

## Amplificateur de puissance classe B ("push pull").

- **Introduction**

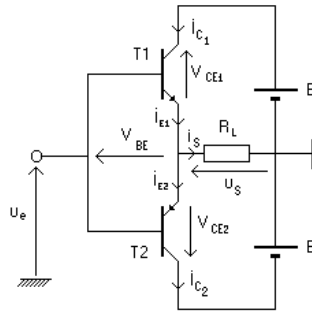
Cet amplificateur permet de fournir au signal la puissance nécessaire pour faire fonctionner une charge telle qu'un haut parleur. Il peut être réalisé avec des composants discrets, mais il faut savoir qu'on le retrouve également sous forme intégrée dans l'étage de sortie des Amplificateurs opérationnels (Cf Millmann).

- **Bibliographie**

[1] « Théorie du signal et composants » --Manneville-Esquieu—DUNOD  
 [2] « Electronique - Terminale Génie Electronique » -- Martin -- Hachette

- **Présentation**

Le schéma de principe simplifié de l'amplificateur est le suivant:



Il est constitué d'un transistor NPN et d'un transistor PNP dont les caractéristiques sont identiques (même  $\beta$ ). Nous allons voir que suivant le signe de  $u_e$ , l'un des transistor fonctionne en régime linéaire pendant que l'autre est bloqué (penser à un interrupteur ouvert).

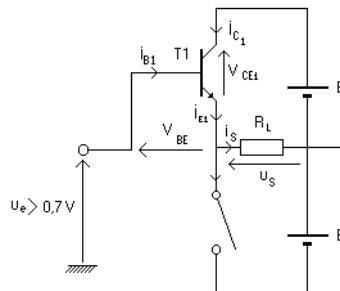
Quel que soit l'état des transistors, on a :

$$u_e - V_{BE} = R_L \cdot i_s \text{ et } i_s = i_{E1} - i_{E2}$$

**Supposons que  $u_e$  proche de 0.** Dans ce cas, les deux transistors sont bloqués. En effet, on a bien  $V_{CE1}$  qui est supérieur à  $V_{CEsat}$  pour T1 (type NPN) et  $V_{EC2}$  qui est supérieur à  $V_{ECsat}$  pour T2 (type PNP), mais  $I_B$  est nul ce qui empêche le passage du courant dans les transistors. Cet état de blocage persiste tant que  $-0,7 \text{ V} < u_e < 0,7 \text{ V}$  car tant qu'aucun transistor n'est passant,  $i_s = 0$  et  $u_e = V_{BE}$ . Le courant  $i_B$  restera proche de 0 dans les transistor tant que la tension entre base et émetteur n'aura pas atteint 0,7 V (+ ou - suivant le type de transistor).

**Supposons que  $u_e > 0,7 \text{ V}$ .** Dans ce cas dès que  $V_{BE}$  atteint cette valeur, le transistor T1 se retrouve en régime linéaire,  $i_s$  augmente donc  $u_s$  aussi. Dans un même temps comme  $V_{BE} > 0$ , le transistor PNP T2 est bloqué. On a alors :

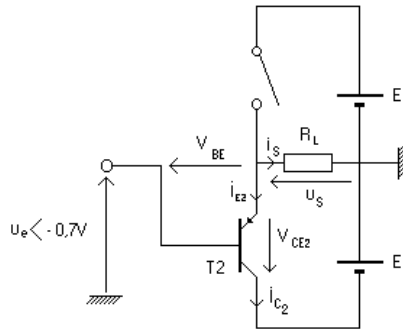
$$u_s = u_e - 0,7$$



Si  $u_e$  devient trop élevée, alors le transistor T1 fini par saturer ( $V_{ce1} = E - u_s$  devient inférieure à 0,4 V) ce qui fait que  $u_s$  reste bloquée à une valeur proche de E (égale à  $E - V_{CEsat}$ ).

