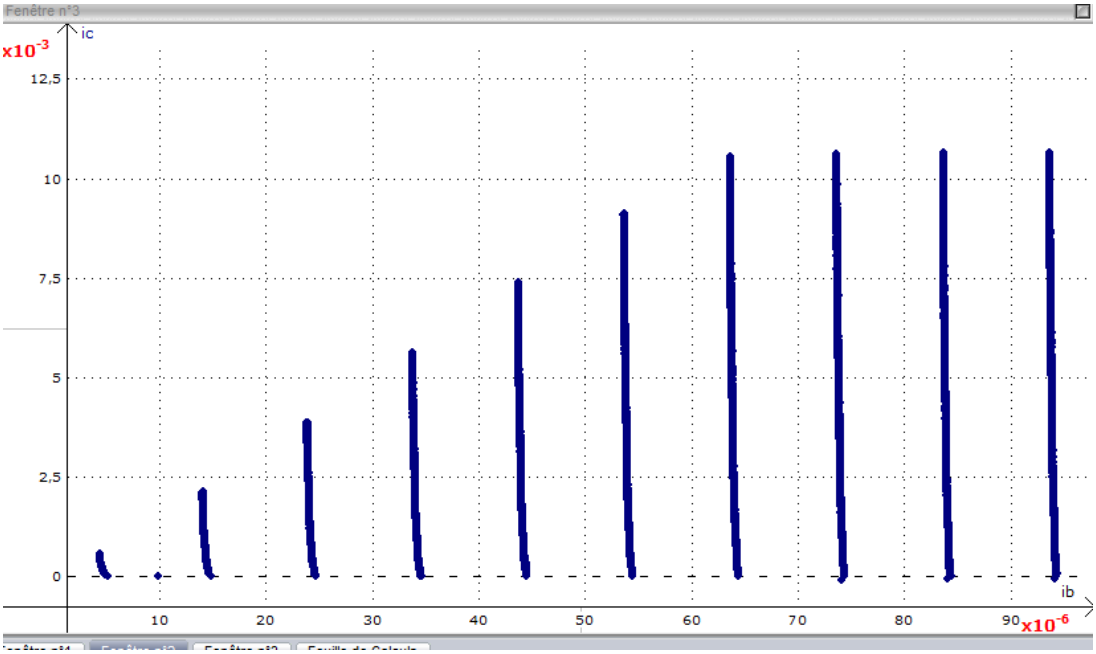

FIGURE 7 – Ic=f(Ib))

On a en ayant rentré les points des maximums de la courbe précédente dans Regressi, en prenant comme incertitude les pas de Latis-PRo :

