

## AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

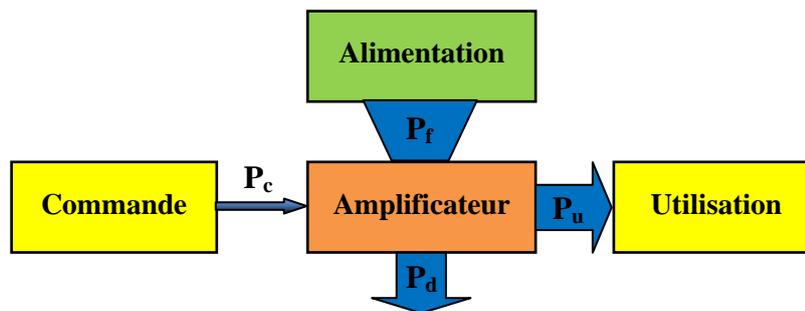
### VI.1 DEFINITION

L'amplificateur de puissance est le dernier étage d'une chaîne amplificatrice. Il permet de fournir une puissance beaucoup plus grande que celle fournie par le signal de commande, tout en gardant la même forme du signal.

La finalité des amplificateurs est la commande d'un actionneur (haut-parleur, moteur, inductance, résistance...) sans déformation du signal appliqué en entrée.

Dans la plupart des cas, l'amplification en puissance est une amplification en courant. C'est pourquoi on utilise des transistors bipolaires, ou des transistors MOS de puissance.

### VI.2 CARACTÉRISTIQUES D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE



**Figure VI.1** : Bilan de puissance

L'alimentation du montage fournit une puissance totale  $P_f$  qui se répartit entre la puissance utile  $P_u$  dissipée dans la charge et la puissance  $P_d$  dissipée, en pure perte, dans l'amplificateur. La puissance  $P_c$  fournie par le circuit de commande, est en général négligeable devant celle provenant de l'alimentation.

On peut définir :

\* La puissance moyenne utile : 
$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T p_u(t).dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t).i(t).dt$$

\* Le gain en puissance : 
$$G_p = \frac{P_u}{P_c}$$

\* Le rendement : 
$$\eta = \frac{P_u}{P_c + P_f} \approx \frac{P_u}{P_f}$$

\* Distorsion : Lorsque l'amplificateur travaille en grands signaux, le signal de sortie présente de la distorsion dus à la non-linéarité. Cela signifie qu'à une entrée sinusoïdale correspond un signal de sortie seulement périodique.

Ce signal de sortie  $v_s(t)$  est décomposable en série de Fourier sous la forme :

$$v_s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cdot \cos(n\omega t + \varphi_n)$$

- On appelle distorsion d'harmonique notée  $d_n$  le rapport entre l'amplitude  $V_{sn}$  de l'harmonique

de rang  $n$  et l'amplitude  $V_{s1}$  du fondamental :  $d_n = \frac{V_{sn}}{V_{s1}}$

- On appelle distorsion totale notée  $d_t$  le rapport entre la valeur efficace de tous les harmoniques

et la valeur efficace du fondamental :  $d_t = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_k^2}$

### VI.3 CRITÈRES DE SÉLECTION D'UNE CLASSE D'AMPLIFICATEUR

De nombreux critères peuvent être pris en compte lors de la sélection d'un amplificateur. Les points importants étant :

- La puissance de sortie ;
- Le rendement ;
- La puissance maximale que peut dissiper l'élément actif ;
- Le gain (en tension, en puissance) ;
- La distorsion ;
- La fréquence maximale de travail.

### VI.4 CLASSE D'AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Soit un transistor et sa droite de charge. Selon la position du point de repos, on définit des classes de fonctionnement différentes.

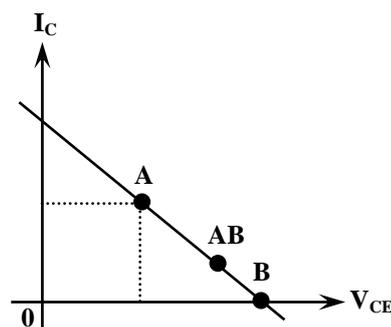


Figure VI.2 : Point de fonctionnement

#### VI.4.1 Amplificateurs de puissance classe A

L'amplificateur est constitué d'un étage de sortie ne comportant qu'un seul transistor. Le point de repos se situe approximativement au milieu de la droite de charge. En fonction du signal à amplifier, il peut donc se déplacer de part et d'autre de ce point le long de la droite de charge.

Les composants actifs conduisent pendant toute la période du signal d'entrée.

