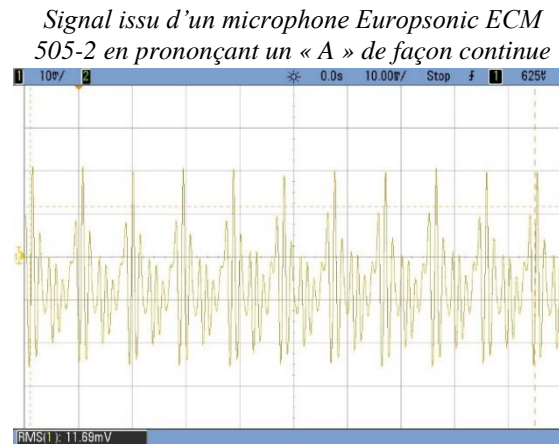
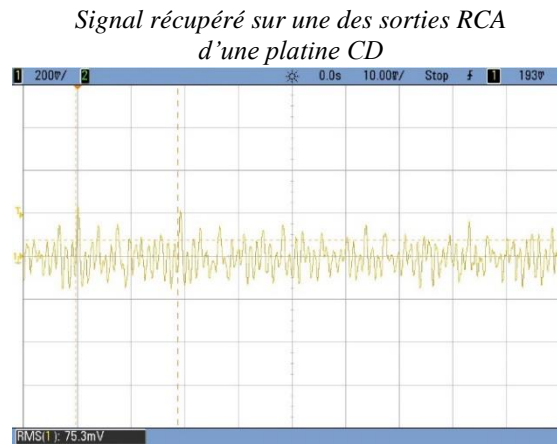


# AMPLIFICATION DE SIGNAUX

## I NECESSITE DE L'AMPLIFICATION

Ce besoin apparait naturellement lorsqu'on observe le signal issu d'un capteur tel un microphone ou celui provenant d'un lecteur CD :



Les signaux sont de l'ordre de 100 mV<sub>RMS</sub> pour le lecteur CD<sup>1</sup> et 10 mV RMS pour le microphone, ce qui est très faible comparé aux valeurs demandées par une enceinte acoustique. Les enceintes ayant typiquement une impédance de 8 Ω, on peut calculer la tension nécessaire pour un niveau de puissance donné ( $P = V^2/R$ ) :

P (W)	5	10	20	30	40	60	80	100
V (V)	6	9	13	15	18	22	25	28

Les dispositifs précédents sortent donc des niveaux trop faibles et ce ne sont pas des sources de tension idéales car ils ont une impédance de sortie trop élevée<sup>2</sup>. L'amplification a pour but de palier à ces deux limites. Elle se déroule en deux temps :

- on commence par amplifier le signal en tension (phase de pré amplification). On obtient un signal de plus forte amplitude, mais sous forte impédance.

- une deuxième étape est nécessaire quand on souhaite alimenter un dispositif de puissance (cas des enceintes). L'impédance de sortie élevée de l'étage préamplificateur pose alors un problème puisque son raccordement à un système à basse impédance d'entrée fait chuter le signal. Dans ce cas, on ajoute un étage supplémentaire permettant de sortir le même signal, mais sous faible impédance (phase d'amplification de puissance).

## II PREAMPLIFICATION DU SIGNAL

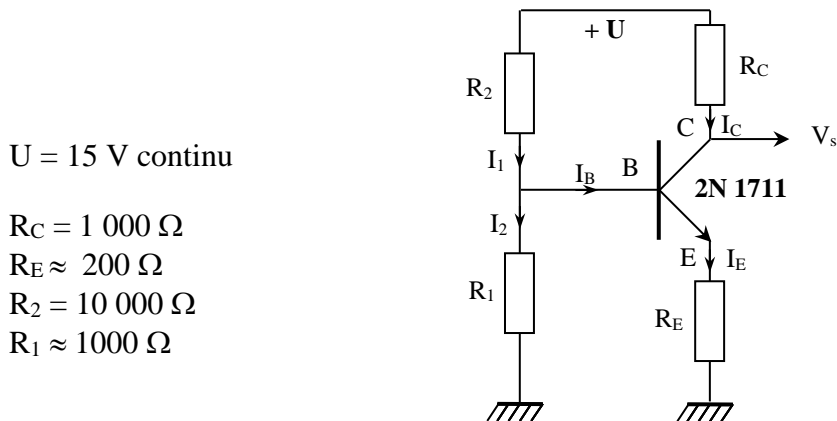
On présente une réalisation simple et classique à transistor bipolaire fonctionnant en classe A<sup>3</sup>, le montage à émetteur commun. L'émetteur est censé être directement relié à la masse dans un tel montage mais le système est alors instable. L'ajout d'une

<sup>1</sup> Le niveau des sorties des appareils HiFi grand public est normalisé à - 10 dBV (niveau de référence 1 V<sub>RMS</sub>), soit 316 mV<sub>RMS</sub>.

<sup>2</sup> 600 Ω pour le microphone utilisé, et de l'ordre de quelques centaines d'ohms pour un lecteur CD.

<sup>3</sup> Cf. [1], p. 119 pour plus de précision sur les notions de classe de fonctionnement.

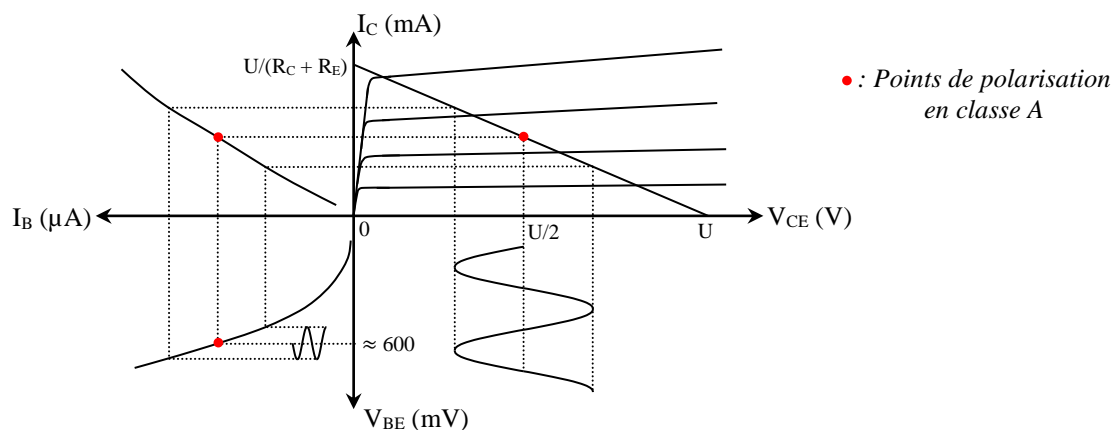
résistance  $R_E$  de faible valeur corrige ce problème en effectuant une contre réaction courant  $\rightarrow$  tension (cf. [3], p. 158-160 pour plus de précisions sur ce point) :



## II.1 Choix des composants

[1], p. 121 ou [3], p.161.

Il est fait compte tenu du choix du transistor et de la tension d'alimentation. Le graphique ci-dessous représente le réseau de caractéristiques du transistor NPN 2N 1711 :



La première chose à noter est qu'il faut transmettre un signal alternatif avec un système alimenté de manière non symétrique (source 0 ; + U). Il faut donc polariser le signal, c'est-à-dire lui rajouter une composante continue, pour « l'amener » dans la plage d'alimentation du transistor. Le fonctionnement en classe A consiste à choisir la tension  $V_{CE} = U/2$  comme point de repos pour avoir une excursion en amplitude la plus grande possible.

Une caractéristique importante des transistors bipolaires est la relation liant  $I_B$  à  $I_C$ . Le cadran supérieur gauche du réseau de caractéristique montre que  $I_C \approx \beta \cdot I_B$  avec  $\beta \gg 1$  ( $\approx 150$  pour le 2N 1711). Le courant  $I_B$  est donc négligeable par rapport à  $I_C$  ce qui permet de simplifier la loi des nœuds appliquée au transistor : on a  $I_E = I_C + I_B \approx I_C$ . La loi des mailles appliquée à la branche  $R_C/R_E$  du montage avec cette hypothèse donne alors  $U \approx (R_C + R_E)I_C + V_{CE}$ , soit :

$$I_C = \frac{1}{R_C + R_E} (U - V_{CE})$$

La relation  $I_C = f(V_{CE})$  est donc une affine décroissante. L'intersection de cette droite, appelée droite de charge, avec la caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$  du transistor détermine le point de fonctionnement du montage<sup>4</sup>. La classe A imposant d'avoir  $V_{CE} = U/2$ , on choisit alors une valeur de  $R_C + R_E$  compatible

<sup>4</sup> Le signal alternatif à transmettre va se superposer autour de ce point.

avec la puissance maximale que peut supporter le transistor. On a  $P_{\text{transistor}} = V_{CE}I_C = (U/2)I_C$  en continu d'où  $I_{C \text{ max}} = P_{\text{max}}/(U/2) \approx 100 \text{ mA}$  avec le composant proposé ( $P_{\text{max}} = 0,8 \text{ W}$  pour le 2N 1711). Cette valeur limite impose un choix convenable de  $R_C + R_E$  puisqu'on a :

$$I_C = \frac{U - V_{CE}}{R_C + R_E} = \frac{(U - U/2)}{R_C + R_E} = \frac{U}{2.(R_C + R_E)}$$

Les valeurs proposées pour  $R_C$  et  $R_E$  conduisent à un courant de repos  $I_C \approx 6 \text{ mA}$  sans risque pour le transistor. Ce choix sur  $I_C$  conduit alors à devoir imposer un potentiel bien déterminé sur sa base puisqu'on a  $V_B = V_{BE} + R_E I_E \approx V_{BE} + R_E I_C$ . La différence de potentiel  $V_{BE}$  de la jonction base/émetteur valant approximativement  $0,6 \text{ V}$  d'après le réseau de caractéristiques (cadran en bas à gauche), il faut fixer  $V_B$  à  $\approx 0,6 + 200 \times 6 \cdot 10^{-3} \approx 1,8 \text{ V}$ . C'est le rôle du pont diviseur constitué par l'association  $R_1 R_2$ . On a, si on suppose que le courant circulant dans  $R_1$  passe intégralement dans  $R_2$  :

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U \quad \text{soit} \quad R_1 = \frac{V_B}{U - V_B} R_2 \approx 0,14. R_2 \approx 1400 \Omega$$

Ce calcul n'est valable que si la condition  $I_2 = I_1 + I_B \approx I_1$  est bien respectée<sup>5</sup>. Le courant de base vaut  $I_C/\beta \approx 6 \text{ mA}/150 = 40 \mu\text{A}$  dans notre exemple et la valeur proposée pour  $R_1$  conduit à avoir  $I_1 = (U - V_B)/R_2 = 1,3 \text{ mA} \gg I_B$ . L'approximation  $I_2 \approx I_1$  est donc bien remplie.

