

MP22 – AMPLIFICATION DE SIGNAUX

16 avril 2020

Aurélien Goerlinger & Yohann Faure

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.
- **2009** : Les notions d'impédance (d'entrée et de sortie) et de rendement sont trop souvent éludées.
- **2008** : La limite de linéarité de l'amplificateur opérationnel n'a pas pour seule origine la saturation en tension.

Bibliographie

- ✦ *Répertoire mondial des transistors*, **Lilian, Touret** → Valeurs de transistors
- ✦ *Principes d'électroniques*, **Malvino** → Bases théoriques pour le transistor
- ✦ *Expériences d'électroniques*, **Duffait** → manips et théorie

Expériences



Table des matières

1	Transistor bipolaire	3
1.1	Rappel du principe	3
1.2	Tracé des caractéristiques	3
1.2.1	$V_{BE} = f(I_B)$	4
1.2.2	$I_C = f(V_{CE})$	5
1.2.3	$I_C = f(I_B)$	6
1.3	Influence de la température sur β (facultatif)	6
1.4	Amplification réelle? (À tester)	6
2	Montage à émetteur commun	7
2.1	Polarisation du transistor	7
2.2	Montage résistance d'émetteur découplé et pont de base	8
2.2.1	Gain	9
2.2.2	Distorsion	9
2.2.3	Rendement	10
2.2.4	Impédances d'entrée et de sortie	10
3	Montage push-pull	11
4	Amplification finale	13
5	Amplificateur Opérationnel?	13

Introduction

Dans la chaîne de l'information, les signaux issus des capteurs sont souvent limités en amplitude de tension et en puissance. L'utilisation de ces signaux, pour un asservissement ou un haut-parleur par exemple nécessite en général de les amplifier en amplitude de tension et en puissance.



Micro directement sur haut-parleur



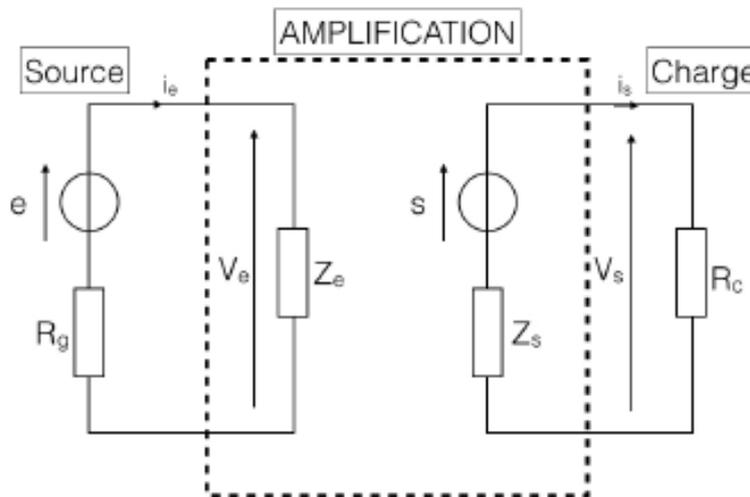
⊖ Une poignée de secondes

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.



Un amplificateur est un quadripôle transformant un signal d'entrée (V_e, I_e) en un signal de sortie (V_s, I_s) . "On prélève l'énergie d'une source continue pour la fournir à notre signal" (Intro Duffait p116).

Un amplificateur a plusieurs caractéristiques intéressantes à déterminer : impédance d'entrée, de sortie, gain en tension. Les grandeurs à déterminer sont alors les amplifications en tension, en courant (complexes donc module et phase dépendent de la fréquence) et en puissance ; impédance de sortie et d'entrée ; rendement énergétique $\eta =$

$$\frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{alim}} + P_{\text{entrée}}} \simeq \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{alim}}}$$

1 Transistor bipolaire

La brique de base de l'amplification, c'est le transistor. En effet un transistor est un amplificateur de courant, basé sur le principe suivant.

1.1 Rappel du principe

Il s'agit d'un semi-conducteur à trois régions dopées différemment. Ici nous parlerons de transistor NPN (dopés successivement N, P puis N), mais il existe aussi des PNP. Pour décrire ces derniers, il suffit de remplacer des électrons par des trous dans la descriptions des NPN.

