
Systemes électroniques

Chapitre 2 *LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE*



T A B L E D E S M A T I E R E S

PAGE

2.	LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE.	3
2.1	RAPPEL DES RELATIONS FONDAMENTALES POUR LE CALCUL DE CIRCUITS DE PUISSANCE	3
2.1.1	Valeur moyenne d'un signal périodique	3
2.1.2	Valeur moyenne d'un signal alternatif	3
2.1.3	Puissance dissipée par un signal périodique quelconque	3
2.2	CLASSIFICATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE	5
2.2.1	Amplificateurs de puissance Classe A	5
2.2.2	Amplificateurs de puissance Classe B	5
2.2.3	Amplificateurs de puissance Classe C	5
2.2.4	Amplificateurs de puissance Classe D	5
2.3	CRITÈRES DE SÉLECTION D'UNE CLASSE D'AMPLIFICATEUR	6
2.4	CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES D'UN AMPLIFICATEUR AUDIO DE PUISSANCE	6
2.5	AMPLIFICATEUR DE CLASSE A	7
2.5.1	Amplificateur à montage émetteur commun	7
2.5.2	Amplificateur à montage collecteur commun	17
2.6	AMPLIFICATEUR DE CLASSE B ET AB	19
2.6.1	Amplificateur Classe B	19
2.6.2	Les amplificateurs Classe AB	20
2.6.3	Emballement thermique des amplificateurs push-pull en classe AB	34
2.7	AMPLIFICATEUR CLASSE C	38
2.7.1	Généralités	38
2.7.2	Fonctionnement	39
2.7.3	Puissance et rendement dans les amplificateurs classe C	41
2.7.4	Utilisation de l'amplificateur classe C comme multiplicateur de fréquence	43
2.8	AMPLIFICATEUR CLASSE D	44
2.8.1	Généralités	44
2.8.2	Structure de la commande de l'étage de sortie	45
2.8.3	Rendement de l'étage de sortie	45
2.8.4	Choix de la fréquence de pulsation	45
2.8.5	Distorsion de l'amplificateur classe D	45
2.8.6	Exemple de réalisation	46

Bibliographie

2. LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE.

2.1 RAPPEL DES RELATIONS FONDAMENTALES POUR LE CALCUL DE CIRCUITS DE PUISSANCE

2.1.1 Valeur moyenne d'un signal périodique

Un signal périodique est défini par la relation

$$x(t) = x(t + T) = x(t + k \cdot T) \quad 2.1$$

La valeur moyenne \overline{X}_T sur la période T vaut

$$\overline{X}_T = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T x(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \cdot dt \quad 2.2$$

La valeur moyenne est indépendante du temps de référence à partir duquel on mesure T.

2.1.2 Valeur moyenne d'un signal alternatif

Par définition, un signal alternatif est un signal périodique particulier dont la valeur moyenne est nulle

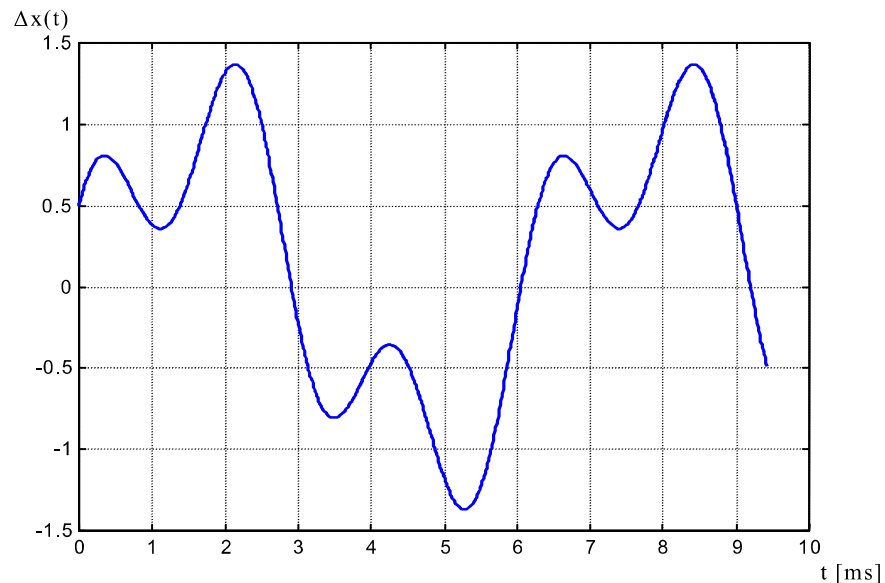


Figure 2-1 : Amplificateur Classe A

2.1.3 Puissance dissipée par un signal périodique quelconque

2.1.3.1 Définition

Sur la base des définitions précédentes, on voit que tout signal périodique $x(t)$ peut être décomposé en deux parties :

- une composante continue : X_0
- une composante alternative : $\Delta x(t)$

de sorte que $x(t)$ peut s'écrire :

$$x(t) = X_0 + \Delta x(t) \quad 2.3$$

2.1.3.2 Puissance instantanée et puissance moyenne

La puissance instantanée d'un signal périodique quelconque est définie par la relation

$$p(t) = u(t)i(t) = (U_0 + \Delta u(t)) \cdot (I_0 + \Delta i(t)) \quad 2.4$$

et selon la définition de la valeur moyenne, on obtient pour la puissance moyenne

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} u(t) \cdot i(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} (U_0 \cdot I_0 + \Delta u(t) \cdot \Delta i(t) + U_0 \cdot \Delta i(t) + I_0 \cdot \Delta u(t)) \cdot dt \quad 2.5$$

et sachant que la valeur moyenne d'un signal alternatif est nulle

$$P = U_0 \cdot I_0 + \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \Delta u(t) \cdot \Delta i(t) \cdot dt = P_{DC} + P_{AC} \quad 2.6$$

La puissance moyenne d'un signal périodique est donc donnée par la somme de la puissance liée à la composante continue du signal P_{DC} et la puissance moyenne de la composante alternative de ce signal P_{AC} . Les termes mixtes disparaissent.

Cette propriété importante simplifiera considérablement le calcul de la puissance dans les circuits à transistors où le petit signal alternatif à amplifier est le plus souvent superposé à une polarisation continue qui fixe le point de fonctionnement de l'élément actif.

2.1.3.3 Cas particulier d'un signal sinusoïdal

La tension et le courant s'expriment à l'aide des relations

$$\begin{aligned} \Delta u(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ \Delta i(t) &= \hat{I} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \end{aligned} \quad 2.7$$

La puissance moyenne alternative P_{AC} prend la forme

$$P_{AC} = \hat{U} \cdot \hat{I} \cdot \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \cdot dt = \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \cdot \cos(\varphi) = U \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad 2.8$$

où U et I sont les valeurs efficaces de $\Delta u(t)$ et $\Delta i(t)$

$$U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \text{ et } I = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} \quad 2.9$$

2.2 CLASSIFICATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

2.2.1 Amplificateurs de puissance Classe A

Les amplificateurs de classe A sont les amplificateurs linéaires les plus fidèles, c'est-à-dire présentant le taux de distorsion harmonique le plus faible, même en l'absence de réaction négative. Leur rendement est toutefois tellement faible que leur usage est généralement limité aux amplificateurs de très faible puissance ou encore aux amplificateurs haute-fidélité haut de gamme de puissance moyenne.

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.

2.2.2 Amplificateurs de puissance Classe B

Les amplificateurs classe B (et surtout leur variante de classe AB) sont de loin les amplificateurs les plus utilisés. Quand on leur associe une boucle de réaction négative, leur distorsion tombe à un niveau extrêmement faible. Leur rendement est très bon et ils peuvent aisément fournir des puissances de sortie élevées.

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.

2.2.3 Amplificateurs de puissance Classe C

Les amplificateurs de classe C sont des amplificateurs non-linéaires à très haut rendement. Ils ne sont toutefois utilisables que dans les amplificateurs HF (émetteur radio) avec des porteuses non modulées en amplitude. Ils génèrent un nombre considérable d'harmoniques qui doivent être filtrées à la sortie à l'aide de circuits accordés appropriés.

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.

Ce type d'amplificateur ne s'emploie que pour des applications particulières, parmi lesquelles on peut citer les amplificateurs HF accordés (pour signaux non-modulés en amplitude), les multiplicateurs de fréquence, etc ...

2.2.4 Amplificateurs de puissance Classe D

Les amplificateurs classe D ont le rendement le plus élevé de tous les amplificateurs linéaires, mais ils présentent un taux de distorsion harmonique légèrement supérieur aux amplificateurs de la classe B ou AB. Ils sont utilisés par exemple dans les amplificateurs d'autoradio.

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 BF à amplifier est donc codé en modulation de largeurs d'impulsions (MLI ou PWM : Pulse-Width-Modulation). 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.

2.3 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.

2.4 CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES D'UN AMPLIFICATEUR AUDIO DE PUISSANCE

Un amplificateur audio de puissance reçoit généralement à son entrée un signal de faible amplitude (inférieur à 1V) et de faible puissance et doit délivrer à sa sortie un signal de forte puissance (généralement entre 10W et 100W) dans une charge dont l'impédance est relativement faible (l'impédance nominale typique d'un haut-parleur est de 4Ω à 16Ω). L'étage de sortie doit donc produire un signal dont la tension et le courant ont des amplitudes élevées. En principe, il est souhaitable que le gain en tension de l'étage de sortie soit indépendant de l'impédance de la charge, ce qui lui permet de s'adapter à des haut-parleurs de différentes impédances sans modifier l'amplitude de la tension de sortie et donc sans provoquer de saturation ou de distorsion inacceptable. Pour satisfaire à cette condition, il faut une configuration présentant une impédance de sortie très faible. En effet, dans un amplificateur présentant une impédance de sortie élevée, le gain en tension sera directement proportionnel à R_L . Par contre, pour un amplificateur à faible impédance de sortie, le gain en tension sera pratiquement indépendant de R_L .

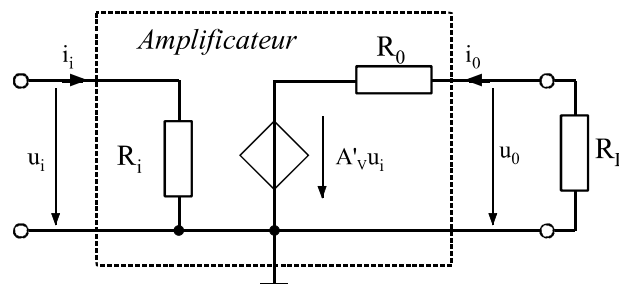


Figure 2-2 : Amplificateur de tension

$$A_v = \frac{u_0}{u_i} = A'_v \cdot \frac{R_L}{R_0 + R_L} \quad (\cong A_v \text{ si } R_0 \ll R_L) \quad 2.10$$

Les montages amplificateurs à faible impédance de sortie sont du type collecteur commun (bipolaire) ou drain commun (MOS). C'est généralement ce type de configuration que l'on retrouvera dans les étages de sortie de puissance.

Un montage collecteur ou drain commun offre un gain unitaire en tension. Son rôle sera donc de reproduire la tension appliquée à son entrée, mais avec un courant de sortie élevé. L'étage précédant l'étage de sortie, souvent appelé étage "driver", devra donc délivrer la pleine tension du signal de sortie, mais sous une puissance limitée. Cet étage driver aura donc généralement un gain en tension élevé et devra offrir une dynamique maximale pour le signal de sortie.

Un étage d'entrée précède généralement l'étage driver. Celui-ci joue le rôle d'interface entre la source extérieure à amplifier et l'entrée de l'étage driver. L'étage d'entrée permet également de réaliser une boucle de réaction négative en combinant le signal de rétroaction avec le signal d'entrée.

Cette configuration générale sera étudiée dans le cas de l'amplificateur classe B. En effet, les amplificateurs de la classe A sont généralement des amplificateurs de faible puissance, dont la charge est fixe (impédance connue). Dans ce cas, le nombre d'étage est très limité et on fera souvent appel à un simple montage émetteur commun.

