

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Il constitue généralement le dernier étage d'une chaîne amplificatrice; il doit être capable de fournir à une charge (haut-parleur, moteur...) une certaine puissance. Celle-ci est prélevée à l'alimentation, et le rendement de l'étage doit être le plus élevé possible.

On supposera nulle la tension de saturation des transistors; la grande amplitude des signaux n'autorise plus l'utilisation du schéma équivalent des transistors.

1. CLASSE D'UN AMPLIFICATEUR

1.1 Angle d'ouverture

On appelle angle d'ouverture l'intervalle angulaire pendant lequel un transistor conduit.

1.2 Classes

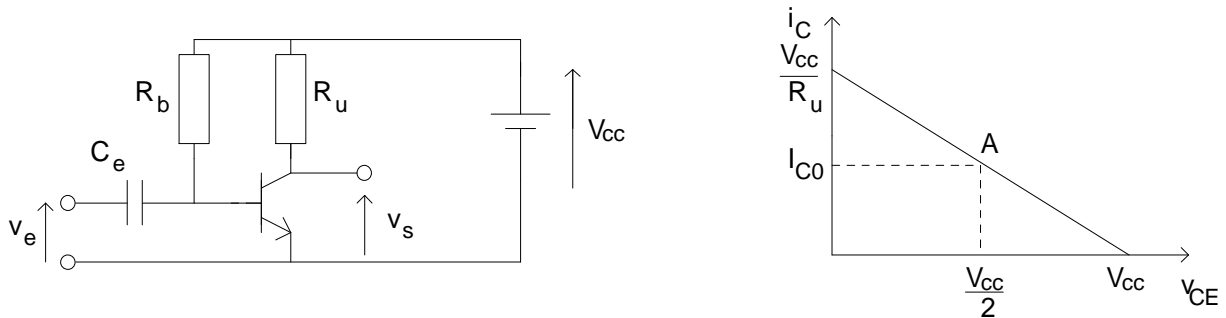
Classe A : angle d'ouverture égal à 2π

Classe B : angle d'ouverture égal à π

Classe C : angle d'ouverture inférieur à π

2. AMPLIFICATEUR EN CLASSE A

2.1 Schéma, point de repos



Le point de repos A est choisi de façon à obtenir aux bornes de la charge R_u une tension d'amplitude maximale.

2.2 Puissances et rendement

2.2.1 Puissance utile

La charge étant résistive : $P_u = \frac{V_s^2}{R_u}$

L'amplitude maximale de la tension de sortie ayant pour valeur $V_{cc}/2$, la puissance utile maximale a pour valeur :

$$P_{u_{Max}} = \frac{V_{cc}^2}{8 \cdot R_u}$$

2.2.2 Puissance absorbée

$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} \cdot i_c \cdot dt = V_{cc} \cdot \langle i_c \rangle = V_{cc} \cdot \frac{V_{cc}}{2 \cdot R_u} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R_u}$$

En classe A, la puissance absorbée est indépendante de la puissance fournie à la charge.