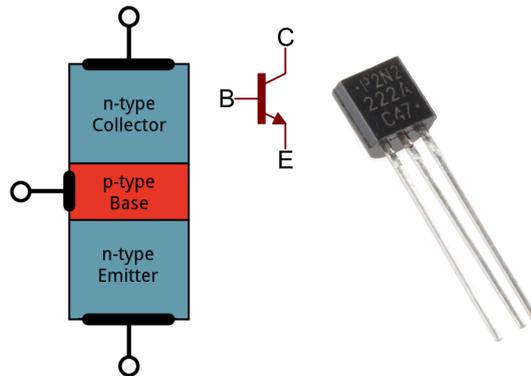


FIGURE 1 – Schématisation d'un transistor

La zone du bas est l'émetteur (fortement dopé en électrons), celle du haut le collecteur (moyennement dopé en électron, très large), et celle du milieu est la base (faiblement dopée en trous, très fine).

D'un point de vue qualitatif, la base se comporte comme une valve : la tension V_{BE} commande, en augmentant, l'augmentation de l'intensité I_{CE} . C'est en ce sens que l'on parle d'amplificateur, car une tension même faible entre B et E contrôle une grande variation de courant entre C et E.

1.2 Tracé des caractéristiques

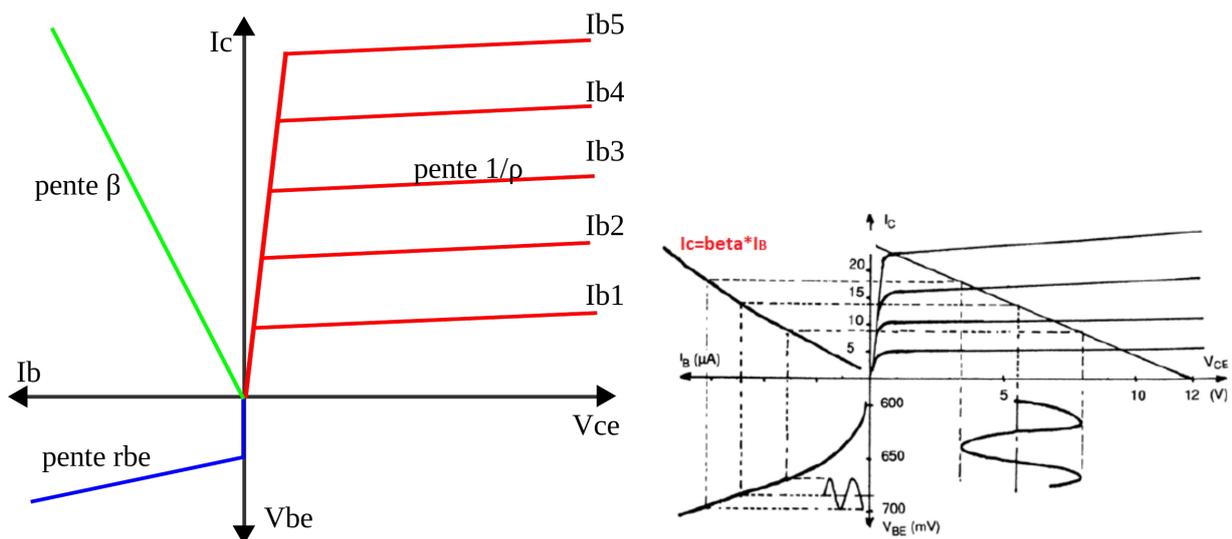
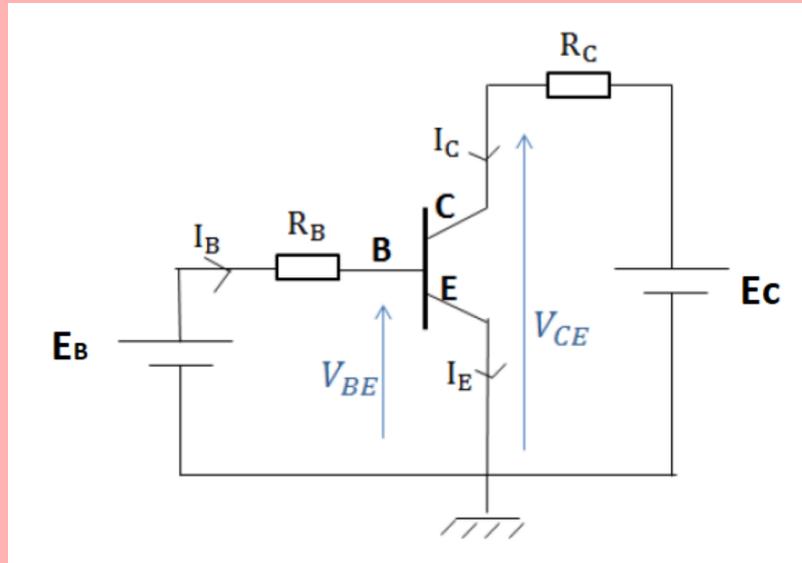


FIGURE 2 – Caractéristiques schématiques du transistor, et caractéristiques que l'on veut obtenir.