### VI.4.2 Amplificateurs de puissance classe B

L'amplificateur est constitué d'un étage de sortie comportant deux transistors complémentaires. Le point de repos se situe à la limite du blocage de chaque transistor. Pour pouvoir amplifier les deux alternances d'un signal sinusoïdal, il faut que l'un des transistors amplifie les alternances positives et le second les alternances négatives.

Les composants actifs conduisent durant une demi-période du signal d'entrée.

### VI.4.3 : Amplificateurs de puissance classe AB

L'amplificateur est constitué d'un étage de sortie comportant deux transistors complémentaires. C'est la structure de base de la sortie d'un amplificateur classe B, modifiée au niveau de la polarisation.

Le point de repos se situe alors très proche de la limite du blocage des transistors. C'est-à-dire entre la classe A et la classe B, mais plus proche de la classe B.

### VI.4.4 Amplificateurs de puissance classe C

L'étage de sortie est constitué d'un seul transistor. Le point de repos se situe largement dans la région bloquée des caractéristiques de ce dernier. Seules les crêtes des alternances positives du signal d'entrée feront apparaître un signal de sortie.

Les composants actifs conduisent durant moins d'une demi-période du signal d'entrée.

### VI.4.5 Amplificateurs de puissance classe D

L'étage de sortie fonctionne en commutation, c'est-à-dire entre deux niveaux de tension. La fréquence de commutation est fixe mais le rapport cyclique de commutation est variable. Le signal basse fréquence (BF) à amplifier est donc codé en modulation de largeurs d'impulsions (MLI ou PWM). La fréquence de commutation est au moins d'un ordre de grandeur supérieur à la fréquence maximum du signal BF. Ce signal est reconstitué par filtrage passe bas à la sortie.

## VI.5 STRUCTURE DE BASE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

### VI.5.1 La classe A avec une charge résistive

On considère le cas d'un montage émetteur commun et une charge purement ohmique. Lorsque le fonctionnement est idéal, le point de repos se situe au milieu de la droite de charge, on aura :

Le courant de repos est  $I_C = E/2.R_C$  et la tension de repos est  $V_{CE} = E/2$ .

