

# Montage En: Amplificateurs de classe A,B et AB.

PAR OLIVIER MARTIN & EMILIEN SCHULTZ

19 novembre 2009

Bibliographie:

- M.Girard: Amplificateurs de puissance, Ed. Mc Graw-Hill 1988
- J.Millman: Microélectronique, Ed Mc Graw-Hill
- J. Esquieu, F. Manneville: Théorie du signal et des composants, Ed Dunod

## Table des matières

<b>1 L'amplification: de la commande à la charge</b>	2
1.1 Pourquoi amplifier?	2
1.2 Une première idée: l'amplificateur opérationnel	2
1.3 Limitation de l'AO: dissection de l'étage de puissance	4
<b>2 Une première structure amplificatrice:l'émetteur commun</b>	5
2.1 Structure et comportement qualitatif	5
2.2 Généralisation à la notion de classe: la classe A	8
2.3 Caractéristiques de la classe A: cas de l'émetteur commun	8
2.4 Utilisation en puissance: contraintes liées au rendement	11
2.5 Quelques exemples de montages de classe A	14
<b>3 Amplificateurs sans polarisation: la classe B</b>	14
3.1 Première approche: le collecteur commun sans polarisation	14
3.2 Définition de la classe B: l'amplificateur push-pull	15
3.3 <i>Push-pull</i> : fonctionnement, qualités et limites	17
<b>4 Un compromis rendement-TDH: la classe AB</b>	18
4.1 Le <i>push-pull</i> polarisé par diode	18
4.2 <i>Push-Pull</i> asservi	20
<b>5 Bilan de l'étude.Ouverture vers les autres classes</b>	21

# 1 L'amplification: de la commande à la charge

## 1.1 Pourquoi amplifier ?

On cherche à alimenter une charge consommant une certaine puissance (haut parleur, moteur, éclairage...) et commandée grâce à un signal de commande. L'idée est alors d'asservir la puissance transmise à la charge en respectant des contraintes spécifiques (puissance nominale et puissance maximale) afin de contrôler la grandeur qui nous intéresse (puissance acoustique, vitesse de rotation, puissance lumineuse...). Dans cette chaîne intervient alors un élément d'amplification du signal de commande: l'amplificateur de puissance.

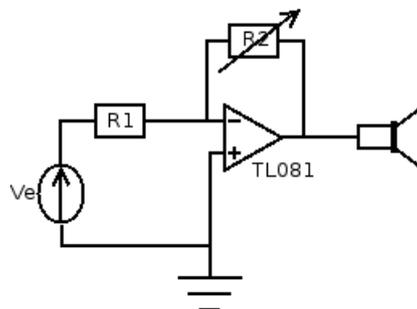
Néanmoins chaque situation est différente en terme de puissance, car c'est la puissance ici qui est la grandeur importante à considérer. Et qui dit puissance dit aussi pertes et donc rendement, paramètres à ne pas négliger ici puisque nous pouvons travailler jusqu'à quelques dizaines de kilowatts<sup>1</sup>, ce qui soulève des problèmes de dimensionnement de dissipateurs ( cf. section 2.4.).

Il y a encore un autre paramètre qui peut se révéler important, principalement dans le cas d'amplification audio, le taux de distorsion harmonique (TDH). Un taux de distorsion non nul traduit la présence d'harmoniques, introduites par le montage amplificateur, dans le spectre du signal. Pour un signal acoustique, plus le TDH sera élevé, moins la qualité sonore sera bonne, ce qui s'entend très clairement, et de façon générale, le TDH est une mesure de la fidélité de la puissance transmise à la commande..

Afin d'illustrer les caractéristiques d'un bon amplificateur de puissance, nous allons étudier plusieurs montages qui mettent en défaut ces deux paramètres en cherchant à alimenter un haut-parleur, et proposer des options d'amélioration afin de se rapprocher d'un cas idéal.

## 1.2 Une première idée: l'amplificateur opérationnel

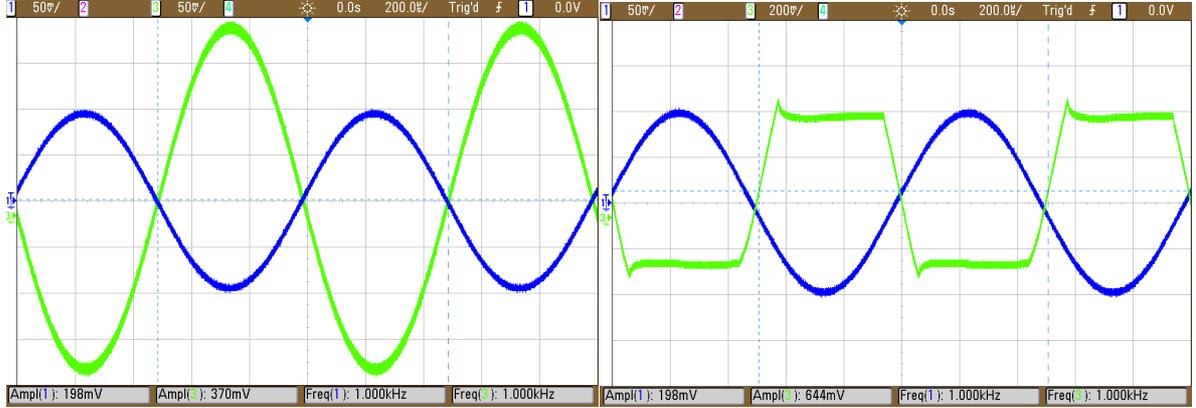
La première idée qui vient lorsqu'on veut amplifier un signal est d'utiliser un amplificateur opérationnel. Naïvement, si on amplifie le signal de commande par un gain facilement réglable, on obtient en sortie un signal d'amplitude plus élevée et qui suit fidèlement le signal de commande, ce que nous recherchons. Nous nous proposons alors de réaliser l'expérience suivante présentée à la figure 1.



**Figure 1.** Schéma de principe d'amplification à amplificateur opérationnel.

1. Nous nous limiterons ici à l'étude d'amplificateurs de puissance inférieure au Watt.

L'amplificateur opérationnel utilisé est un TL081 classique, de gain  $\alpha = -\frac{R_2}{R_1}$  réglable, alimenté sous  $\pm 15V$ , et chargé par un haut parleur d'impédance  $8\Omega$ . On prend  $V_e = 200mV$ .



**Figure 2.** Forme d'ondes pour  $V_e = 200mV$  et  $\alpha$  réglable. À gauche la base de tension est de  $50mV$  pour les deux signaux. À droite, la base de tension est de  $200mV$  pour le signal de sortie qui est clairement déformé.

Pour un gain de l'amplificateur faible ( $\alpha < 1$ ), le signal de sortie (en vert) est image du signal de commande (en bleu). Mais cette situation est loufoque puisqu'on ne réalise pas d'amplification. Et puis pour un gain supérieur à 1, la tension de sortie sature très clairement, bien que les tensions mises en jeu soient faibles et bien inférieures à la tension d'alimentation. Le facteur limitant ici est en fait le courant de sortie maximal que peut fournir l'amplificateur opérationnel, qui est borné à  $60mA$  d'après la documentation constructeur. Et, le signal sature à une valeur de tension  $V_s \simeq 400mV$ , soit un courant d'intensité  $I_s = \frac{V_s}{R_{HP}} = 50mA$ .

Ce qu'il faut retenir de cette manipulation, c'est que l'amplificateur opérationnel n'est pas du tout adapté à l'amplification audio lorsqu'on veut travailler avec des puissances suffisantes pour être clairement audibles. Au maximum, l'amplificateur ne peut fournir pendant un court laps de temps qu'une puissance  $p = V_{s\max} \cdot I_s \simeq 1W$ , ou une puissance nominale de  $680mW$ , au-delà de laquelle l'amplificateur crame.

Cette première manipulation illustre déjà les problèmes liés au TDH lorsque le signal de sortie sature. En supposant un signal créneau d'amplitude  $V_s = 400mV$ , on peut déterminer sa décomposition en série de Fourier:

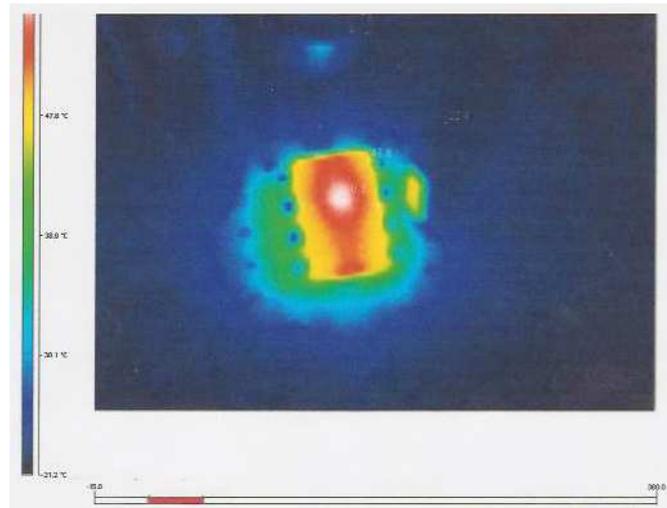
$$v_s(t) = \frac{4 \cdot V_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n+1)\omega t)}{2n+1}. \quad (1)$$

En définissant le TDH par la relation:

$$\text{TDH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} v_{sn}^2}}{v_{s1}}, \quad (2)$$

on obtient un TDH de 46%, ce qui n'est évidemment pas exploitable pour l'audio.