Montage pour le tracé

Matériel : transistor 2N2222, $R_b = 100\text{k}\Omega$ (ou 50), $R_c = 100\Omega$ (ou 620), GBF, Alimentation continue, Latis-pro.



Le transistor 2N2222 a pour caractéristiques :

$$V_{cb,max} = 60\text{V}$$

$$V_{ce,max} = 30\text{V}$$

$$V_{eb,max} = 6\text{V}$$

$$i_{c,max} = 0.8\text{A}$$

$$T(\text{jonction})_{max} = 175^\circ\text{C}$$

$$P_{tot} = 500\text{mWF (F : convection naturelle à l'air ambiant à } 25^\circ\text{C)}$$

On prend donc R_c tel que la tension i_c soit inférieure à $i_{c,max}$. Pour une tension E_c de quelques volts max, 100Ω est suffisant ($i_{c,sat} = \frac{E_c}{R_c}$).

On prend R_b élevé pour diminuer au possible le courant $i_b = \frac{V_b - V_{b,e}}{R_b}$

Relations entre les grandeurs :

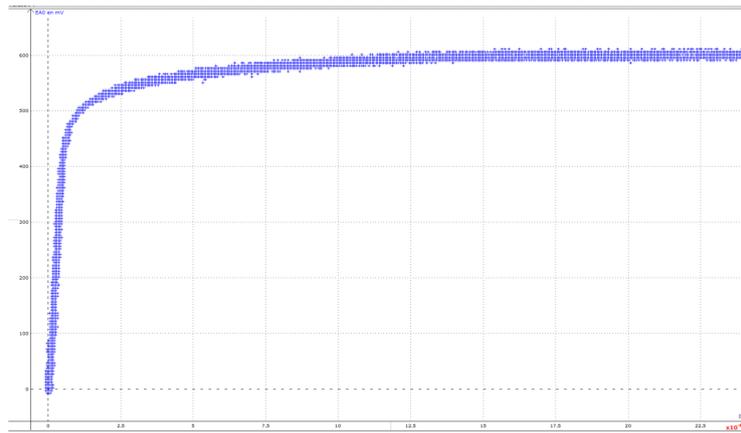
- $I_E = I_B + I_C$
- $U_{CE} = E_C + R_C I_C$
- $U_{BE} = E_B - R_B I_B$
- $I_B \ll I_C$

1.2.1 $V_{BE} = f(I_B)$

$$V_{BE}(I_B)$$

On met $E_C = 2\text{V}$, $E_B = 0-3\text{V}$ à 1Hz.

Relever V_{BE} et E_B
Calculer $I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B}$
Tracer $V_{BE} = f(I_B)$.



On observe que I_B reste quasi-nul tandis que V_{BE} augmente très rapidement jusqu'à $\sim 0.500V$, puis que V_{BE} sature à $0.6V$ alors que I_B augmente. En fait, pour $V_{BE} < 0.6V$, les électrons de l'émetteur ne peuvent traverser la jonction ni rejoindre la base, et encore moins le collecteur. Le transistor est alors bloqué. Le transistor se comporte en V_{BE} comme une diode.

1.2.2 $I_C = f(V_{CE})$



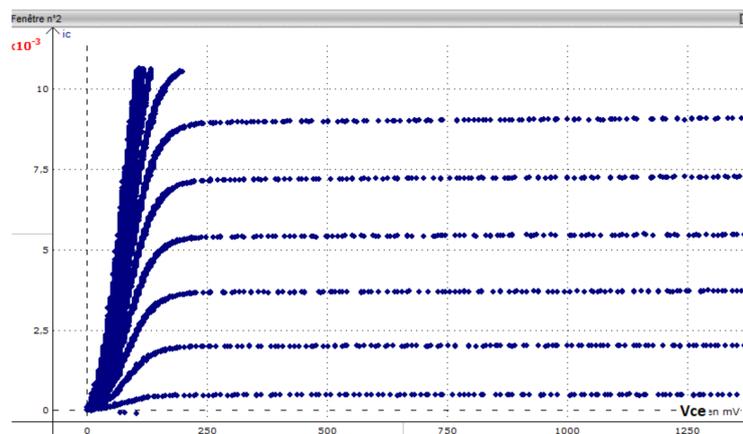
$$I_C = f(V_{CE})$$



Méthode pour tracer toutes les caractéristiques à différents I_B :

- Mettre E_B une sortie de la carte Latis-Pro. Mettre E_C une sortie de Latis-Pro.
- Écrire "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 V_{be} et la tension V_{CE} .