## II.2 Réglage du point de fonctionnement

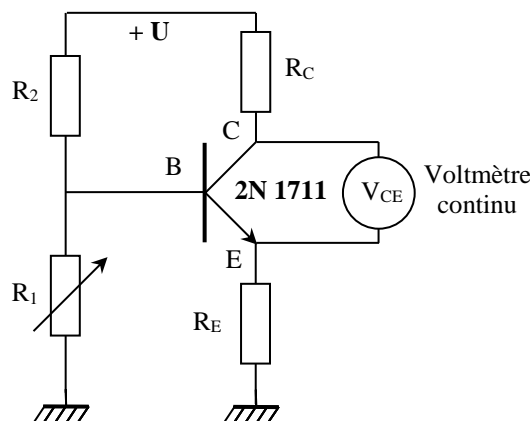
$U : 15 \text{ V}$

$R_C : 1\,000 \Omega$

$R_E$  : potentiomètre  $220 \Omega$ <sup>6</sup>

$R_2 : 10\,000 \Omega$

$R_1$  : boîte à décades



On utilise la totalité du potentiomètre<sup>7</sup> pour  $R_E$ . On règle  $V_{CE}$  à  $U/2$  en ajustant la valeur de  $R_1$  avec la boîte à décades. On doit obtenir une valeur proche de  $0,15R_2 = 1\,400 \Omega$ <sup>8</sup>. Une fois ce réglage effectué, on peut vérifier qu'on a  $V_E = R_E I_E \approx 220 \times 6 \cdot 10^{-3} \approx 1,4 \text{ V}$  et  $V_B = V_{BE} + V_E \approx 2 \text{ V}$ .

## II.3 Branchement de la source

On remplace le micro ou le lecteur CD par un GBF pour simplifier les observations. On ajuste la tension qu'il délivre à une centaine de mV pour être dans des conditions réalistes de signal.

<sup>5</sup> Cela revient à considérer le pont diviseur comme un bon générateur de tension puisque les éventuelles variations de  $I_B$  n'ont pas d'impact sur le potentiel imposé par le pont vu que  $I_B$  est négligeable.

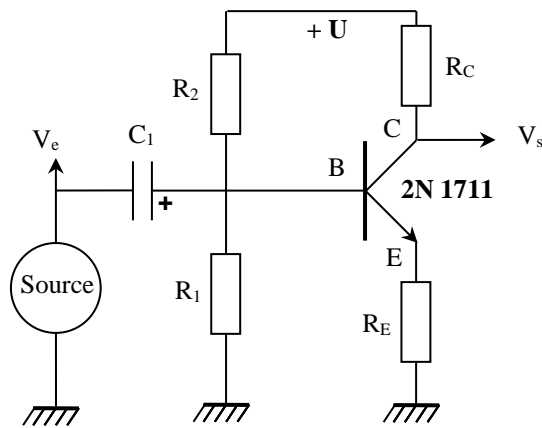
<sup>6</sup>  $220 \Omega$  est la valeur standardisée la plus proche de  $200 \Omega$  pour les potentiomètres.

<sup>7</sup> Le caractère potentiométrique de cette résistance n'a pas d'utilité ici mais servira par la suite.

<sup>8</sup> Cette valeur ne vaut que pour le montage proposé. Tout changement sur  $U$ , les résistances ou le transistor oblige à refaire le calcul.

$V_e$  : sinusoïde 1 kHz  
200 mV Pk-Pk

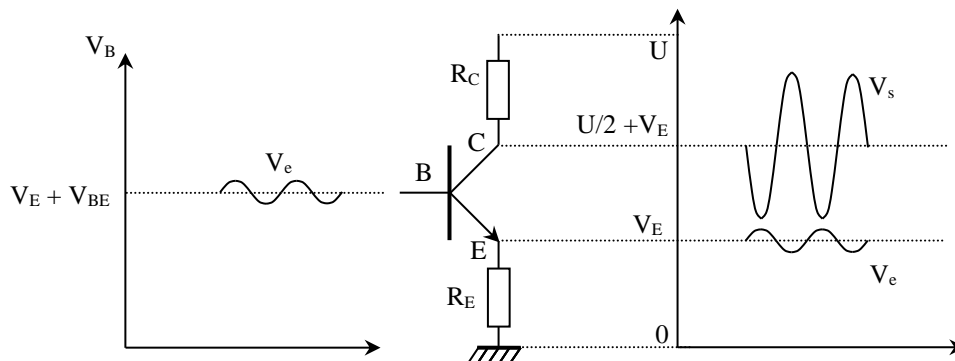
$C_1$  : capacité électrochimique  
100  $\mu\text{F}$  ou plus (**respecter la polarité indiquée !**)



L'entrée est le point milieu du pont diviseur  $R_1/R_2$  mais on ne peut pas brancher directement le GBF dessus puisqu'il délivre un signal à valeur moyenne nulle (signal alternatif) incompatible avec la polarisation statique du montage qui conduit à imposer un potentiel  $V_B$  d'environ 2 V. On règle le problème en intercalant un condensateur électrochimique  $C_1$  de forte capacité<sup>9</sup>. Il faut alors le brancher en respectant sa polarité ( $\rightarrow$  pôle + relié à l'entrée du montage).

## II.4 Observation des signaux

On peut comparer la tension d'entrée avec les signaux en différents points du montage<sup>10</sup>. On peut déclencher l'oscilloscope en mode externe sur la sortie TTL du GBF si l'appareil a du mal à synchroniser ses balayages.



### Signal sur la base :

Il est identique au signal délivré par le GBF, mais décalé d'environ 2 V puisqu'il se superpose au point de polarisation statique de la base.

### Signal sur l'émetteur :

Il est très proche du signal délivré par le GBF, mais décalé d'environ 1,3 V puisqu'on a  $V_B = V_{BE} + V_E \approx 0,6 \text{ V} + V_E \rightarrow$  le potentiel d'émetteur est simplement une image du potentiel de base à  $\approx 0,6 \text{ V}$  près.

### Signal sur le collecteur :

Il est centré sur une valeur moyenne proche de 9 V car  $V_C = V_{CE} + R_E I_E$  avec  $V_{CE} = U/2 = 7,5 \text{ V}$  suite au réglage du point de polarisation, et  $R_E I_E \approx 1,3 \text{ V}$  d'après ce qui précède. La partie alternative de  $V_C$  est une image du signal d'entrée déphasée de  $\pi$ , mais avec une plus forte amplitude. **On peut donc récupérer le signal amplifié aux bornes du collecteur.**

<sup>9</sup> Il découple en continu la source du montage puisque son impédance  $1/C\omega$  est alors infinie, et une valeur importante permet de le considérer  $\approx$  équivalent à un court-circuit vis à vis du signal à transmettre ( $1/C_1\omega < 2 \Omega$  à 1 kHz si  $C_1 = 100 \mu\text{F}$ ).

<sup>10</sup> Les échelles en tension ne sont pas respectées sur le schéma.

## II.5 Gain en tension

On montre en annexe que le gain du montage vaut  $A_V = -R_C/(R_E + r_{BE})$ . Le signe  $-$  explique le déphasage de  $\pi$  mais on peut aussi le justifier à partir des équations du montage. On a :

$$V_C = U - R_C I_C \approx U - R_C I_E = U - R_C \frac{V_E}{R_E} = U - \frac{R_C}{R_E} (V_B - V_{BE}) \quad \text{avec} \quad V_{BE} \approx \text{cte} \approx 0,6 \text{ V}$$

$V_C = f(-V_B) \rightarrow$  le potentiel du collecteur évolue en sens inverse du potentiel de base, lui-même image du signal d'entrée, d'où le déphasage de  $180^\circ$ .

### II.5.1 Mesure du gain

Il suffit de mesurer au multimètre les valeurs RMS des signaux d'entrée et de sortie en s'assurant que l'appareil ne prend pas en compte la composante continue de  $V_s$ . On doit obtenir un gain  $A_V$  proche de  $R_C/R_E = 4,5$ . **L'amplification est donc relativement faible.** Ce résultat peut être comparé avec la valeur théorique  $R_C/(R_E + r_{BE})$ , la résistance dynamique base émetteur  $r_{BE}$  pouvant se calculer via la relation suivante (cf. annexe), avec  $I_E$  le courant continu circulant dans l'émetteur :

$$r_{BE} = \frac{25,3 \text{ mV}}{I_E (\text{A})}$$

Le choix du point de polarisation et des résistances  $R_C$  et  $R_E$  ayant conduit à un courant  $I_E \approx I_C \approx 6 \text{ mA}$  avec  $U = 15 \text{ V}$ , on doit trouver une valeur proche de  $4 \Omega$  pour  $r_{BE}$ .

#### Remarque :

Certains supports à transistors d'enseignement possèdent une résistance  $r_p$  reliée à la base qui sert à protéger le composant. Dans ce cas, le calcul du gain  $A_V$  doit être corrigé en rajoutant  $r_p/\beta$  au dénominateur. On peut mesurer  $r_p$  à l'ohmmètre en débranchant le transistor du montage. Le gain en courant  $\beta$  peut s'obtenir avec un transistor mètre ou un multimètre possédant cette fonction. Si la mesure de  $\beta$  n'est pas possible, on peut à défaut prendre la valeur typique annoncée dans la datasheet du transistor ( $\approx 150$  pour le 2N 1711).

### II.5.2 Distorsion

On souhaite que  $V_s$  soit une image amplifiée de  $V_e$ . Le montage ne doit donc pas dégrader la forme du signal (phénomène de distorsion). On peut vérifier en effectuant une FFT que les spectres de  $V_e$  et  $V_s$  sont comparables  $\rightarrow$  **le montage amplifie peu mais il ne déforme pas le signal.** La raison en est simple : on a  $A_V = R_C/(R_E + r_{BE})$  avec  $R_E = 220 \Omega \gg r_{BE} \approx 4 \Omega \rightarrow$  Le gain en tension est quasiment fixé par le rapport  $R_C/R_E$ , donc par des composants au comportement bien linéaire.