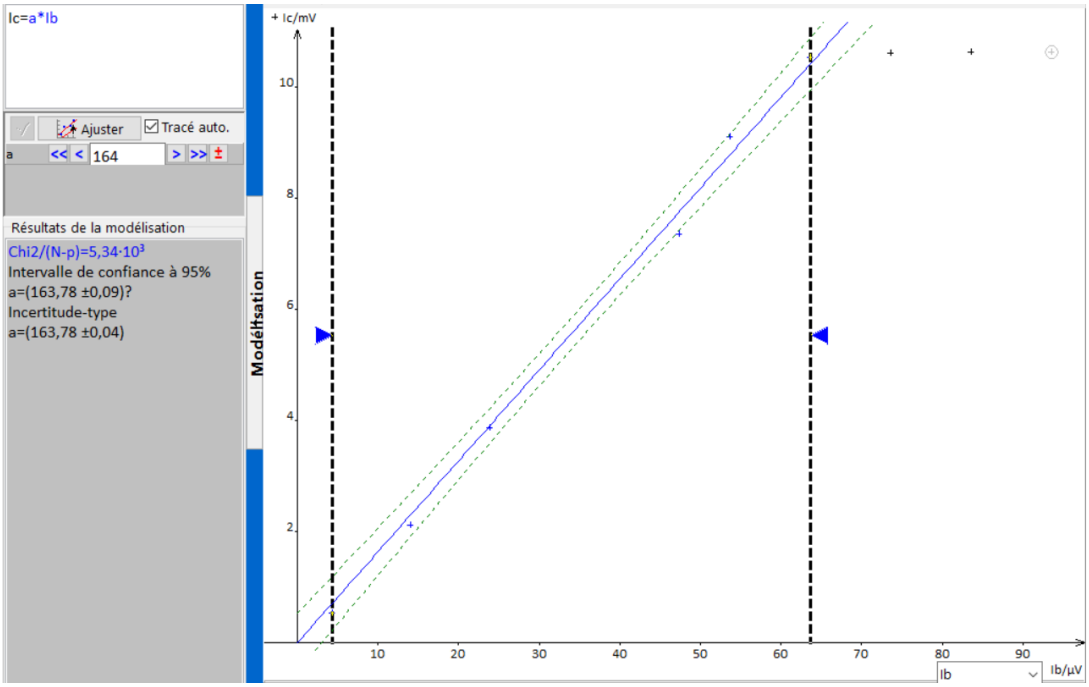

FIGURE 8 – Ic=f(Ib))

On obtient $\beta = 164 \pm 1$

Les incertitudes ont probablement été sous-estimées ici. Ce n'est pas très gênant, ce qui compte, c'est l'ordre de grandeur de beta. Cela peut être plus gênant pour justifier certains calculs par la suite par contre (notamment le gain théorique de la partie II).

On observe également tune saturation de Ic pour les grandes valeurs de Ib, cohérent avec la valeur attendue $Ic_{possible} = \dfrac{Vc}{Rc} \approx \dfrac{1V}{100\Omega} \approx 10mV$

Etude de l'influence de la température sur β. On pose le doigt sur le transistor ou on utilise un sèche-cheveux. On relève la tension Vce (ou relever directement la tension aux bornes de Rc). On constate que celle-ci diminue. Ce qui signifie que la tension aux bornes de Rc augmente, donc que ic augmente, donc que β augmente.

Ceci est logique car...

Ce montage du transistor présente donc l'inconvénient de proposer une amplification dépendante aux variations de conditions extérieures. Or, quand on veut de l'amplification, on veut que le signal soit stable quelque soient ces variations de conditions. Surtout que le transistor peut chauffer en opérant et donc de lui-même modifier son gain.

De plus, on a pour l'instant seulement amplifié en intensité. Ce montage présente également le souci de n'amplifier que les signaux ayant une tension d'entrée supérieure à 0.6V. Ce problème sera réglé dans la partie III.

On souhaite maintenant amplifier en tension.

2 Amplificateur émetteur-commun

✍ [1] p.

2.1 Polarisation du transistor

On a vu que :

Le transistor est bloqué si Vbe<0,6V.

Le transistor est saturé lorsque l'on a Ib tel que $ic = \beta * ib$ atteigne la valeur maximale Ic_{sat}.

Par rapport aux courbes précédentes, on est dans la zone de saturation pour Vce<0.25V.

On cherche donc à atteindre un point de fonctionnement de la zone active, c'est-à-dire tel que tel que Vbe>0,6V et Vce>250mV, tout en gardant à l'esprit que l'on veut Vce<Vcemax.

On effectue donc ce montage de polarisation :

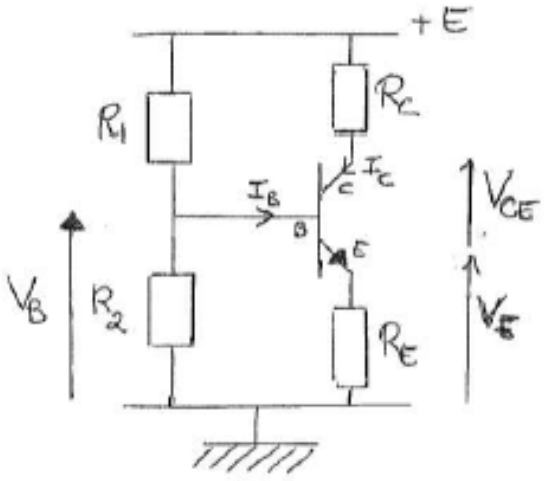

FIGURE 9 – Schéma pour la polarisation du transistor

qui nous permet d'obtenir :

$Vb = \frac{R2}{R1+R2} * E^{-} on fixe Vbe > 0.6V$

ib est limité par les fortes valeurs de R1 et R2

Ve = Vb - 0.6

Vc = E - Ic*Rc

Vce = Vc - Ve

$Ie = \frac{Ve}{Re}$

$Ic \approx Ie$

Re permet de s'opposer aux variations de Ib (si Vb augmente, Ib augmente, donc Ic augmente, donc Ve augmente, donc Vbe diminue, donc Ib diminue)

les petites valeurs de Rc et Re nous permettent d'obtenir un grand $Ic_{possible} = \frac{E}{Rc+Re}$ et donc d'éviter la saturation.