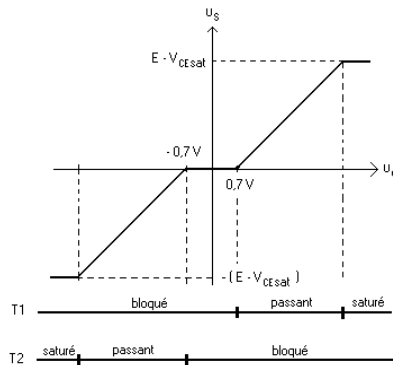
**Supposons que  $u_e < -0,7 \text{ V}$ .** Dans ce cas dès que  $V_{BE}$  atteint cette valeur, le transistor T2 se retrouve en régime linéaire,  $i_s$  devient non nul donc  $u_s$  aussi. Dans un même temps comme  $V_{BE} < 0$ , le transistor NPN T1 est bloqué. On a alors :

$$u_s = u_e + 0,7$$



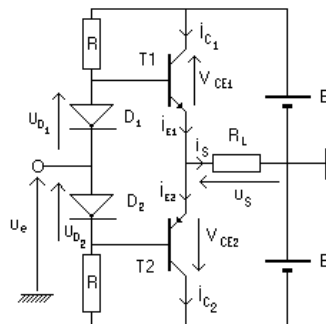
Quand  $u_e$  devient fortement négative, T2 finit par saturer, ce qui conduit  $i_s$  à s'annuler. On a alors  $u_s = -E + V_{CEsat}$ , soit  $u_s \approx -E$

Cela conduit à une caractéristique globale de la forme suivante :



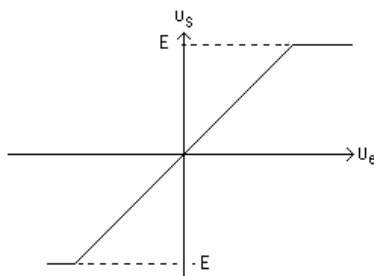
• première amélioration

Pour limiter la distorsion qui apparaît pour les faibles valeurs de  $u_e$ , on utilise plutôt le montage suivant :



Les deux diodes sont toujours polarisées en direct et passantes ( $V_d = 0,7\text{ V}$ ), ce qui compense le  $V_{BE}$  des transistors, responsables de la distorsion.

La caractéristique dans ce cas est proche de la forme suivante :



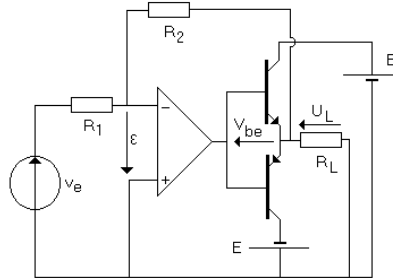
rq : Dans le cas où ce circuit est l'étage de sortie d'un AO, on comprend la limitation en tension en sortie de ce dernier, à des valeurs comprises entre les tensions de polarisation.

Ce montage est bien amplificateur de la puissance du signal. En effet, si la tension d'entrée est presque égale à la tension de sortie (en zone de fonctionnement linéaire), le courant de sortie est quant à lui beaucoup plus

important ( $i_s \approx \beta \cdot i_{\text{entrée}}$ ). De plus, il présente une faible résistance de sortie (résistance du générateur d'attaque sur  $\beta$  environ).

• Seconde amélioration

On peut utiliser un AOP pour limiter les problèmes de distorsion (Cf [1]). Pour cette fiche, il serait bon de corriger la distorsion au moyen d'un push pull associé à un AOP...



Si on considère un amplificateur opérationnel à fort gain  $A_0$  dans la plage de fréquence étudiée, alors, si  $v_s$  est la tension de sortie de l'AOP, on a

$$\frac{v_e + \varepsilon}{R_1} = -\frac{u_L + \varepsilon}{R_2}$$

$$v_s = A_0 \cdot \varepsilon$$

$$v_s = u_L + v_{be}$$

on en déduit que

$$v_{be} = -A_0 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_e - \left(1 + \frac{A_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2}\right) \cdot u_L$$

Etant donné les ordres de grandeur des différents paramètres ( $A_0 \approx 10^5$ ), si on prend  $R_1 = R_2$ , on obtient

$$v_{be} = -\frac{A_0}{2} \cdot v_e - \frac{A_0}{2} \cdot u_L = -\frac{A_0}{2} \cdot (v_e + u_L)$$

En supposant, pour simplifier que les transistors commutent à partir d'une tension  $v_{be}$  limite proche de 0,7V, on constate que cette valeur sera atteinte pour de très faibles valeurs de  $v_e$  ( $2 \cdot 0,7V / A_0$  soit quelques dizaines de  $\mu V$ ). On constate alors que la distorsion pour les faibles valeurs de tension d'entrée a pratiquement été éliminée.

En supposant l'AOP comme presque parfait ( $\varepsilon = 0V$ ), le théorème de Millman appliqué à l'entrée - conduit à la relation

$$u_L = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_e$$

La tension n'est pas amplifiée (si  $R_1 = R_2$ ), en revanche, on a amplification de puissance car le courant circulant dans la charge est beaucoup plus important que ce qui est fourni par  $v_e$ .