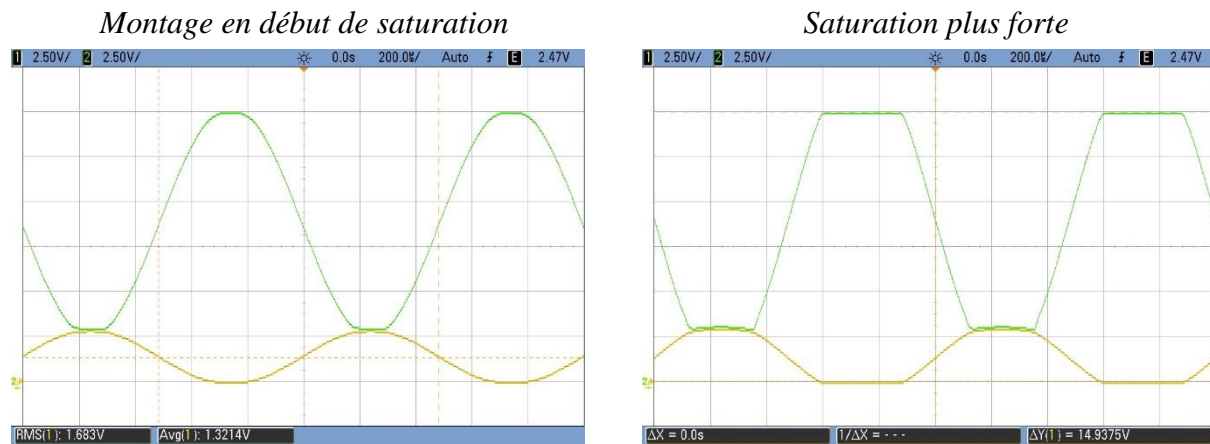
### II.5.3 Saturation

Le montage est alimenté entre 0 et  $+U$ . Le point de fonctionnement en sortie est à  $\approx U/2$  et le signal alternatif se superpose autour de ce point  $\rightarrow$  son amplitude ne peut évoluer dans le meilleur des cas qu'entre 0 et  $+U$ . On peut augmenter progressivement l'amplitude du GBF pour voir apparaître les saturations. La saturation haute intervient bien lorsque  $V_s = V_C$  atteint la tension d'alimentation  $U$ . Le transistor se bloque alors car on a  $I_C = (U - V_C)/R_C = (U - U)/R_C = 0$ . Le montage ne fonctionne plus de façon linéaire et la relation donnant le gain n'est plus valable.

#### Saturation basse :

Si le réglage du point de polarisation effectué au § II.2 est correct, elle apparaît en même temps que la saturation haute. Par contre, elle se produit avant que  $V_s = V_C$  n'atteigne 0 V

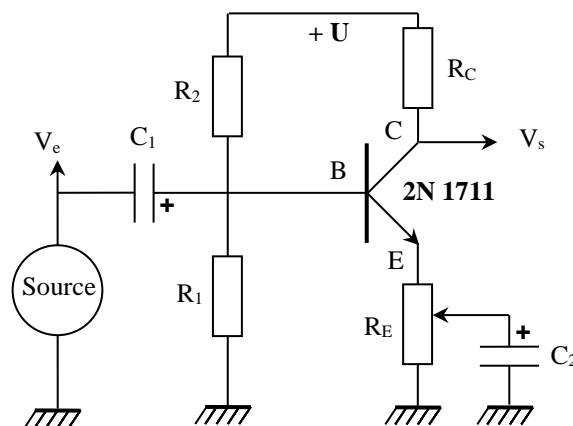
car il faut tenir compte du potentiel d'émetteur  $V_E$  qui est une image du signal d'entrée mais centré autour d'un potentiel statique  $R_E I_E$  d'environ 1,3 V :



On voit sur la figure de gauche<sup>11</sup> que la saturation basse intervient quand les signaux  $V_C$  et  $V_E$  déphasés de  $\pi$  se « rejoignent ». Le transistor est alors saturé ( $V_{CE} = 0$ ), le montage ne fonctionne plus de façon linéaire et la relation donnant le gain n'est plus valable. On peut encore augmenter l'amplitude du GBF pour accentuer le phénomène. La partie basse de  $V_C$  se met à « suivre » l'évolution de  $V_E$  qui sature à 0 V au niveau bas.

## II.6 Montage à résistance d'émetteur couplé

Le montage précédent permet une amplification sans distorsion tant qu'on ne sature pas la sortie, mais le gain en tension est faible. On peut augmenter le gain en plaçant une capacité  $C_2$  en parallèle sur la résistance d'émetteur. Elle permet de shunter une partie de  $R_E$  en alternatif pour augmenter  $A_V$ , tout en conservant son rôle de contre réaction en continu qui stabilise le point de fonctionnement puisque la capacité se comporte alors comme un circuit ouvert ( $1/C_2\omega \rightarrow \infty$ ) :



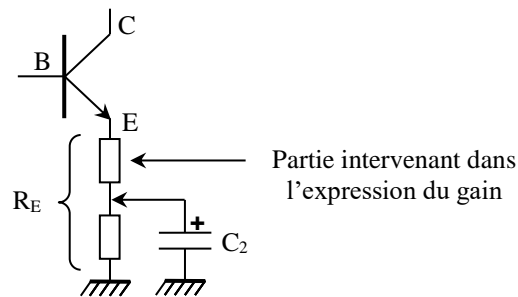
La capacité  $C_2$  doit être très forte pour être équivalente à un court-circuit à la fréquence du signal. Un condensateur électrochimique de 100  $\mu\text{F}$ , voire plus, convient bien. On le branche sur le point milieu du potentiomètre  $R_E$  pour pouvoir ajuster le gain (**respecter la polarité indiquée**).

### II.6.1 Augmentation du gain ; influence sur la distorsion

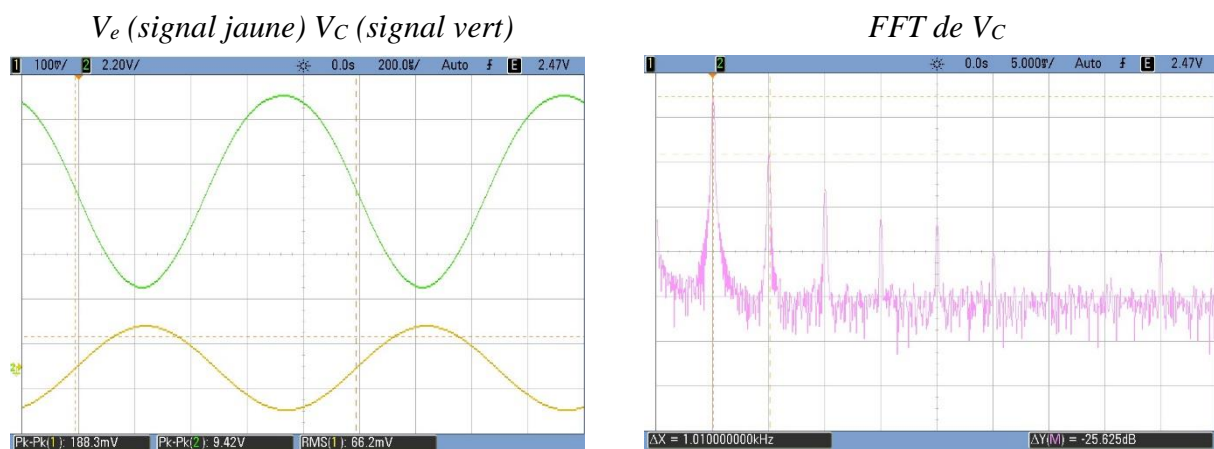
On reprend un signal d'entrée d'amplitude faible (200 mV Pk-Pk par exemple) et on note l'évolution de  $V_s$  lorsqu'on joue

<sup>11</sup> Les deux oscillogrammes représentent l'évolution de  $V_E$  et  $V_C$  avec un même calibre et en ayant aligné la référence de potentiel des deux voies au même niveau.

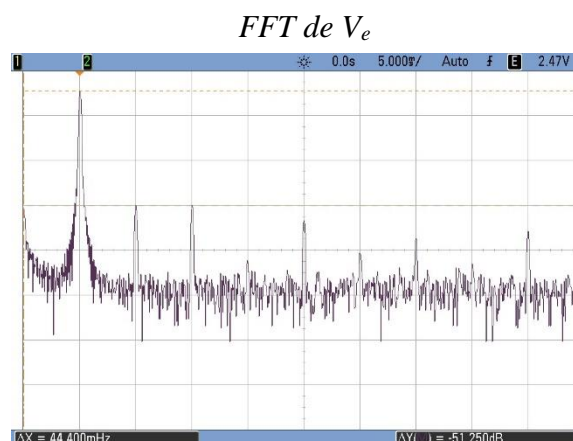
sur le potentiomètre. Le gain en tension  $A_V$  du montage augmente progressivement puisque l'action revient à ne conserver qu'une partie de  $R_E$  dans l'expression de  $A_V$  :



Un gain trop fort a cependant des effets néfastes car à partir d'un certain niveau, il apparaît une distorsion difficile à voir sur l'allure temporelle, mais clairement visible sur le spectre :

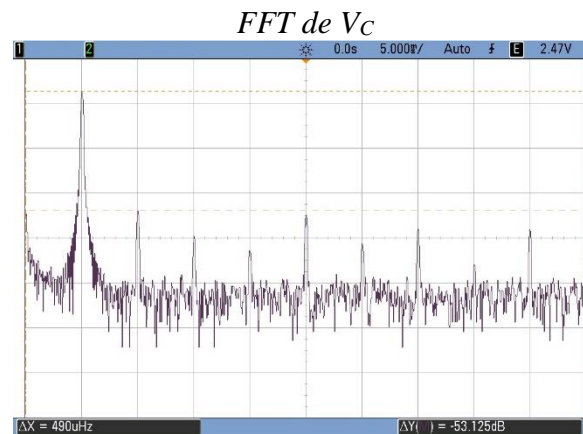
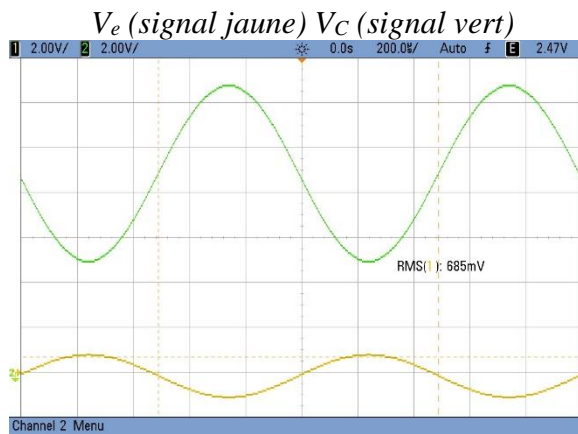


On a un gain de  $A_V = 9,42/0,188 = 50$  dans cet exemple mais  $V_C$  présente des harmoniques assez fortes. La plus importante est à  $\approx -26$  dB alors que les harmoniques dans le signal d'entrée sont à  $-50$  dB au maximum :



On pourrait penser que cette distorsion est due au fait que le niveau haut de  $V_C$  s'approche de la tension d'alimentation  $U$ , amorçant ainsi un début de saturation. Ce n'est cependant pas le cas car on peut vérifier sur le montage sans capacité  $C_2$  qu'il est possible de sortir un signal d'un tel niveau sans déformations. L'expérience a été faite en envoyant un signal de 685 mV RMS pour compenser la chute du gain. Le signal de sortie flirte alors avec la tension  $U$  à son niveau le plus haut mais sans être distordu pour autant :