Un autre aspect intéressant à observer est la dissipation thermique dans l'amplificateur opérationnel (cf. figure 3) qui induisent une diminution du rendement.

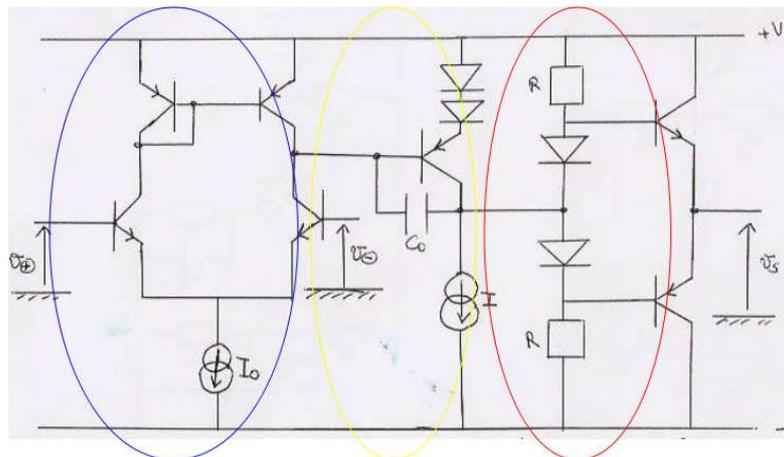


**Figure 3.** Photo thermique de l'amplificateur opérationnel.

Cette image met en évidence que même à faible puissance, on peut être amené à dissiper une grande partie de la puissance fournie par l'alimentation, ce qui nécessite un système de dissipation adéquat. Dans le cas de l'amplificateur opérationnel, ce dispositif n'a pas lieu d'être mais nous verrons par la suite des montages où il est important de se soucier de cette problématique.

### 1.3 Limitation de l'AO: dissection de l'étage de puissance

Nous nous heurtons ici à la limitation de puissance de l'amplificateur, et pour tenter de comprendre d'où viennent ces limites, et de déterminer comment réaliser un amplificateur adapté à notre problème, on se propose d'étudier qualitativement le schéma structurel interne de l'amplificateur. Comme point de départ on propose de s'intéresser à un schéma simplifié donné en figure 4.



**Figure 4.** Schéma simplifié de l'amplificateur opérationnel.

On peut distinguer trois structures remarquables. Premièrement un amplificateur différentiel qui amplifie la différence des signaux d'entrée, puis deux structures en aval. Pour commencer, nous allons nous intéresser à la structure centrale, et nous étudierons la dernière structure par la suite.

Dans toute la suite, les différents montages étudiés seront réalisés à partir de transistors bipolaires TIP31 (NPN) et TIP32 (PNP), mais on pourrait réaliser les mêmes structures avec des transistors FET. Les caractéristiques intrinsèques des transistors (gain en courant continu, tension collecteur-émetteur de saturation,...) seront explicitées par la suite lorsqu'on aura prédéterminé le courant collecteur et la tension collecteur-émetteur de polarisation.

## 2 Une première structure amplificatrice: l'émetteur commun

La structure centrale de l'amplificateur opérationnel, appelée émetteur commun, a pour but d'apporter du gain au signal de sortie de la paire différentielle. Nous allons donc étudier plus particulièrement l'aspect d'amplification de puissance, qui dans ce cas est image de la tension collecteur-émetteur.

### 2.1 Structure et comportement qualitatif

L'idée de ce montage réside dans le choix d'une polarisation, c'est-à-dire un point de fonctionnement statique (en continu) du transistor autour duquel le signal de sortie doit évoluer. Pour le transistor bipolaire, les paramètres à imposer, sont le courant de collecteur ( $I_{c0}$ ) et la tension collecteur-émetteur ( $V_{ce0}$ ), ainsi que la tension base-émetteur ( $v_{be}$ ). Le transistor possède une caractéristique  $i_c = f(v_{ce})$  qui dépend du courant de base  $I_{b0}$ , et une caractéristique  $i_b = f(v_{be})$  qui lui sont propres. Pour travailler autour du point de fonctionnement désiré, il faut alors imposer par des composants extérieurs, une relation  $I_{c0} = f(V_{ce0})$  qu'on appelle droite de charge, ainsi que la relation  $I_{c0} = f(V_{be0})$  appelée droite d'attaque. Une dernière étape consiste alors à affranchir la polarisation de ce montage de la charge et de la source, ce qu'on réalise facilement avec des condensateurs dits « de liaison », calculés selon la bande de fréquence dans laquelle on souhaite travailler (de quelques dizaines de Hertz à 20 kHz en audio).

On arrive alors naturellement au schéma donné en figure 4.

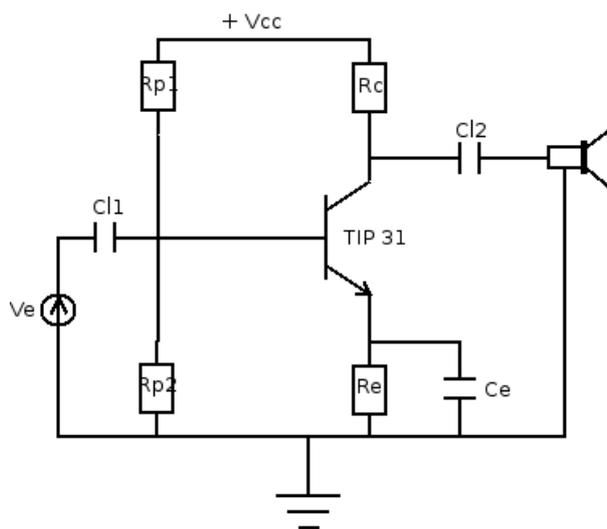


Figure 5. Montage émetteur commun.  $R_c$  permet de contrôler la dynamique de sortie.

Si on dimensionne correctement  $C_e$ , on peut réaliser un court-circuit de  $R_e$  dans la bande de fréquence de travail, donc la véritable question à se poser est pourquoi  $R_e$ ? Si  $R_e$  n'est pas présente, la droite d'attaque fait intervenir le coefficient d'amplification en courant du transistor ( $\beta$ ) par la relation toujours vraie en fonctionnement linéaire  $i_c = \beta i_b$ . Or, si on s'intéresse à la physique du transistor, on peut montrer que  $\beta$  croît avec la température. Et, si un courant circule, il y a de la dissipation qui entraîne une augmentation de la température du transistor, donc du coefficient  $\beta$ , ensuite de  $i_c$  et ainsi de suite, c'est l'emballement thermique. On donne ci-après quelques ordres de grandeurs de dérives thermiques.

$$\frac{\Delta v_{be}}{\Delta T} \simeq -2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

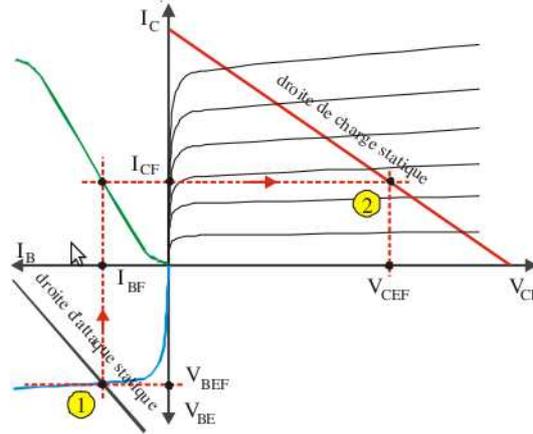
$$\frac{\Delta \beta}{\Delta T} \simeq 0,3/^\circ\text{C}$$

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta T} \simeq 30 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$$

Pour mieux le constater, on peut écrire les équations des droites de charge et d'attaque:

$$\text{droite de charge: } I_{c0} = \frac{V_{cc} - V_{ce0}}{R_c + R_e} \quad (3)$$

$$\text{droite d'attaque: } I_{c0} = \frac{\frac{V_{cc} \cdot R_{p2}}{R_{p1} + R_{p2}} - V_{be0}}{R_e + \frac{R_{p1}/R_{p2}}{\beta}} \quad (4)$$



**Figure 6.** Caractéristiques du transistor bipolaire. Le point de polarisation est défini par l'intersection de la droite de charge et de la caractéristique  $i_c = f(v_{ce})$  du transistor.