2.5 AMPLIFICATEUR DE CLASSE A

2.5.1 Amplificateur à montage émetteur commun

2.5.1.1 Structure de base

L'étage de sortie de l'amplificateur à émetteur commun se présente sous la forme illustrée par la Figure 2-3

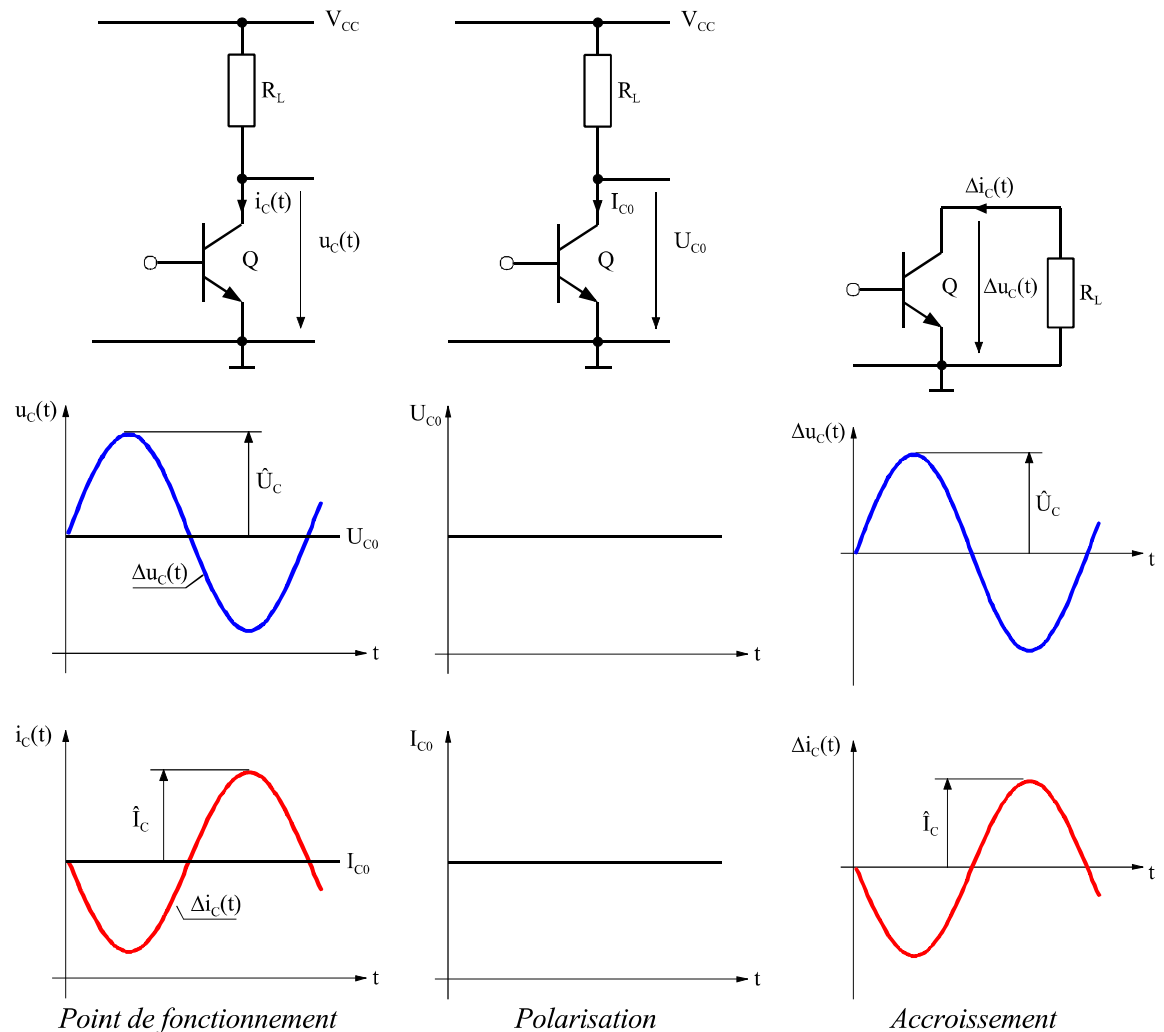


Figure 2-3 : Amplificateur Classe A émetteur commun (étage de sortie)

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

La Figure 2-4 illustre le fonctionnement de ce type de montage vu par le transistor. Les limites d'excursion de la tension u_C sont données par la tension d'alimentation V_{CC} et par la tension de saturation u_{CEsat} du transistor.

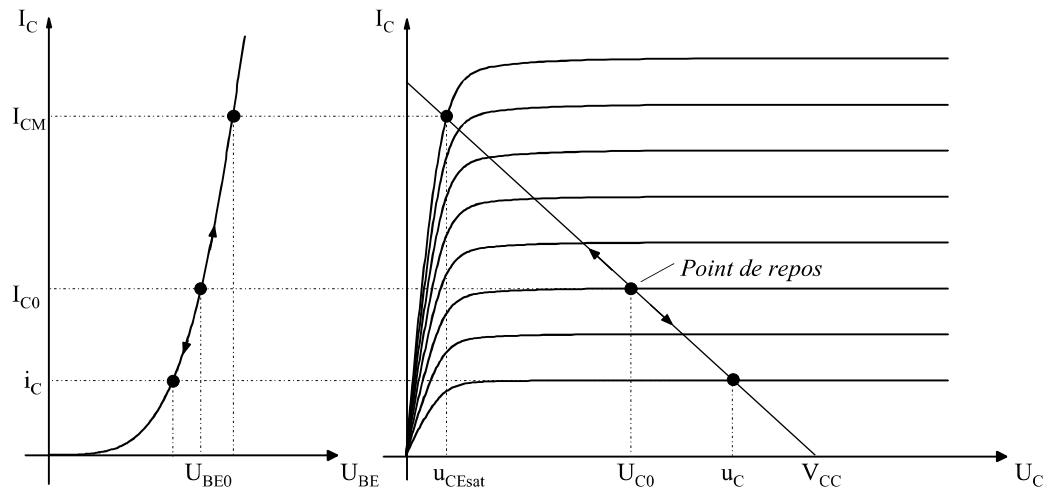


Figure 2-4 : Droite de charge et point de repos (polarisation)

En se référant à la Figure 2-3, 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, on peut écrire

$$\begin{aligned} u_C(t) &= U_{C0} + \Delta u_C(t) \\ i_C(t) &= I_{C0} + \Delta i_C(t) \end{aligned} \tag{2.11}$$

en régime sinusoïdal et pour une charge purement résistive, on a

$$\begin{aligned} \Delta u_C(t) &= \hat{U}_C \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ \Delta i_C(t) &= -\hat{I}_C \cdot \sin(\omega \cdot t) \end{aligned} \tag{2.12}$$

2.5.1.1.1 Puissance dissipée dans la charge

La puissance dissipée dans la charge est constituée de la somme de deux termes, le premier étant dû à la polarisation, le second induit par le signal alternatif

$$\begin{aligned} p_L(t) &= (V_{CC} - u_C(t)) \cdot i_C(t) \\ &= (V_{CC} - (U_{C0} + \Delta u_C(t))) \cdot (I_{C0} + \Delta i_C(t)) \end{aligned} \tag{2.13}$$

et par conséquent la puissance moyenne

$$P_{RL} = \frac{1}{T} \int_0^T p_L(t) \cdot dt = (V_{CC} - U_{C0}) \cdot I_{C0} + \frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_C}{2} \tag{2.14}$$

cette puissance moyenne peut être décomposée en une puissance due au courant de polarisation

$$P_{RLDC} = (V_{CC} - U_{C0}) \cdot I_{C0} \tag{2.15}$$

et une puissance utile due aux variations de tension et de courant aux bornes de la charge

$$P_{RLAC} = \frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_C}{2} \quad 2.16$$

2.5.1.1.2 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 \hat{I}_C dans le transistor, la tension à ses bornes est réduite de \hat{U}_C en raison de l'augmentation de la tension aux bornes de la charge. \hat{U}_C et \hat{I}_C sont donc en opposition de phase dans le transistor, ce qui donne un signe négatif à leur produit :

$$p_Q(t) = u_C(t) \cdot i_C(t) \quad 2.17$$

et par conséquent la puissance moyenne

$$\begin{aligned} P_Q &= \frac{1}{T} \int_0^T p_Q(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{C0} + \Delta u_C(t)) \cdot (I_{C0} + \Delta i_C(t)) \\ &= U_{C0} \cdot I_{C0} - \frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_C}{2} \end{aligned} \quad 2.18$$

2.5.1.1.3 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

$$P_{TOT} = P_Q + P_{RL} = V_{CC} \cdot I_{C0} \quad 2.19$$

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

$$\begin{aligned} P_{TOT} &= \frac{1}{T} \int_0^T p_{TOT}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot (I_{C0} + \Delta i_C(t)) \\ &= V_{CC} \cdot I_{C0} \end{aligned} \quad 2.20$$

2.5.1.1.4 Rendement η

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

$$\eta = \frac{P_{RLAC}}{P_{TOT}} = \frac{\frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_C}{2}}{V_{CC} \cdot I_{C0}} \quad 2.21$$

Le rendement est maximum lorsque \hat{U}_C et \hat{I}_C sont maximaux, c'est-à-dire pour

$$\hat{U}_C = \hat{U}_{C_{\max}} = \frac{V_{CC}}{2} \quad \text{et} \quad \hat{I}_C = \hat{I}_{C_{\max}} = I_{C0}$$

Ces valeurs sont accessibles que si l'on choisit :

$$U_{C0} = \frac{V_{CC}}{2} \text{ et } I_{C0} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L}$$

Dans ce cas, la puissance utile devient

$$P_{RLAC\max} = \frac{\hat{U}_{C\max} \cdot \hat{I}_{C\max}}{2} = \frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4} \tag{2.22}$$

et le rendement maximum

$$\eta_{\max} = \frac{P_{RLAC\max}}{P_{TOT}} = \frac{1}{4} \text{ , soit } \eta_{\max} = 25\% \tag{2.23}$$

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

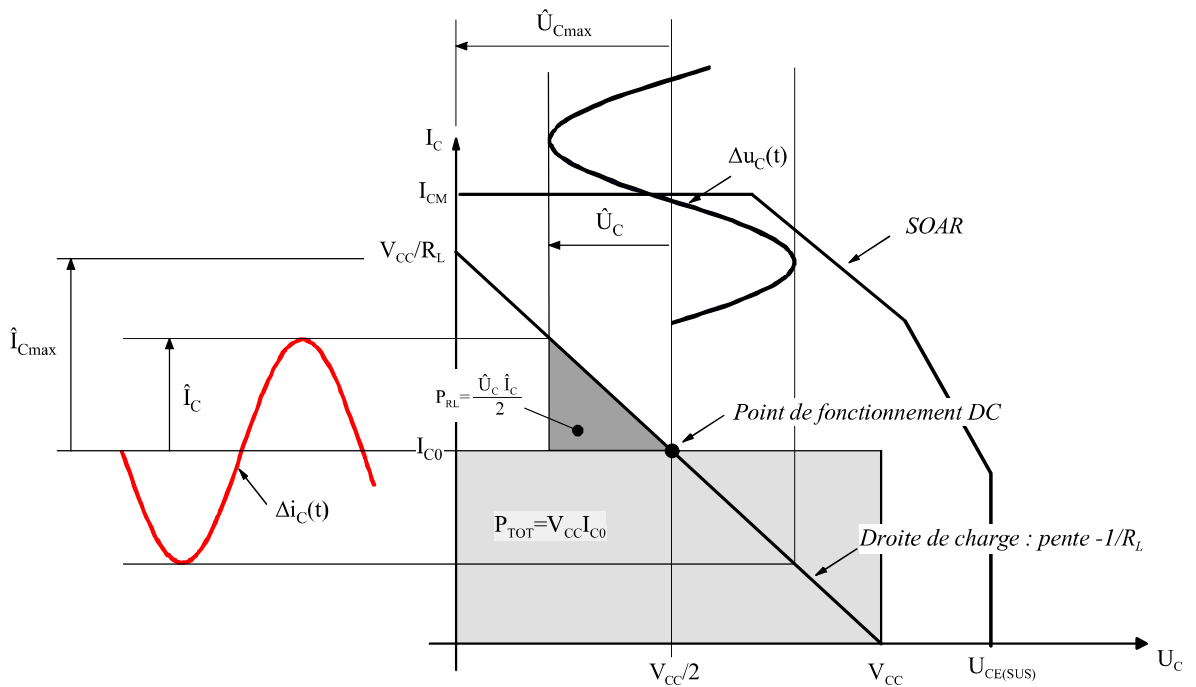


Figure 2-5 : Amplificateur Classe A : Répartition des puissances

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

		Au repos	Avec η_{\max}
Puissance dissipée par le transistor Q	P_Q	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$
Puissance totale dans la charge	P_{RL}	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$	$3 \cdot \frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$
Puissance fournie par l'alimentation	P_{TOT}	$V_{CC} \cdot I_{C0}$	$V_{CC} \cdot I_{C0}$

- La puissance P_Q dissipée dans le transistor est maximale au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal AC
- La puissance dissipée dans la charge est due en majeure partie à la polarisation DC

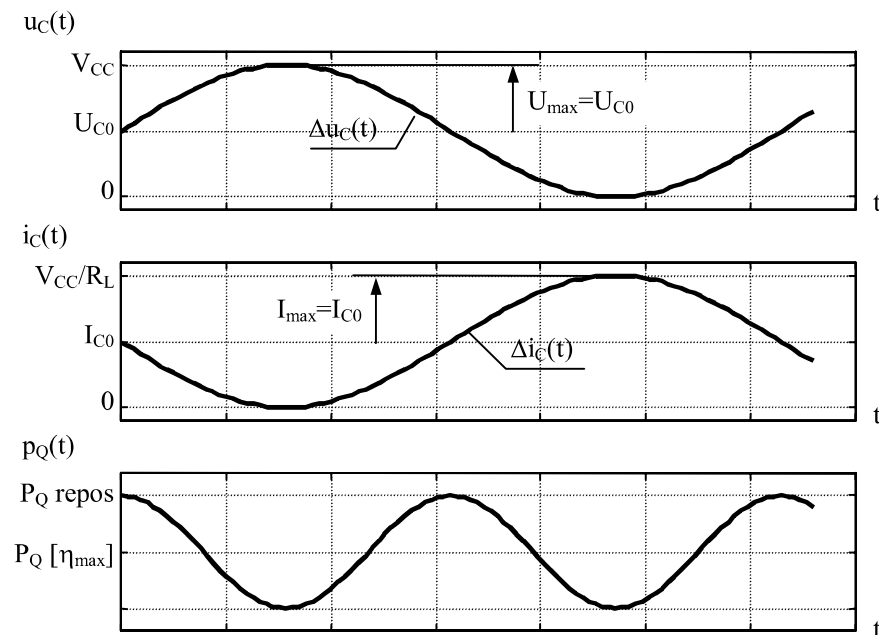


Figure 2-6 : Amplificateur Classe A : Puissance instantanée dissipée par le transistor

2.5.1.2 Élimination de la composante continue dans la charge

La présence de la polarisation sur la charge présente un inconvénient qu'il est possible de supprimer en utilisant un couplage par l'intermédiaire d'un transformateur ou d'un condensateur.