Déterminer $I_B = \frac{E_C - V_{CE}}{R_C}$. Tracer $V_{BE} = f(I_B)$.



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 V_{CE} ne fait pas varier I_C . Par contre, I_C varie avec I_B .

À gauche, on a la zone saturée. Le collecteur n'arrive pas à collecter les électrons injectés dans la base (il sature). Dans ce cas, I_B est plus grand et le gain est plus petit. Si on arrivait à V_{CE} suffisamment grand, on atteindrait la zone de claquage. On va éviter de détruire le matériel, hein.

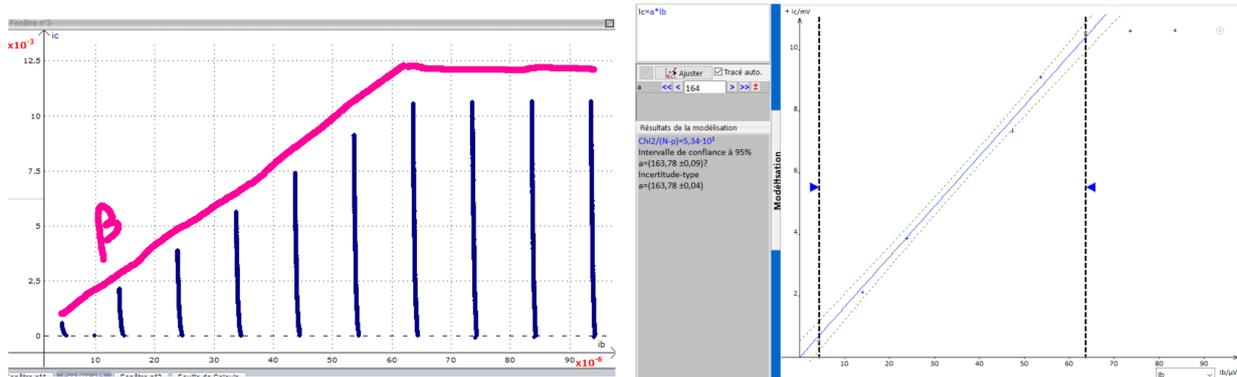
1.2.3 $I_C = f(I_B)$

$$I_C = f(I_B)$$



On attend $I_C = \beta I_B$ avec β le gain, environ 160-200. Ainsi $I_E = (\beta + 1)I_B$.

À partir des courbes précédentes on a directement ce que l'on veut : on repère les maximas et on fait une régression dans régressi, avec le pas de latis comme incertitude.



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 β . Cela peut être plus gênant pour justifier certains calculs par la suite par contre (notamment le gain théorique de la partie II).

On observe d'ailleurs une jolie saturation sur le gain pour les grandes valeurs de I_b , cohérent avec les valeurs physiquement atteignables : $I_{C,max} = \frac{V_C}{R_C} \sim 1V/100\Omega \sim 10mA$

1.3 Influence de la température sur β (facultatif)

Influence de la température



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 V_{CE} (ou relever directement la tension aux bornes de R_C). On constate que celle-ci diminue. Ce qui signifie que la tension aux bornes de R_C augmente, donc que I_C augmente, donc que β augmente.

Ceci est logique car quand on chauffe, les électrons bougent plus facilement, et donc passent mieux.

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.

1.4 Amplification réelle? (À tester)

Faire du son avec un transistor



Remplacer la résistance R_C par un haut parleur, et mettre E_B à environ 1V, et ajouter en parallèle de E_B un micro. Ça amplifie? On m'entend?

2 Montage à émetteur commun

✎ Duffait

Attention : on utilise des condensateurs électrochimiques, donc **le sens de branchement est important** : la borne + doit être du côté des tensions continues les plus élevées (ici du côté du transistor).