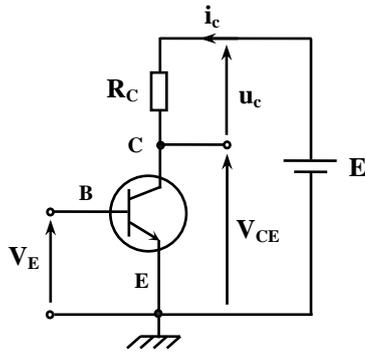


Figure VI.3a : Amplificateur classe A

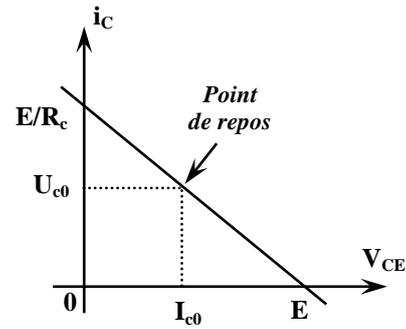


Figure VI.3b : Droite de charge et point de repos

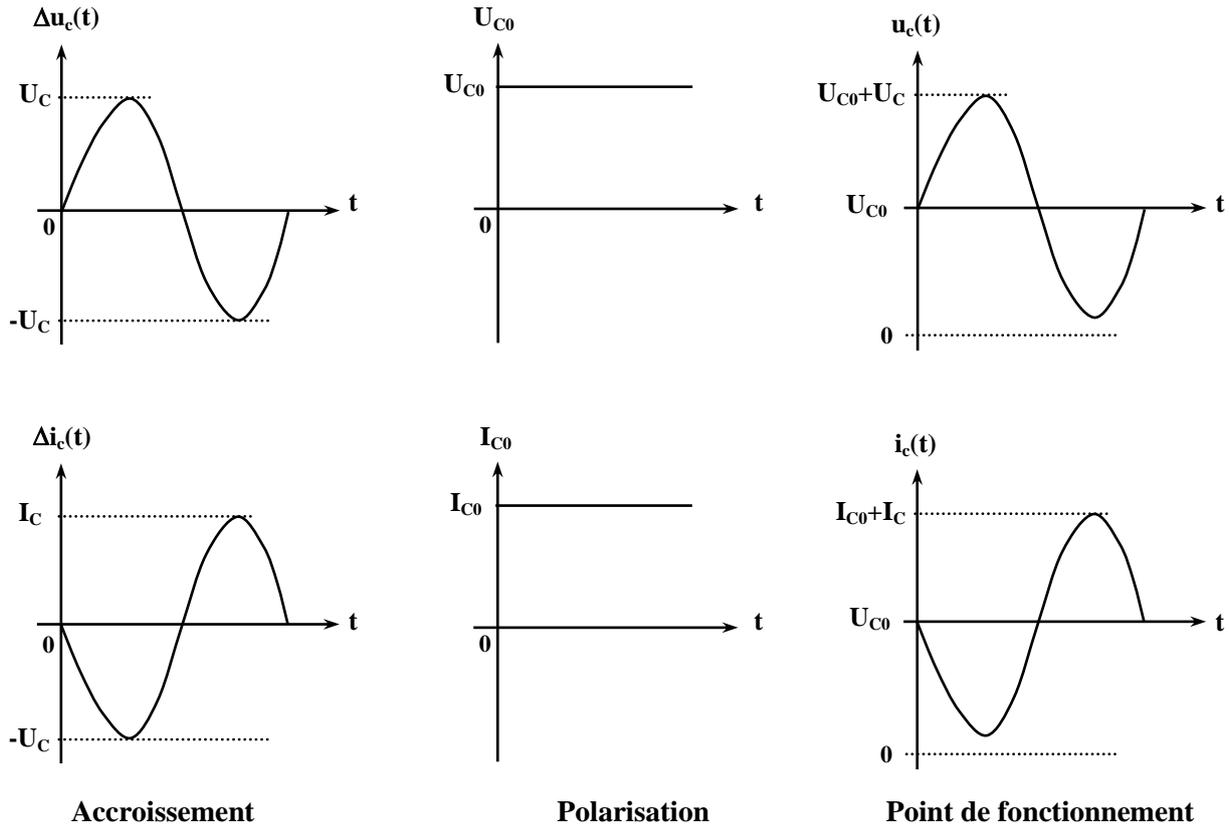


Figure VI.4 : Régime total de fonctionnement

Les signaux  $u_c(t)$  et  $i_c(t)$  sont constitués de la polarisation à laquelle se superpose le signal alternatif à amplifier.

En se référant à la Figure VI.4, et en sachant que tout signal périodique peut être décomposé en un signal continu constitué de la valeur moyenne et d'un signal alternatif à valeur moyenne nulle,

$$\text{on peut écrire : } u_c(t) = U_{c0} + \Delta u_c(t) \text{ et } i_c(t) = I_{c0} + \Delta i_c(t)$$

En régime sinusoïdal et pour une charge purement résistive, on a :

$$\Delta u_c(t) = U_c \cdot \sin(\omega t) \text{ et } \Delta i_c(t) = I_c \cdot \sin(\omega t)$$

- Puissance utile dissipée dans la charge :

La puissance utile dissipée dans la charge se calcule ainsi :

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T p_u(t).dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_c(t).i_c(t).dt = U_{c0}.I_{c0} + \frac{U_c.I_c}{2}$$

Le terme ( $U_{c0}.I_{c0}$ ) représente la puissance due au courant de polarisation. Le terme ( $U_c.I_c/2$ ) représente la puissance utile due aux variations de tension et de courant aux bornes de la charge.

- La puissance dissipée dans le transistor :

La puissance dissipée dans le transistor se calcule selon le même principe. Il est cependant essentiel de remarquer que lorsque le courant augmente de  $I_c$  dans le transistor, la tension à ses bornes est réduite de  $U_c$  en raison de l'augmentation de la tension aux bornes de la charge.  $U_c$  et  $I_c$  sont donc en opposition de phase dans le transistor, ce qui donne un signe négatif à leur produit :  $p_d(t) = u_c(t).i_c(t)$ , et par conséquent la puissance moyenne :

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T p_d(t).dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{CE}(t).i_c(t).dt = \frac{1}{T} \int_0^T [E - u_c(t)].i_c(t).dt = (E - U_{c0}).I_{c0} - \frac{U_c.I_c}{2}$$

C'est la différence entre la puissance fournie par le générateur et la puissance dissipée dans la charge.

La puissance dissipée dans le transistor est maximale en continu ( $U_c = 0$ ) et minimale pour l'excursion maximale de la tension de sortie ( $U_{cmax}$ ).

- La puissance fournie par l'alimentation :

La puissance totale dissipée peut se calculer comme la somme des puissances dissipées dans le transistor et dans la charge :  $P_f = P_d + P_u$ .