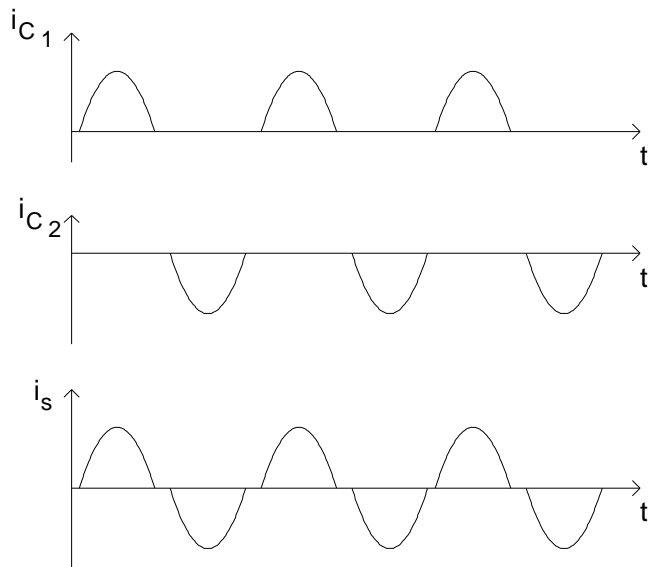
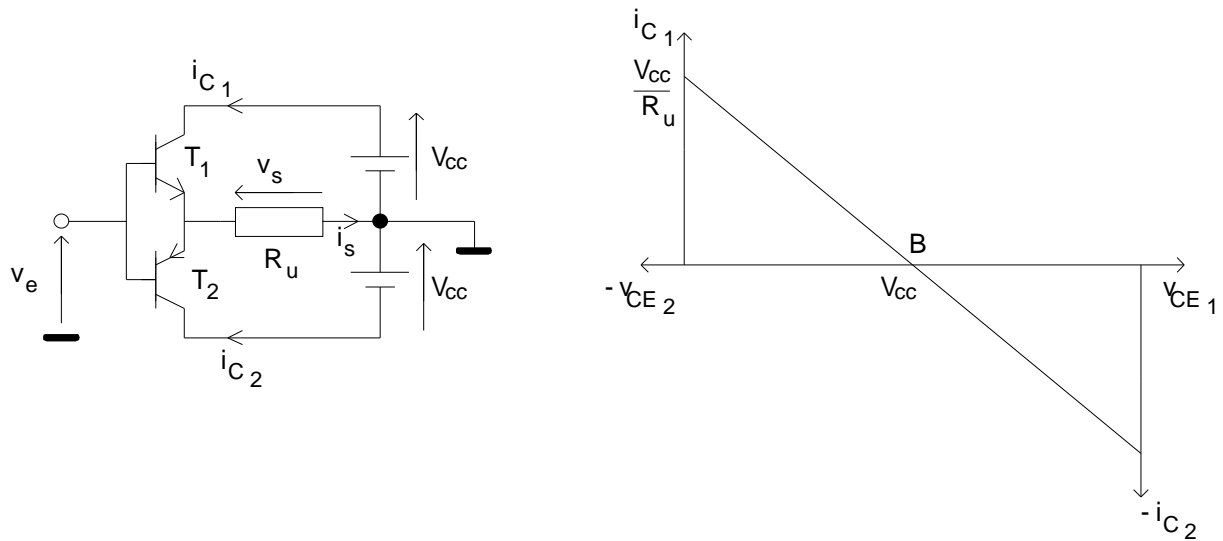
2.2.3 Rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{2 \cdot V_s^2}{V_{cc}^2} \quad \text{et} \quad \eta_{Max} = \frac{P_{u_{Max}}}{P_a} = 0,25$$

Le rendement maximal d'un amplificateur en classe A est de 25%.

3. AMPLIFICATEUR EN CLASSE B

3.1 Principe de fonctionnement



Les transistors T_1 et T_2 sont complémentaires, le point de repos choisi est le point B si bien qu'en l'absence de tension v_e , la charge n'est parcourue par aucun courant. Les transistors T_1 et T_2 conduisent alternativement :

- pour que T_1 conduise il faut que $v_e > V_{BE1}$
- pour que T_2 conduise il faut que $v_e < V_{BE2}$
- si $V_{BE2} < v_e < V_{BE1}$ aucun transistor ne conduit d'où l'allure des courants ci dessus.

On remarquera que le courant circulant dans la charge n'est pas purement sinusoïdal mais présente une distorsion dite de croisement ou de recouvrement (cross-over). Cette distorsion peut être supprimée grâce à des montages appropriés (cf §3.3).

3.2 Puissances et rendement

3.2.1 Puissance absorbée

On supposera pour les calculs suivants que la distorsion de croisement est compensée.

Soit P_{a1} la puissance fournie par l'alimentation positive :

$$P_{a1} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} \cdot i_{c1} \cdot dt = \frac{V_{cc}}{T} \int_0^{T/2} \hat{I}_c \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{V_{cc} \cdot \hat{I}_c}{\pi}$$

$$P_a = P_{a1} + P_{a2} = 2 \cdot P_{a1} = \frac{2 \cdot V_{cc} \cdot \hat{V}_s}{\pi \cdot R_u}$$

La puissance absorbée croît linéairement avec la tension aux bornes de la charge. La puissance

absorbée maximale vaut donc : $P_{a_{Max}} = \frac{2 \cdot V_{cc}^2}{\pi \cdot R_u}$

3.2.2 Puissance utile

$P_u = \frac{V_s^2}{R_u}$ La puissance utile est une fonction parabolique de la tension aux bornes de la charge.