2.1 Polarisation du transistor

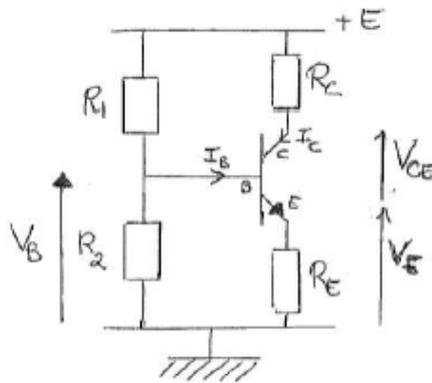
Commençons par polariser le transistor, i.e. chercher un point de fonctionnement convenable pour la suite. Ici, on veut un point de fonctionnement fixe. On a un amplificateur dit de classe A : le point de fonctionnement (Duffait p68), donné par l'intersection entre la droite de charge et la caractéristique du transistor, doit se situer loin du blocage du transistor (qui est à $I_C = 0$) et loin de la saturation (qui est à $I_C = \frac{E}{R_C}$) pour amplifier le signal sans le déformer. On veut également limiter l'effet de la température.

On a vu précédemment que :

- le transistor était bloqué si $V_{BE} < 0.6$ V (tension de seuil), et on a I_B et I_C quasi-nuls
- le transistor est saturé (plateau) lorsque $V_{CE} > 0.25$ V, et I_B vérifie $I_c = \beta I_b = I_{c,max}$
- on est dans la zone de saturation pour $V_{CE} < 0.25$ V

On cherche à atteindre un point de fonctionnement de la zone active (i.e. telle que $V_{BE} > 0.6$ V et $V_{CE} > 0.25$ V), tout en ayant $V_{CE} < V_{CE,max}$ pour ne pas détruire le transistor.

On réalise donc le montage de polarisation suivant :



On peut donc écrire :

- $V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$
- $V_E = V_B - V_{BE}$
- $V_C = E - I_C R_C$
- $V_{CE} = V_C - V_E$
- $I_E = \frac{V_E}{R_E}$
- $I_C \simeq I_E$

Le choix des résistances n'est donc pas anodin :

- choix de R_1 et R_2 : pour éviter un fonctionnement dans la zone bloquée de la jonction B-E, et avoir $V_{BE} = 0.6$ V, il faut avoir $V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E > 1$ V (avec $E = 10$ V).

On choisit $V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E \simeq 1.6$ V, donc $R_1 = 1.56$ k Ω et $R_2 = 8.2$ k Ω .

- choix de R_E : le transistor ne doit pas être bloqué donc $V_{BE} = V_B - V_E = 0.6$ V et $V_E = R_E I_E$ donc $I_E \simeq I_C$ imposé par la valeur de R_E , $I_E = \frac{V_B - 0.6}{R_E}$.

On choisit donc une résistance petite pour avoir un grand courant : $R_E = 200$ Ω .

- choix de R_C : on impose la valeur de $V_{CE} = E - (R_C + R_E)I_C \simeq 250 \text{ mV}$.

On prend donc $R_C = 820 \Omega$.

Notons que la résistance R_E s'oppose aux variations de I_B : si V_B augmente, I_B augmente donc I_C augmente, donc I_E augmente, donc V_E augmente, donc V_{BE} diminue, donc I_B diminue.

Les petites valeurs de R_C et R_E permettent d'avoir un grande intensité I_C possible (à hauteur de $\frac{E}{R_C + R_E}$ et donc d'éviter la saturation. Attention cependant à ne pas avoir R_C trop petit pour ne pas atteindre $I_{c,max}$ et détruire le transistor. On doit également choisir R_C et R_E de tel sorte à avoir $V_{CE} > 0.25 \text{ V}$ (plage de fonctionnement) par la loi des mailles.

Polarisation du transistor

↗ Duffait p70, Malvino



Matériel : transistor 2N2222, alimentation continue de 10 V, résistances $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 8.2 \text{ k}\Omega$, $R_E = 200 \Omega$ et $R_C = 820 \Omega$, un multimètre

Alimenter le transistor avec une $E = 10 \text{ V}$. Mesurer avec le voltmètre en DC V_{CE} ainsi que la tension V_{RC} aux bornes de R_C . En déduire $I_C = \frac{V_{RC}}{R_C}$. Vérifier que l'on est bien sur la droite de charge tracée en préparation.

On peut également mesurer h_{11} qui la pente de la tangente à la courbe $V_{BE} = f(I_B)$, ainsi que h_{22} qui est la pente de la tangente à la courbe $I_C = f(V_{CE})$, pour notre point de fonctionnement.