avec  $I_{c0}$ ,  $V_{ce0}$  et  $V_{be0}$  le courant collecteur, la tension collecteur-émetteur et la tension base-émetteur en statique. Ainsi, pour rendre  $I_{c0}$  indépendant de la température et empêcher l'emballement thermique, on doit avoir:

$$R_e \gg \frac{R_{p1}/R_{p2}}{\beta} \quad (5)$$

Néanmoins, nous cherchons à fournir le maximum de puissance (rendement unitaire) possible. Or, le transistor peut être amené à se bloquer ou se saturer, ce qui impose une limite de dynamique de la tension de sortie, donc de la puissance fournie à la charge résistive. On se propose alors de déterminer la dynamique maximale du montage, ce qui nous donnera des équations supplémentaires. Remplaçons tous les condensateurs par des courts-circuit, on note:

$$v_{ce} = V_{ce0} + v_{ce}^{\sim} \quad (6)$$

$$i_c = I_{c0} + i_c^{\sim}, \quad (7)$$

avec  $v_{ce}$ ,  $i_c$  la tension collecteur-émetteur et le courant collecteur variant dans le temps, et de moyennes respectives  $V_{ce0}$  et  $I_{c0}$ , et  $v_{ce}^{\sim}$  et  $i_c^{\sim}$  les grandeurs alternatives associées. On peut alors écrire l'équation de la droite de charge dynamique:

$$v_{ce} + (R_c // R_{HP}) i_c = 0 \quad (8)$$

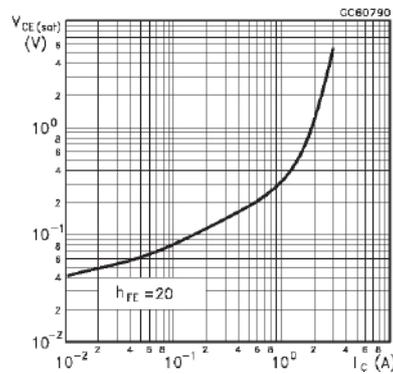
Dans la suite, on supposera que le montage est parfaitement linéaire et que le signal d'entrée est sinusoïdal, ce qui nous permet d'écrire:

$$v_{ce}^{\sim} = V_{CEM} \cos(\omega t) \quad (9)$$

$$i_c^{\sim} = -I_{CM} \cos(\omega t)^2, \quad (10)$$

avec  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  la pulsation du signal d'entrée. Nous verrons que pour que cette hypothèse soit valable, il faut une condition sur les résistances de pont  $R_{p1}$  et  $R_{p2}$ , mais nous aborderons le dimensionnement des paramètres du montage dans la section suivante. Puis, pour soulager l'écriture, nous supposons par la suite que  $V_{CEsat} = 0$  (cf. figure 7).

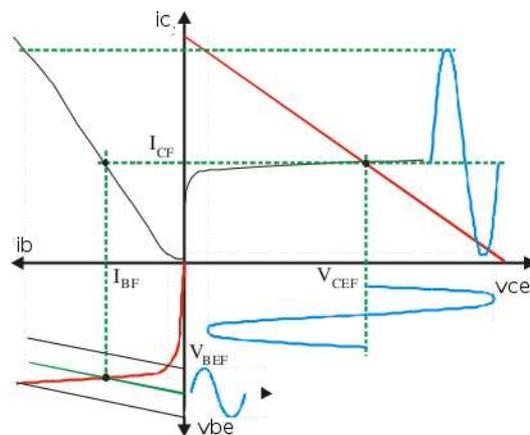
Collector-Emitter Saturation Voltage (NPN type)



**Figure 7.** Courbe  $V_{cesat} = f(I_{c0})$  pour un gain en courant de 20. On montre par la suite que  $I_{c0} \simeq 10\text{mA}$ , ce qui permet de négliger  $V_{cesat}$  devant l'amplitude des signaux mis en jeux.

Pour avoir la dynamique maximale, il faut alors placer le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge dynamique (cf. figure 8), qui a une pente plus élevée que celle de la droite de charge statique en valeur absolue. Ainsi, cela impose que:

$$2.V_{CEM} = 2.V_{ce0} < V_{cc} \Leftrightarrow V_{ce0} < \frac{V_{cc}}{2} \quad (11)$$



**Figure 8.** Dynamique de sortie du montage. Il faut s'assurer que le transistor reste constamment dans sa zone linéaire.

2.  $i_c(t)$  et  $v_{ce}(t)$  sont en opposition de phase, d'où la présence du signe « - ».

Et, dans l'hypothèse sinusoïdale nous avons:

$$I_{CM} = I_{c0} = \frac{V_{CEM}}{R_c // R_{HP}} < \frac{V_{cc}}{2(R_c // R_{HP})} \quad (12)$$

Le transistor utilisé (TIP31) supporte une tension collecteur-émetteur maximale de 60V, et peut-être traversé par un courant collecteur d'intensité maximale de 3A. Ici nous nous limitons à une alimentation de 15V pouvant débiter jusqu'à deux ampères, donc nous restons dans le domaine d'utilisation du transistor.

## 2.2 Généralisation à la notion de classe: la classe A

En partant de l'étude du point de polarisation de l'émetteur commun, qu'on fixe au milieu de la droite de charge dynamique, on peut en déduire un comportement de conduction continue du transistor. Quelque soit le signal de commande, l'amplification sollicite constamment le transistor, ce qui confère au montage une grande linéarité tant que le transistor reste dans son domaine linéaire. Il s'agit d'un comportement qu'on peut généraliser à d'autres montages qui forment ce qu'on appelle la classe A. Le but est alors d'obtenir un montage avec la plus grande linéarité possible (donc un TDH le plus faible possible), par conduction continue des transistors utilisés, c'est à dire en fixant un point de polarisation ( $I_{c0}, V_{ce0}$ ).

## 2.3 Caractéristiques de la classe A: cas de l'émetteur commun

Maintenant que nous avons écrit les équations générales du montage, il reste à le dimensionner correctement. Cela n'est pas si simple car il y a plusieurs points particuliers à ne pas rater. Dans un premier temps, puisqu'on parle d'amplificateur, on peut rappeler les caractéristiques de l'émetteur commun vu de l'extérieur:

- résistance d'entrée assez faible:

$$R_e = R_{p1} // R_{p2} // r_{be} \quad (13)$$

avec  $r_{be}$ , la résistance base-émetteur du transistor calculée par la relation

$$r_{be} = \frac{\beta}{40 \cdot I_{c0}} \quad (14)$$

- résistance de sortie moyenne:

$$R_s = R_c \quad (15)$$

- gain en tension:

$$A = -g_m \cdot (R_c // R_{HP}) \quad (16)$$

avec  $g_m = 40I_{c0}$  la transconductance du transistor reste assez faible.

Il apparait ici que nous allons être confronté à un problème concernant la transmission de puissance. En effet, le gain en tension sera ici très faible à cause de la résistance faible du haut-parleur. De plus, puisque la résistance de sortie ne dépend pas de l'entrée, et la résistance d'entrée ne dépend pas de la charge, on peut modéliser l'amplificateur par le modèle quadripôle classique. Or, pour transférer le maximum de puissance, il faut se mettre dans des conditions d'adaptation d'impédance soit  $R_s = R_c = R_{HP} = 8\Omega$ . Le problème d'avoir une résistance collecteur faible est que le courant appelé par le transistor, lorsque la tension  $v_{ce}(t)$  atteint son

minimum (supérieur à  $V_{cesat} \simeq 0,4V$ ), devient très important et la résistance risque très probablement de cramer<sup>3</sup>. Si on augmente alors la valeur de  $R_c$ , on pourra éventuellement s'affranchir de ce problème au prix d'une dynamique très faible, ce qui ne nous intéresse pas.

Ce raisonnement introduit donc la nécessité d'utiliser un transformateur spécifique à l'audio. En remplaçant la résistance de collecteur par un transformateur, de coefficient de transformation  $m = 0,1$ , auquel on connecte le haut parleur au secondaire, on obtient une résistance équivalente collecteur:

$$R'_c = \frac{R_{HP}}{m^2} = 800\Omega \quad (17)$$

Ceci est seulement vrai en dynamique !!! Dans le cas statique, le transformateur se comporte comme un filtre passe-haut, c'est-à-dire que  $R'_c$  n'intervient pas dans la polarisation mais seulement en dynamique. On obtient alors en statique:

$$V_{cc} = V_{ce0} + R_e I_{c0}. \quad (18)$$

On travaille alors sur le schéma donnée en figure 8.

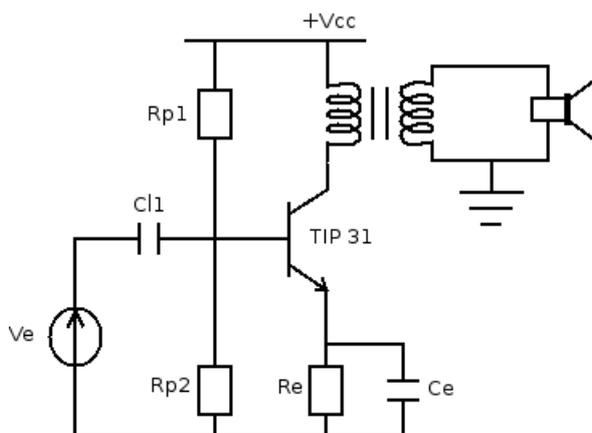


Figure 9. Émetteur commun avec transformateur.

Les avantages d'utiliser le transformateur est qu'on peut à présent dimensionner judicieusement notre amplificateur, assurer une bonne dynamique. Néanmoins, même si on s'affranchit d'une résistance et d'un condensateur, le transformateur occupe un volume conséquent et reste assez cher, mais nous opterons pour cette solution. La droite de charge dynamique devient alors:

$$v_{ce}(t) = -R'_c i_c(t), \quad (19)$$

d'où, pour une dynamique maximale:

$$V_{CEM} = V_{ce0} = R'_c I_{CM} = R'_c I_{c0} \quad (20)$$

Puisque  $R'_c$  n'intervient pas dans la polarisation, on peut choisir librement  $V_{ce0}$  sans nuire à la polarisation, et pour obtenir une dynamique maximale, on impose  $V_{ce0} = \frac{V_{cc}}{2} = 7,5V$ .

3. Les résistances usuellement utilisées ne peuvent dissiper au maximum que  $0,25W$ . Il existe des résistances pouvant dissiper jusqu'à  $3W$  mais le choix de valeurs est restreint.