Mais Rc ne doit pas être trop petit, au risque d'atteindre Ic_{max} et donc la destruction du transistor.

Rc et Re sont tels pour avoir Vce dans la plage de fonctionnement par loi des mailles

On va vérifier que le transistor fonctionne en polarisation.

2.1 — Polarisation du transistor

✍ [1] p.70, [3] p. ? ? ?

Matériel :

le même transistor 2N2222

alimentation continue 10V P ? ?. ? ?

Résistances $R1 = 2k\Omega, R2 = 8,2k\Omega, Re = 200\Omega, Rc = 820\Omega$

multimètre P ? ?. ? ?

On mesure la tension Vce ainsi que Vrc la tension aux bornes de Rc. On calcule Ic=Vrc/Rc.

On trouve Vce = ...V et Ic= ...V.

On constate que l'on est bien sur la zone active du transistor.

Identifier h11 la pente de Vbe=f(Ib) et h22 la pente en zone active de Ic=f(Vce) à ce point de fonctionnement en plaçant la tangente aux courbe en ce point-là

Le point de polarisation est imposé par les valeurs de résistance et non pas par le gain β. Les variations de β, et donc les variations de température n'influeront donc pas (ou peu) sur la sortie du circuit.

Observer la tension aux bornes de Rc. Chaufffer le transistor avec le sèche-cheveux. Constater que la tension reste constante.

En ayant ainsi fixé la polarisation, on a fixé le point de fonctionnement. On va alors travailler sur de faibles variations autour de ce point.

2.2 Montage résistance d'émetteur découplé et pont de base

En effet, on cherche à amplifier un signal de faible tension. La polarisation nous permet de travailler dans la zone active du transistor. Sans cela, la tension en B serait tellement faible que le transistor resterait bloqué. En travaillant avec des petits signaux, on va travailler autour du point de fonctionnement fixé par la polarisation.

Comme indiqué figure 3, une petite variation autour de Vbe entraînera une variation importante de Vce

On réalise le montage suivant.

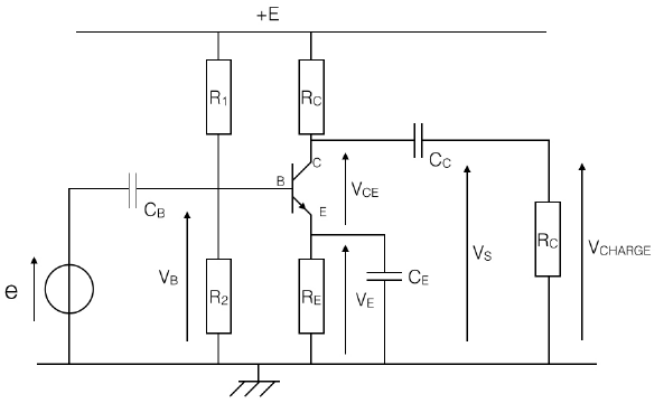

FIGURE 10 – Montage résistance d'émetteur découplé et pont de base

On ne souhaite amplifier que les petits signaux du signal de départ, et pas la tension continue au point B servant à la polarisation. Il va donc falloir éliminer cette tension continue de l'amplification. D'où l'ajout de condensateurs.

Le condensateur en effet bloque la composante continue du signal et se comporte comme un court-circuit pour la composante alternative.

La composante alternative de e entraînera une variation de la tension Vb et donc une variation de Ib. Le courant entrant dans la base aura donc une composante continue par la polarisation et une composante alternative par le petit signal e.

Cette composante alternative de Ib sera amplifiée et fournira une composante alternative de Ic importante.
Cette variation de Ic entraînera une tension aux bornes de Rc importante.

On aura alors une tension Vs avec une composante alternative importante.
On déduit alors que Vs diminuera d'autant plus que e augmente (e augmente, donc Ib augmente, donc Ic augmente, donc Vrc augmente, donc Vs=E-Vrc diminue). On aura une opposition de phase de la sortie par rapport à l'entrée.
La composante continue de Vs causée par la polarisation du transistor sera elle éliminée par Cc.

On a donc un montage qui fait un **gain en tension** !