On vérifie que ce résultat correspond bien à celui obtenu en calculant la puissance délivrée par

$$\text{l'alimentation : } P_f = \frac{1}{T} \int_0^T p_f(t).dt = \frac{1}{T} \int_0^T E.i_c(t).dt = E.I_{c0} = Cte$$

- Le rendement :

Pour le calcul du rendement on néglige la puissance du signal d'entrée, qui est inférieure de plusieurs ordres de grandeurs aux autres termes.

Deux cas sont à considérer :

\* Dans le cas où l'ensemble de la puissance de sortie est admise, il vient :

$$\eta = \frac{P_u}{P_c + P_f} \approx \frac{P_u}{P_f} = \frac{U_{c0}.I_{c0} + \frac{U_c.I_c}{2}}{E.I_{c0}} = \frac{U_{c0}}{E} + \frac{U_c.I_c}{2.E.I_{c0}}$$

\* Dans le cas où seule la puissance en régime alternatif est acceptable, on a :

$$\eta = \frac{P_u}{P_c + P_f} \approx \frac{P_u}{P_f} = \frac{\frac{U_c \cdot I_c}{2}}{E \cdot I_{c0}} = \frac{U_c \cdot I_c}{2 \cdot E \cdot I_{c0}}$$

Le rendement est maximum lorsque  $U_c$  et  $I_c$  sont maximaux, c'est-à-dire pour :  $U_c = U_{cmax} = E/2$  et  $I_c = I_{cmax} = I_{c0}$ . Dans ce cas, la puissance utile devient :  $P_u = U_{cmax} \cdot I_{cmax} / 2 = E \cdot I_{c0} / 4$  et le

$$\text{rendement maximum : } \eta_{max} \approx \frac{P_u}{P_f} = \frac{1}{4} = 25\%$$

En réalité le rendement maximum ne peut jamais atteindre 25% à cause de la tension de saturation  $U_{CEsat}$  du transistor.

- La conception des amplificateurs classe A est simple et leurs performances sont excellentes surtout au niveau de la linéarité et de la distorsion mais leur rendement est très mauvais.

L'utilisation d'un transformateur de sortie permet de doubler le rendement car il n'y a plus de signal continu dans la charge mais introduit d'autres problèmes (bande passante, saturation du transformateur).

Le tableau ci-dessous permet la comparaison des puissances de polarisation (repos) et à condition de rendement maximum  $\eta_{max}$ .

		Au repos	Avec $\eta_{max}$
Puissance dissipée par le transistor	$P_d$	$\frac{E \cdot I_{c0}}{2}$	$\frac{E \cdot I_{c0}}{4}$
Puissance totale dans la charge	$P_f$	$\frac{E \cdot I_{c0}}{2}$	$3 \cdot \frac{E \cdot I_{c0}}{4}$
Puissance fournie par l'alimentation	$P_u$	$E \cdot I_{c0}$	$E \cdot I_{c0}$

**Tableau VI.1 : Comparaison des performances**

## VI.5.2 La classe B

### VI.5.2.1 Principe de la classe B

On utilise une paire de transistors complémentaires (NPN et PNP) de même gain. Les deux transistors sont polarisés, par le dernier étage amont, pour obtenir un courant de repos nul (point B). Chaque transistor est donc bloqué pendant une demi-période :  $T_1$  n'est conducteur que pendant les alternances positives de la tension d'entrée. Il est donc nécessaire d'utiliser deux transistors complémentaires avec deux alimentations continues symétriques par rapport à la masse. Le courant qui circule dans la charge est fournit alternativement par les deux transistors.

Ce montage est connu sous le nom de "*push-pull*".