4. Cette équation signifie simplement que les variations de  $i_c$  et  $v_{ce}$  se compensent afin d'avoir une différence de potentiel  $v_{ce}(t) + R'_c i_c(t)$  constante et égale à  $V_{cc}$ .

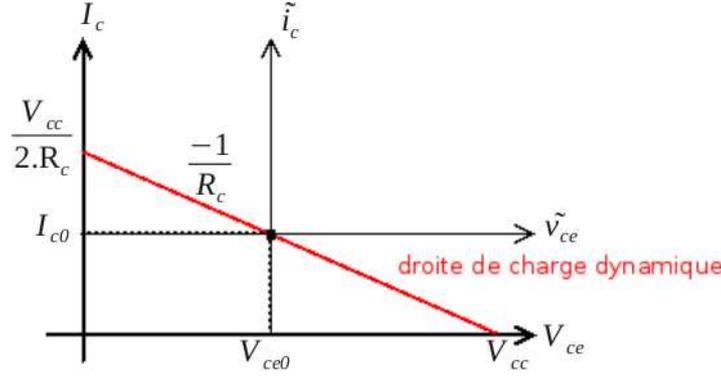


Figure 10. Droite de charge dynamique.

De l'équation (20), on peut déduire que:

$$I_{c0} = \frac{V_{cc}}{2R'_c} = \frac{15}{1600} \simeq 9,4 \text{ mA}. \quad (21)$$

De l'équation (18), on peut en déduire la valeur de  $R_e$ :

$$R_e = \frac{V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2}}{\frac{V_{cc}}{2R'_c}} = R'_c = 800 \Omega^5, \quad (22)$$

soit une tension à ces bornes de:

$$R_e I_{c0} = 7,5 \text{ V}, \quad (23)$$

si on suppose  $I_e \neq I_c$ , c'est-à-dire  $I_{c0} \gg I_{b0}$ .

On appelle  $I_p$  le courant de pont du montage, si on le suppose très grand devant le courant de base du transistor, nous avons:

$$I_p \simeq \frac{V_{cc}}{R_{p1} + R_{p2}}. \quad (24)$$

Puis, si on utilise un transistor dopé au silicium, on peut supposer que la tension base-émetteur polarisée en directe reste voisine de 0,6V. On a ainsi une équation supplémentaire:

$$R_{p2} I_p = 0,6 + R_e I_{c0} \simeq 8,1 \text{ V}. \quad (25)$$

Pour protéger le transistor de l'emballement thermique, on doit aussi vérifier l'équation:

$$R_e = \frac{10}{\beta} (R_{p1} // R_{p2}) \quad (26)$$

D'après l'équation (13), si on ne veut pas déformer le signal d'entrée il faut s'assurer qu'on ne diminue pas significativement la résistance d'entrée du montage en dimensionnant mal les résistances de pont. Les résistances de pont doivent alors vérifier:

$$R_{p1} // R_{p2} > r_{be} = \frac{\beta}{40 \cdot I_{c0}} \Leftrightarrow R_e I_{c0} > \frac{10}{40} = 0,25 \text{ V}^6. \quad (27)$$

5. Puisqu'on fixe  $V_{ce0} = \frac{V_{cc}}{2}$ , les droites de charges statique et dynamique sont confondues, donc  $R'_c = R_e$ .

6. Pour le montrer, il faut remplacer  $R_{p1} // R_{p2}$  par  $\frac{\beta}{10} R_e$  d'après l'équation (26).

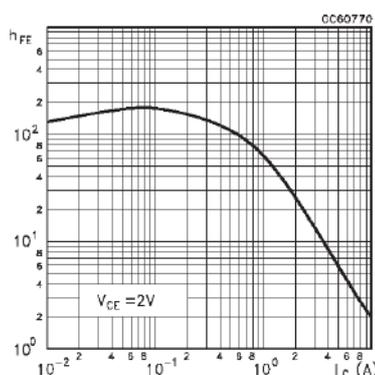
Cette équation étant satisfaite, on est assuré de ne pas diminuer fortement l'impédance d'entrée du montage. Si on est amené à rencontrer des problèmes de distorsion du signal d'entrée, on pourra toujours placer un montage d'adaptation d'impédance pour s'en affranchir. Il faut aussi remarquer que la relation entre les petites variations de  $i_b$  et de  $v_e$  n'est pas linéaire, puisque dans la bande passante, on a:

$$i_b = I_{BS} e^{\frac{v_{be}}{U_t}} = I_{BS} e^{\frac{v_e}{U_t}} = I_{BS} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \left(\frac{v_e}{U_t}\right)^n. \quad (28)$$

Ainsi, si le courant  $i_b$  ne reflète pas le signal de commande  $v_e$ , il en est de même pour  $i_c$  et  $v_{ce}$ , et la puissance fournie à la charge n'est plus image de la tension de commande. Si  $v_e \ll U_t \simeq 25mV$ , on peut approximer au premier ordre. Si on veut s'affranchir de cette distorsion, il faudra alors imposer le courant  $i_b$ , donc élaborer un signal de commande en courant.

Pour déterminer complètement la polarisation, il ne reste plus qu'à obtenir une valeur précise de  $\beta^7$ , déterminée à l'aide de la documentation constructeur, qu'on évalue à 100.

DC Current Gain (NPN type)



**Figure 11.** Courbe  $h_{FE} = f(I_{c0})$ . Pour  $I_{c0} \simeq 10mA$  on peut approximer  $h_{FE} = 100$ .

Grâce aux équations (24), et (25), on peut montrer alors que:

$$R_{p1} = \frac{V_{cc} - 8,1}{I_p} \Rightarrow \frac{R_{p2}}{R_{p1}} = \frac{8,1}{V_{cc} - 8,1} \simeq 1,2. \quad (29)$$

On en déduit alors directement de (26) et (29):

$$R_{p2} = \frac{2,2 \cdot \beta R_e}{10} = 17,6 k\Omega^8, \quad (30)$$

$$R_{p1} = \frac{R_{p2}}{1,2} = 14,6 k\Omega,$$

$$I_p = \frac{V_{cc}}{R_{p1} + R_{p2}} = \frac{V_{cc}}{32000} = 470 \mu A. \quad (31)$$

7. Il s'agit ici d'un abus de langage puisque la dénomination exacte est  $h_{FE}$  pour le gain en courant continu, et  $h_{fe}$  pour le gain en courant en petits signaux.

8. On pourrait évidemment choisir un rapport entre  $R_e$  et  $\frac{R_{p1} // R_{p2}}{\beta}$  supérieur à 10, ce qui conduirait à de fortes valeurs de résistances. Il s'agit donc d'un compromis rendement/encombrement.

Pour vérifier si nos hypothèses sont acceptables, on doit aussi évaluer le courant de base:

$$I_{b0} = \frac{I_{c0}}{\beta} = 95 \mu A. \quad (32)$$

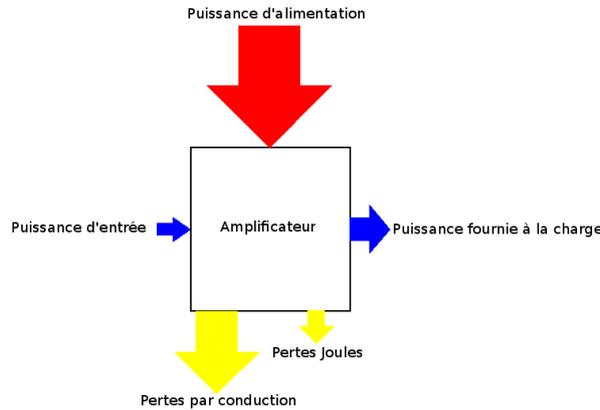
L'approximation  $I_p > I_{b0}$  est assez bien vérifiée, mais il faut vérifier que les puissances dissipées par les résistances de pont restent inférieures au quart de Watt:

$$R_{p1}I_{p1}^2 \simeq R_{p2}I_{p2}^2 = 3,0mW, \quad (33)$$

Le dimensionnement de l'amplificateur est ainsi achevé<sup>9</sup>, nous pouvons à présent passer à l'étude énergétique du montage.

## 2.4 Utilisation en puissance: contraintes liées au rendement

Afin de déterminer le rendement, il faut déjà localiser les pertes. Puisqu'on travaille en régime de fonctionnement linéaire autour d'un point de fonctionnement, les principales pertes sont les pertes par conduction du transistor. On peut aussi noter la présence des pertes Joule dans le pont, mais celles-ci doivent obligatoirement être inférieures à  $0,25W$  pour chaque résistance du pont. On propose ici de réaliser deux études. Une première générale concernant l'émetteur commun sans transformateur pour mettre en évidence le faible rendement, et une deuxième spécifique à notre montage pour montrer que la présence du transformateur, supposé idéal, permet d'augmenter ce rendement et d'améliorer la dynamique du montage.



**Figure 12.** Diagramme de flux de puissance au sein de l'amplificateur.

Si on néglige les pertes Joule devant les pertes de conduction, la puissance fournie par l'alimentation est alors en régime sinusoïdal:

$$P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} \cdot i_{R_c}(t) dt, \quad (34)$$

avec  $i_{R_c}$  le courant circulant dans la résistance  $R_c$ . Or, de ce que nous avons précédemment on peut écrire:

$$i_{R_c}(t) = i_c(t) + \frac{v_{ce}(t)}{R_{HP}} \stackrel{10}{=} I_{c0} + \left( \frac{V_{CEM}}{R_{HP}} - I_{CM} \right) \cdot \cos(\omega t)$$

9. En ce qui concerne les capacités de découplage et de liaison, on prend  $C > \frac{1\Omega}{2\pi F_{\max}}$ , en faisant attention à ne pas prendre de capacités de liaison polarisées.