L'amplitude maximale de la tension de sortie ayant pour valeur V_{cc} , la puissance utile maximale a pour

valeur : $P_{u_{Max}} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R_u}$

3.2.3 Rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{\pi \cdot V_s}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{cc}} = \frac{\pi \cdot \hat{V}_s}{4 \cdot V_{cc}} \quad \text{et} \quad \eta_{Max} = \frac{P_{u_{Max}}}{P_a} = \frac{\pi}{4} = 0,785$$

Le rendement croît linéairement avec la tension aux bornes de la charge.

3.2.4 Puissance dissipée dans les transistors

$$P_T = P_a - P_u = \frac{\hat{V}_s}{R_u} \left(\frac{2 \cdot V_{cc}}{\pi} - \frac{\hat{V}_s}{2} \right) \quad \text{La puissance dissipée dans les transistors est une fonction parabolique de la tension aux bornes de la charge.}$$

Cherchons la valeur de V_s pour laquelle la puissance P_T est maximale, pour cela dérivons cette puissance par rapport à la tension de sortie et cherchons pour quelle valeur de V_s cette dérivée s'annule. On obtient :

$$\hat{V}_s = \frac{2 \cdot V_{cc}}{\pi} \quad \text{et} \quad P_{T_{Max}} = \frac{2 \cdot V_{cc}^2}{\pi^2 \cdot R_u}$$

Pour cette valeur de la tension de sortie :

$$P_a = \frac{4 \cdot V_{cc}^2}{\pi^2 \cdot R_u} \quad \text{et} \quad P_u = \frac{2 \cdot V_{cc}^2}{\pi^2 \cdot R_u} = P_{T_{Max}}$$

Le rendement vaut alors 50%.

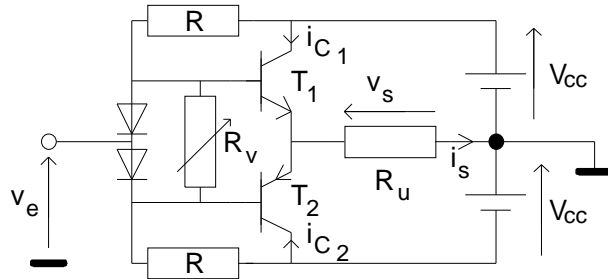
La puissance dissipée dans chaque transistor représente, quant à elle, la moitié de la puissance totale dissipée :

$$P_{T1} = P_{T2} = P_T/2 \quad \text{donc} \quad P_{T1_{Max}} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 \cdot R_u}$$

3.3 Distorsions

3.3.1 Diminution de la distorsion de croisement

3.3.1.1 Prépolarisation des transistors



On peut utiliser par exemple un système à diodes qui maintient entre les deux bases une tension égale à la somme des tensions de seuil des jonctions base-émetteur des transistors.

Par raison de symétrie, le potentiel du point commun aux diodes est le même que celui des deux émetteurs, c'est à dire 0 V.

En augmentant la valeur de R_v , on augmente l'intensité du courant dans les diodes ce qui a pour conséquence de rendre les transistors un peu plus conducteurs.

Ce dispositif n'est cependant pas parfait, car lorsque la température des transistors augmente (avec la puissance dissipée), leur tension de seuil diminue si bien que leur point de fonctionnement est modifié, l'intensité du courant collecteur croît, entraînant un échauffement encore plus grand et ainsi de suite : c'est l'emballement thermique.

Pour y remédier on peut tout d'abord mettre les diodes en contact thermique avec les transistors de façon à compenser toute variation de la tension base-émetteur des transistors avec la température (pour le silicium $-2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$) par une variation de la tension de seuil des diodes.