2.5.1.2.1 Structure à transformateur intermédiaire

Un tel amplificateur se présente sous la forme illustrée à la Figure 2-7. La tension de polarisation du collecteur du transistor vaut

$$U_{C0} = V_{CC} \quad 2.24$$

La Figure 2-8 montre la droite de charge statique et le point de repos pour un tel montage. La droite de charge dynamique a une pente donnée par la relation

$$m = -\frac{1}{R_L^1} = -\frac{1}{(n_1/n_2)^2 \cdot R_L} \quad 2.25$$

R_L^1 représente la résistance de charge rapportée au primaire du transformateur.

La pente de la droite de charge dynamique est optimale lorsque le point de repos divise celle-ci en deux parties égales. La droite de charge dynamique doit donc couper l'axe horizontal en $2V_{CC}$. Dans ce cas, on peut donc écrire la relation

$$\frac{I_{C0}}{V_{CC}} = \frac{(n_2/n_1)^2}{R_L} \quad 2.26$$

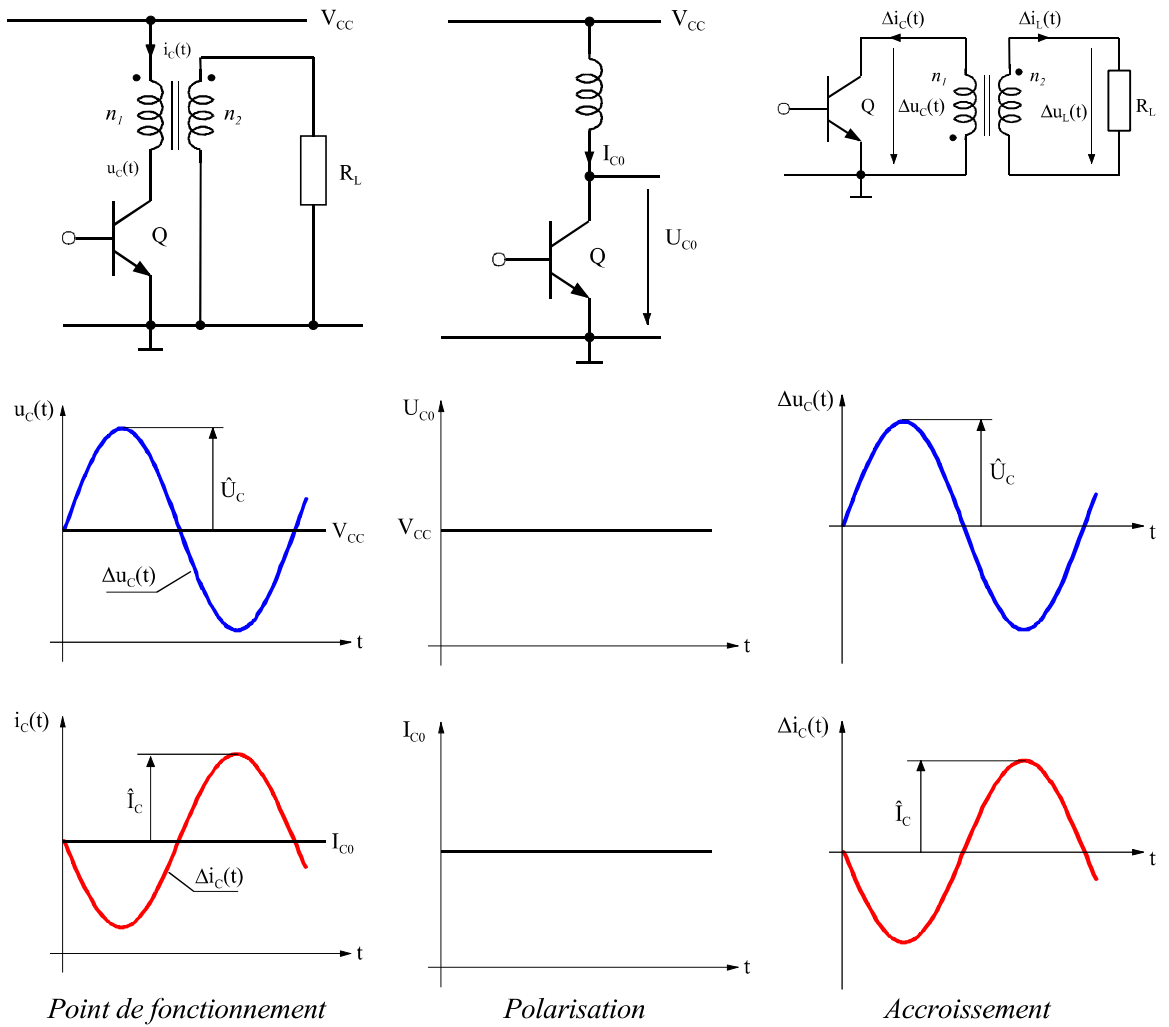


Figure 2-7 : Amplificateur Classe A avec couplage par transformateur

En admettant la résistance DC du transformateur négligeable, le point de repos est situé en

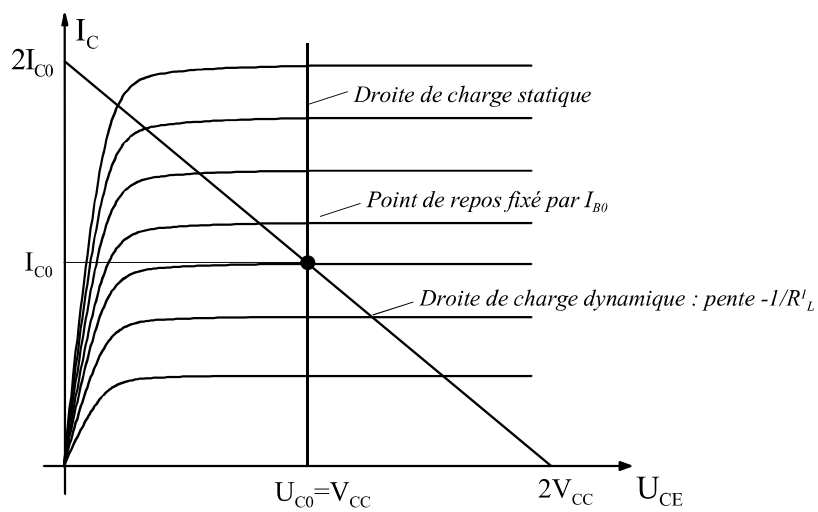


Figure 2-8 : Droites de charge et polarisation

La Figure 2-9 illustre la répartition des puissances pour le cas d'une charge optimale (transformateur + résistance).

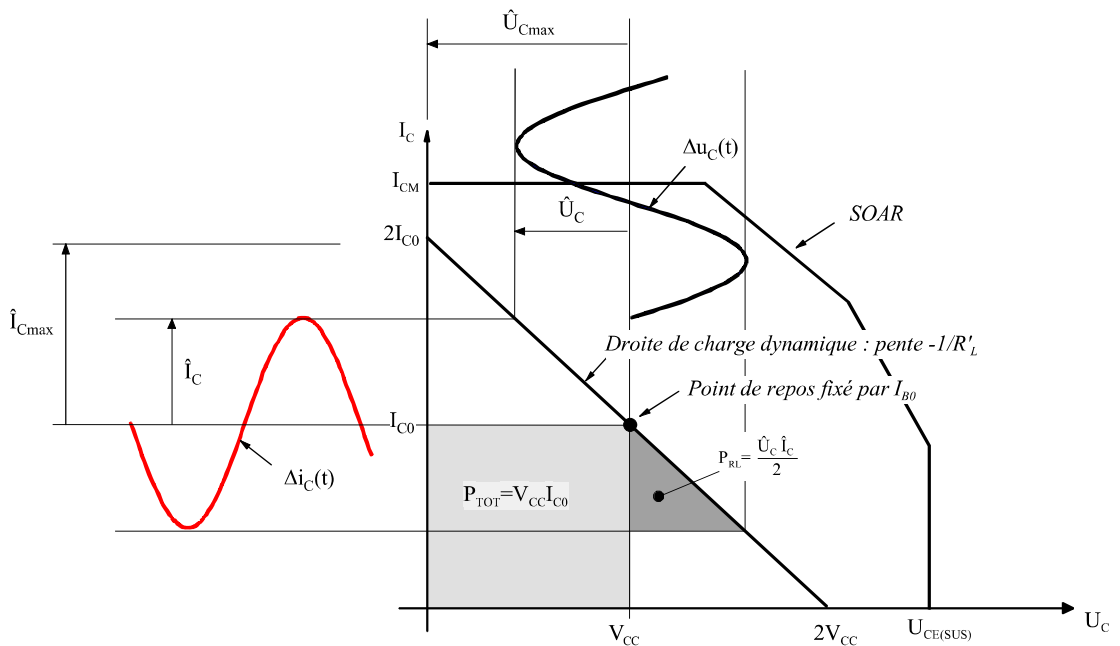


Figure 2-9 : Répartition des puissances

Le rendement de ce type de montage est donné par la relation

$$\eta = \frac{P_{RLAC}}{P_{TOT}} = \frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_C}{2 V_{CC} \cdot I_{C0}} \quad 2.27$$

Le rendement est maximum lorsque \hat{U}_C et \hat{I}_C sont maximaux, c'est-à-dire pour

$$\hat{U}_C = \hat{U}_{Cmax} = V_{CC} \text{ et } \hat{I}_C = \hat{I}_{Cmax} = I_{C0}$$

Ces valeurs sont accessibles que si l'on choisit une droite de charge optimale :

$$U_{C0} = V_{CC} \text{ et } I_{C0} = \frac{(n_2/n_1)^2}{R_L} \cdot V_{CC}$$

Dans ce cas, la puissance utile devient

$$P_{RLACmax} = \frac{\hat{U}_{Cmax} \cdot \hat{I}_{Cmax}}{2} = \frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2} \quad 2.28$$

et le rendement maximum

$$\eta_{max} = \frac{P_{RLACmax}}{P_{TOT}} = \frac{1}{2} \text{ , soit } \eta_{max} = 50\% \quad 2.29$$

Dans les conditions de rendement maximum, la tension instantanée aux bornes du transistor peut atteindre $2V_{CC}$. Ceci est possible grâce au courant alternatif circulant dans les enroulements du transformateur. Le tableau ci-dessous permet la comparaison des puissances de polarisation (repos) et à condition de rendement maximum η_{\max}

		Au repos	Avec η_{\max}
Puissance dissipée par le transistor Q	P_Q	$V_{CC} \cdot I_{C0}$	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$
Puissance totale dans la charge	P_{RL}	0	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$
Puissance fournie par l'alimentation	P_{TOT}	$V_{CC} \cdot I_{C0}$	$V_{CC} \cdot I_{C0}$

2.5.1.2.2 Structure à capacité de couplage

Dans cette structure, un condensateur en série avec la charge empêche la polarisation de la charge. La Figure 2-10 met en évidence la séparation de la polarisation des signaux alternatifs utiles. Lorsque l'on travaille dans la bande passante, la tension aux bornes du condensateur est constante, la tension aux bornes de la charge est identique à la tension Δu_{CE} du transistor. La puissance dissipée dans la charge est définie par la relation

$$P_{RL} = \frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_L}{2} = \frac{\hat{U}_C^2}{2 \cdot R_L} \quad 2.30$$

De même, la puissance dissipée dans la résistance R_C (polarisation comprise) vaut :

$$P_{RC} = (V_{CC} - U_{C0}) \cdot I_{C0} + \frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_C}{2} = (V_{CC} - U_{C0}) \cdot I_{C0} + \frac{\hat{U}_C^2}{2 \cdot R_C} \quad 2.31$$

enfin la puissance absorbée par le transistor Q (polarisation comprise) est donnée par la relation

$$\begin{aligned} P_Q &= U_{C0} \cdot I_{C0} - \frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_Q}{2} = U_{C0} \cdot I_{C0} - \frac{\hat{U}_C}{2} \cdot \left(\frac{\hat{U}_C}{R_C} + \frac{\hat{U}_C}{R_L} \right) \\ &= U_{C0} \cdot I_{C0} - \frac{\hat{U}_C^2}{2} \cdot \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} \right) \end{aligned} \quad 2.32$$