10. Il faut prendre garde concernant la présence de la capacité de liaison qui filtre la composante continue.

d'où:

$$P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc}(I_{c0} + (\frac{V_{CEM}}{R_{HP}} - I_{CM}) \cdot \cos(\omega t)) dt = V_{cc} I_{c0} \quad (35)$$

La puissance fournie à la charge est quant à elle:

$$P_{ch} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{(v_{ce}(t))^2}{R_{HP}} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_{CEM}^2 \cos^2(\omega t)}{R_{HP}} dt = \frac{V_{CEM}^2}{2 \cdot R_{HP}} \quad (36)$$

Or, nous avons en dynamique  $V_{CEM} = R_c // R_{HP} I_{CM} < R_{HP} I_{CM} \Rightarrow P_{ch} < \frac{V_{CEM} I_{CM}}{2}$ . Dans le cas d'une dynamique maximale où  $V_{CEM} = V_{ce0} = \frac{V_{cc}}{2}$  et  $I_{CM} = I_{c0} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot R_c}$ , **c'est-à-dire pour  $R_e = 0$** :

$$P_{ch} < \frac{V_{cc} I_{c0}}{4} \quad (37)$$

Si maintenant on se place dans le cadre de l'excursion maximale, on a:

$$\eta = \frac{P_{ch}}{P_0} < \frac{\frac{V_{cc} I_{c0}}{4}}{V_{cc} I_{c0}} = \frac{1}{4} = 25\% \quad (38)$$

Dans l'hypothèse où les grandeurs considérées sont de nature sinusoïdale (TDH=0), on montre que le rendement reste inférieure à 25% ce qui est très faible, et rend impossible l'utilisation en grande puissance d'un tel amplificateur. Imaginons un amplificateur de rendement 25% dans lequel transite une puissance de 1 kW, il faut alors évacuer 750 W, ce qui nécessite des dissipateurs volumineux et donc chers.

On étudie maintenant plus spécifiquement le montage avec la présence du transformateur qu'on suppose idéal. L'expression de la puissance fournie par l'alimentation reste la même, à la différence qu'il faut remplacer la résistance  $R_c$  par  $R'_c$ , ce qui signifie que la puissance fournie est divisée par 100. On se place dans le même cas que précédemment, c'est-à-dire  $R_e = 0$ , donc  $V_{ce0} = V_{cc}$ . La puissance reçue par la charge devient alors:

$$P_{ch} = \frac{1}{T} \int_0^T R'_c (i_c(t))^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T R'_c I_{CM}^2 \cos^2(\omega t) dt \quad (39)$$

avec ici  $I_{CM} = I_{c0} = \frac{V_{cc}}{R'_c}$ , soit:

$$P_{ch} = \frac{V_{cc}^2}{2 R'_c} \quad (40)$$

soit un rendement:

$$\eta = \frac{P_{ch}}{P_0} = \frac{\frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R'_c}}{V_{cc} I_{c0}} = \frac{1}{2} = 50\% \quad (41)$$

Le transformateur permet non seulement de doubler le rendement, mais en plus de s'affranchir de la résistance d'émetteur. En effet, contrairement au cas précédent, si  $R_e = 0$ , le courant collecteur n'a plus aucun lien avec le gain  $\beta$  du transistor. On pourrait alors se dire qu'il faille supprimer la résistance  $R_e$  et refaire les calculs de polarisation. Or, il ne faut pas oublier que nous avons montré qu'il y a une certaine condition à remplir pour avoir une impédance d'entrée pas trop faible, à savoir  $R_e I_{c0} > 0,25$ . On est donc obligé de mettre une résistance d'émetteur suffisante pour remplir cette condition. De plus, si on n'impose pas de polarisation, la relation  $i_c = f(v_{ce})$  est fortement non-linéaire, donc on perdrait la qualité première du montage ce qui est absurde. Donc, pour obtenir une bonne linéarité, il faut mettre une résistance émetteur et on se référera à nos précédents calculs.

11. La puissance transmise est maximale lorsqu'il y a adaptation d'impédance, c'est-à-dire  $R_c = R_{HP}$ .

Bien que les puissances mises en jeu soient faibles, on se propose d'exposer le protocole de dimensionnement des dissipateurs bien que nous n'en ayons pas besoin. Le constructeur nous donne certaines informations capitales. La température de jonction maximale que peut supporter notre transistor est  $150^\circ$ , et la résistance thermique jonction-boîtier est de  $3^\circ\text{C}/\text{W}$ . La puissance que doit dissiper le transistor se calcule par la relation :

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ce}(t) i_c(t) dt \quad (42)$$

De ce que nous avons vu précédemment, on peut en déduire :

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{ce0} + V_{CEM} \cos(\omega t))(I_{c0} - I_{CM} \cos(\omega t)) dt = V_{ce0} I_{c0} - \frac{V_{CEM} \cdot I_{CM}}{2} \quad (43)$$

Le transistor dissipe le maximum de puissance lorsqu'il n'y a pas de puissance transmise à la charge, soit  $V_{CEM} = 0$ , d'où :

$$P_{d\max} = V_{ce0} \cdot I_{c0} = \frac{V_{cc}^2}{4R'_C} = 70,5 \text{ mW}. \quad (44)$$

Afin d'avoir une certaine sécurité, on fixe  $T_{j\max} = 100^\circ\text{C}$ . On peut alors travailler sur un modèle électrique équivalent et on prendra la température de l'air  $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$ .

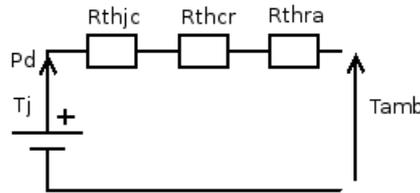


Figure 13. Modèle électrique de la dissipation thermique des pertes du transistor.

On peut alors écrire que :

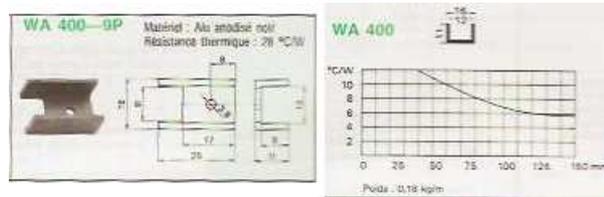
$$R_{\text{thra}} = \frac{T_j - T_{\text{amb}}}{P_d} - R_{\text{thjc}} - R_{\text{thcr}}. \quad (45)$$

Tous les paramètres sont ici connus, à part  $R_{\text{thra}}$  qui nous permettra de dimensionner le radiateur, et  $R_{\text{thcr}}$  qui dépend du type de boîtier du transistor, de l'état des surfaces et de la pression (couple de serrage) de contact, ainsi que de l'utilisation éventuelle d'isolant ou de graisse. Dans notre cas, le TIP31 possède un boîtier de type TO 220 à vis, en contact direct avec le dissipateur. On en déduit du tableau donné en figure 14 que  $R_{\text{thcr}} = 1,4^\circ\text{C}/\text{W}$ .

Valeurs typiques de la résistance thermique ( $R_{th(j-c)}$ ) des boîtiers courants									
Type de boîtier mode de fixation sur dissipateur	Résistance thermique K/W				Type de boîtier mode de fixation sur dissipateur	Résistance thermique K/W			
	direct	avec graisse	avec isolant	isolant et graisse		direct	avec graisse	avec isolant	isolant et graisse
DO 4	0,6	0,5			TO 128				
DO 5	0,3	0,2			— à agrafe	3	1	7	3
TO 3	0,6	0,1	1	0,5	— à vis	1	0,5	6	3
SOT 93					TO 220				
— à agrafe	1,5	0,3	3	0,8	— à agrafe	1,4	0,3	2,2	0,8
— à vis	0,8	0,3	2,2	0,8	— à vis	1,4	0,5		
SOT 112					TO 220 AB	0,3	0,2		
— à agrafe	2	1			TO 220 AC	1,4	0,3		
TO 85		0,3			TOP 3		0,2		
TO 48		0,4			RD 91		0,15		
TO 66	0,9	0,6	2,5	1					

Figure 14. Valeurs de  $R_{\text{thcr}}$  en fonction des boîtiers.

Néanmoins, il n'y a pas ici besoin de dissipateur ( $P_d \cdot R_{thjc} + T_{amb} < T_j$ ). Si on est amené à travailler à des puissances beaucoup plus élevées, l'équation (46) nous permettrait de calculer  $R_{thra}$ . Il existe de nombreux dissipateurs de formes diverses avec une dénomination spécifique. On peut citer par exemple le WA400 utilisé en salle de manipulation, réservé pour des dissipations de puissances faibles, dont la caractéristique est donnée en figure 15. De cette caractéristique, on en déduit directement la longueur minimale du dissipateur nécessaire pour assurer  $T_j < T_{jmax}$ .



**Figure 15.** Caractéristique du dissipateur utilisé.

En tant qu'utilisateur, la classe A ne pourra être utilisée que dans des applications de faibles puissance, permettant une dissipation des pertes efficace, et qui requiert une linéarité excellente, typiquement en audio. Néanmoins, on aimerait bien conserver cette qualité linéaire, qui vient du fait que le transistor travaille dans sa zone linéaire, et augmenter le rendement. Pour augmenter ce rendement, on peut déjà supprimer les résistances de polarisation qui induisent des pertes, et déplacer notre point de polarisation de sorte à annuler le courant de collecteur lorsqu'il n'y a pas de signal de commande.