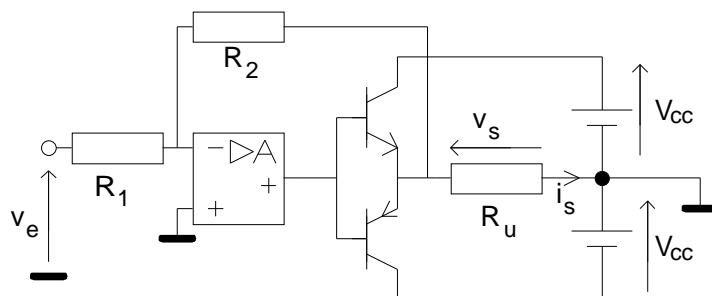
On ajoute également en série avec les émetteurs des résistances r qui limitent l'emballement thermique puisque alors, une augmentation du courant collecteur se traduit par une augmentation de la chute de tension dans la résistance r , si bien que le point de fonctionnement restera alors sensiblement le même.

Il s'agit d'une contre-réaction de tension à réinjection de tension, la tension de sortie étant prélevée entre les deux résistances r et la masse.

On admet généralement que la tension crête dans r doit être voisine de 1 volt lorsqu'elle est parcourue par l'intensité crête maximale (ici V_{cc}/R_u).

Ce montage de principe ne peut être utilisé tel quel, car l'intensité du courant dans les diodes décroît lorsque l'amplitude de la tension d'entrée augmente, en pratique on utilise un générateur de courant.

3.3.1.2 Utilisation de la contre-réaction



Pour que l'un des transistors conduise il faut que l'amplitude de la tension de sortie de l'AOP soit supérieure à la valeur absolue de la tension base-émetteur d'un transistor, sinon l'AOP est en boucle ouverte et son coefficient d'amplification est celui de boucle ouverte A_d .

Pour que T_1 ou T_2 conduise il faut donc que : $|v_e| > |V_{BE}|/A_d$

La distorsion de croisement s'en trouve considérablement réduite.

Lorsque l'un des transistors conduit, le coefficient d'amplification en tension du montage a pour valeur $-R_2/R_1$

Le dernier étage amplifie donc également en tension; on peut aussi utiliser un montage non inverseur, l'impédance d'entrée sera alors plus élevée. Si l'amplification en tension n'est pas nécessaire un montage suiveur peut convenir. La contre réaction diminue donc la distorsion de croisement.

3.3.2 Définition et mesure d'un taux de distorsion

3.3.2.1 Définition

Nous avons vu que le courant dans la charge n'était pas parfaitement sinusoïdal mais présentait une distorsion de croisement; ce n'est pas la seule cause de distorsion, il existe également des distorsions dues à la non-linéarité des composants et éventuellement à la saturation de l'étage de sortie.

La tension de sortie peut donc se mettre sous la forme :

$$v_s(t) = V_0 + V_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + V_2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots + V_n \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) + \dots$$

V_0 : valeur moyenne de v_s

V_1 : valeur efficace du fondamental

V_i : valeur efficace de l'harmonique de rang i

$$\text{On appelle taux de distorsion : } D = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + \dots}}{V_1}$$

On l'exprime généralement en pourcentage : $D\% = 100 \cdot D$

3.3.2.2 Principe d'un distorsiomètre

Un distorsiomètre effectue 2 mesures :

- l'une de l'ondulation du signal
- l'autre, à la sortie d'un filtre réjecteur (de fréquence centrale égale à celle du fondamental du signal) auquel le signal est appliqué.

Le distorsiomètre effectue alors le rapport de ces deux tensions et donne donc une valeur approchée par défaut du taux de distorsion.

$$D' = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + \dots}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + \dots}}$$

Dans la mesure où la distorsion est faible, ces deux taux sont proches car la valeur efficace des harmoniques est faible devant celle du fondamental.

4. ECHANGES THERMIQUES

La puissance dissipable dans les transistors pouvant être élevée, des problèmes de dissipation thermique se posent.