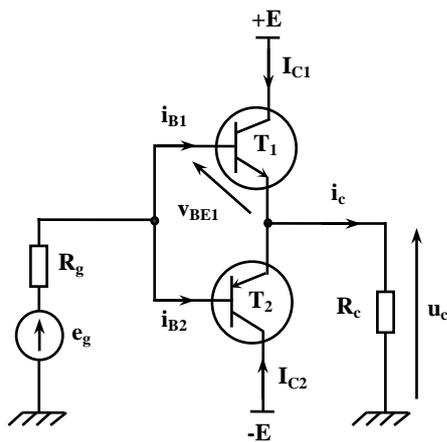


Figure VI.5 : Amplificateur classe B

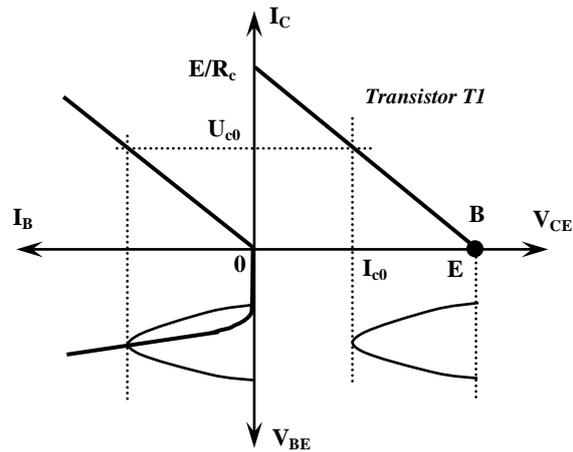


Figure VI.6 : Caractéristique de transfert

\* Etude de T<sub>1</sub> : Le montage régit par les équations suivantes :

$$u_c = e_g - R_g \cdot i_{B1} - v_{BE1} \quad ; \quad u_c = R_c \cdot i_{E1} \quad ; \quad i_{E1} = i_{B1} + i_{c1}$$

- Si T<sub>1</sub> est bloqué :  $i_{B1} = i_{c1} = i_{E1}$  et  $v_{BE1} < 0 \Rightarrow e_g = v_{BE1}$  et  $u_c = 0$

$\Rightarrow$  T<sub>1</sub> bloqué pour  $e_g$  négative et  $u_c$  nulle.

- T<sub>1</sub> saturé : On suppose une tension de saturation nulle :  $V_{CEsat} = 0$ . La condition de saturation

s'écrit :  $i_{B1} \geq I_{Bsat}$ , avec  $I_{Csat} = \alpha_1 \cdot I_{Esat} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} \cdot \frac{E}{R_c}$  d'ou  $i_{B1} = \frac{e_g - v_{BE1} - u_c}{R_c}$ , si le transistor est

saturé, on à :  $i_{B1} \geq \frac{E}{(\beta_1 + 1) \cdot R_c}$ ,  $v_{BE1} = 0$ ,  $u_c = E$ , d'où la condition de saturation de T<sub>1</sub> :

$$e_g \geq e_0 = E \cdot \left[ \frac{R_g}{(\beta_1 + 1) \cdot R_c} + 1 \right]$$

T<sub>1</sub> est saturé pour tout  $e_g$  positif supérieur ou égal à  $e_0$  et  $u_c$  égale à  $E$ .

- T<sub>1</sub> amplificateur : Lorsque  $0 < e_g < e_0$ , T<sub>1</sub> est en fonctionnement normal. Si on néglige la résistance  $\rho_0$  du transistor, on obtient la relation :  $i_{c1} = \beta_1 \cdot i_{B1}$ . On déduit donc l'expression de la

tension de sortie :  $u_c = \frac{(\beta_1 + 1) \cdot R_c}{R_g + (\beta_1 + 1) \cdot R_c} \cdot e_g$  avec  $0 < e_g < e_{01}$

\* Etude de T<sub>2</sub> : L'étude de T<sub>2</sub> est analogue à celui de T<sub>1</sub>. on aboutit à une caractéristique de transfert  $u_c = f(e_g)$  symétrique par rapport à l'origine avec celle de T<sub>1</sub>.

### VI.5.2.2 Fonctionnement du push-pull

Les deux émetteurs et les deux bases étant reliés, il vient que :  $v_{BE1} = v_{BE2}$ . En conséquence, si T<sub>1</sub> conduit, T<sub>2</sub> est bloqué et vice versa.

Par ailleurs, le courant dans la charge est donné par :  $i_c = i_{E1} + i_{E2}$ , Il en résulte :

- Pour  $e_g > 0$  (T<sub>1</sub> conduit, T<sub>2</sub> bloqué) :  $i_c = i_{E1}$

- Pour  $e_g < 0$  ( $T_1$  est bloqué,  $T_2$  conduit) :  $i_c = i_{E2}$

Les deux transistors doivent avoir le même gain en courant  $\beta$  ( $\beta_1 = \beta_2$ ) pour que les caractéristiques de transfert aient la même pente et que l'amplification des deux alternances soit symétrique. Si cette condition est effectivement réalisée, le signal d'entrée est reproduit sans distorsion. On obtient la caractéristique de transfert  $u_c = f(e_g)$  du montage push-pull (Fig.VI.7).