## 2.5 Quelques exemples de montages de classe A

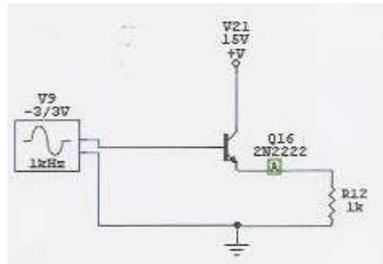
La classe A est assez vaste puisqu'elle contient les montages à un transistor (émetteur commun, base commune et collecteur commun), la paire différentielle utilisée comme structure d'entrée de l'amplificateur opérationnel, des montages plus exotiques comme le cascode de mêmes caractéristiques que l'émetteur commun avec une bande passante plus élevée, les montages Darlington permettant de diminuer la résistance de sortie de l'amplificateur. De façon générale, tous les amplificateurs fonctionnant en conduction continue appartiennent à la classe A.

## 3 Amplificateurs sans polarisation: la classe B

Nous avons mis en évidence que les amplificateurs de classe A possèdent un bon TDH mais un rendement assez mauvais et on cherche alors à concevoir un montage à plus haut rendement.

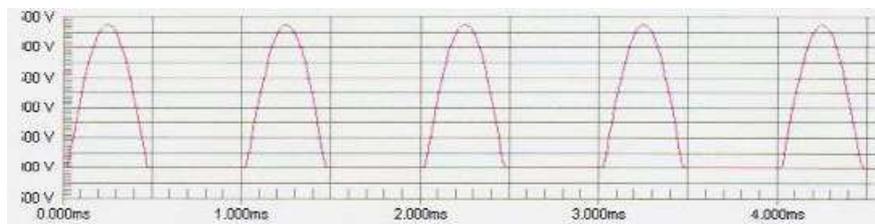
### 3.1 Première approche: le collecteur commun sans polarisation

On se place dans l'optique d'un montage dont la polarisation impose un courant collecteur nul. Si on revient à la caractéristique  $i_c = f(v_{ce})$  de l'émetteur commun, on veut finalement obtenir  $V_{CEF} = V_{cc}$ , ce qui nous amène à nous concentrer sur le montage collecteur commun.



**Figure 16.** Schéma de principe du collecteur commun.

Si il n'y a pas de signal de commande, il n'y a pas de courant de base qui attaque le transistor, donc pas de courant collecteur donc  $V_{CE} = V_{CC}$ . Néanmoins, si  $V_e$  est positif et supérieure à 0, 6V, la jonction base-émetteur est polarisée en direct, le transistor devient passant et travaille dans sa zone linéaire. Maintenant, si  $V_e$  est négatif, la jonction base-émetteur est polarisée en inverse donc le transistor reste bloqué et la puissance n'est pas transmise à la charge.

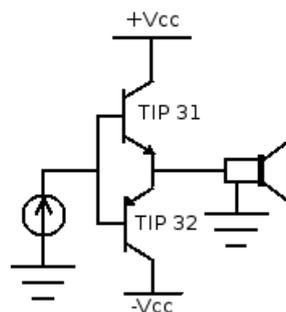


**Figure 17.** Simulation du collecteur commun.

Le montage ne laisse passer que les alternances positives du signal de commande, ce qui engendre une asymétrie de la puissance transmise à la charge qui ne reflète plus le signal de commande. Afin de s'affranchir de ce problème et d'assurer la fidélité de la puissance transmise à la commande, on peut utiliser un transistor PNP (TIP 32) qui entrera en conduction lorsque le signal de commande sera négatif, on vient de créer le montage *push-pull*.

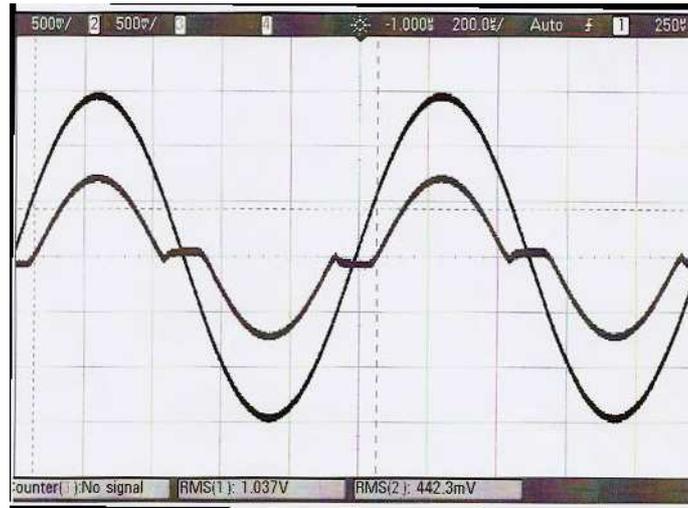
### 3.2 Définition de la classe B: l'amplificateur push-pull

Naturellement, on aboutit au schéma présenté à la figure 18.



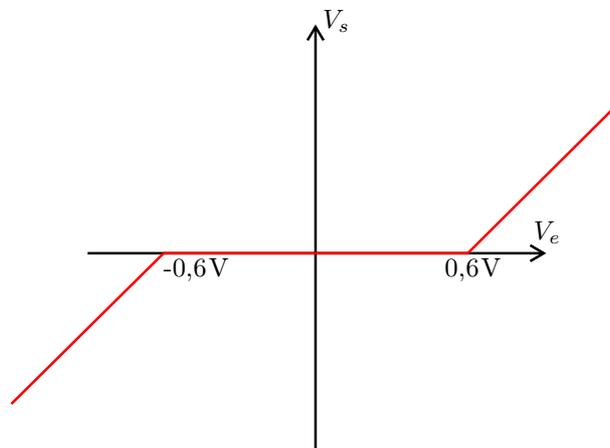
**Figure 18.** Montage push-pull.

On obtient donc un montage dans lequel les transistors ne fonctionnent que pour une alternance positive ou négative du signal de commande. Pour un signal sinusoïdal, chaque transistor conduit idéalement pendant une demi-période, ce qui correspond à un angle de conduction égal à  $\pi$ . Ce comportement singulier des transistors amène la notion d'une nouvelle classe, la classe B, qui n'est rencontrée qu'à travers ce montage push-pull. Néanmoins, puisque les transistors ont un certain seuil de conduction, ils conduisent moins d'une demi-période car il faut que la tension base-émetteur soit supérieure à 0, 6V. Les amplificateurs de classe B n'existent que théoriquement si on se réfère à cette définition.



**Figure 19.** Manipulation sur le montage *push-pull*. On représente les signaux d'entrée et de sortie.

Il y a deux points à noter. Premièrement, lorsque le signal de commande a une amplitude inférieure à  $0,6V$  en valeur absolue, aucune des jonctions base-émetteur des transistors n'est polarisée en direct et donc les deux transistors sont bloqués: on ne transmet aucune puissance à la charge, c'est ce qu'on appelle la distorsion de croisement. Cela entraîne donc une mauvaise linéarité du montage dont on doit s'affranchir en audio, mais augmente le rendement de l'ensemble le rendant plus utilisable que les montages classe A à fortes puissances. On comprend maintenant qu'il y a un compromis entre linéarité et rendement, et que le choix de structure dépend de l'application qu'on envisage.



**Figure 20.** Caractéristique entrée-sortie du montage *push-pull*.

Le dernier point réside dans la question suivante: pourquoi ne pas travailler avec un seul transistor, ajouter une composante continue au signal de commande de sorte à le rendre toujours positif, puis filtrer par la suite? Si on voulait filtrer la composante continue du signal de sortie, il faudrait une fréquence de coupure extrêmement faible, ce qui engendrerait des composants hors norme, qui seraient soit trop encombrants, soit perturberaient le montage et qui en plus introduiraient un déphasage non linéaire à chaque fréquence. On pourrait éventuellement utiliser un filtre de Bessel mais on obtiendrait des structures d'ordres monstrueux et basés sur des amplificateurs opérationnels, ce qui nous ramène à la problématique initiale. Finalement, l'option filtrage est ici inapplicable, et il faudra trouver d'autres solutions pour améliorer le montage.

### 3.3 *Push-pull*: fonctionnement, qualités et limites

Dans l'absolu, ce montage ne nous intéresse pas en audio, mais il est rencontré dans les systèmes de commande de machine électrique où les tensions sont élevées et où la non-linéarité introduite n'est pas gênante. Nous allons en extirper la qualité principale: le rendement. On se place dans le cas où le signal de commande est une sinusoïde d'amplitude  $E$  et de période  $T$ . On peut alors majorer le rendement en ne tenant pas compte de la distorsion de croisement, et en supposant qu'on transmet le maximum de puissance à la charge, c'est-à-dire que l'amplitude des oscillations est égale à  $V_{cc}$ . On peut alors représenter les chronogrammes sur la figure 13.