Il faut bien être au milieu de la droite de charge pour être sur un plateau de la caractéristique $I_C = V_{CE}$ et éviter que le signal soit distordue de façon asymétrique. En effet, on va travailler avec des petites variations autour de ce point de fonctionnement, si on est trop haut dans la droite de charge, on atteint le régime de saturation du transistor ($V_{CE} < 0.25 \text{ V}$), et si on est trop bas on atteint le régime bloqué. Le point de polarisation est imposé par les valeurs de **résistance** et non pas par le **gain**. **Les variations de gain, et donc les variations de température n'influeront donc pas (ou peu) sur la sortie du circuit.**

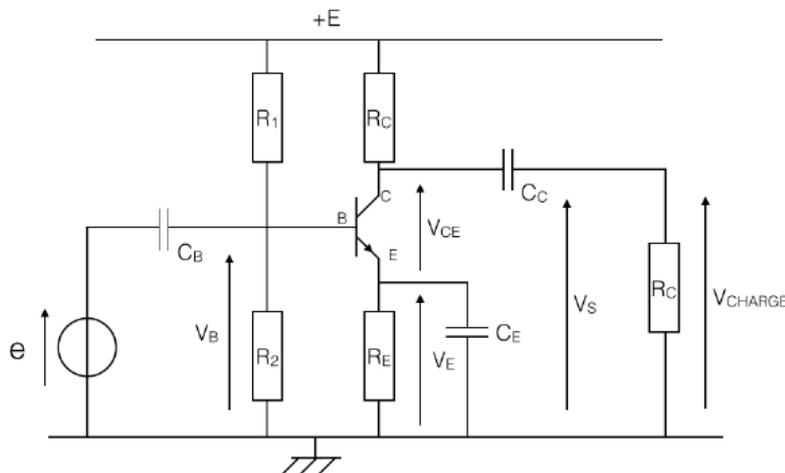
Avec un sèche-cheveu, montrer que la valeur de V_{RC} ne varie pas en chauffant le transistor.

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

On va alors travailler sur de faibles variations autour du point de fonctionnement car on veut 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, sachant qu'une petite variation autour de V_{BE} entraînera une variation importante de V_{CE} .

On réalise le montage avec e le signal faible à amplifier :



Les condensateurs jouent un rôle important. En effet, on ne veut amplifier que les faibles signaux du signal de départ et non pas la tension continue en B qui polarise le transistor. Il faut donc éliminer cette tension continue.

Le condensateur C_B 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 V_B et donc une variation de I_B . 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 I_B sera amplifiée et fournira une composante alternative de I_C importante qui entraînera une tension aux bornes de R_C importante. On aura alors une tension de sortie V_s avec une composante alternative importante.

On déduit alors que V_s diminuera d'autant plus que e augmente (e augmente, donc I_B augmente, donc I_C augmente, donc V_{R_C} augmente, donc $V_s = E - V_{R_C}$ diminue). On aura une opposition de phase de la sortie par rapport à l'entrée. La composante continue de V_s causée par la polarisation du transistor sera elle éliminée par le condensateur C_C . **On a donc un montage qui fait un gain en tension !**

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

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).

2.2.1 Gain

Étude du gain

➤ Duffait p121



Matériel : même matos que pour la polarisation du transistor, condensateurs $C_B = C_C = 10 \mu\text{F}$ et $C_E = 1 \text{ mF}$, GBF, oscilloscope

Mettre comme source de tension e un sinus fourni par le GBF d'amplitude 20 mV. L'amplitude doit être faible pour ne pas saturer la sortie. On veut mesurer le gain en tension du montage, qui *a posteriori* dépend de la fréquence de e .

Mesurer à l'oscilloscope V_E et V_s en fonction de la fréquence f du signal e . On ne le fait pas au multimètre car V_E ne serait pas mesurable au multimètre à hautes fréquences. On devrait avoir V_E et V_s en opposition de phase.

Tracer le gain $G = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_E} \right)$ en fonction de f . On est censé avoir un passe-bande. Lire alors les fréquences de coupure à -3 dB et mesurer le gain maximal.

La valeur théorique du gain maximal est $\frac{R_C \beta}{h_{11}}$.

2.2.2 Distorsion

On constate une distorsion du signal de sortie.

Mise en évidence de la distorsion

➤ Duffait p123



Fournir avec le GBF une tension sinusoïdale V_E d'amplitude 10 mV, avec une fréquence dans la bande passante du montage (par exemple 10 kHz).

Augmenter l'amplitude de V_E pour observer une distorsion de V_s . On peut mieux voir cette distorsion en faisant la FFT de V_s en voyant apparaître des harmoniques quand l'amplitude de V_E augmente.

Cette distorsion est compréhensible. En effet, la pente h_{11} de la courbe $V_{BE} = f(I_b)$, varie fortement selon avec V_{be} . Or le gain en tension dépend de h_{11} . Les variations de V_{BE} 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 V_{BE} augmente, h_{11} diminue, donc le gain augmente donc la sortie, qui est inversée, a des valeurs négatives plus importantes (raisonner sur le graphe avec les caractéristiques du transistor).