La puissance fournie par l'alimentation prend la forme

$$P_{TOT} = P_{RL} + P_{RC} + P_Q = V_{CC} \cdot I_{C0} \quad 2.33$$

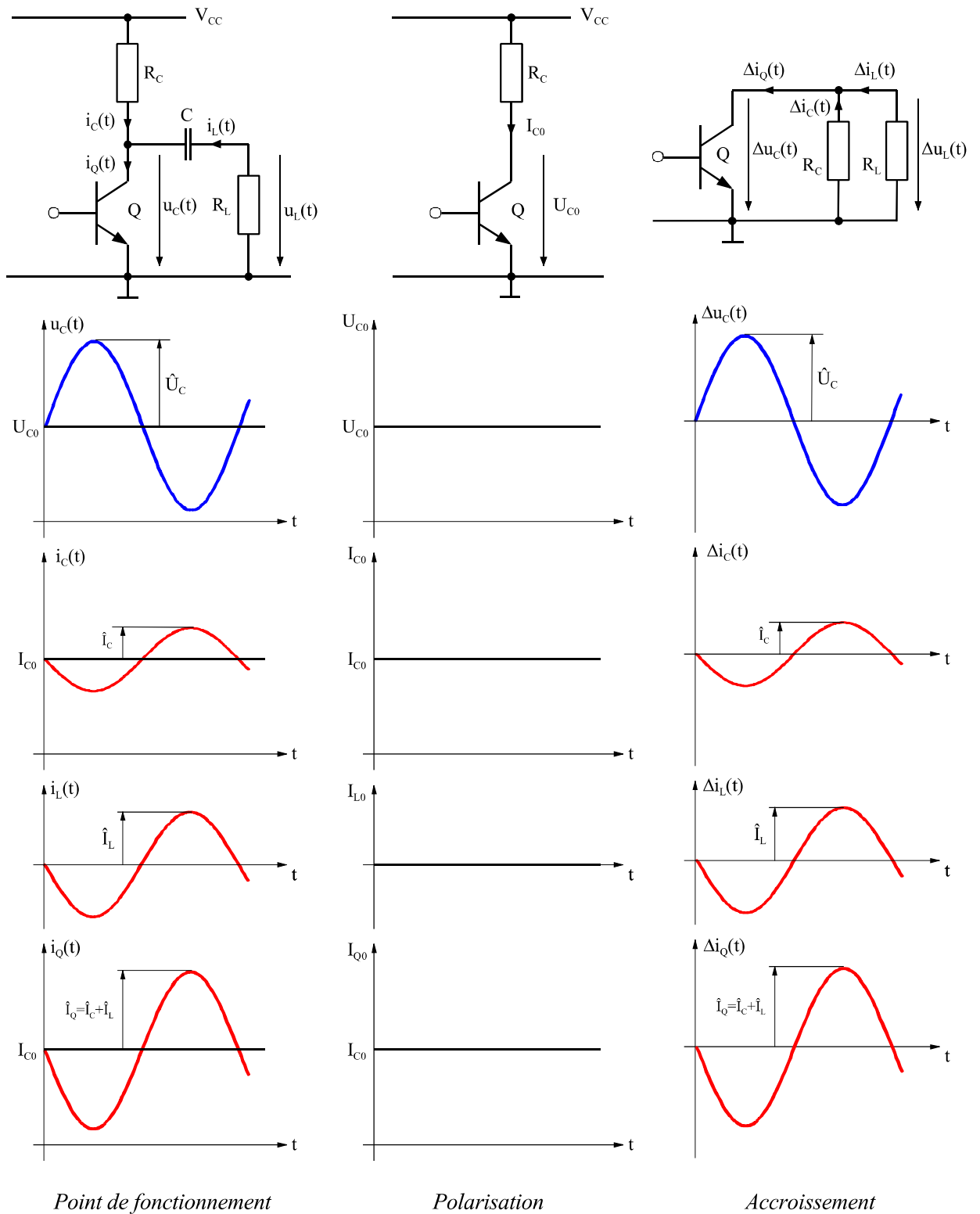


Figure 2-10 : Amplificateur Classe A avec couplage par capacité

La Figure 2-11 illustre un cas les droites de charge statique et dynamique pour un cas quelconque de charge

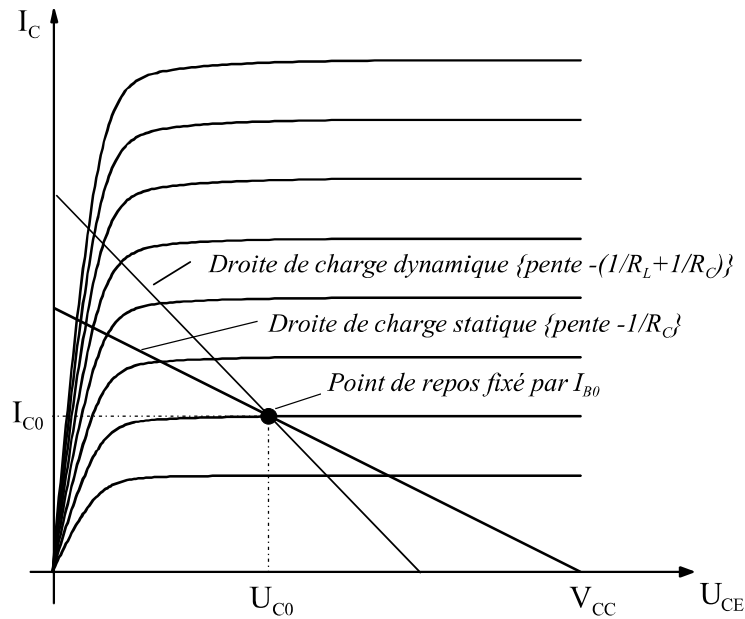


Figure 2-11 : Droites de charges et polarisation

La puissance maximale transmissible à la charge pour une polarisation donnée correspond au cas où :

- le point de repos partage la droite dynamique en deux parties égales
- l'amplitude du signal AC vaut : $\hat{U}_C = U_{C0}$ et $\hat{I}_C = I_{C0}$

La Figure 2-12 illustre un tel cas de charge. Les surfaces ombrées correspondent aux puissances dissipées pour la polarisation

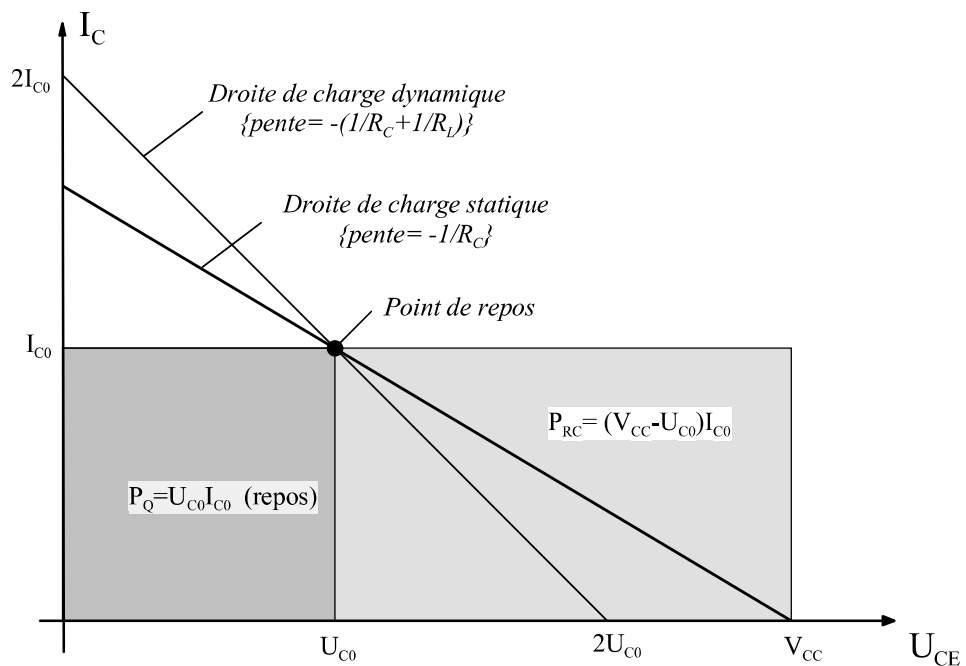


Figure 2-12 : Répartition des puissances de polarisation

Le bilan graphique des puissances correspondant aux conditions de fonctionnement à rendement maximum η_{max} est tracé à la Figure 2-13

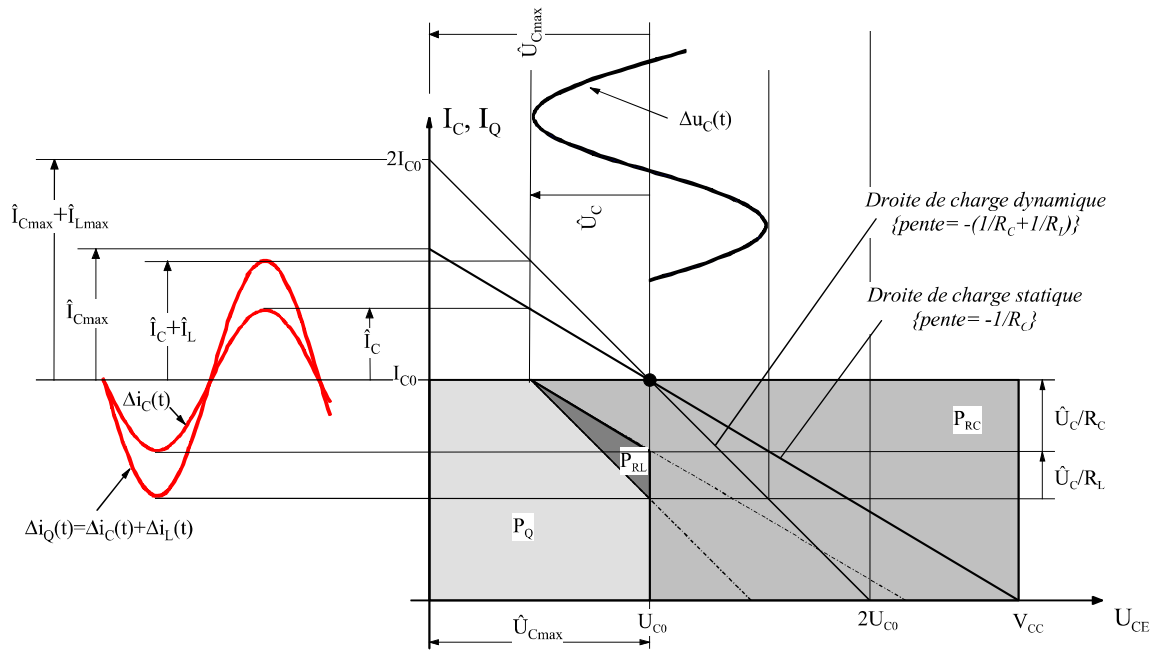


Figure 2-13 : Répartition des puissances

Dans cette figure, on a déplacé les droites de charge statique et dynamique vers la gauche pour faciliter la représentation graphique.

De cette représentation, on voit que le rendement maximum est nettement inférieur à 25%.

2.5.1.3 Stabilisation thermique du transistor

L'adjonction d'une résistance dans l'émetteur R_E (avec découplage par un condensateur afin de rester en émetteur commun) provoque une diminution du rendement.

2.5.2 Amplificateur à montage collecteur commun

2.5.2.1 Structure de base

L'étage de sortie d'amplificateur à collecteur commun se présente sous la forme illustrée par la Figure 2-14

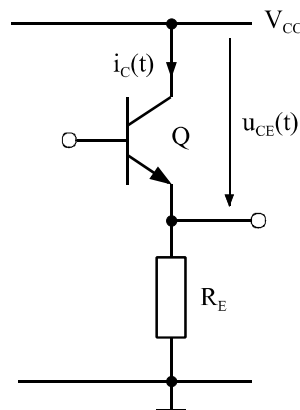


Figure 2-14 : Amplificateur Classe A collecteur commun (étage de sortie)

La polarisation d'un tel montage est définie par les relations suivantes

$$\begin{aligned}
 U_{E0} &= U_{B0} - U_J \\
 U_{CE0} &= V_{CC} - U_{E0} \\
 I_C &\cong I_{E0} = \frac{U_{E0}}{R_E}
 \end{aligned}
 \tag{2.34}$$

Le montage collecteur commun présente les avantages suivants

- impédance de sortie faible. Il est donc mieux adapté aux charges faibles que l'émetteur commun.
- Distorsion plus faible que pour l'émetteur commun.

Les autres caractéristiques sont comparables à celles de l'émetteur commun.

L'étude des puissances dissipées est en tous points comparable à celle de montage émetteur commun, excepté que la chute de tension apparaît aux bornes de R_E au lieu de R_C .