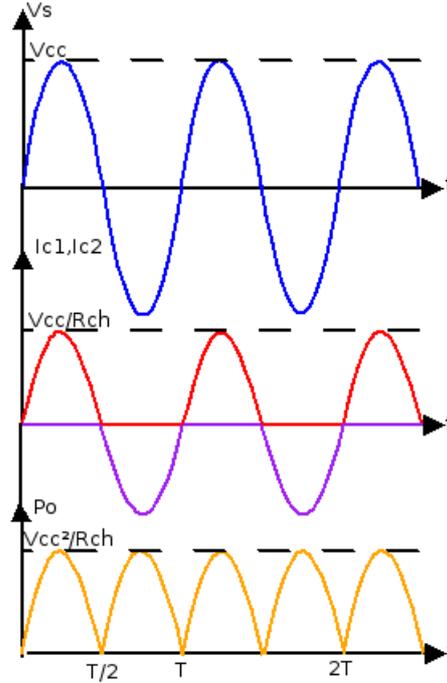


Figure 21. Chronogrammes du montage *push-pull*.

On définit le rendement par la relation:

$$\eta = \frac{P_f}{P_0},$$

avec  $P_f$  la puissance fournie à la charge, et  $P_0$  la puissance fournie par l'alimentation. Des chronogrammes on peut en déduire les expressions de ces puissances:

$$P_f = \frac{V_{seff}^2}{R_{ch}} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R_{ch}} \quad (46)$$

$$P_0 = \frac{V_{cc}^2}{R_{ch}} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sin(\theta) d\theta = \frac{2 \cdot V_{cc}^2}{\pi R_{ch}}. \quad (47)$$

d'où:

$$\eta = \frac{\frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R_{ch}}}{\frac{2 \cdot V_{cc}^2}{\pi R_{ch}}} = \frac{\pi}{4} \simeq 78\% \quad (48)$$

Contrairement au classe A où le rendement ne dépassait guère les 50%, on peut augmenter ce rendement avec un montage *push-pull* au détriment du taux de distorsion. Ce genre de montage sera utilisé dans des étages de puissance comme pour la commande des transistors dans les onduleurs, mais jamais dans le domaine de l'audio. On peut aussi le rencontrer dans les alimentations dites *push-pull* en électronique industrielle.

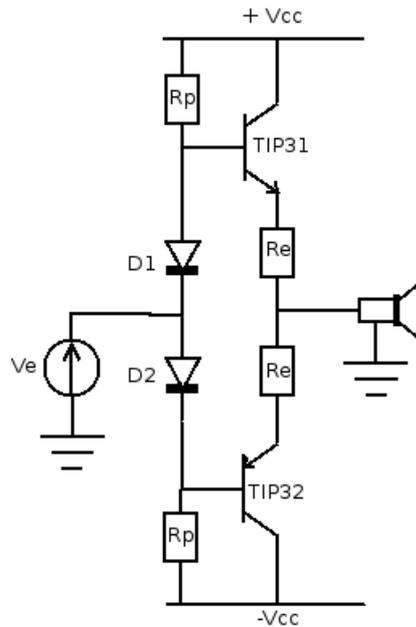
## 4 Un compromis rendement-TDH: la classe AB

La classe AB n'est pas une vraie classe à part entière: on peut la considérer comme une mixité de la classe A et la classe B qui hérite de la bonne linéarité de la classe A et du bon rendement de la classe B. On propose ici de présenter plusieurs montages catalogués dans la classe AB, et montrer qu'on peut vite dégrader les qualités de l'amplificateur si on ne choisit pas un montage adéquat.

#### 4.1 Le *push-pull* polarisé par diode

Il est nécessaire dès à présent de supprimer la distorsion de croisement du montage *push-pull* pour diminuer le taux de distorsion. Dans un premier temps, si on revient à la polarisation du montage, supprimer la distorsion revient à travailler autour d'un point de polarisation à courant collecteur non nul, de sorte qu'en l'absence de signal de commande, les transistors soient toujours passants selon évidemment le signe de l'alternance. Intuitivement, on va effectivement augmenter la linéarité de l'amplificateur, mais on va engendrer des pertes par conduction qui vont faire chuter le rendement.

On propose alors d'étudier le montage *push-pull* polarisé par pont illustré à la figure 22.



**Figure 22.** Polarisation du montage *push-pull* par diode.

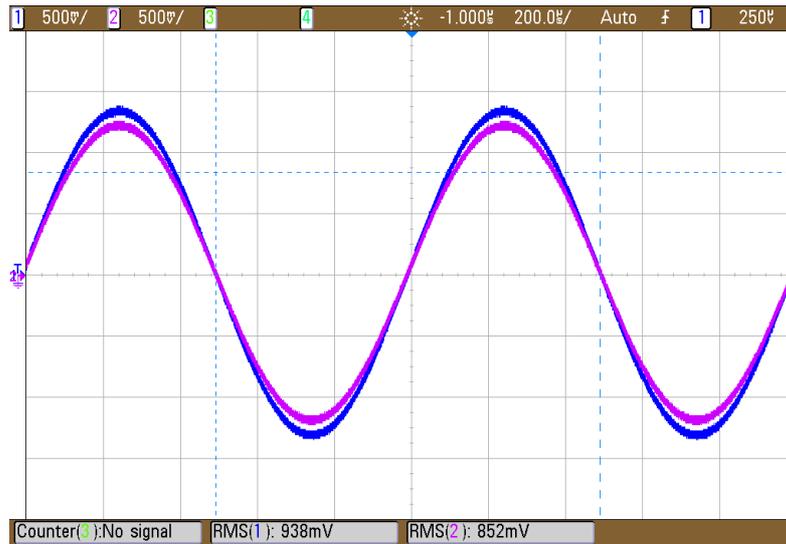
On réalise le schéma de l'amplificateur *push-pull* polarisé par pont. On alimente le montage en  $\pm 15V$ <sup>12</sup>, avec une tension d'entrée sinusoïdale. Grâce aux résistances de pont  $R_p$ , les diodes restent constamment passantes en imposant un courant de pont  $i_p$  non nul. On prend:

$$R_p = 220 \Omega. \quad (49)$$

Puis, nous avons vu que la résistance  $R_e$  était nécessaire pour éviter l'emballement thermique, mais elle doit rester inférieure à  $R_{ch}$ , on se fixe alors:

$$R_e = \frac{R_{ch}}{10} \simeq 1 \Omega. \quad (50)$$

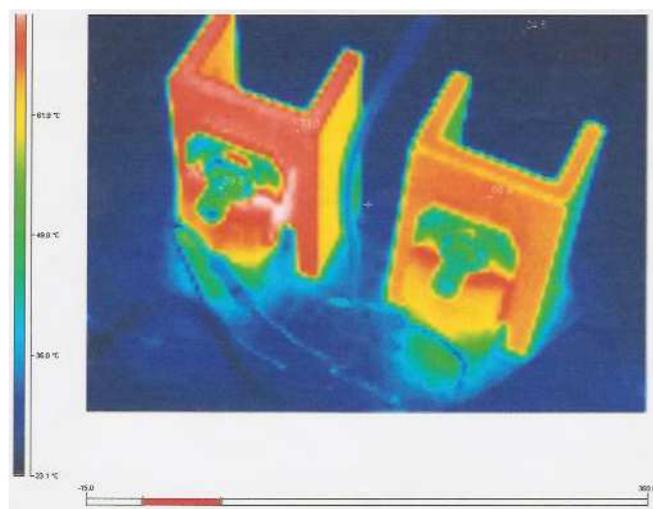
<sup>12</sup>. Ici nous ne serons pas en dynamique maximale, puisque l'alimentation est supérieure à la tension d'entrée. Il faudrait travailler avec une alimentation  $\pm 10V$  puisque les générateurs utilisés ne peuvent fournir des tensions d'amplitudes plus élevées.



**Figure 23.** Montage *push-pull* polarisé par pont de diode. On représente le signal d'entrée et le signal de sortie.

Ce montage permet de s'affranchir effectivement de la distorsion de croisement mais entraîne de nombreuses problématiques. Le gain en tension est ici inférieur à 1, ce qui signifie que la puissance transmise à la charge est faible (charge résistive donc  $P_{ch} = \frac{V_s^2}{2 \cdot R_{ch}}$ ), ce qui ne répond pas du tout à nos attentes. Aussi, on mesure une résistance d'entrée (méthode du pont diviseur) de  $8\Omega$ , ce qui est très mauvais et risque de déformer le signal de commande si on ne met pas un montage d'adaptation d'impédance en amont de l'amplificateur. On mesure aussi une résistance de sortie (mesure à vide et méthode du pont diviseur) de  $1\Omega$ , ce qui perturbe peu la sortie.

De plus, il y a un courant très important qui circule dans les diodes, ce qui entraîne des dissipations et donc une diminution du rendement flagrante. Pour fixer les idées, le courant circulant dans le pont a été évalué à  $60mA$ , entraînant des pertes de  $1,8W$ <sup>13</sup>, alors que la puissance transmise à la charge est de  $370mW$  et la puissance débitée par l'alimentation de  $3W$ . Le rendement final est alors de  $12,5\%$ , ce qui est très mauvais.



**Figure 24.** Image thermique des transistors dans le montage *push-pull* polarisé par diodes.

<sup>13</sup>. Ceci traduit un mauvais dimensionnement des résistances puisque à cette puissance elles sont amenés à cramer.

De plus, pour une tension d'entrée d'amplitude de  $1V$ , on mesure un TDH de  $0,05\%$  à  $1kHz$  et de  $4\%$  à  $10kHz$ , ce qui peut quand même amener à des désagréments sonores. Pour compenser le gain, on peut piloter le *push-pull* par un amplificateur de fort gain, c'est-à-dire un amplificateur opérationnel, qui nous permettra de réaliser un asservissement de la tension de sortie.