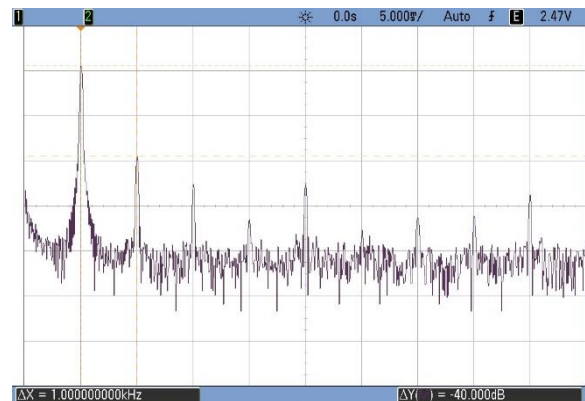
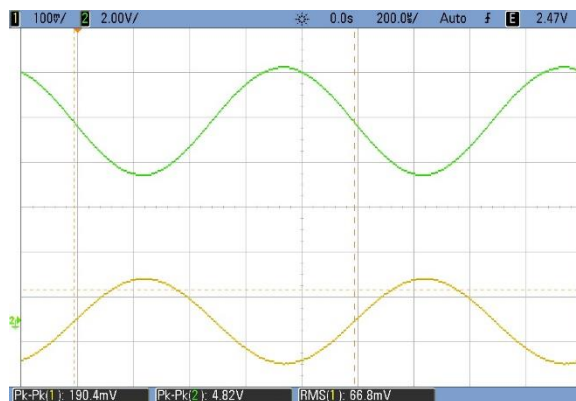




La distorsion sur le montage à résistance d'émetteur couplé a donc une autre origine. Elle est liée au fait que le gain devient dépendant de  $r_{BE}$  lorsqu'on shunte une trop grande partie de  $R_E$  ( $A_V$  tend vers  $R_C/r_{BE}$  en alternatif lorsque  $R_E$  est complètement shunté). Or, cette résistance dynamique n'est pas une constante puisqu'elle dépend de l'endroit où on se trouve sur la caractéristique  $V_{BE} = f(I_B)$  du transistor<sup>12</sup>. On voit sur le réseau de courbe du § II.1 qu'elle est plus forte lorsque  $V_e$  est faible et plus faible lorsque  $V_e$  est forte<sup>13</sup> → Le gain dépend d'un paramètre non linéaire qui déforme le signal de sortie.

#### Réglage du gain à un niveau acceptable :

Le montage d'origine est fidèle mais amplifie peu. C'est le contraire avec celui où  $R_E$  est fortement shunté par  $C_2$  → un compromis consiste à augmenter le gain en se fixant un niveau de distorsion acceptable. L'expérience montre qu'on peut conserver une qualité sonore relativement correcte avec des harmoniques à  $-40$  dB<sup>14</sup>. On peut donc régler le gain en jouant sur le potentiomètre  $R_E$  jusqu'à ce que l'harmonique la plus forte atteigne ce seuil. On a dû se limiter à un gain  $A_V$  de l'ordre de 25 avec le montage proposé :



### II.6.2 Comportement fréquentiel

Une étude complète dépasse le cadre de cet exposé mais on peut regarder rapidement les performances du montage quand on change la fréquence du signal.

<sup>12</sup> La résistance dynamique ne correspond pas au rapport  $V_{BE}/I_B$ , mais à la dérivée locale  $dV_{BE}/dI_B$  de la courbe.

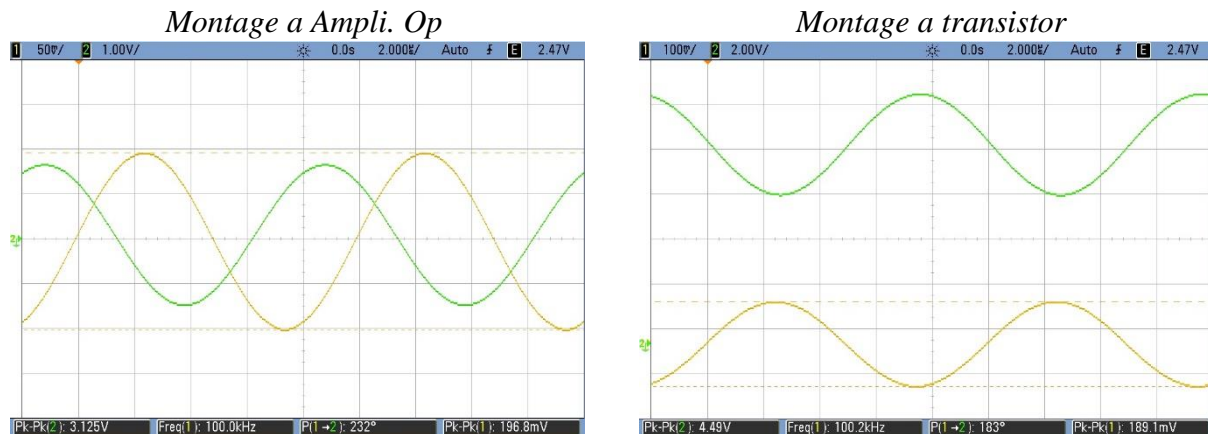
<sup>13</sup> L'effet est d'autant plus marqué qu'on est près du coude de la caractéristique  $V_{BE} = f(I_B)$ . Des courants de polarisation trop faibles ne sont donc pas souhaitables car ils favorisent l'apparition de la distorsion. La valeur de  $I_C$  dans notre montage (6 mA) n'est d'ailleurs pas optimale et il vaudrait mieux diminuer les valeurs de  $R_C$  et  $R_E$  comme c'est proposé [3], p.161, mais ce choix permet une mise en évidence plus facile du phénomène de distorsion.

<sup>14</sup> C'est déjà très élevé dans le domaine de l'audio. Les amplificateurs Hi-fi ont souvent un taux de distorsion harmonique à 1 kHz qui atteint les 90 dB.



Comportement en haute fréquence :

Il est possible d'aller jusqu'à  $\approx 100$  kHz sans perte de gain, modification de phase, ou déformation<sup>15</sup>. C'est l'intérêt des à transistor comparé aux montages à amplificateurs opérationnels. Un amplificateur inverseur à Ampli. Op. (cf. [3], p.32) est beaucoup plus simple à mettre en œuvre, mais son comportement en haute fréquence est limité par le produit gain×bande passante du composant. On a testé ce type de montage à 100 kHz avec un gain de 25 en utilisant un 081 (produit gain×bande passante  $\approx 3$  MHz  $\rightarrow$  fréquence de coupure d'environ 120 kHz). On l'a comparé au montage à transistor avec le même signal d'entrée de 200 mV Pk-Pk :



On voit sur ces oscillogrammes que le montage à transistor continue à avoir un gain de 25 et un déphasage de  $180^\circ$  à 100 kHz. Le montage à amplificateur opérationnel sort un signal sans composante continu comparé au montage à transistor mais le gain, qui valait 25 en basse fréquence, ne vaut plus que  $3,125/0,197 = 15,9$  à 100 kHz et le déphasage, qui était de  $180^\circ$  en basse fréquence, vaut  $232^\circ$  à 100 kHz. Le montage inverseur n'arrive donc pas à assurer un comportement constant sur une aussi grande plage de fréquence que le montage à transistor.

Comportement en basse fréquence :

[2], ch. 14.

Les amplificateurs à ampli op peuvent fonctionner en continu. Ce n'est pas le cas du montage à émetteur commun. Il suffit d'abaisser suffisamment la fréquence du GBF pour se rendre compte que le gain finit par chuter. Cette tendance provient du comportement passe bas des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  :

- l'impédance  $1/C_1\omega$  du condensateur d'entrée augmente lorsque la fréquence diminue. Le signal à amplifier est donc atténué lorsqu'il franchit  $C_1$ , ce qui conduit à une valeur plus faible du signal de sortie, d'où une baisse apparente de l'amplification.

- l'impédance de  $C_2$  suit la même évolution lorsque la fréquence diminue. Ce condensateur ne court-circuite donc plus de façon aussi efficace la partie de  $R_E$  avec laquelle il est en parallèle. Cela provoque une diminution du gain par augmentation du terme au dénominateur.

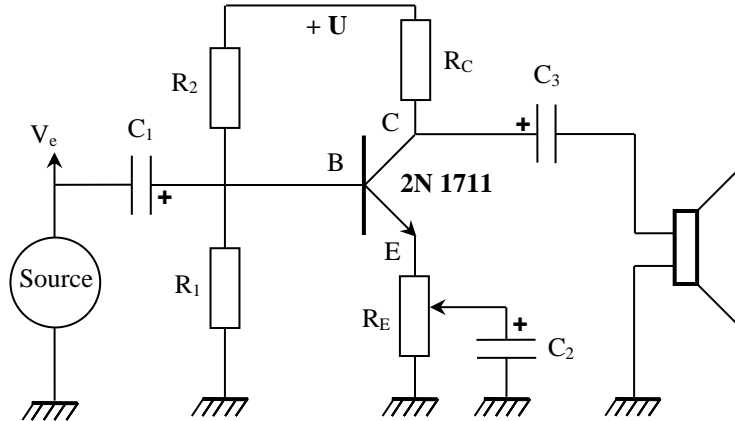
Chaque capacité donnant une fréquence de coupure basse<sup>16</sup>, il faut regarder l'association de chacune avec les impédances qu'elles voient dans le montage pour trouver le composant limitant (cf. [2], p. 434-440). Si on ne veut pas faire le calcul, on peut le trouver expérimentalement en se plaçant au moment où le gain commence à chuter. Il suffit alors de remplacer  $C_1$  puis  $C_2$  par une capacité plus grande (1000  $\mu$ F par exemple). Le condensateur dont le changement provoque une remontée du gain est celui qui limite le montage en basse fréquence.

<sup>15</sup> On peut aller plus loin si on accepte un peu plus de distorsion.

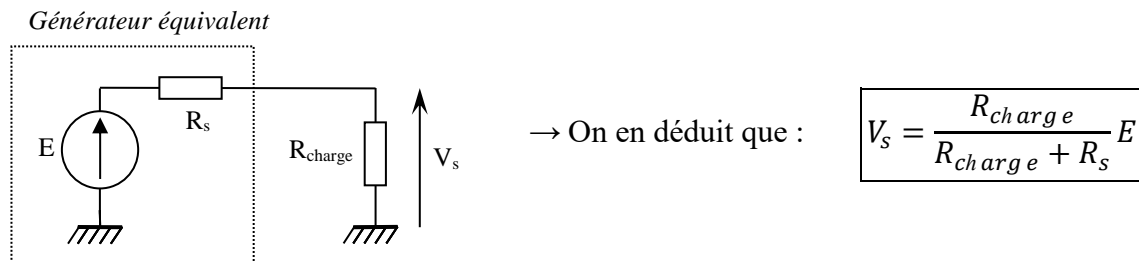
<sup>16</sup> On peut même en avoir une troisième si on met un condensateur de couplage en sortie comme on le fait au § suivant.