• Calcul des puissances mises en jeux (cas du montage de départ)

**Dans la charge :** On récupère la puissance utile  $P_u$

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u_L^2}{R_L} \cdot dt = \frac{1}{R_L} \cdot U_{L_{\text{eff}}}^2 \quad \text{or } u_{L_{\text{max}}} \text{ est inférieur à } E \text{ donc } U_{L_{\text{eff}}}^2 < E^2/2$$

**Puissance fournie par les sources de polarisation :**

On néglige les problèmes de distorsion. Chaque source continue fournit de l'énergie sur une demi période. Si  $v_e(t) = V_e \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ , alors le courant dans la charge est apporté par l'alimentation reliée au NPN de 0 à  $T/2$  et par l'autre source de  $T/2$  à  $T$ .

La puissance totale apportée est donc donnée par :

$$P_E = \frac{1}{T} \left( \int_0^{T/2} E \cdot i_L(t) \cdot dt + \int_{T/2}^T -E \cdot i_L(t) \cdot dt \right) = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} E \cdot i_L(t) \cdot dt$$

Sachant que  $v_e \approx u_L$  et que  $i_L(t) = \frac{u_L(t)}{R_L}$ , on a

$$P_E = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{E \cdot U_{L,eff} \cdot \sqrt{2}}{R_L} \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot dt = 2 \cdot \frac{E \cdot U_{L,eff} \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot R_L}$$

### **Puissance totale dissipée dans les transistors en conduction :**

Si on suppose que la puissance apportée par le signal d'entrée est négligeable, cette puissance est  $P_T = P_E - P_u$ .

Si on suppose que la tension sur la charge est à la valeur maximale autorisée par le montage (+E), alors, on a

$$P_T = \frac{2 \cdot E^2}{\pi \cdot R_L} - \frac{E^2}{2 \cdot R_L}$$

ce qui nous conduit à un rendement théorique maximum de  $\pi/4$  soit 78,5% environ.

Ce sont les puissances mises en jeu qui vont permettre le dimensionnement du dispositif (choix des composants...).

#### • Mesures intéressantes que l'on peut faire sur ce type de montage

On peut déjà s'intéresser à quelques paramètres caractéristiques :

- L'impédance d'entrée.
- L'impédance de sortie.
- La bande passante.
- La distorsion en fonction des montages et des conditions d'utilisation.

On peut également s'intéresser à l'aspect puissance du montage (et notamment au rendement qui dépend de la tension d'entrée...). On peut en effet déduire de la mesure de  $u_{L,max}$  la puissance fournie par chacune des alimentations continue ainsi que la puissance finalement dissipée dans la charge (faire une mesure de la résistance de charge). Si l'impédance d'entrée est suffisamment grande, on peut dire que la puissance apportée par le signal d'entrée est négligeable devant ce qu'apportent les alimentations. On a alors facilement le rendement de l'ensemble. On peut alors le comparer à la valeur théorique attendue, d'après les calculs faits au paragraphe précédent. La différence peut s'expliquer par la puissance dissipée dans les deux résistances de stabilisation en température, et par l'apparition de la distorsion due à la saturation des transistors (la saturation n'apparaît pas brutalement comme on l'a supposé dans le modèle). On peut alors regarder en parallèle l'évolution de la distorsion (analyse FFT avec rapport des harmoniques 3 et 5 sur le fondamental) et du rendement lorsque l'on augmente la tension d'entrée

Pour conclure, on peut essayer d'envoyer un signal de microphone sur haut parleur via un ampli de tension et un amplificateur de puissance...

#### • Remarques pratiques

- Il faut noter que la résistance de sortie doit être dimensionnée pour supporter le courant correspondant à la puissance à transférer. Il s'agit de résistances différentes de ce que l'on utilise habituellement en électronique... Demandez à l'enseignant.
- Pour éviter les problèmes d'oscillations, fréquents sur ce type de montage, il est souhaitable de placer des capacités de découplage sur les sorties d'alimentation... Demandez à l'enseignant.
- Pour réaliser ce montage, vous pouvez travailler à partir de la maquette ENSC339 (amplification de forte puissance) ou avec les maquettes Phytex ENSC330 (qui disposent d'un amplificateur opérationnel intégré).
- Pour pouvoir observer le rendement en fonction du rapport entre la tension signal et la tension de polarisation, on prendra une alimentation Fontaine à deux sorties flottantes afin de pouvoir polariser entre 0, -10V, et 10 V ce qui correspond à la tension maximale de sortie du GBF délivrant le signal.