## 4.2 *Push-Pull* asservi

L'idée est ici assez simple: si on dispose d'un amplificateur à fort gain qui amplifie la différence du signal de commande et du signal de sortie, il sera alors possible d'asservir la sortie au signal de commande afin d'éviter la distorsion de croisement. En effet, dès que l'erreur est non nulle, le grand gain ( $2.10^5$ ) permet d'augmenter la tension d'entrée du *push-pull* très rapidement et de contrebalancer le seuil des transistors. On se propose alors de réaliser la structure donnée en figure 17.

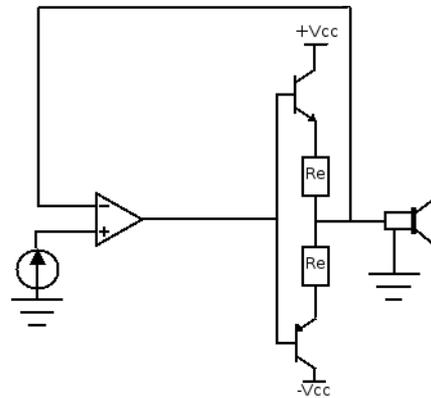


Figure 25. *Push-pull* asservi.

Ce montage permet d'obtenir un TDH très bon et augmente le rendement du montage puisque les pertes sont introduites par les transistors ainsi que l'amplificateur opérationnel. Néanmoins, il faut veiller à ce que cet amplificateur opérationnel puisse fournir suffisamment de courant avec des transistors bipolaires (limite de  $50mA$ ), car on peut être amené à avoir des courants collecteur de l'ordre de  $\frac{V_{cc}}{R_{ch}} \simeq 1,88A$ , ce qui nécessite un courant de base de  $\frac{V_{cc}}{\beta R_{ch}} \simeq 94mA$  dans le cas le plus défavorable. Pour ce genre de montage, il sera peut-être préférable d'utiliser des transistors FET selon l'application désirée.

On peut aussi comprendre le fonctionnement du montage du point de vue de l'automaticien. Le driver peut être modélisé par un gain constant dans notre bande de fréquence de travail de l'ordre de  $10^5$ , et l'étage *push-pull* par une dead zone de tension de seuil  $\pm 0,6V$ . Cela nous amène naturellement au schéma donné en figure 18.

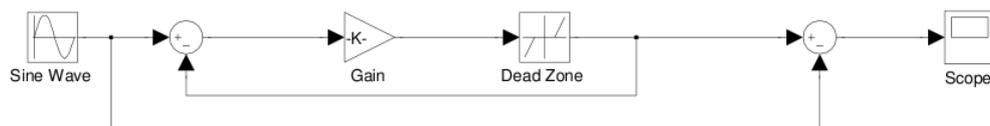
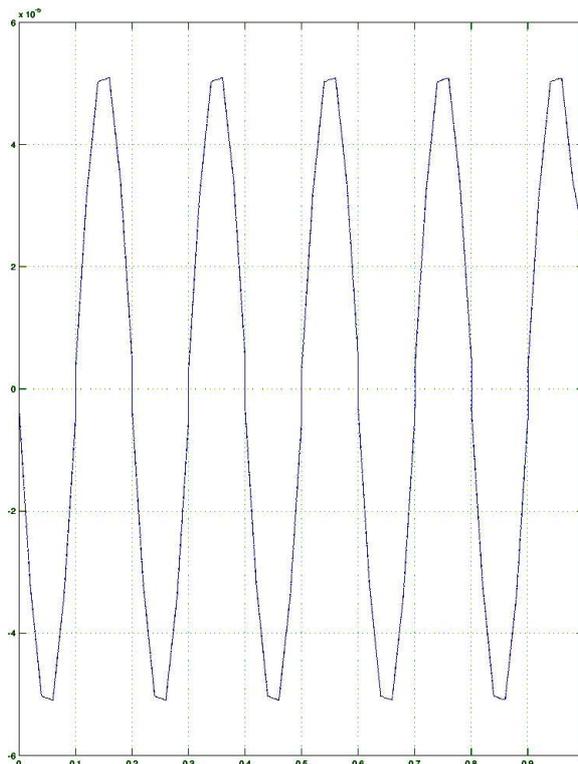


Figure 26. Modèle simulink de l'amplificateur *push-pull* commandé par un driver.  $K = 2.10^5$ .

Cette manipulation met en évidence que l'erreur entre le signal d'entrée et le signal de sortie est alors de l'ordre de  $10^{-5}V$ .



**Figure 27.** Différence entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Cette différence est de l'ordre de la dizaine de microvolts, ce qui est bien négligeable devant la dizaine de volts d'amplitude des signaux.

Ce montage, bien que non-linéaire, assure une erreur quasi nulle grâce au grand gain de l'amplificateur. Il faut tout de même rester prudent car on pourrait être amené à utiliser des correcteurs, ce qui pourrait être fortement nuisible pour la qualité sonore car il faut que le déphasage ne dépende pas de la fréquence. Cette solution très simple est déjà satisfaisante et mène à un rendement et un TDH honorables, mais il faut savoir qu'il existe d'autres structures de classe AB comme les montages Darlington et sources de courant.

## 5 Bilan de l'étude. Ouverture vers les autres classes

Il est important d'avoir quelques idées en tête concernant l'utilisation des différentes classes. Pour des applications de faibles puissances, on optera plutôt pour la classe A si on cherche une linéarité excellente, ou pour la classe AB si on souhaite réaliser un bon compromis entre rendement et TDH. Pour des fortes puissances, la classe A devient inutilisable de part son faible rendement, donc on se tournera vers la classe AB pour l'audio lorsqu'on cherche à minimiser le taux de distorsion, ou bien vers la classe B lorsqu'on cherche simplement à obtenir le meilleur rendement possible.

De ce qu'on a vu tout au long de cette étude, on peut maintenant mieux appréhender la structure de l'amplificateur opérationnel. En effet, celui-ci se compose d'un étage différentiel qui amplifie la différence des signaux d'entrée, puis d'un étage de puissance commandé par un étage driver qui apporte du gain supplémentaire. On peut alors rencontrer différents composants intégrés voués à l'amplification à faible puissance comme le LM386, utilisé pour des puissances inférieures au Watt, et typiquement pour l'amplification des basses fréquences (gain plus élevé pour des fréquences inférieures au kHz).

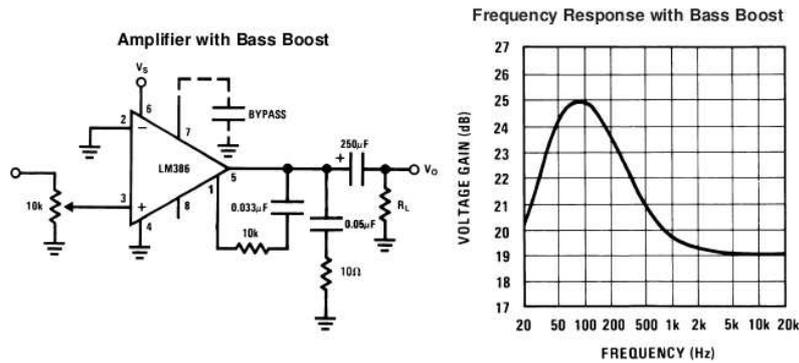


Figure 28. Amplificateur de basse fréquence réalisé avec un LM386.

Nous avons parlé des classes A,B et AB, mais il faut savoir qu'il existe de nombreuses autres classes. De ces autres classes, les plus importantes sont la classe C et la classe D, et toutes les autres sont généralement basées sur les principes de ces classes.

Les amplificateurs de classe C sont polarisés de telle manière à n'amplifier qu'une portion du signal. Pour cela, il suffit de polariser la tension base-émetteur inférieure à une tension limite de conduction du transistor. Ainsi, tant que le signal n'a pas une amplitude supérieure à cette limite, le courant de base reste nul, ainsi que le courant collecteur. Si on place cette limite à zéro, on retrouve le montage collecteur commun étudié précédemment. Ce genre d'amplificateur permettent d'obtenir des rendements supérieurs à celui du push-pull mais introduisent un très grand TDH. Néanmoins, si on utilise un circuit très résonant, on peut fortement diminuer ce taux de distorsion. Les amplificateurs de classe C sont principalement utilisés pour réaliser des amplificateurs hautes fréquences, ainsi que pour réaliser des multiplieurs de fréquence.

Les amplificateurs de classe D, plus particulièrement utilisés pour la commande de machines électriques, utilisent des composants qui travaillent en régime de commutation (saturé-bloqué). Il s'agit du principe de la modulation par largeur d'impulsion, qui permet d'obtenir une valeur moyenne du signal de sortie image du signal de commande. Selon le rapport cyclique des signaux de commande des transistors, on pourra modifier cette valeur moyenne de sortie. Le principal avantage des amplificateurs de classe D est leur très bon rendement qui peut atteindre jusqu'à 90%, donc très utilisés dans les utilisations de très fortes puissances.

Il existe encore d'autres classes d'amplificateurs, mais qui sont des améliorations des classes déjà vues. On peut citer la classe E (amplificateurs à haut rendement où on cherche à diminuer les pertes par commutations), la classe F (amplificateurs à découpage avec filtre sélectif à haut rendement), la classe G et H (amplificateurs complexes composés de classe B et C) et pour finir la classe S (amplificateurs composés d'un classe A et d'un classe B).