## II.7 Raccordement du montage à une enceinte

On se place à une fréquence de 1 kHz, avec un signal de 200 mV Pk-Pk et un gain d'environ 25. Le signal de sortie étant polarisé autour de 9 V, on ne peut pas brancher directement l'enceinte sur le collecteur. On procède donc comme pour l'entrée en intercalant un condensateur de découplage d'environ 100  $\mu\text{F}$  **en respectant son sens de polarisation** :



Le raccordement de l'enceinte provoque une chute importante de l'amplitude du signal. Cette baisse est liée à la différence d'impédance entre le Haut-Parleur et la sortie du montage. On le comprend facilement si on modélise la sortie du montage par un générateur de Thévenin équivalent :



On montre en annexe que l'impédance de sortie du montage à émetteur commun vaut simplement  $R_C$ , soit 1000  $\Omega$  ici → Si le Haut-Parleur à une impédance de 8  $\Omega$  on a alors  $V_s/E = 8/1008 = 0,8\%$ , d'où l'effondrement du signal lorsqu'on branche l'enceinte.

### Mesure de $r_s$ :

On ne peut pas mesurer  $r_s$  directement à l'ohmmètre car on a un système actif. On peut en revanche utiliser une méthode basée sur la formule qu'on vient d'obtenir (méthode applicable à tous les systèmes actifs). Cette expression montre<sup>17</sup> que  $V_s = E$  lorsque  $R_{charge} \rightarrow \infty$  et qu'on a pour une charge quelconque :

$$R_s = R_{charge} \left( \frac{E}{V_s} - 1 \right)$$

On peut donc obtenir  $R_s$  avec cette formule en mesurant la tension de sortie du montage en circuit ouvert ( $R_{charge}$  infinie → on obtient  $E$ ) puis avec une valeur quelconque de  $R_{charge}$ . On peut aussi utiliser une résistance variable et l'ajuster jusqu'à avoir  $V_s = E/2$ . On a alors  $R_{charge} = R_s$ . Quel que soit la méthode employée, on doit vérifier que l'impédance de sortie du montage vaut  $Z_s = R_C = 1000 \Omega$  dans notre exemple.

<sup>17</sup> On voit aussi qu'on a  $V_s = E$  quelle que soit  $R_{charge}$  si on a  $R_s = 0$  → un générateur de tension parfait a une résistance de sortie nulle.

Conclusion :

Le montage proposé amplifie le signal mais est incapable d'alimenter une charge de faible impédance, donc de débiter de la puissance.

Remarque :

On pourrait mesurer l'impédance d'entrée du montage par une méthode similaire. On trouverait une valeur qui n'est pas très grande. Cela peut poser des problèmes avec une source à forte impédance de sortie mais ce n'est pas le cas ici (on peut vérifier que le branchement de la source sur l'entrée du montage ne modifie pas l'amplitude du signal). On ne propose donc pas cette mesure.

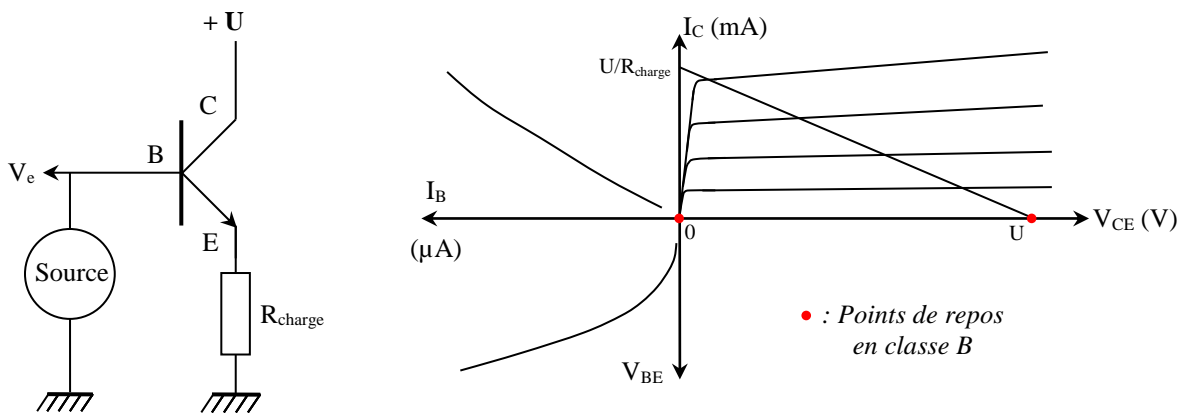
**III ETAGE DE PUISSANCE**

Son rôle n'est pas d'accroître la tension mais de permettre un débit sur une charge de faible impédance. De nombreux montages sont possibles suivant la classe d'amplification choisie, les types de transistors utilisés et le degré de raffinement souhaité. On présente le montage Push-Pull, qui a l'intérêt d'avoir un bon rendement (point important pour un étage de puissance).

**III.1 Principe de fonctionnement**

[1], p. 129 et suivantes ; [3], p. 381 et suivantes.

Le Push-Pull utilise des transistors montés en collecteur commun, c'est-à-dire avec le collecteur directement relié à l'alimentation  $U$ . Ce type de montage peut être utilisé en classe A (polarisation à  $V_{CE} = U/2$  via une résistance d'émetteur et une résistance de base ou un pont  $R_1/R_2$ ) mais on l'utilise en classe B dans un Push-Pull. Cela consiste à n'utiliser aucune polarisation statique, consommatrice d'énergie, pour augmenter le rendement. La résistance de charge est alors directement reliée à l'émetteur, ce qui aboutit au schéma suivant avec un transistor NPN<sup>18</sup> :



La loi des mailles appliquée en sortie donne  $U = R_{charge} \cdot I_E + V_{CE} \approx R_{charge} \cdot I_C + V_{CE}$  puisque  $I_E = I_B + I_C \approx I_C$ . On a donc :

$$I_C = \frac{1}{R_{charge}} (U - V_{CE})$$

On a, comme pour le montage à émetteur commun, une affine décroissante pour la droite de charge, mais avec une pente qui vaut  $1/R_{charge}$  cette fois ci. On peut chercher les points de repos du montage sur le réseau de caractéristique : le potentiel de base  $V_B$  est nul lorsque le signal d'entrée  $V_e$  est nul  $\rightarrow I_B = 0$ , d'où  $V_{BE} = 0$  (cf. cadran inférieur gauche) et  $I_C \approx \beta I_B = 0$  (cf. cadran supérieur

<sup>18</sup> Il n'y a pas besoin de condensateur de découplage entre la source et l'entrée du montage puisque la classe B n'impose aucun potentiel statique à la base.

gauche)  $\rightarrow V_E \approx R_{\text{charge}} \cdot I_C = 0$  et  $V_{CE} = U$  (cf. cadran supérieur droit). L'absence de polarisation conduit donc à avoir le transistor bloqué dans son état de repos.

Examinons les conséquences qui en découlent lorsqu'on applique un signal alternatif à l'entrée du montage. La jonction base émetteur se comportant comme celle d'une diode<sup>19</sup>, elle reste bloquée tant que  $V_{BE}$  est inférieur à  $\approx 0,6 \text{ V}$   $\rightarrow$  comme on part de  $V_E = 0 \text{ V}$ , il faut appliquer un potentiel de base  $V_B = V_e$  supérieur à  $\approx 0,6 \text{ V}$  pour amorcer la conduction du transistor. Une fois ce seuil dépassé, le signal aux bornes de l'émetteur (donc de la charge) devient une image du signal d'entrée  $V_e$  à  $V_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$  près  $\rightarrow$  le montage peut donc retranscrire les alternances positives du signal d'entrée au-delà d'un certain seuil, au prix d'une petite chute de tension. Par contre, les alternances négatives ne conduisent à aucun signal en sortie puisqu'une tension négative appliquée à la base ne fait que renforcer le blocage de la jonction base émetteur  $\rightarrow$  la classe B ne permet pas de traiter l'intégralité du signal d'entrée avec un seul transistor. On résout le problème en utilisant un second transistor, mais de type PNP. Son principe de fonctionnement est formellement identique à celui du NPN mais on l'alimente avec une tension  $-U$  et il se charge des parties négatives du signal. Les deux transistors travaillent donc conjointement, de manière complémentaire.

### III.2 Montage Push-Pull

Le système étant destiné à débiter du courant, il faut des éléments de puissance, d'où les choix indiqués.

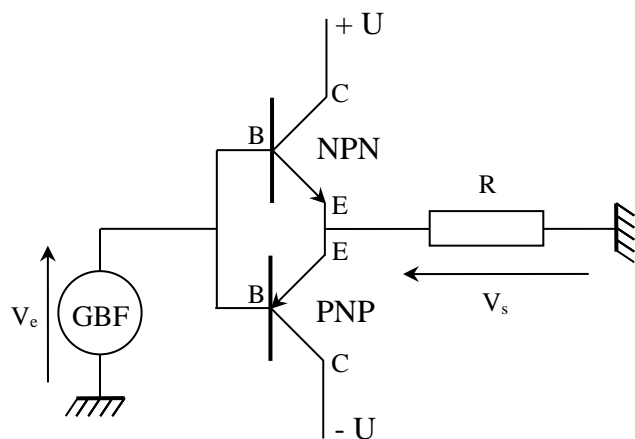
R :  $10 \Omega$

**résistance de puissance non bobinée**

NPN : MJ 15024 sur radiateur

PNP MJ 15025 sur radiateur

$+U/-U$  : alimentation symétrique **de puissance** ( $U = 15 \text{ V}$ )

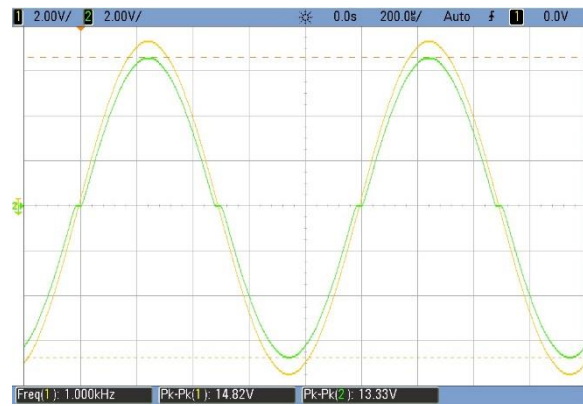


**Attention à bien relier les émetteurs entre eux !** C'est indiqué clairement sur le schéma mais on peut facilement se tromper lors du câblage avec des transistors montés sur supports (l'émetteur du NPN peut se trouver en face du collecteur du PNP). La résistance de  $10 \Omega$  simule une charge proche de celle d'un Haut-Parleur. On déconseille l'emploi de rhéostats bobinés car ils présentent une impédance parasite imaginaire pouvant être source d'oscillations à haute fréquence.