2.2.3 Rendement

Calcul du rendement

✎ Duffait



Mesurer le courant I_A à la sortie de l'alimentation E . La puissance d'alimentation vaut alors $\mathcal{P}_{\text{alim}} = EI_A$.

En sortie, se mettre à puissance maximal en visualisant la tension aux bornes de la charge. Augmenter V_E jusqu'à atteindre la limite de l'écrêtage de la sortie. Mesurer V_s et I_s , et en déduire \mathcal{P}_s .

Calculer le rendement $\eta = \frac{\mathcal{P}_s}{\mathcal{P}_{\text{alim}}}$.

En toute rigueur, 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 pour un amplificateur de classe A. En effet, 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 montage.

2.2.4 Impédances d'entrée et de sortie

Un bon amplificateur a la plus grande impédance d'entrée possible, afin 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

$$V_{\text{entrée}} = V_{\text{générateur}} \frac{Z_{\text{entrée}}}{Z_{\text{entrée}} + R_{\text{interne}}}$$

De même, un bon amplificateur a une impédance de sortie correspondant à celle de la charge, pour que l'on ait un maximum de 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.

Mesure des impédances d'entrée et de sortie

✎ Duffait p124



Matériel : matos pour étudier le gain + boîte à décades de résistance

On mesure les impédances par la méthode de la tension moitié :

- Impédance d'entrée : mettre la boîte à décade de résistance R entre le GBF et C_B . Mesurer la tension V_B au point B quand R est court-circuitée. Faire varier R jusqu'à obtenir une tension V_b divisée par 2. La valeur obtenue est l'impédance d'entrée Z_e .
- Impédance de sortie : mesurer la tension V_s à la sortie à vide du montage. Mettre la boîte à décade de résistance R entre la masse et C_C . Faire varier R jusqu'à obtenir une tension V_s divisée par 2. La valeur obtenue est l'impédance de sortie Z_s .

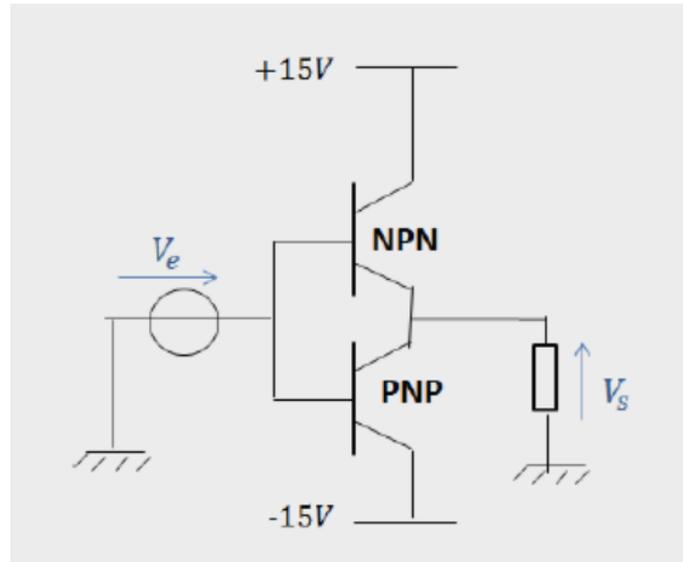
Les valeurs attendues sont :

$$Z_e = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{11}}} - R_{\text{GBF}} = 390 \Omega \quad \text{et} \quad Z_s = \frac{R_C}{1 + R_C h_{22}} \simeq R_C = 820 \Omega$$

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. Constaté qu'aucun son ne sort de l'ampli.

3 Montage push-pull



On a vu que le transistor ne peut amplifier que les tensions qui dépassent un certain seuil, de 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 $-0.6V < V_s < 0.6V$, les deux transistors sont bloqués. Le courant de sortie est donc nul.