Le condensateur Ce sert lui à découpler l'émetteur. Pour la composante continue, il sert de coupe-circuit et ne touche pas à la polarisation, avec notamment Re qui s'oppose aux variations de la composante continue de Ib. Par contre, pour la composante alternative, il fait court-circuit : il crée donc une *masse alternative*, c'est-à-dire qu'il met

E à la masse pour la composante alternative. Le point E est donc fixe et n'agit pas en tant que contre-réaction des variations de Ib.

Il faut que les impédances des condensateurs aux fréquences des petits signaux soient telles que leurs réactances capacitives $R = \frac{1}{jC\omega}$ soient beaucoup plus petites que les résistances auxquelles ils sont liés. D'où les valeurs élevées des condensateurs (un facteur 10 est en général pris)

2.2 — Etude du gain

✍ [1] p.121

Matériel :

celui de 2.1 +

condensateurs $Cb = Cc = 10\mu F; Ce = 1mF$

GBF P ? ?. ? ?

oscilloscope P ? ?. ? ?

ATTENTION au sens de branchement des condensateurs : les + du condensateur vers le transistor (là où la tension est la plus élevée).

Mettre comme source de tension e une tension fournie par le GBF d'amplitude 20mV. Si l'amplitude du GBE est trop élevée, on risque d'avoir saturation de la sortie.

On veut mesurer le gain en tension de ce montage. On va astucieusement remarquer que celui-ci dépend de la fréquence.

On mesure à l'oscilloscope les tensions Ve et Vs en fonction de la fréquence de la tension e (au multimètre, ce serait plus rapide, mais malheureusement Ve n'est pas mesurable ainsi à haute fréquence). On trace le $gain = 20log|Vs/Ve|$. On obtient un passe-bande et on lit les fréquences de coupures à -3dB f- = ...Hz et f+ = ...Hz.

On mesure le gain maximal

On observe que les signaux Vs et Ve sont en opposition de phase, ce qui était attendu.
Voici les résultats obtenus :

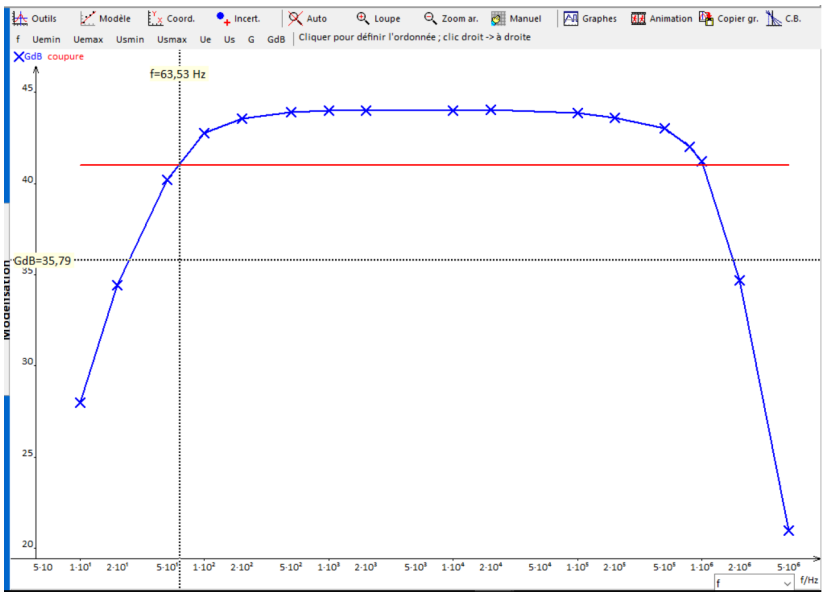

FIGURE 11 – Diagramme de Bode du montage

On obtient un filtre passe-bande de fréquences de coupures à -3dB f- = 60Hz et f+ = 1MHz.
On obtient un Gain de G = 44dB = 158.
La valeur attendue du gain est de $G = \frac{Rc * \beta}{h_{11}} = \frac{820 * 164}{600} = 224$ (Incertitude très grande à calculer...)
On a donc bien amplification en tension des petits signaux.

Cependant, on constate une distorsion du signal de sortie.

2.3 - Mise en évidence de la distorsion

✍ [1] p.123 ⏲

Materiel : celui de 2.2

Fournir avec le GBF une tension sinusoïdale Ve d'amplitude au départ 10mV. Se mettre à une fréquence passante du montage (10 kHz par exemple).