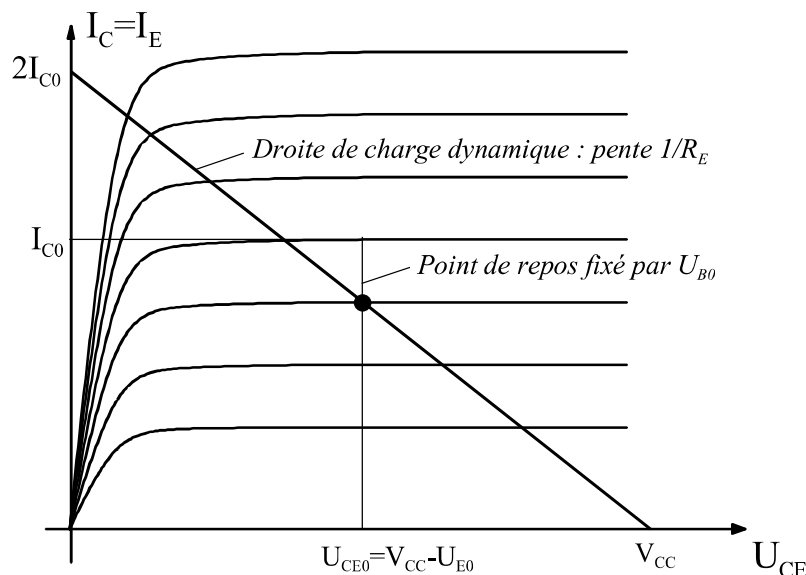


Figure 2-15 : Droite de charge et polarisation

2.5.2.1.1 Rendement η

Les conditions, pour une valeur déterminée de R_E sont un point de fonctionnement au milieu de la droite de charge

$$U_{E0} = \frac{V_{CC}}{2}
 \tag{2.35}$$

et une amplitude maximale du signal AC

$$\hat{U}_E = \frac{V_{CC}}{2}
 \tag{2.36}$$

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

		Au repos	Avec η_{\max}
Puissance dissipée par le transistor Q	P_Q	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$
Puissance totale dans la charge	P_{RL}	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$	$3 \cdot \frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$
Puissance fournie par l'alimentation	P_{TOT}	$V_{CC} \cdot I_{C0}$	$V_{CC} \cdot I_{C0}$

ce qui conduit à un rendement maximum η_{\max} de 25%

2.6 AMPLIFICATEUR DE CLASSE B ET AB

2.6.1 Amplificateur Classe B

2.6.1.1 Structure de base

En utilisant deux transistors complémentaires polarisés à la limite du blocage, il est possible de faire en sorte que chacun d'eux amplifie une des polarités du signal d'entrée. La Figure 2-16 illustre la structure de base d'un amplificateur classe B

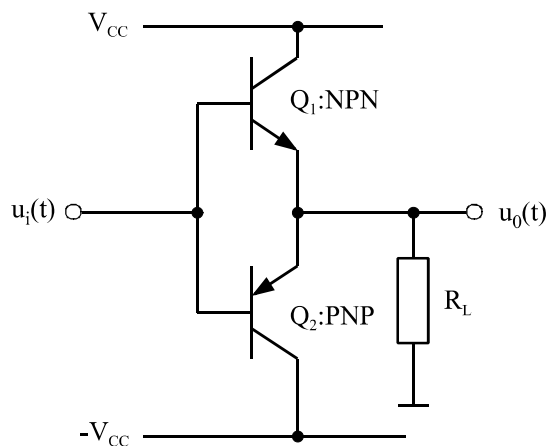


Figure 2-16 : Etage de sortie d'un amplificateur classe B

La caractéristique de transfert d'un tel montage peut être représentée par la Figure 2-17. Chaque transistor ayant besoin d'une tension de jonction U_J pour entrer en conduction, il en résulte une plage morte de $2U_J$, soit environ 1.4V répartie de manière à peu près symétrique autour de l'origine. Celle-ci donne lieu à une distorsion connue sous le nom de "distorsion de cross-over". Cette caractéristique est tout particulièrement visible pour des signaux de faibles amplitudes. Lorsque l'entrée est une tension de polarité positive, c'est le transistor Q_1 de type NPN qui conduit, le transistor complémentaire étant bloqué, alors que pour une polarité négative on se trouve dans la situation inverse. En aucun moment les deux transistors sont conducteurs simultanément

Dans les applications où la distorsion de "cross-over" n'est pas acceptable par exemple pour les amplificateurs audio, il est nécessaire de modifier la structure de base de l'amplificateur classe B afin d'éliminer ou tout au moins de réduire drastiquement les non-linéarités.

Une nouvelle classe d'amplificateurs a donc été définie sous la dénomination de la classe AB. Cette classe fait l'objet d'une étude détaillée au paragraphe suivant.

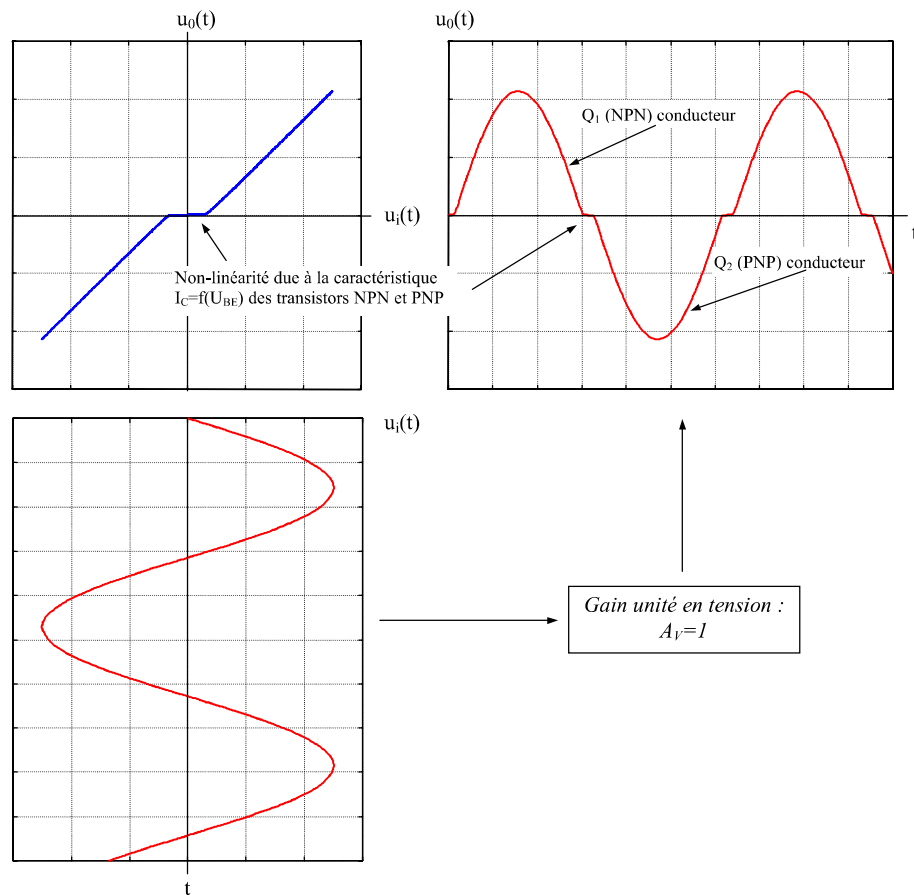


Figure 2-17 : Caractéristique de transfert d'un amplificateur classe B

2.6.2 Les amplificateurs Classe AB

2.6.2.1 Structure de base

La structure de base de la sortie de l'amplificateur B a été modifiée au niveau de la polarisation. Au repos, un courant de polarisation, dont la valeur est fonction de la qualité de linéarité exigée, est imposé la paire de transistors complémentaires de sortie.

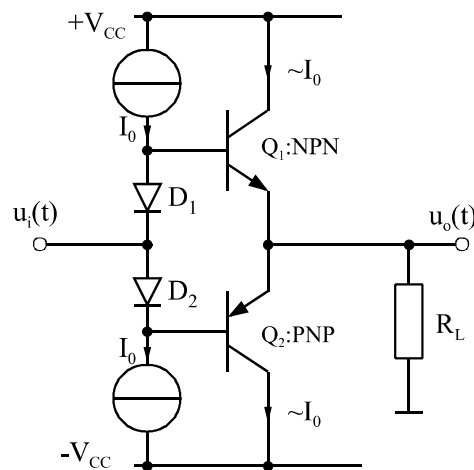


Figure 2-18 : Etage de sortie d'un amplificateur classe B

La caractéristique de transfert d'un tel montage peut être représentée par la Figure 2-19

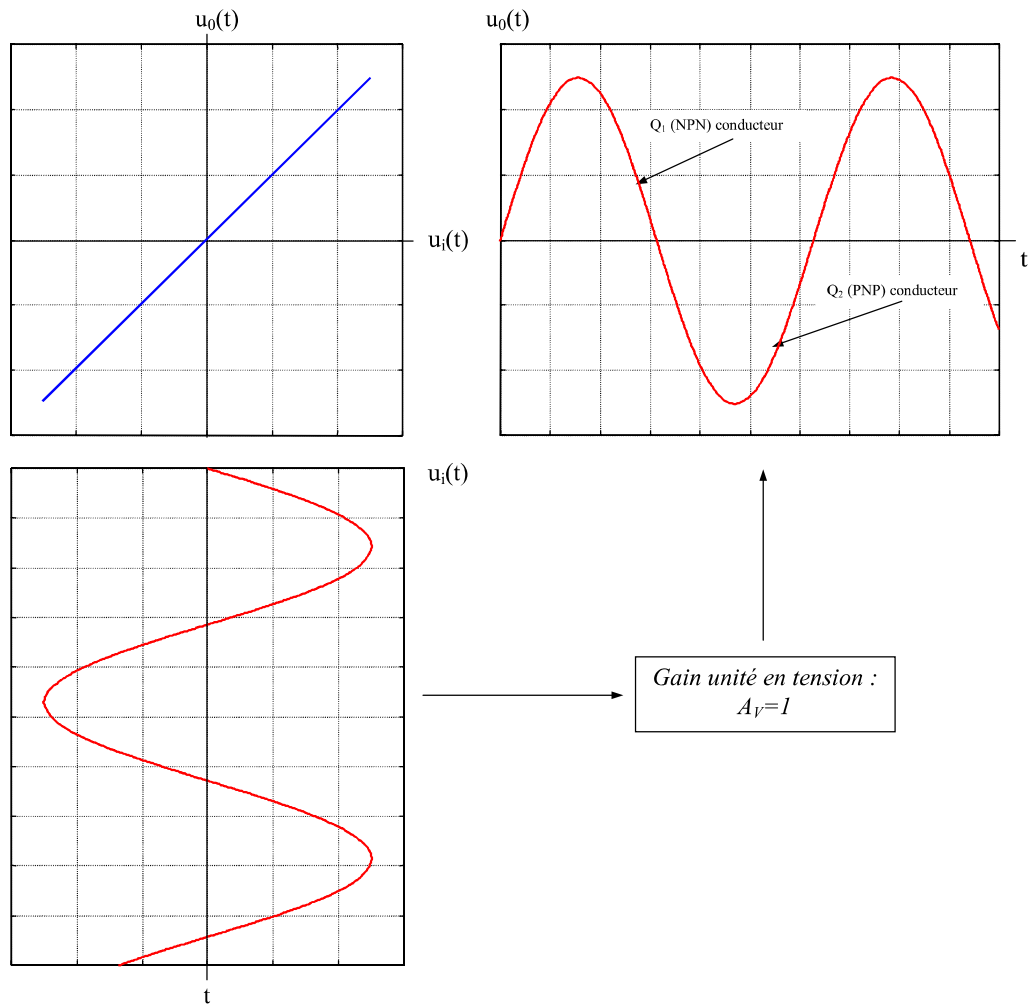


Figure 2-19 : Caractéristique de transfert d'un amplificateur classe AB

2.6.2.2 Puissance et rendement dans les amplificateurs de classe AB

Dans ce paragraphe, nous allons calculer les puissances dissipées dans la charge et dans les transistors de l'étage de sortie de l'amplificateur de classe AB. La puissance dans le circuit de polarisation a été négligée afin de conduire à un raisonnement simplifié.

En régime sinusoïdal, la puissance dissipée dans la résistance de charge R_L s'exprime par la relation

$$P_{RL} = \frac{\hat{U}_0^2}{2 \cdot R_L} \tag{2.37}$$

La puissance instantanée dissipée dans les transistors (l'alternance positive dans Q_1 et l'alternance négative dans Q_2) vaut

$$p_Q(t) = (V_{CC} - u_0(t)) \cdot i_0(t) \tag{2.38}$$

par conséquent, la puissance moyenne dissipée dans un transistor (système symétrique) durant une demi-période prend la forme

$$\begin{aligned}
 P_Q &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_{CC} - u_0(t)) \cdot i_0(t) \cdot dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_{CC} - u_0(t)) \cdot \frac{u_0(t)}{R_L} \cdot dt \\
 &= \frac{2}{T} \left[\int_0^{T/2} \frac{V_{CC} \cdot \hat{U}_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)}{R_L} \cdot dt - \int_0^{T/2} \frac{\hat{U}_0^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t)}{R_L} \cdot dt \right] \\
 &= \frac{2 \cdot V_{CC} \cdot \hat{U}_0}{\pi \cdot R_L} - \frac{\hat{U}_0^2}{2 \cdot R_L}
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

La puissance moyenne dissipée dans un transistor, sur une alternance, passe par un maximum lorsque

$$\frac{\partial P_Q}{\partial \hat{U}_0} = \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi \cdot R_L} - \frac{\hat{U}_0}{R_L} = 0 \tag{2.40}$$

soit

$$\hat{U}_0 = \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi} \tag{2.41}$$

et par conséquent pour la puissance moyenne maximum

$$P_{Q_{\max}} = \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R_L} \tag{2.42}$$

En basse fréquence, vu la faible inertie de la pastille semi-conductrice du transistor de puissance, c'est la puissance instantanée qui est le facteur de dimensionnement dominant. Cette puissance instantanée passe aussi par un maximum :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial p_Q(t)}{\partial u_0(t)} &= \frac{\partial}{\partial u_0(t)} (V_{CC} - u_0(t)) \cdot \frac{u_0(t)}{R_L} \\
 &= \frac{V_{CC} - 2 \cdot u_0(t)}{R_L} = 0
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

Cette condition correspond à

$$u_0(t) = \frac{V_{CC}}{2} \tag{2.44}$$

soit pour la puissance instantanée maximale

$$P_{Q_{\max}} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L} \tag{2.45}$$

Cette puissance instantanée maximale est légèrement supérieure à la puissance moyenne maximale. C'est donc à celle-ci que l'on se réfèrera pour le calcul des refroidisseurs.