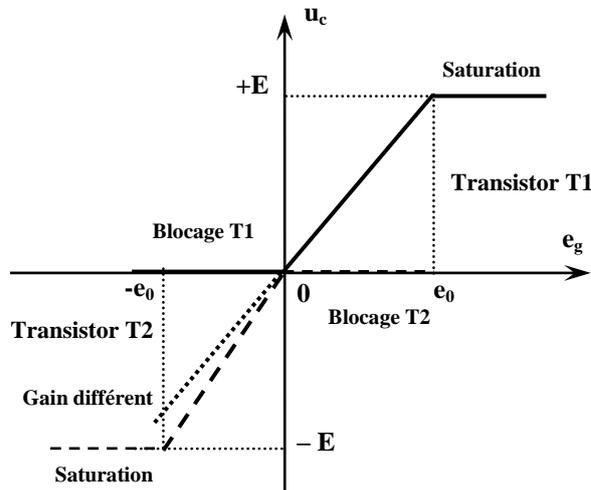


Figure VI.7 : Caractéristique  $u_c = f(e_g)$  du push-pull

### VI.5.2.3 Rendement en classe B

Soit  $U_c$  l'amplitude de la tension de sortie, l'amplitude du courant de sortie vaut  $I_c = U_c/R_c$ . En régime sinusoïdal, la puissance utile vaut donc :  $P_u = U_c^2/2.R_c$ .

\* La puissance utile maximale s'obtient pour  $U_c = E$ , soit :  $P_{u\max} = E^2/2.R_c$ .

\* La source d'alimentation de  $T_1$  délivre le courant  $i_{E1}$ , tandis que la source d'alimentation de  $T_2$  délivre le courant ( $-i_{E2}$ ).

La puissance instantanée fournie par l'alimentation est :  $p_f(t) = E.i_{E1}(t) - E.i_{E2}(t)$ .

La puissance moyenne vaut :

$$P_f = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T/2} E \cdot \frac{U_c}{R_c} \sin(\omega t) dt - \int_{T/2}^T E \cdot \frac{U_c}{R_c} \sin(\omega t) dt \right\} = \frac{2.E.U_c}{\pi.R_c}$$

Cette puissance est maximale pour  $U_c = E$ , soit :  $P_{f\max} = 2.E^2/\pi.R_c$

\* Puissance dissipée dans chaque transistor :  $P_d = P_f - P_u = \frac{2.E.U_c}{\pi.R} - \frac{U_c^2}{4.R}$

Cette puissance est maximale pour  $U_c = 2.E/\pi$ , il vient alors :  $P_{d\max} = E^2/\pi^2.R = P_{u\max}/5$ .

\* Le rendement est donc égal à :  $\eta = \frac{\pi.U_c}{4.E}$

Il est maximal lorsque  $U_c$  atteint sa valeur maximale  $U_c = E$ .

Le rendement maximal en classe B est donc :  $\eta_{\max} = \pi/4 \approx 78,5 \%$

A puissance de sortie égale, ce montage permet d'utiliser des transistors moins puissants que ceux nécessités par un montage en classe A.

Le rendement du montage en classe B est beaucoup plus important que celui en classe A.

## VI.5.2.4 Distorsion de croisement

### VI.5.2.4.1 Phénomène de distorsion

Les jonctions émetteur base ne sont passantes que si la tension d'entrée est supérieure à leur tension de seuil notée  $U_0$ .

En réalité, la caractéristique de transfert  $u_c = f(e_g)$  présente un palier (Fig.VI.8). la tension de sortie  $u_c$  est nul pour :  $U_0 < e_g < U_0$ . A la sortie, il y a une déformation importante du signal. Ceci correspond à la distorsion de croisement. Compte tenu de la valeur de la tension de seuil ( $\approx 0,7$  V), la distorsion est très importante, ce qui interdit un fonctionnement en classe B pure.