Pour des amplitudes de Ve plus importantes, observer une distorsion de Vs. Visualiser plus efficacement cette distorsion en faisant une FFT de Vs et observer l'apparition d'harmoniques si Ve devient trop important.

Cette distorsion est compréhensible. En effet, h11, la pente de la courbe Vbe=f(Ib), varie fortement selon le point de Vbe. Or le gain en tension dépend de h11. Les variations de Vbe causées par celles petits signaux font donc varier le gain en tension du montage. D'où une déformation des signaux.

On observe que la sinusoïde du signal de sortie est plus pointue en bas qu'en haut. C'est normal. Si Vbe augmente, h11 diminue, donc le gain augmente donc la sortie, qui est inversée, a des valeurs négatives plus importantes (se référer à la figure 3 pour ce genre de raisonnement).

2.4 — rendement

✍ ⏲

On mesure le courant Ia à la sortie de l'alimentation de tension E. On a alors la puissance d'alimentation Pa=Ia*E En sortie, se mettre à la puissance maximale. Pour cela visualiser la tension aux bornes de la charge. Augmenter Ve jusqu'à atteindre la limite de l'écrêtage de la sortie. Mesure Vs et Is. Calculer Ps = Vs*Is.

Calculer le rendement Pa/Ps

On obtient un rendement de $\nu = \frac{Ia * E}{Vs * Is} = ...$

En toute rgueur, il faudrait aussi prendre en compte dans les puissances fournies celle du petit signal que l'on cherche à amplifier, mais celle-ci est négligeable devant celle fournie par l'alimentation.

Ce rendement est faible. C'est normal. Cet amplificateur est de classe A. C'est-à-dire que le transistor opère toujours dans la zone active. Or, pour que cela soit possible, des résistances ont été introduites et, en dehors de celle de charge, dissipent inutilement de l'énergie. Il y a donc de grandes pertes d'énergies inhérentes à ce

Un bon amplificateur a la plus grande impédance d'entrée possible, ce pour que la tension à son entrée corresponde à celle du générateur de signal. En effet, un générateur non idéal possède une résistance interne. Par diviseur de tension, on a $V_{entrée} = V_{générateur} * \frac{Z_{entrée}}{R_{générateur} + Z_{entrée}}$.

De même, un bon amplificateur a une impédance de sortie correspondant à celle de la charge, pour que l'on ait un maximum e puissance fournie. Les charges ont en général des petites résistances (quelques Ω pour un haut-parleur par exemple, donc on veut une impédance de sortie faible.

2.5 — Mesure des impédances d'entrée et de sortie

✍ [1] p.124 ⏲

Matériel :

celui de 2.2 +

résistance à décades P ? ?. ? ?

Par la méthode de la tension moitié, déterminer les impédances d'entrée et de sortie.

impédance d'entrée : mettre la boîte à décade de résistance R entre le GBF et Cb. Mesurer la tension au point

B Vb quand R est court-circuité. Faire varier R jusqu'à obtenir une tension Vb divisée par 2. La valeur obtenue est l'impédance d'entrée Ze.

impédance de sortie : Mesurer la tension Vs à la sortie à vide du montage. Mettre la boîte à décade de résistance R entre la masse et Cc. Faire varier R jusqu'à obtenir une tension Vs divisée par 2. La valeur obtenue est l'impédance de sortie Zs.

$$Ze_{att} = \frac{1}{\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}+\frac{1}{h11}} - R_{GBF} = \frac{1}{\frac{1}{2000}+\frac{1}{8200}+\frac{1}{600}} - 50 = 390\Omega \; Ze_{exp} = ...\Omega$$

En effet, il ne faut pas oublier de soustraire la valeur de la résistance interne du GBF.

$$Zs_{att} = \frac{Rc}{1+Rc*h_{22}} \approx Rc = 820\Omega \; Zs_{exp} = ..$$

La valeur élevée de l'impédance d'entrée est une bonne chose.

Cette valeur élevée de l'impédance de sortie, causée par les résistances incluses dans le montage pour polariser le transistor, empêche une bonne transmission de puissance.

De plus, on a ici amplifié en tension, mais pas en intensité. Or, si on veut amplifier en puissance, on veut les deux.

Brancher le micro en entrée du montage et le haut-parleur en sortie. Constater qu'aucun son ne sort de l'ampli.

On va donc maintenant chercher à également amplifier en intensité, tout en utilisant un montage à faible impédance de sortie..