4.1 Résistance, conductance thermiques

La puissance P dissipée dans le milieu ambiant s'exprime en fonction de la température ambiante θ_a et de celle de jonction θ_j par la relation :

$$P = \lambda \cdot (\theta_j - \theta_a)$$

où λ représente la conductance thermique du transistor (W/K ou W/°C), inverse de la résistance thermique R_T (°C/W)

4.2 Equilibre thermique

Il y a équilibre thermique lorsque la puissance électrique P_{T1} est égale à la puissance dissipée dans le milieu ambiant, donc :

$$P_{T1} = \lambda \cdot (\theta_j - \theta_a) = \frac{\theta_j - \theta_a}{R_{Tja}}$$

R_{Tja} est la résistance thermique jonction-milieu ambiant du transistor.

Pour un transistor au silicium la température de jonction maximale varie entre 150 °C et 200 °C.

Exemple : la résistance thermique du transistor 2N 3053, en boîtier TO 39, vaut 175 °C/W.

Quelle est la puissance maximale dissipée par ce transistor à une température ambiante de 25 °C, sachant que sa température de jonction ne doit pas dépasser 200°C?

$$P = (200 - 25)/175 = 1W$$

Si $P_{T1} > P$ il faudra employer un dissipateur thermique.

4.3 Calcul d'un dissipateur thermique

4.3.1 Résistance thermique d'un parallélépipède rectangle

Considérons une plaque métallique de conductivité thermique K , d'épaisseur l , de section S , en contact avec le transistor.

Sa résistance thermique R_{Tra} a pour expression :

$$R_{Tra} = \frac{1}{K} \frac{l}{S}$$

Cette relation est du même type que celle donnant la résistance ohmique d'un conducteur.

Entre deux solides les échanges de chaleur ont lieu uniquement par conduction; entre un solide et l'air ils se font également par convection et rayonnement ; on simplifie toutefois en considérant une résistance thermique entre solide et air.

Lorsque la chaleur traverse plusieurs éléments les résistances thermiques proportionnelles à l'épaisseur des éléments s'ajoutent.

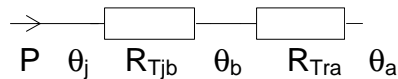
4.4 Calcul

On doit faire appel maintenant à la résistance thermique jonction-boîtier du transistor R_{Tjb} .

Celle d'un 2N 3053 vaut $35 \text{ }^\circ\text{C/W}$ soit un cinquième de R_{Tja} , ce qui signifie que si le boîtier est maintenu à une température de $25 \text{ }^\circ\text{C}$, la puissance dissipable par le transistor est de 5 W .

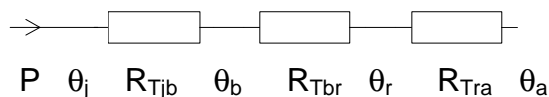
- sans dissipateur on peut écrire la loi d'Ohm thermique :

$$P = \frac{\theta_j - \theta_b}{R_{Tjb}} = \frac{\theta_b - \theta_a}{R_{Tba}} = \frac{\theta_j - \theta_a}{R_{Tjb} + R_{Tba}}$$



- avec dissipateur on écrira :

$$P = \frac{\theta_j - \theta_b}{R_{Tjb}} = \frac{\theta_b - \theta_r}{R_{Tbr}} = \frac{\theta_r - \theta_a}{R_{Tra}} = \frac{\theta_j - \theta_a}{R_{Tjb} + R_{Tbr} + R_{Tra}}$$



Or $R_{Tbr} + R_{Tra} \ll R_{Tba}$: la puissance dissipable dans le deuxième cas sera donc nettement supérieure.

Pour améliorer le contact thermique entre le transistor et le dissipateur on intercalera entre les deux une graisse au silicone.

En basse fréquence le dissipateur thermique sera calculé en fonction de la puissance instantanée maximale, en haute fréquence on prendra en considération la puissance moyenne.

Exemples : 2N 3055 boîtier TO3 $R_{Tjb} = 1,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ $R_{Tbr} = 0,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ (avec graisse)
 2N 3053 boîtier TO39 $R_{Tjb} = 35 \text{ }^\circ\text{C/W}$ $R_{Tja} = 175 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Exercice : calculer la résistance thermique du dissipateur thermique à fixer sur le boîtier du 2N 3055 lorsque la puissance à dissiper vaut 25 W ?

On donne $\theta_{j\text{Max}} = 175 \text{ }^\circ\text{C}$ et la température ambiante $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

Réponse : $4,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$