On augmente progressivement l'amplitude du signal d'entrée  $V_e$  et on observe  $V_s$  (cf. oscillogrammes ci-après). Le signal de sortie n'apparaît que lorsque  $V_e$  dépasse un seuil d'environ  $0,6 \text{ V}$ . Au-delà de cette valeur, la tension  $V_s$  est une image de  $V_e$  amputée de la tension de seuil<sup>20</sup>. On peut tester le rôle de chaque transistor en déconnectant successivement leur base pour vérifier que le NPN se charge des alternances positives du signal alors que le PNP s'occupe des alternances négatives. Toutes ces observations sont conformes avec l'étude du § précédent.

<sup>19</sup> Cf. le comportement d'une diode, en [1] p. 56 et 59, ou [3] p. 125 par exemple.

<sup>20</sup> La chute de tension dépend en toute rigueur du courant circulant dans le transistor mais comme l'effet est faible et difficilement observable dans l'expérience, on peut le négliger en première approximation.



### Conclusion :

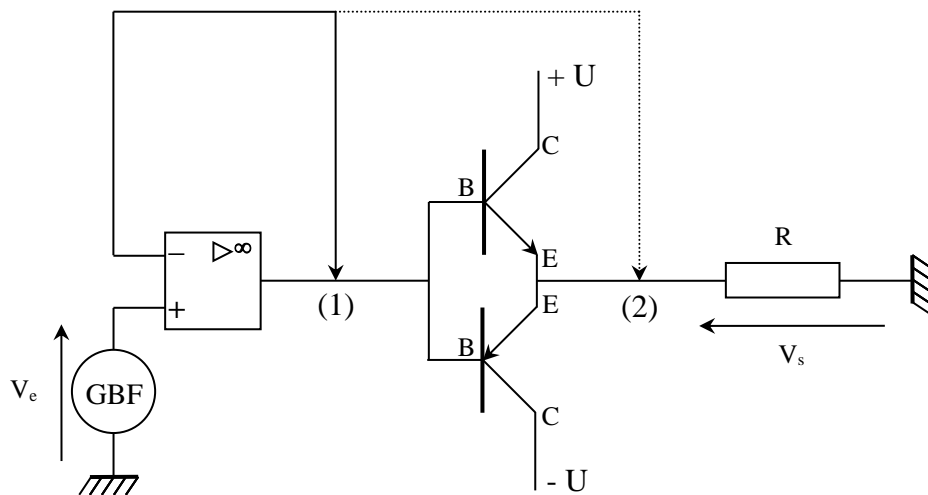
Le gain en tension du montage est inférieur à 1 à cause des chutes de tension dans les jonctions base/émetteur des transistors → Le Push-Pull n'amplifie pas en tension. Par contre, il réussit à alimenter une charge de faible impédance sans que le signal ne s'écroule, chose que le montage à émetteur commun était incapable de faire. Il peut donc fournir le courant demandé par la charge compte tenu de la tension qu'on lui applique, et réalise en ce sens une « amplification en courant » par rapport à ce que délivre la source. Le signal de sortie n'est cependant pas un reflet exact du signal d'entrée (c'est d'autant plus flagrant que le signal est faible) puisqu'il présente une déformation autour de 0 V (distorsion de croisement). Ce défaut intervient dans la zone où aucun des transistors ne conduit et est inhérent à la polarisation en classe B.

### III.3 Correction de la distorsion de croisement

On peut la corriger en insérant le Push-Pull dans la boucle de rétroaction d'un amplificateur opérationnel.

### Montage :

[1], p. 132.



On utilise ici un simple suiveur (l'ampli op peut être alimenté avec la source du Push-Pull). Ce n'est pas la configuration la plus stable mais le montage peut fonctionner correctement si le signal d'entrée n'est pas trop important<sup>21</sup> et si on ne va pas trop loin en fréquence (se placer à 1 kHz par exemple). On peut tester plusieurs ampli-op si on constate l'apparition d'oscillations parasites ou passer à un amplificateur inverseur si le problème persiste. On peut boucler l'ampli op sur l'entrée du Push-pull (branchement n° 1), ou sur sa sortie (branchement n° 2).

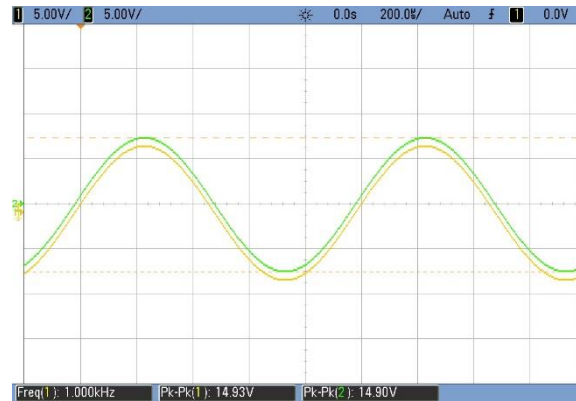
<sup>21</sup> L'ampli op peut avoir du mal à alimenter les transistors aux amplitudes les plus fortes.

Bouclage en (1) :

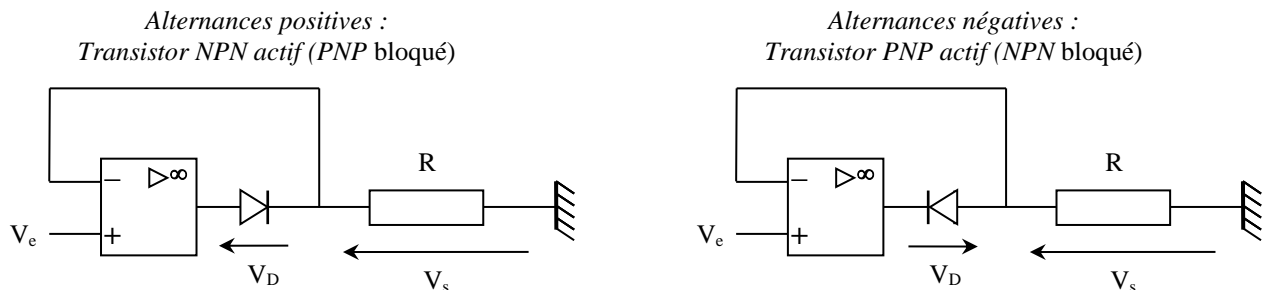
Le suiveur est simplement intercalé entre le générateur et le Push-Pull. La distorsion présente sur le signal  $V_s$  n'est pas éliminée. Le seul effet est d'améliorer l'impédance de sortie du générateur<sup>22</sup> qui alimente le Push-Pull (tant que l'ampli op arrive à fournir le courant demandé par les transistors).

Bouclage en (2) :

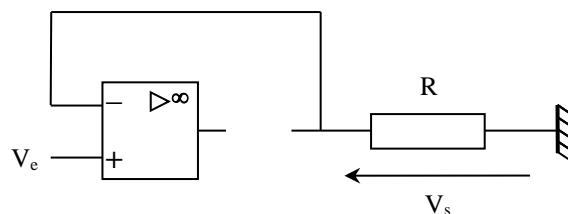
La distorsion en croisement disparaît complètement cette fois-ci et les signaux d'entrée et de sortie sont identiques<sup>23</sup>.



On obtient ce résultat car la jonction base/émetteur des transistors (équivalente à une diode) est insérée dans la rétroaction → le bouclage peut être représenté par deux schémas suivant le signe de la tension d'entrée :



On peut facilement montrer qu'une telle structure annule pratiquement le seuil de conduction des jonctions. Prenons par exemple le cas des alternances positives avec le transistor NPN initialement bloqué. La résistance de la jonction base/émetteur est si grande dans ce cas que l'amplificateur est en boucle ouverte :



→ L'impédance d'entrée des amplis op étant infini, il n'y a aucun courant qui circule dans la résistance  $R$ , d'où  $V_s = V_- = R \cdot I = 0$  V. Partant de cet état, on peut regarder la condition à satisfaire pour que la jonction devienne passante. Soit  $A$  le gain en boucle ouverte de l'ampli op et  $V_{sAO}$  sa tension de sortie. On a :

<sup>22</sup> Les GBF d'enseignements ont une impédance de sortie de  $50 \Omega$  ; un suiveur à une impédance de sortie quasiment nulle (dans la limite du courant qu'il peut débiter).

<sup>23</sup> Ils ont été décalés pour pouvoir les observer tous les deux.

$$V_{S\text{ AO}} = A\varepsilon = A(V_+ - V_-) = A(V_e - 0) = AV_e \text{ lorsque la jonction est bloquée}$$

$$\text{Et } V_{S\text{ AO}} = V_D + V_s = V_D + 0 = V_D \text{ dans le même temps}$$

La jonction se débloque lorsque  $V_D > 0,6 \text{ V}$ , soit  $V_{S\text{ AO}} = AV_e > 0,6 \text{ V}$  ici, d'où :

$$V_e > \frac{0,6V}{A}$$

L'insertion de la jonction dans la boucle de rétroaction divise donc son seuil de conduction par le gain en boucle ouverte de l'ampli op (typiquement  $10^5$  pour un AO 81), ce qui l'amène à un niveau quasiment nul  $\rightarrow$  le transistor NPN devient actif dès que  $V_e$  dépasse 0 V, l'amplificateur se retrouve alors en boucle fermée puisque la jonction base/émetteur est passante  $\rightarrow$  on a  $\varepsilon \approx 0 \rightarrow V_- = V_s = V_e \rightarrow$  la tension de sortie suit le signal d'entrée. Un raisonnement du même type s'applique aussi au transistor PNP (il se charge des alternances négatives dès que  $V_e$  passe en dessous de 0 V et se comporte en suiveur au-delà)  $\rightarrow$  la distorsion de croisement est totalement éliminée et le montage global retranscrit fidèlement le signal d'entrée quelle que soit l'alternance.

### III.4 Impédance de sortie du montage corrigé

On reprend la méthode du générateur de Thévenin utilisée au § II.7 mais il est impossible de rechercher une tension de sortie divisée par deux comparé à la tension à vide car l'impédance de sortie du push-pull est bien trop faible. On procède donc de la manière suivante :

- on mesure avec un multimètre sensible la tension de sortie en circuit ouvert avec un signal d'entrée relativement important qu'on note  $V_{s\infty}$ .