La puissance délivrée par l'alimentation n'est rien d'autre que la somme des puissances dissipées dans les transistors Q₁, Q₂ et dans la charge R_L.

$$P_{TOT} = P_{Q_1+Q_2} + P_{RL} = \frac{2 \cdot V_{CC} \cdot \hat{U}_0}{\pi \cdot R_L} \tag{2.46}$$

Cette puissance est maximale lors $\hat{U}_0 = V_{CC}$

$$P_{TOT\max} = \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi \cdot R_L} \tag{2.47}$$

Le rendement de l'amplificateur classe AB est par définition de la forme

$$\eta = \frac{P_{RL}}{P_{TOT}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\hat{U}_0}{V_{CC}} \tag{2.48}$$

dont on déduit le rendement maximum pour $\hat{U}_0 = V_{CC}$

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} \quad (78.5\%) \tag{2.49}$$

La Figure 2-20 montre la répartition des puissances et le rendement pour l'étage de sortie de l'amplificateur classe AB.

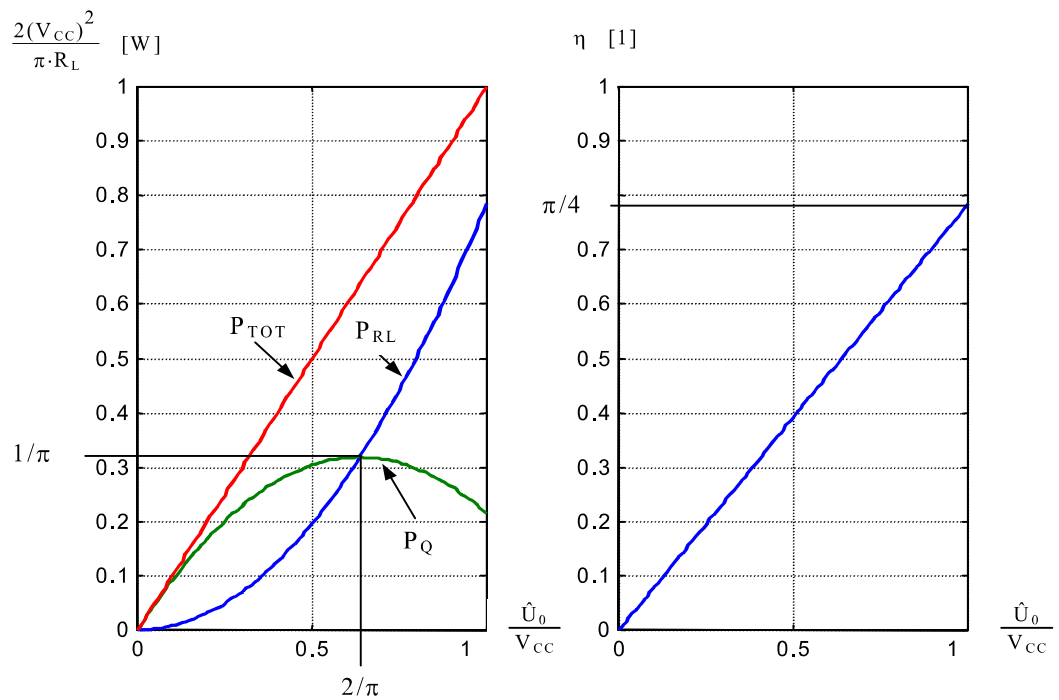


Figure 2-20 : Répartition des puissances et rendement d'un amplificateur classe AB

2.6.2.3 Réalisation pratique de l'amplificateur classe AB

2.6.2.3.1 Montage élémentaire

La Figure 2-21 montre un montage élémentaire d'un amplificateur classe AB sous la forme d'un ampli audio. La réaction négative globale permet de

- contrôler le gain en boucle fermée,
- réduire fortement la distorsion,
- réduire l'impédance de sortie de l'amplificateur (contre réaction série parallèle).

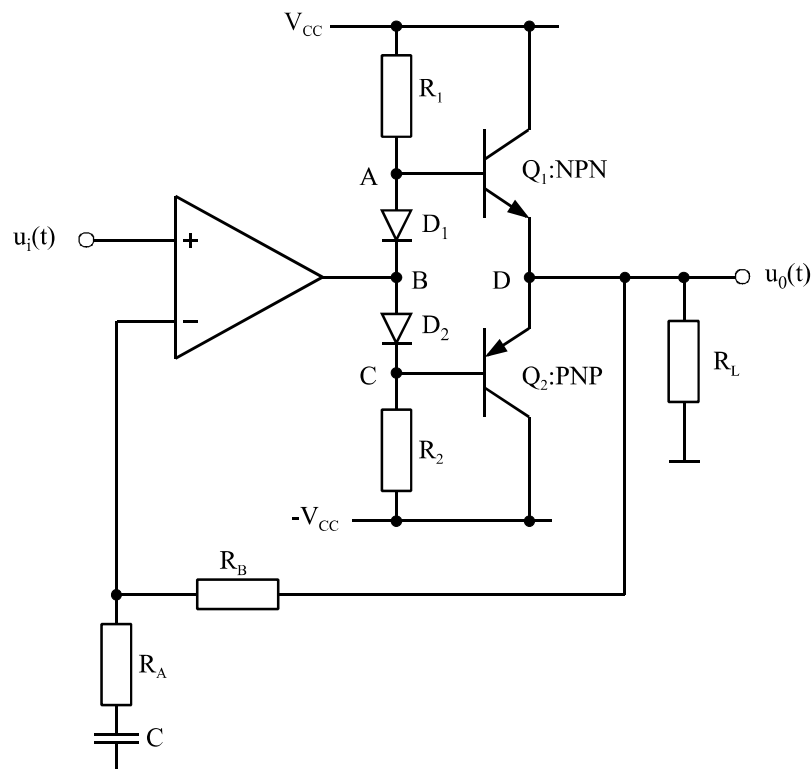


Figure 2-21 : Montage élémentaire d'un amplificateur classe AB

L'amplification de tension en boucle fermée et pour des signaux alternatifs (AC) vaut

$$A_{V,F(AC)} = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad 2.50$$

alors qu'en continu (DC)

$$A_{V,F(DC)} = 1 \quad 2.51$$

ce qui assure une bonne stabilité thermique

2.6.2.3.2 Limitations du montage élémentaire

La première limitation du montage élémentaire du §2.6.2.3.1 vient de l'utilisation de résistance pour la polarisation des diodes D_1 et D_2 . En effet pour une polarisation positive du signal de sortie, on a pour la partie supérieure du push-pull la structure de la Figure 2-22

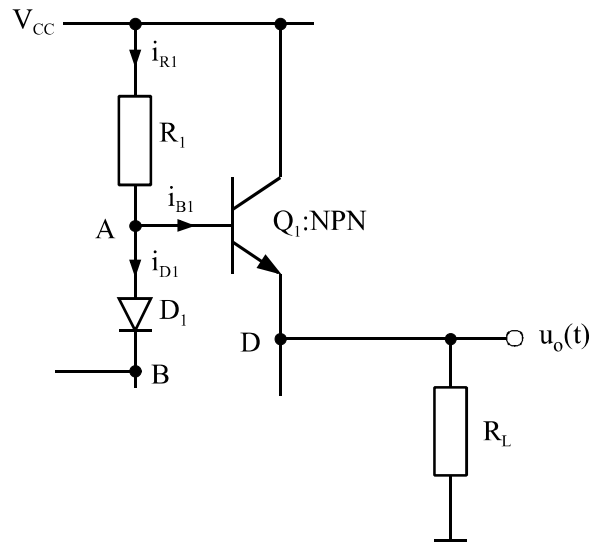


Figure 2-22 : Alternance positive : partie active du push-pull

le courant i_{R1} est défini par la relation

$$i_{R1}(t) = \frac{V_{CC} - (u_0(t) + U_{BE(Q1)})}{R_1} \quad 2.52$$

on en déduit que i_{R1} diminue lorsque u_0 augmente. Le courant de base de Q_1 i_{B1} quant à lui peut s'exprimer par la relation

$$i_{B1}(t) = \frac{1}{\beta + 1} \cdot \frac{u_0(t)}{R_L} \cong \frac{1}{\beta} \cdot \frac{u_0(t)}{R_L} \quad 2.53$$

qui montre que i_{B1} augmente avec u_0 . Le courant dans R_1 est aussi la somme du courant de base de Q_1 et du courant dans D_1 .

$$i_{D1}(t) = i_{R1}(t) - i_{B1}(t). \quad 2.54$$

La valeur maximale $\hat{U}_{0\max}$ que peut atteindre la tension de sortie est celle qui correspond à l'annulation de ce courant. Lorsque $u_0(t) = \hat{U}_{0\max}$, la totalité du courant dans R_1 passe dans la base de Q_1 . Il vient donc :

$$\frac{1}{\beta + 1} \cdot \frac{\hat{U}_{0\max}}{R_L} = \frac{V_{CC} - (\hat{U}_{0\max} + U_{BE(Q1)})}{R_1}. \quad 2.55$$

C'est en ce même point que le courant dans D_2 devient maximal et doit être intégralement fourni par la sortie de l'amplificateur opérationnel

$$I_{D2\max} = \frac{\hat{U}_{0\max} - U_{J(D2)} + V_{CC}}{R_2} = I_{R2} - I_{B2} = I_{R2}. \quad 2.56$$

Le transistor Q_2 étant bloqué, son courant de base I_{B2} est nul.

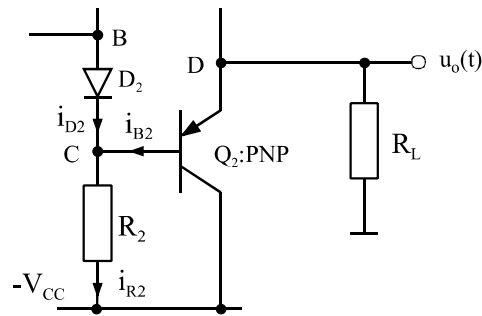


Figure 2-23 : Alternance positive : partie non-active du push-pull

Les valeurs de R_1 et R_2 ne peuvent pas descendre en dessous d'une certaine limite correspondant au courant maximum que peut fournir l'amplificateur opérationnel. Dans un tel cas, le gain en tension de ce dernier s'en trouverait réduit car son impédance de sortie n'est pas nulle. La limite inférieure de R_1 et R_2 se répercute directement sur :

- la valeur de la tension maximale de sortie \hat{U}_{0max} ,
- la valeur de la charge R_L qui possède aussi une valeur limite inférieures (courant maximum de sortie).

Ces limites sont très restrictives. En pratique, ce genre de montage n'est utilisable que pour des puissances de sortie inférieures à 1W. De telles limites sont inacceptables et il est de première importance d'apporter des améliorations au montage élémentaire.