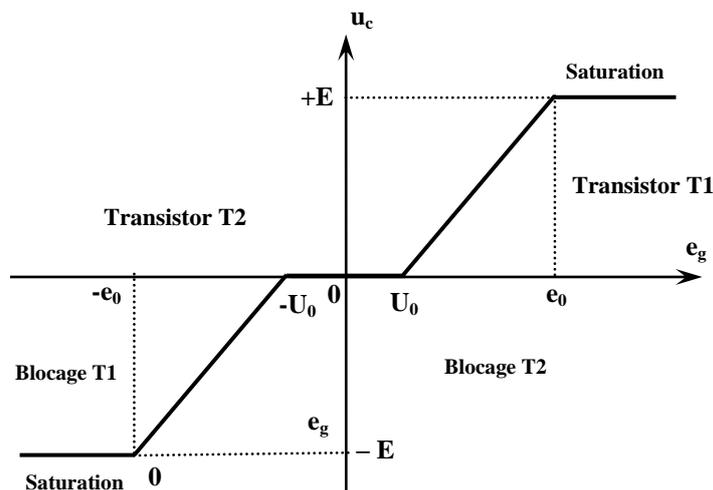


Figure VI.8 : Distorsion de croisement

### VI.5.2.4.2 Correction de distorsion

**a/ Montage à diodes :** Pour supprimer ce type de distorsion, On utilise deux diodes dont les tensions de seuil  $U_0$  sont égales à la tension de seuil  $V_{BE0}$  des transistors (Fig.VI.9). Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  ont des valeurs assez petites pour que les diodes soient polarisées par un courant important, ce qui place leur point de fonctionnement dans la zone linéaire pour toute valeur de la tension d'entrée comprise entre  $+E$  et  $-E$ .

**b/ Montage à AO :** Les diodes restent en effet conductrices si le courant qui les traverse reste positif. On modifie ainsi le point de polarisation des transistors qui conduisent pour une tension d'entrée pratiquement nulle.

Ces conditions de fonctionnement sont difficiles à obtenir et, en pratique, on utilise des diodes dont la tension de seuil est supérieure à celle des transistors. Ceux-ci sont donc toujours passants et présentent un faible courant de repos  $I_0$ . Dans la charge, ces courants sont opposés et on doit ajuster  $R_1$  pour que le courant de repos dans  $R_c$  soit nul.

Une autre méthode utilisée pour annuler les effets de la distorsion de croisement consiste à utiliser un amplificateur opérationnel avec une contre réaction totale (Fig.VI.10).

Dans ce montage, le gain s'ajuste pour maintenir l'égalité des tensions d'entrée et de sortie et cela même pour des tensions d'entrée très faibles. Cette contre-réaction de l'amplificateur opérationnel permet une réduction pratiquement complète de la distorsion de croisement.

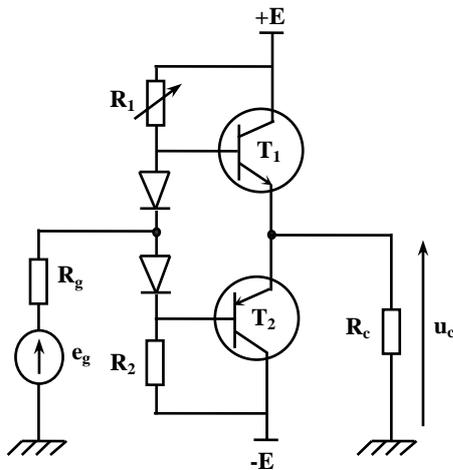


Figure VI.9 : Correction de distorsion par diode

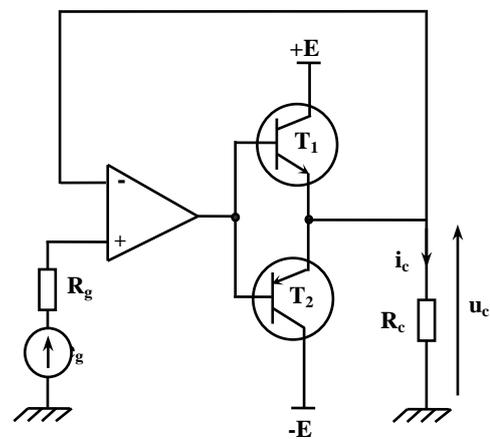


Figure VI.10 : Correction de distorsion par AO

**c/ Montage à condensateur :** Les montages précédents utilisent tous une alimentation double. Ce mode d'alimentation n'est pas toujours possible et d'un point de vue économique il est plus avantageux de travailler avec une alimentation unique.

Le montage suivant (Fig.VI.11) qui utilise un condensateur en série avec la charge est très utilisé. En effet, si on place un condensateur de forte valeur en série avec la charge, celui-ci se comporte pendant les alternances positives comme un récepteur de tension et se charge à la tension  $E/2$ . Pendant les alternances négatives du signal ce condensateur restitue l'énergie emmagasinée et se comporte comme un générateur de tension de valeur  $E/2$ .