- on branche la résistance de charge de  $10 \Omega$ . On mesure de nouveau la tension de sortie  $V_s = V_{s10}$ . On en déduit  $R_s$  par la relation :

$$R_s = R_{10} \left( \frac{V_{s\infty}}{V_{s10}} - 1 \right)$$

#### Résultats :

La chute de tension entre les deux mesures est extrêmement faible si le montage fonctionne correctement. Elle est de l'ordre de 10 mV (d'où la nécessité d'un multimètre sensible) ce qui conduit à une résistance  $R_s$  de l'ordre de la dizaine de m $\Omega$  (à comparer à celle de l'étage pré amplificateur)  $\rightarrow$  la résistance de sortie du Push-Pull corrigé est pratiquement nulle<sup>24</sup>.

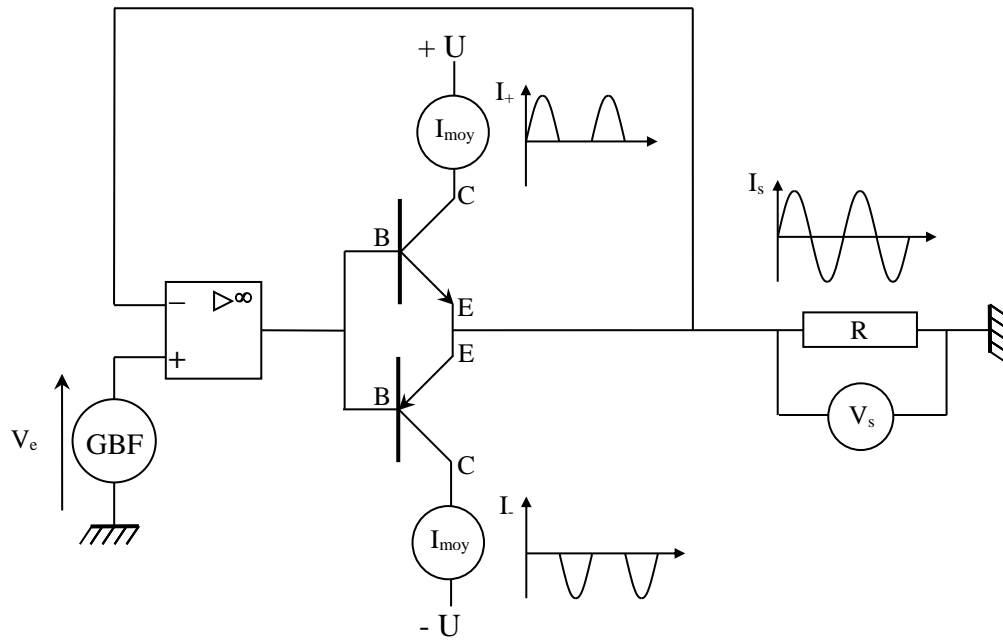
### III.5 Rendement

#### III.5.1 Mesure directe

Il vaut mieux faire cette mesure avec un signal fort (sans que l'ampli op ne sature) pour se mettre dans des conditions réalistes d'utilisation.

<sup>24</sup> Donner une expression à l'impédance de sortie du montage avec le modèle classique des petits signaux est délicat car il suppose un fonctionnement linéaire autour d'un point de fonctionnement, alors que les transistors travaillent ici alternativement entre blocage et forte conduction. On peut donner une expression en régime de conduction, mais ce résultat est à prendre avec précaution (les paramètres hybrides des transistors varient de manière notable, particulièrement en début de conduction) : le Push-Pull utilisant des montages en collecteurs commun, son impédance de sortie en régime de conduction vaut (cf. [1], p.135)  $r_s = r_{BE} + r_G/(\beta + 1)$  avec  $r_G$  = impédance de sortie du générateur alimentant les transistors =  $r_{S\text{ AO}}$  de l'ampli op ici (de l'ordre de la centaine d'ohms). Le montage étant inséré dans la boucle de rétroaction d'un suiveur, l'impédance de sortie du Push-Pull corrigé vaut (cf. montage système bouclé)  $r_s' = r_s/(1+AB)$  avec  $B$  = taux de réaction de la chaîne de retour (1 ici car suiveur) et  $A$  = gain en boucle ouverte de l'ampli op ( $10^5$  typiquement). On a donc  $r_s' = [r_{BE} + r_{S\text{ AO}}/(\beta + 1)]/(1+A)$ , soit une valeur pratiquement nulle vu la valeur de  $A$ .





Puissance reçue par la charge :

La charge est résistive →

$$P_{charge} = \frac{V_{seff}^2}{R} = R \cdot I_{seff}^2$$

Il suffit de mesurer la tension ou le courant aux bornes de la charge avec un multimètre RMS pour obtenir cette puissance.

Puissance fournie par l'alimentation :

On utilise une alimentation symétrique continue. Les tensions  $+U/-U$  sont constantes mais ce n'est pas le cas des courants  $I_+$  et  $I_-$ . Les transistors NPN et PNP fonctionnant de manière complémentaire, l'alimentation  $+U$  fournit les alternances positives de  $I_s$  et l'alimentation  $-U$  fournit les alternances négatives → chaque source débite un courant moyen non nul et la puissance totale délivrée par l'alimentation vaut :

$$\langle P_{alim} \rangle = \langle U_+ I_+ + U_- I_- \rangle = \langle U I_+ - U I_- \rangle = U (\langle I_+ \rangle - \langle I_- \rangle)$$

$$\rightarrow \boxed{\langle P_{alim} \rangle = U (I_{+moy} + I_{-moy})} \quad \text{puisque les courants sont de sens opposés}$$

On obtient  $P_{alim}$  en mesurant les courants moyens circulant dans chaque transistor avec des ampèremètres continus. On a intérêt à vérifier la valeur des tensions  $+U/-U$  avec un voltmètre continu (les régler au mieux à la même valeur).

Rendement :

$$\text{On a : } \eta = \frac{P_{charge}}{P_{alim}} = \frac{V_{seff}^2}{RU(I_{+moy} + I_{-moy})}$$

### III.5.1 Comparaison avec la valeur attendue

Le Push pull corrigé permet de fournir un signal sinusoïdal à la charge → on a  $I_{seff} = I_{smax}/\sqrt{2}$ , d'où :

$$P_{charge} = R \left( \frac{I_{smax}}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{R \cdot I_{smax}^2}{2}$$

On calcule la puissance moyenne débitée par l'alimentation compte tenu de la forme des courants  $I_+$  et  $I_-$  sur une période :

$$\langle P_{alim} \rangle = U(\langle I_+ \rangle - \langle I_- \rangle) = U \left( \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{s\max} \sin \omega t \cdot dt - \frac{1}{T} \int_{T/2}^T I_{s\max} \sin \omega t \cdot dt \right)$$

$$\langle P_{alim} \rangle = \frac{U I_{s\max}}{T \omega} ([-\cos \omega t]_0^{T/2} - [-\cos \omega t]_{T/2}^T)$$

$$\langle P_{alim} \rangle = \frac{U I_{s\max}}{2\pi} ([-\cos \pi + \cos 0] - [-\cos 2\pi + \cos \pi]) = \frac{4U I_{s\max}}{2\pi}$$

$$\boxed{\langle P_{alim} \rangle = \frac{2U I_{s\max}}{\pi}}$$

D'où l'expression du rendement :

$$\eta = \frac{P_{charge}}{P_{alim}} = \frac{R \cdot I_{s\max}^2 / 2}{2U \cdot I_{s\max} / \pi} = \frac{\pi \cdot R \cdot I_{s\max}}{4U}$$

Soit :

$$\boxed{\eta = \frac{\pi}{4} \frac{U_{s\max}}{U}}$$

Le rendement du montage dépend de l'amplitude du signal aux bornes de la charge. Il tend vers une limite qui vaut  $\pi/4 = 78\%$  lorsqu'on se place à l'excursion à l'excursion maximum ( $V_{s\max} = U$  ; transistors en limite de saturation). On retrouve ce résultat dans les ouvrages traitant le cas du Push-Pull classique (cf. [1], p. 136 par exemple). Le montage corrigé permet toutefois le calcul du rendement à une autre valeur de  $V_s$  sans qu'il y ait besoin de négliger la chute de tension aux bornes des jonctions base/émetteur puisque la contre-réaction permet de corriger ce problème de seuil (la tension  $V_s$  aux bornes de la charge est vraiment sinusoïdale et les courants  $I_+/I_-$  sont des sinusoïdes redressées mono alternance). L'alimentation symétrique doit cependant aussi alimenter l'ampli op mais les courants qu'il demande sont faibles (qq's mA pour chaque source  $+U/-U$ ) comparé à ce qui circule dans les transistors lorsqu'on travaille avec des signaux forts (qq's centaines de mA pour  $I_{+ moy}$  et  $I_{- moy}$ ). On peut donc les négliger dans ce cas.

#### IV MONTAGE GLOBAL

On peut terminer par un montage global associant l'étage préamplificateur et l'étage de puissance. Il faut alors intercaler un condensateur de découplage électrochimique entre les deux étages car le préamplificateur est polarisé (classe A) alors que le Push Pull ne l'est pas (classe B) → On doit mettre la patte + du condensateur du côté du préamplificateur puisque  $V_C$  a une composante continue d'environ 9 V. On peut remplacer la résistance de charge par un Haut-Parleur et le GBF par le lecteur CD ou le micro afin d'apprécier la « musicalité » du système.

#### Bibliographie :

- [1] : Duffait : Expériences d'électronique à l'agrégation ; chapitre VI
- [2] : Malvino : Principe d'électronique ; 3<sup>ème</sup> édition
- [3] : Quaranta : tome 3
- [4] : Niard : Electronique (Terminales F2)
- [5] : Auvray : Circuits et composants électroniques

## ANNEXE : INFORMATIONS COMPLEMENTAIRES SUR LES TRANSISTORS BIPOLAIRES

Cette partie n'a pas pour but de développer une théorie complète sur ce type de composant et les montages dans lesquels ils interviennent (il existe des livres entiers sur le sujet). On présente juste des manipulations simples pouvant être effectuées en TP pour ceux qui ont de grosses lacunes sur le sujet. D'autres informations peuvent être glanées dans [1], p. 133 et suivantes.

### I CARACTERISTIQUE D'UN TRANSISTOR BIPOLAIRE

[4], p. 19

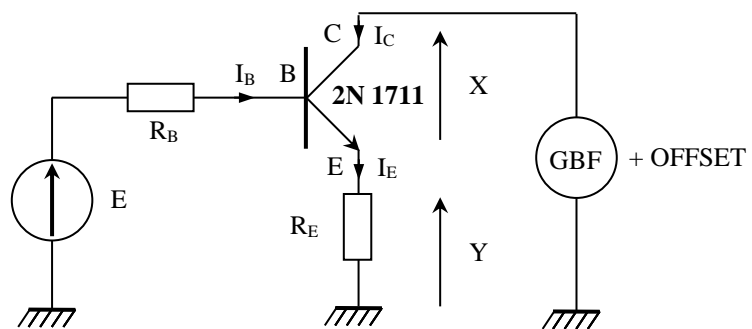
On étudie seulement la caractéristique  $I_C$  fonction de  $V_{CE}$  à  $I_B$  constant d'un transistor NPN.