2.6.2.3.3 Améliorations du montage élémentaire

2.6.2.3.3.1 Polarisation par des sources de courant

Les améliorations sont multiples. Pour la partie de polarisation de l'étage de sortie, il est judicieux de remplacer les résistances R_1 et R_2 par des sources de courant

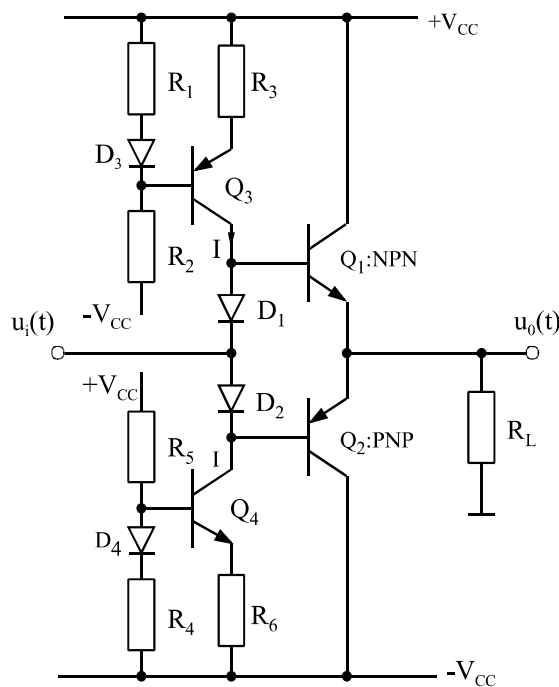


Figure 2-24 : Etage de sortie avec source de courant pour la polarisation des diodes D_1 et D_2

2.6.2.3.3.2 Diminution du courant de base des transistors de sortie

Lorsque β est faible, ou lorsque le courant de sortie est très élevé, on peut remplacer les transistors de sortie par les montages de la Figure 2-25

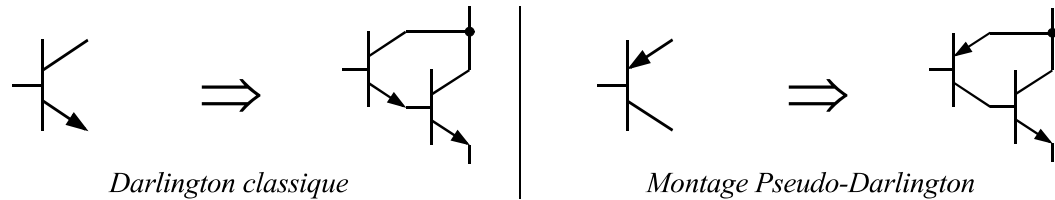


Figure 2-25 : Montage Darlington et Pseudo-Darlington

A noter que les transistors de puissance de type PNP sont rares et doivent souvent être remplacés par des montages Pseudo-Darlington.

2.6.2.3.3.3 Réduction du courant de polarisation dans les transistors de sortie

Pour autant que les composants soient bien appairés, le courant de polarisation est approximativement le même dans les diodes de D_1, D_2 que dans les transistors Q_1, Q_2 .

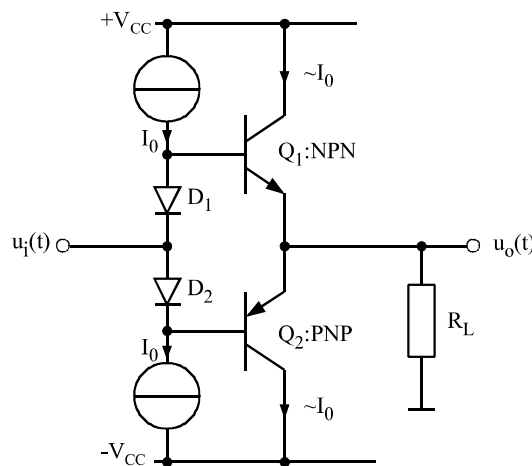


Figure 2-26 : Polarisation de l'étage de sortie

Toutefois, les puissances dissipées sont très différentes dans ces éléments. En effet :

- Pour les diodes

$$P_{D1,D2} = U_{BE(Q1,Q2)} \cdot I_0 \tag{2.57}$$

- Pour les transistors

$$P_{Q1,Q2} = V_{CC} \cdot I_0 \tag{2.58}$$

Pour réduire le courant de polarisation I_0 des transistors, et afin d'éviter un emballement thermique on ajoute des résistances de faible valeur en série avec les émetteurs. En pratique on choisit

$$R_E \leq 0.1 \cdot R_L \tag{2.59}$$

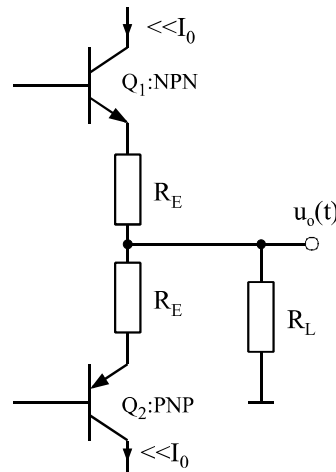


Figure 2-27 : Polarisation de l'étage de sortie avec résistances en série avec les émetteurs

2.6.2.3.3.4 Augmentation de la puissance de sortie

Pour une charge R_L donnée, la puissance de sortie est limitée, dans tous les cas, par la tension d'alimentation $\pm V_{CC}$:

$$P_{\max} \leq \left(\frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_L} \tag{2.60}$$

Si on désire augmenter la puissance, il est nécessaire d'augmenter les tensions d'alimentation. Dans ce cas, l'amplificateur opérationnel ne pourra être alimenté à des tensions supérieures à une vingtaine de volts et par conséquent il ne pourra délivrer à sa sortie une tension supérieure en valeur absolue à ces tensions d'alimentation. L'étage de sortie n'ayant aucun gain en tension (collecteur commun), un étage amplificateur intermédiaire à composants discrets sera nécessaire. Un tel étage est appelé étage driver. La Figure 2-28 montre un exemple d'étage driver sous la forme d'un amplificateur classe A en montage émetteur commun.

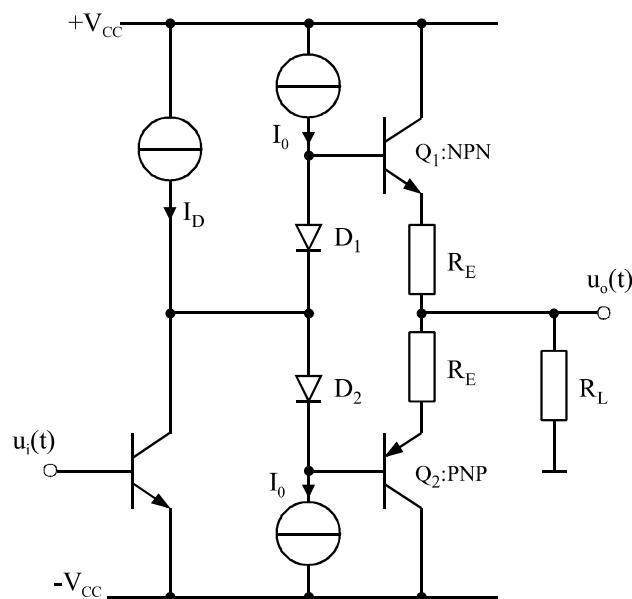


Figure 2-28 : Etage driver classe A en montage émetteur commun

La charge dans le collecteur de l'étage driver est une charge active sous la forme d'une source de courant. L'émetteur ne contient pas de résistance de stabilisation thermique, celle-ci étant assurée par la réaction négative globale.

Une meilleure intégration de ce montage peut être apportée en combinant les éléments de polarisation de la sortie avec celle de l'étage driver pour aboutir au schéma de la Figure 2-29.

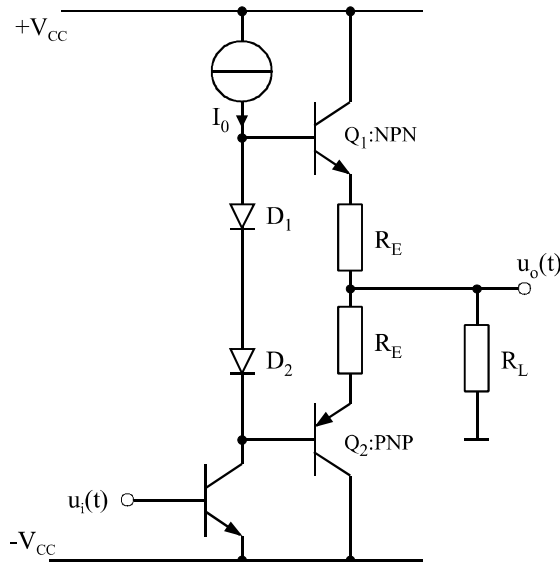


Figure 2-29 : Etage driver et sortie push-pull d'un amplificateur de classe AB

Le courant dans les diodes D_1 et D_2 varie en fonction du point de fonctionnement, entraînant du même coup une variation du courant de polarisation traversant les transistors de l'étage push-pull de sortie. Grâce à un circuit multiplicateur de U_J , où U_J représente la tension U_{BE} d'un transistor.

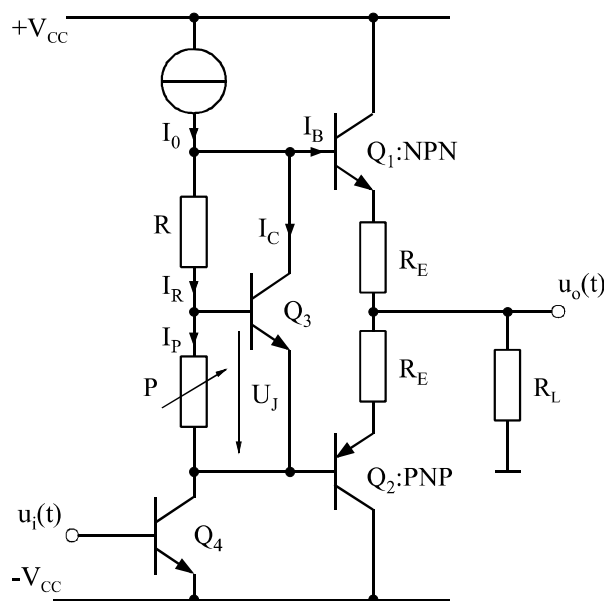


Figure 2-30 : Circuit de polarisation de précision d'une sortie push-pull

Le choix de la résistance traversante du potentiomètre P définit le courant dans P et R (on néglige le courant de base de Q_3). Le solde du courant I_0 passe par Q_3 . La tension différentielle

de polarisation entre les bases des transistors Q_1 et Q_2 est donc constante et indépendant du point de fonctionnement.

Pour des puissances de sortie suffisamment élevées, là où un amplificateur opérationnel ne peut être utilisé en raison des niveaux des tensions d'alimentation, l'étage d'entrée est constitué d'une paire différentielle permettant l'attaque de montage émetteur commun (étage driver). La Figure 2-40 illustre une possibilité de montage parmi beaucoup d'autres.

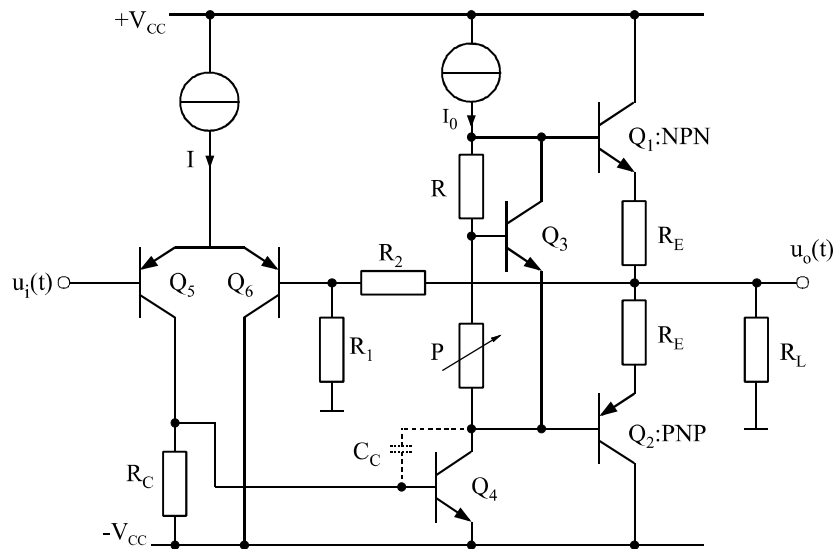


Figure 2-31 : Schéma de principe d'amplificateur classe AB

Une capacité de compensation C_C est souvent nécessaire afin de créer un pôle dominant connu permettant la stabilisation, au sens du critère de Nyquist, du circuit en boucle fermée.

En explicitant la source de courant comprise dans la charge active de l'étage driver, on obtient

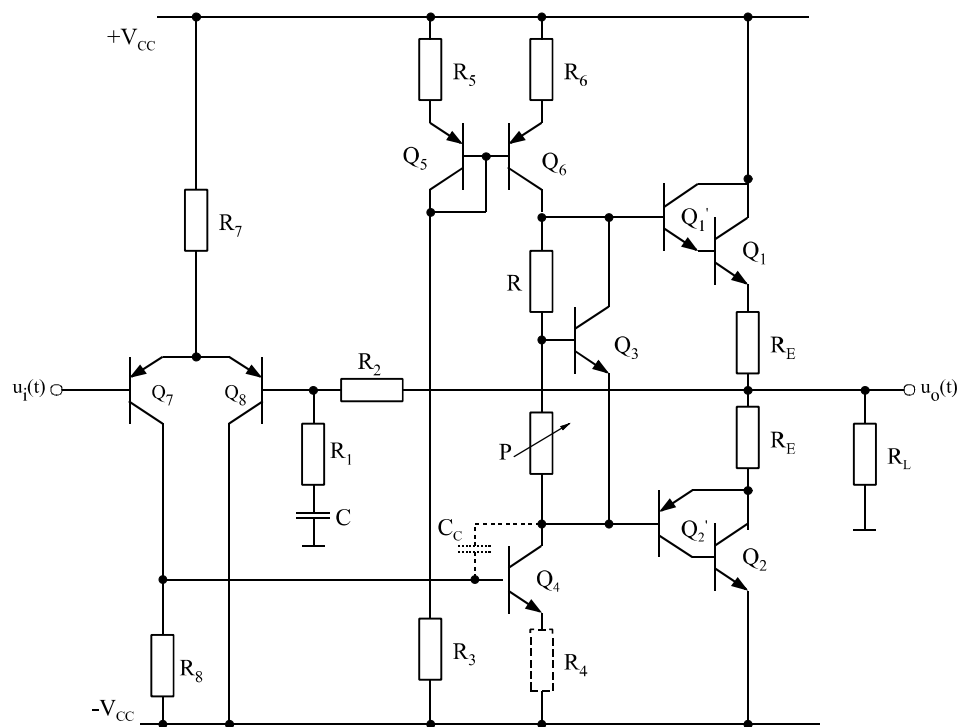


Figure 2-32 : Exemple 1 : Amplificateur classe AB

2.6.2.3.3.5 Utilisation de transistors MOS pour l'étage push-pull de sortie

En pratique, il est possible de remplacer les transistors PNP et NPN ou les montages Darlington et Pseudo-Darlington par des transistors MOS. La Figure 2-35 illustre un tel montage.