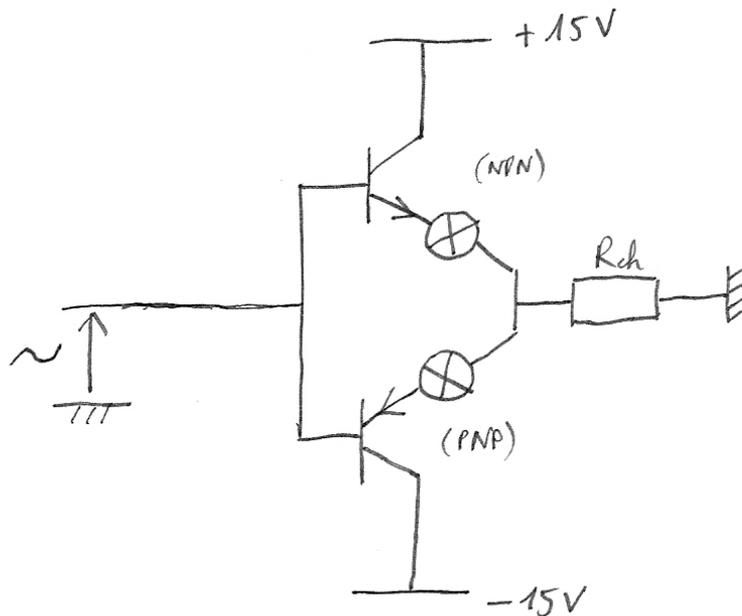
Quand $V_s > 0.6V$, le PNP est bloqué et le NPN est en zone active. On a alors amplification des signaux positifs.

Quand $V_s < -0.6V$, le PNP est en zone active et le NPN est bloqué. On a alors amplification des signaux négatifs.

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

Pour le montage, on a choisi d'utiliser les plaquettes toutes prêtes (plaquette push-pull P41.18). 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 collés sur une architecture maximisant le refroidissement.

- Monter un push-pull soi-même avec 2 transistors assortis (genre BD135 et BD136). Vérifier d'abord que le signal aux bornes de la charge Rch (rhéostat d'environ 50Ω , enfin, testez-en plusieurs si ça ne marche pas) est symétrique, sinon changer les transistors jusqu'à ce que ce soit bon. Pour l'alimenter, prendre par exemple la petite alim marron Jeulin (je crois) qui délivre jusqu'à 16 VA. Les modules Hameg ont un peu de mal à délivrer de la puissance...
- Monter ensuite deux petites ampoules de 3,5 V comme sur le dessin. Envoyer en entrée une tension de fréquence environ 0,2 Hz (pour bien voir). On peut envoyer en amplitude quelque chose de l'ordre de 5 ou 6 V (peak-peak) avant que les ampoules ne commencent à s'allumer, mais quand même, on vous conseille d'y aller petit à petit et de vérifier la température des transistors !



- Pour vraiment convaincre votre auditoire que le NPN « pousse » le courant et que le PNP le « tire », montrer à l'oscillo (en « roll ») que quand le courant est positif (bon ok j'ai pas fléché mon schéma), c'est le NPN qui pousse (la lampe du haut s'allume), et quand il est négatif, c'est le PNP qui tire (l'autre lampe s'allume, quoi).
- Have a good time !

Ajouter une ampoule en Rch.

Observation de la distortion

Matériel : plaquette, GBF, Oscillo, rhéostat

Brancher le rhéostat en tant que charge de sortie. Avec le GBF, fournir pour V_e une tension sinusoïdale de 3 volts de basse fréquence (10Hz par exemple).

Observer V_s et V_e à l'oscilloscope. Constater le palier au niveau du zéro pour V_s . Ceci est causé par le régime bloqué des deux transistors entre -0.6V et 0.6V

Impédance de sortie

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 obtenir une tension de sortie deux fois moindre. Relever la valeur de la résistance.

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

Calcul de rendement

Calculer la puissance d'alimentation en mesurant I_a et E_a . Négliger la puissance d'entrée car on a un très petit courant d'entrée I_b . 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 0.75

On peut alors évaluer le gain en tension qui est de l'ordre de 1 MAIS on a aussi un gain en intensité et on voit que lorsque l'impédance de la charge augmente, on a une amplification nette de puissance! (et pas de tension a priori). C'est cet effet d'adaptation d'impédance dont nous avons parlé en introduction qui fait de ce montage Push-Pull, un bon candidat pour amplifier un signal correctement. On pourrait également améliorer ce montage en essayant de réduire la distorsion à l'aide de diode pour que le signal de sortie ne subisse pas de déformations fortes liées à la variation d'amplitude du signal d'entrée.

4 Amplification finale

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

5 Amplificateur Opérationnel ?

Une possibilité parmi d'autres.

Conclusion

L'amplification n'est qu'un maillon de la chaîne de l'information. En effet on remarque que l'on a amplifié le signal ET le bruit, et une étape prochaine serait le filtrage de ce dernier.

Remarque, en industrie on utilise pas des montages merdiques comme celui-là, on fait soit de l'ao