Montage :

$E = 10 \text{ V}$

$R_E = 100 \Omega$

$R_B \approx 100 \text{ k}\Omega$  (boîte à décades)



La tension  $Y$  aux bornes de  $R_E$  est proportionnelle à  $I_E$  ( $Y = R_E \cdot I_E$ ). On a  $I_E = I_C + I_B$  en appliquant la loi des nœuds au point B du montage. Une caractéristique importante des transistors est le gain statique en courant<sup>25</sup>  $\beta = I_C/I_B$ . Il dépend du point de fonctionnement mais vaut typiquement 200 pour un 2N1711  $\rightarrow$  on a donc  $I_C \gg I_B$  d'où  $I_E \approx I_C$ . La tension aux bornes de l'émetteur est donc une image du courant  $I_C$ . La tension  $X$  correspond à  $V_{CE}$  mais elle doit être observée par l'intermédiaire d'une sonde différentielle pour éviter de court-circuiter  $R_E$ . L'observation en Lissajous des tensions  $X$  et  $Y$  permet donc d'étudier la caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$  du transistor.

Choix des composants :

- La puissance et le courant maximum admissible par un transistor 2N1711 est  $P_{\max} = 0,8 \text{ W}$  et  $I_{C \max} = 0,5 \text{ A}$ . Le GBF peut délivrer un signal allant jusqu'à  $10 \text{ V} \rightarrow$  on peut limiter  $I_C$  à  $0,05 \text{ A}$  puisqu'on a alors  $P = V_{CE} \cdot I_{C \max} = 0,5 \text{ W}$  dans le pire des cas (toute la tension aux bornes du transistor). Cette limite en impose une à respecter sur la base :  $I_B = I_C/\beta = 250 \mu\text{A}$ .

- Choix de  $R_E$  : cette résistance donne accès à  $I_C$  mais on veut aussi observer le comportement du transistor pour différentes valeurs de  $V_{CE}$ . Une résistance de  $100 \Omega$  permet de limiter la tension  $R_E I_E$  à  $0,5 \text{ V}$  lorsque le courant est maximum  $\rightarrow$  le GBF permet d'observer le comportement du transistor jusqu'à  $V_{CE} \approx 9,5 \text{ V}$ .

- Choix de  $R_B$  : elle a pour but d'imposer  $I_B$  (donc  $I_C$  puisque  $\beta = I_C/I_B$ ). La loi des mailles entre le générateur de tension continue  $E$  et la résistance  $R_E$  permet d'écrire la relation  $E = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \approx R_B I_B + V_{BE} + R_E I_C = (R_B + \beta R_E) I_B + V_{BE}$ . On a donc :

<sup>25</sup> Il est donné dans les datasheets sous la dénomination  $h_{FE}$ .

$$I_B \approx \frac{E - V_{BE}}{R_B + \beta R_E}$$

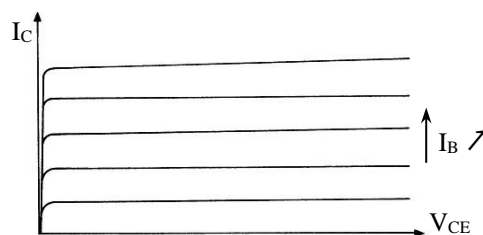
Une jonction PN est présente entre la base et l'émetteur et elle est polarisée en direct si le signal du GBF est compris entre 0 et 10 V  $\rightarrow$  la tension  $V_{BE}$  est de l'ordre de 0,6 V lorsque cette jonction est conductrice. Si  $I_C = 0,05$  A, le choix d'une résistance  $R_B = 100$  k $\Omega$  aboutit donc à un courant  $I_B$  valant :

$$I_B \approx \frac{10 - 0,6}{10^5 + 200 \times 100} \approx 80 \text{ mA}$$

On respecte largement la limite fixée  $\rightarrow$  Le montage proposé permet d'observer la caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$  sans risque pour le transistor.

### Expérience :

On peut enregistrer la caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$  pour différentes valeurs de  $I_B$  avec un oscilloscope numérique. Les courbes obtenues ont l'allure suivante :

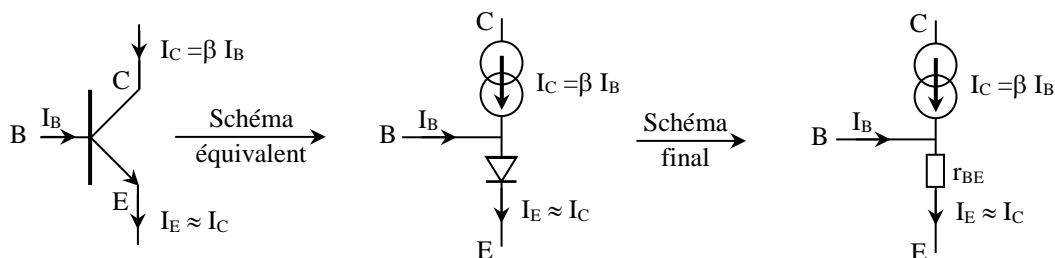


L'intérêt des transistors découle de la forme de cette caractéristique. Elle montre que ce composant peut délivrer un courant  $I_C$  à peu près indépendant de la tension à ses bornes, et que sa valeur dépend de celui qu'on impose à la base  $\rightarrow$  **Le transistor bipolaire est une source de courant commandé par un courant.** C'est cet aspect qui est mis à profit dans les montages amplificateurs.

### Modèle utilisé pour les transistors basse puissance :

[2], ch. 6 et 8 ; [5], p. 151.

La caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$  du transistor se rapprochant de celle d'une source de courant, on modélise la jonction base-collecteur par un générateur de courant  $I_C = \beta I_B$ . La jonction base/émetteur correspond à une diode polarisée en direct. On peut la remplacer par sa résistance dynamique locale  $r_{BE}$  calculée autour du point de fonctionnement choisis. On a donc le schéma équivalent suivant, valable en petits signaux et à fréquence pas trop élevée :



$\beta$  étant grand (c'est surtout vrai pour les transistors faible puissance), on néglige en général la contribution de  $I_B$ . On calcule la valeur de  $r_{BE}$  en prenant pour la diode le modèle de Shockley :

$$I_E = I_0(e^{V_{BE}/\lambda V_T} - 1) \quad \text{Avec : } V_T = kT/e = 25,3 \text{ mV à } 20^\circ\text{C}$$

$$\lambda = 1 \text{ (jonction abrupte)}$$

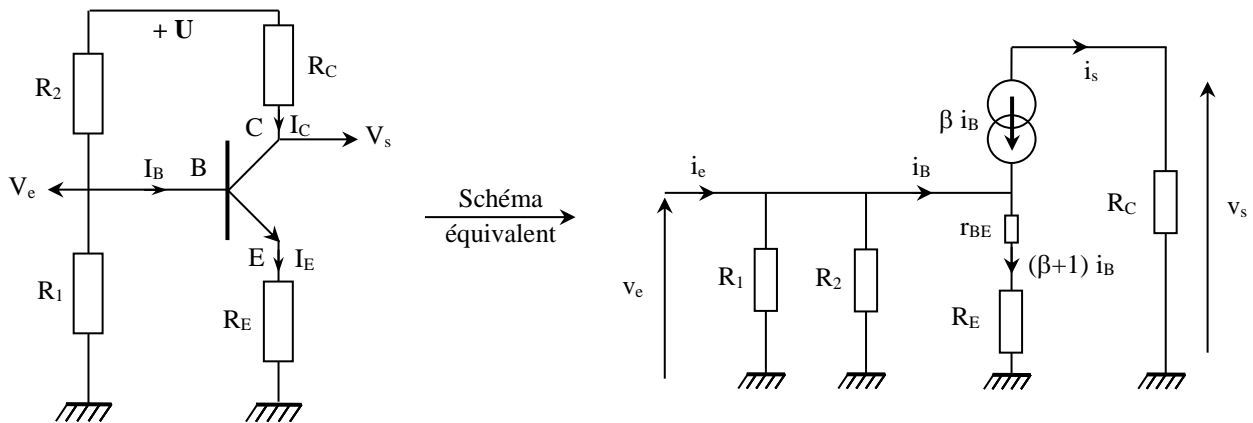
Il suffit de dériver cette expression par rapport à  $V_{BE}$  pour avoir l'inverse de cette résistance. Pour ce faire, on néglige le terme  $-1$  (cela revient à supposer la diode suffisamment conductrice). On obtient

alors  $r_{BE} = 25,3 \text{ mV} / I_E$  où  $I_E$  est le courant émetteur continu du transistor.

Cette modélisation permet de déterminer les caractéristiques en alternatif des montages à transistor. Il suffit de réarranger le schéma du montage en ne faisant apparaître que les grandeurs variables  $\rightarrow$  le + de l'alimentation étant à un potentiel constant, il est considéré comme une masse car il n'apporte aucun courant en alternatif.

## II MONTAGE A EMETTEUR COMMUN

[1], p. 134<sup>26</sup>.



### II.1 Gain en tension

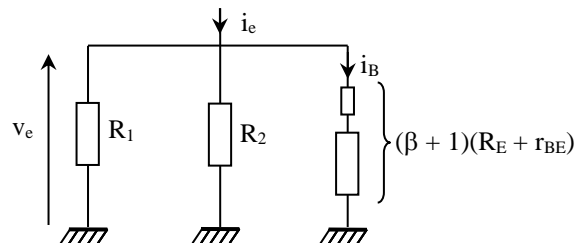
On a  $v_s = R_C i_s = -R_C \beta i_B$  en alternatif et  $v_e = (R_E + r_{BE})(\beta + 1)i_B$ , d'où :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_C}{R_E + r_{BE}} \frac{\beta}{\beta + 1} \approx -\frac{R_C}{R_E + r_{BE}}$$

### II.2 Impédance d'entrée

On la calcule par la méthode de Thévenin (générateurs de tension à zéro ; générateurs de courant équivalents à des circuits ouverts). L'entrée peut alors se modéliser par le schéma suivant :

L'impédance du montage correspond à la mise en parallèle des résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $(\beta + 1)(R_E + r_{BE})$ . C'est une impédance moyenne.



### II.3 Impédance de sortie

On voit tout de suite sur le schéma qu'elle vaut  $R_C$ .

<sup>26</sup> Cette référence donne les résultats de gain et d'impédance avec un modèle un peu plus développé et les paramètres hybrides du transistor. On retrouve les mêmes formules grâce aux relations  $r_{BE} = h_{11}/(\beta+1)$ ,  $h_{21} = \beta$  et  $h_{22} \approx 0$ .