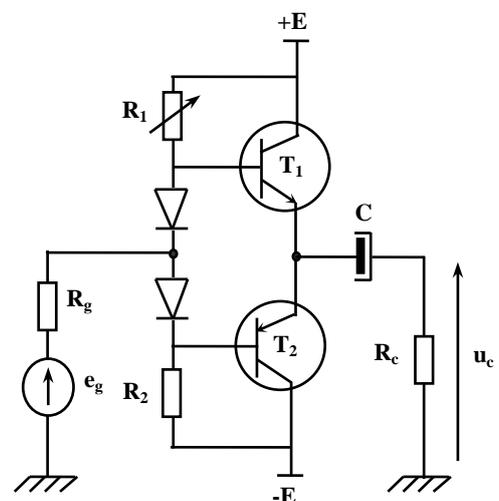


Figure VI.11 : Correction par condensateur

## VI.6 Amplificateurs intégrés

Les fabricants offrent un large choix d'amplificateurs de puissance intégrés dont les performances sont très satisfaisantes et dont la mise en œuvre est simple.

A titre d'exemple, la figure ci-dessous reproduit un schéma d'application du circuit TDA 1020 qui permet de fournir une puissance de 7 W dans une charge de 4 Ω. Les condensateurs de 0,1 μF et de 100 μF sont des condensateurs de découplage en basse fréquence et la chaîne 2,7 Ω - 0,1 μF est un réseau de compensation en fréquence.

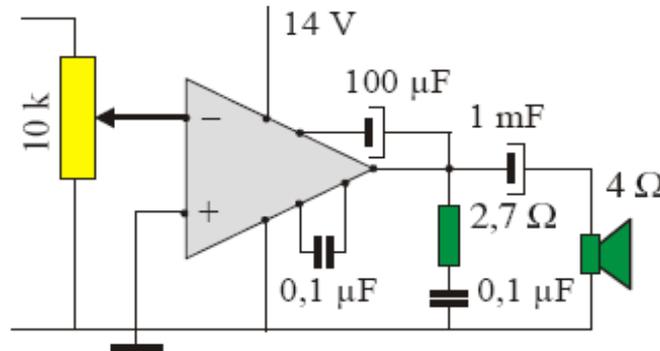


Figure VI.12 : Amplificateurs audio TDA1020

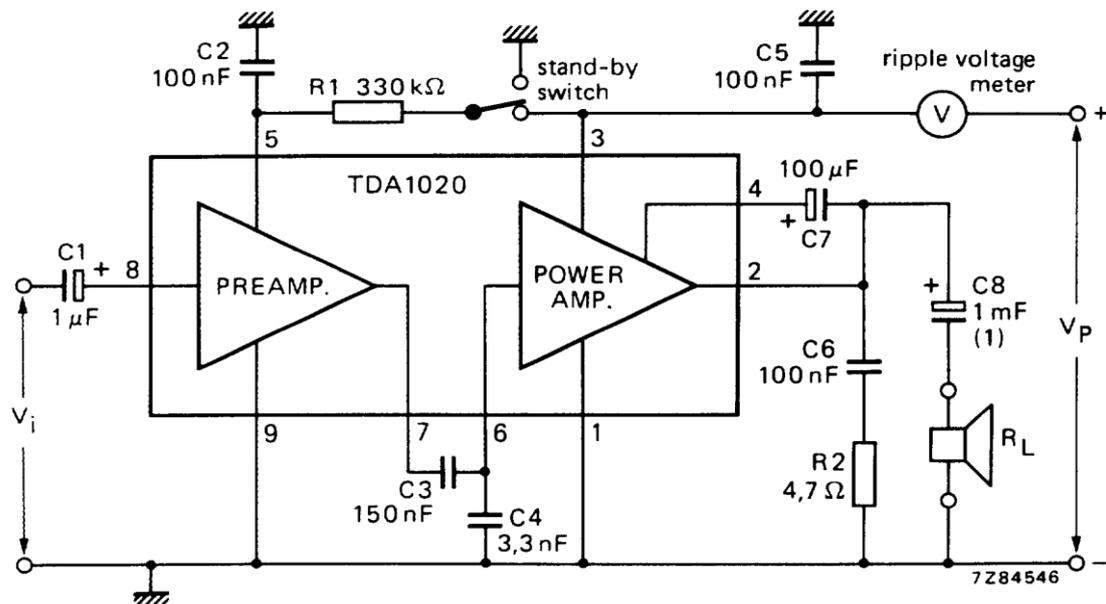


Figure VI.13 : Schéma de câblage du circuit TDA 1020

### REMARQUES

- ◆ On ajoute le plus souvent des circuits de protection car un court-circuit au niveau de la charge entraîne la destruction immédiate des transistors de puissance par emballement thermique. Une protection par fusible est illusoire.
- ◆ Les transistors de puissance sont fixés sur des radiateurs qui sont refroidis par convection naturelle ou forcée.