3 Montage push-pull

On a vu en première partie que le transistor n'amplifiait le courant d'entrée que si le signal avait une tension supérieure à 0.6V. Or les signaux que l'on traite peuvent être négatifs. On va donc utiliser un montage push-pull constitué d'un transistor NPN et d'un PNP connectés têtes-bêches.

Quand -0.6V<Vs<0.6V, les deux transistors sont bloqués. Le courant de sortie est donc nul.
Quand Vs>0.6V, le PNP est bloqué et le NPN est en zone active. On a alors amplification des signaux positifs.
Quand Vs<-0.6V, le PNP est en zone active et le NP est bloqué. On a alors amplification des signaux négatifs.

Etudions maintenant l'impédance de sortie de ce montage ainsi que son rendement. On va également observer que le signol est distordu.

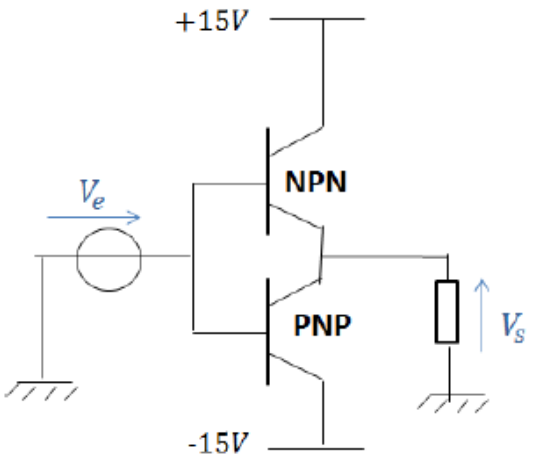

FIGURE 12 – Schéma du push-pull de base

Pour le montage, on a choisi d'utiliser les plaquettes toutes prêtes. En effet, réaliser manuellement ce push-pull, une fois intégré dans la chaîne totale d'amplification, c'est-à-dire avec des entrées de quelques volts, faisait que les transistors chauffaient trop.
On peut effectivement voir que les transistors de la plaquette sont collées sur une architecture maximisant le refroidissement.
Néanmoins, les années, précédentes, certains ont réussi à le réaliser manuellement sans problème de surchauffe. Cela est sans doute grâce à un meilleur choix de transistors pour cela. A l'aide du livre [2], identifier des transistors adaptés, capables de fonctionner à des températures élevées.

Attention

3.1 — Observation de la distorsion

✍ ⏲

Matériel :

Plaquette push-pull P41.18

GBF

oscilloscope

rhéostat

Brancher le rhéostat en tant que charge de sortie.
Avec le GBF, fournir pour Ve une tension sinusoïdale de 3 volts de basse fréquence (10Hz par exemple).
Observer Vs et Ve à l'oscilloscope. Constater le palier au niveau du zéro pour Vs. Ceci est causé par le régime bloqué des deux transistors entre -0.6V et 0.6V

3.2 — Impédance de sortie

✍ ⏲

Matériel : celui de 3.1 + multimètre
On réutilise la méthode de la tension moitié.
Fournir en entrée une tension constante. Mesurer la tension de la sortie en coupe circuit. Faire varier le rhéostat jusqu'à obteir une tension de sortie deux fois moindre. Relever la valeur de la résistance.

On obtient Zs = ...
Cette valeur est très faible, on pourra donc faire une bonne transmission de puissance.

3.3 — Calcul de rendement

✍ [1] p.130 ⏲

Matériel : celui de 3.2 + multimètres
Calculer la puissance d'alimentation en mesurant Ia et Ea. Négliger la puissance d'entrée car on a un très petit courant d'entrée Ib. Calculer la puissance de sortie en mesurant la tension aux bornes du rhéostat de charge et l'intensité parcourant ce dernier.

Ce push-pull est un amplificateur de classe C. C'est-à-dire que les transistors ne fonctionnent que sur une demi-période : le courant collecteur n'existe que sur une moitié de cycle (voire un peu moins ici à cause des blocages à 0.6V). Ces amplificateurs ont un bon rendement, de maximum 75
On a ici un rendement de ...

Brancher le micro + montage émetteur commun + push-pull + haut-parleur. Constater qu'un son est produit.

Conclusion

Questions (aura-t-on autant de public que de jury ?, peut-on comprimer 60 jours de manips en 20 ?, y-a-t-il du gâteau ?, etc)