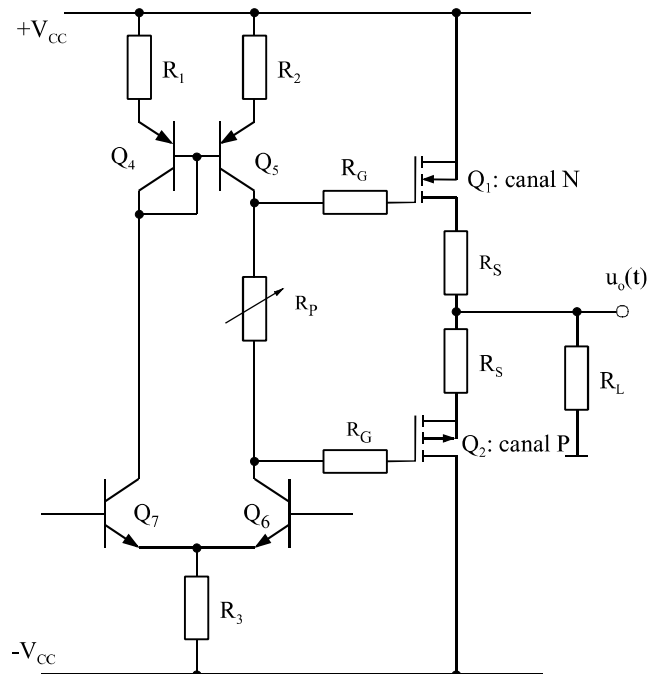


Figure 2-35 : Amplificateur classe AB avec transistors MOS

La polarisation par la résistance variable R_P doit assurer une tension différentielle entre grille égale à la somme des tensions de seuil des transistors MOS canal N et canal P.

$$\Delta u = V_{TH(P)} + V_{TH(N)} \tag{2.61}$$

Les tensions de seuil $V_{TH(P)}$ et $V_{TH(N)}$ ayant des imprécisions importantes, il est nécessaire d'ajouter des résistances série dans les sources afin de limiter le courant de polarisation. Les résistances en série avec les grilles sont nécessaires pour assurer la stabilité de la tension de sortie. En effet sous certaines conditions, le montage "Source follower" peut être instable et engendrer des oscillations parasites. Les conditions d'instabilités se manifestent par une impédance d'entrée dont la partie réelle est négative. La Figure 2-36 illustre le cas du montage en "Source follower" lors d'une tension positive sur la sortie.

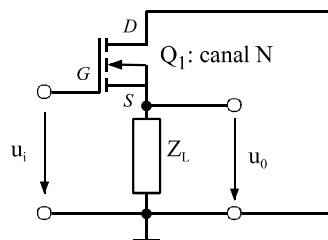


Figure 2-36 : Montage en Drain commun

De la Figure 2-36 on en déduit le circuit équivalent pour accroissements de la Figure 2-37

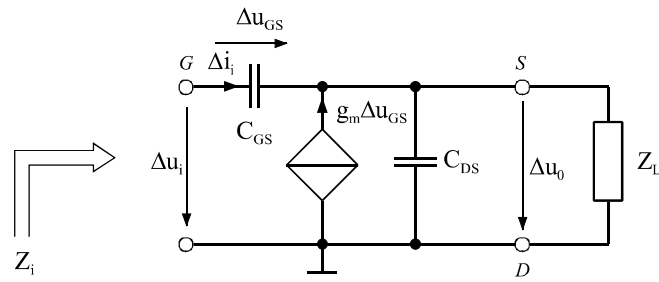


Figure 2-37 : Montage en Drain commun : schéma pour accroissement

L'impédance d'entrée se calcule de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \Delta i_i + g_m \cdot \Delta u_{GS} &= (g_{DS} + Y_L) \cdot \Delta u_0 \\ \Delta u_i &= \Delta u_{GS} + \Delta u_0 \\ \Delta i_i &= j\omega C_{GS} \cdot \Delta u_{GS} \end{aligned} \tag{2.62}$$

d'où l'on déduit

$$Y_i = \frac{\Delta i_i}{\Delta u_i} = j\omega C_{GS} \cdot \frac{g_{DS} + Y_L}{j\omega C_{GS} + g_m + g_{DS} + Y_L} \tag{2.63}$$

en admettant que $j\omega C_{GS}$ et $g_{DS} = j\omega C_{DS}$ sont négligeable vis-à-vis de l'admittance de charge Y_L et de la transconductance g_m , on peut finalement écrire

$$Y_i = \frac{\Delta i_i}{\Delta u_i} = j\omega C_{GS} \cdot \frac{Y_L}{g_m + Y_L} \tag{2.64}$$

On arrive au même résultat en utilisant théorème de Miller, (voir chapitre sur la réaction négative) soit

$$Y_i = \frac{\Delta i_i}{\Delta u_i} = j\omega C_{GS} \cdot (1 - A_V) \tag{2.65}$$

et pour le gain en tension sans le condensateur C_{GS}

$$A_V = \frac{\Delta u_0}{\Delta u_i} = \frac{g_m}{g_m + g_{DS} + Y_L} \tag{2.66}$$

ce qui donne en négligeant g_{DS}

$$Y_i \cong j\omega C_{GS} \cdot \left(1 - \frac{g_m}{g_m + Y_L}\right) = j\omega C_{GS} \cdot \frac{Y_L}{g_m + Y_L} \tag{2.67}$$

Finalement l'impédance d'entrée prend la forme

$$Z_i = \frac{g_m + Y_L}{j\omega C_{GS} \cdot Y_L} = \frac{1 + g_m \cdot Z_L}{j\omega C_{GS}} \tag{2.68}$$

Lorsque l'impédance de charge est constituée d'une résistance et d'un condensateur sous une forme illustrée par la Figure 2-38

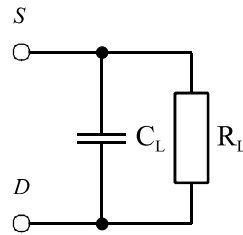


Figure 2-38 : Charge résistive et capacitive

et représentée par la relation

$$Z_L = \frac{R_L}{1 + j\omega C_L R_L} \quad 2.69$$

en remplaçant Z_L dans la relation 2.68, il vient

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{1}{j\omega C_{GS}} \cdot \left[1 + g_m \cdot \frac{R_L}{1 + j\omega C_L \cdot R_L} \right] \\ &= \frac{1}{j\omega C_{GS}} \cdot \left[1 + g_m \cdot R_L \cdot \frac{1 - j\omega C_L \cdot R_L}{1 + (\omega C_L \cdot R_L)^2} \right] \\ &= \frac{1}{j\omega C_{GS}} + \frac{g_m \cdot R_L}{1 + (\omega C_L \cdot R_L)^2} \cdot \left[\frac{1}{j\omega C_{GS}} - \frac{C_L \cdot R_L}{C_{GS}} \right] \end{aligned} \quad 2.70$$

La partie réelle de Z_i vaut donc

$$\Re[Z_i] = -\frac{g_m \cdot C_L \cdot R_L^2}{(1 + (\omega C_L \cdot R_L)^2) \cdot C_{GS}} < 0. \quad 2.71$$

Cette valeur négative entraîne une instabilité. Pour garantir un retour à la stabilité, il suffit de placer une résistance R_G en série avec la connexion de grille. Cette résistance doit satisfaire la condition

$$R_G - \frac{g_m \cdot C_L \cdot R_L^2}{(1 + (\omega C_L \cdot R_L)^2) \cdot C_{GS}} > 0. \quad 2.72$$

On limitera toutefois R_G à la valeur nécessaire (ordre de grandeur typique 100 ... 300 Ω , car sa présence dégrade la réponse en fréquence du circuit (pôle $R_G C_{GS}$)

2.6.3 Emballement thermique des amplificateurs push-pull en classe AB

Les amplificateurs push-pull à transistors bipolaires qui fonctionnent en classe AB peuvent subir un emballement thermique lorsqu'ils sont au repos. Ce phénomène se traduit par une augmentation incontrôlée et irréversible de la puissance dissipée dans les transistors. L'emballement thermique conduit à la destruction des transistors par le fait d'une température trop élevée. Il est encore à remarquer que l'emballement thermique ne concerne que les amplificateurs à transistors bipolaires, car ce sont les seuls dont la caractéristique de transfert présente un coefficient de température négatif.

2.6.3.1 Description du phénomène

En se référant à la Figure 2-39, on constate qu'au repos la polarisation base-émetteur de chaque transistor vaut U_{BE0} , ce qui détermine le courant de repos I_{C0} . Tout ce passe comme si chaque transistor fonctionnait en montage émetteur-commun avec une polarisation de la jonction base-émetteur par une source de tension U_{BE0}

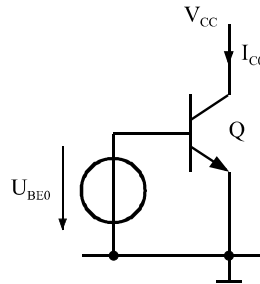


Figure 2-39 : Schéma équivalent d'une sortie push.pull (transistor supérieur)

La caractéristique de la jonction base-émetteur, illustrée à la Figure 2-40, se déplace vers la droite à raison de $-2mV/^\circ C$ lorsque la température augmente alors que la tension U_{BE} reste constante et égale à U_{BE0} . Ce phénomène entraîne une augmentation du courant I_{C0} ayant pour conséquence une augmentation de la puissance dissipée dans le transistor.

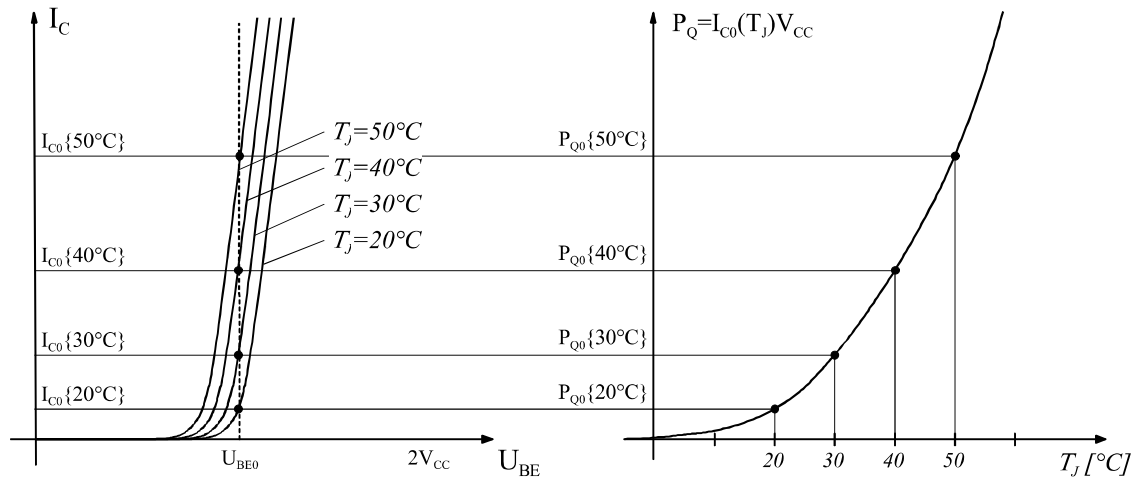


Figure 2-40 : Caractéristique de transfert du transistor en fonction de la température de jonction

La puissance dissipée dans le transistor est donnée par la relation

$$P_Q(T_j) = I_{C0}(T_j) \cdot V_{CC} \tag{2.73}$$

En partant d'une température de référence (par exemple de $T_0=25^\circ C$), on peut écrire

$$I_{C0}(U_{BE}) \Big|_{T_j=T_{j0}} = I_S(T_{j0}) \cdot e^{U_{BE}/U_T(T_{j0})} \tag{2.74}$$

En première approximation, on a admis qu'une variation de température entraîne une translation de cette caractéristique de $\gamma_{Tj} \cdot \Delta T_j$ avec $\gamma_{Tj} = -2mV/^\circ C$. On obtient alors pour $T_j = T_{j0} + \Delta T_j$ l'expression

$$\begin{aligned}
 I_{C0}(U_{BE})\Big|_{T_J=T_{J0}+\Delta T_J} &= I_{C0}(U_{BE} - \gamma_{TJ} \cdot \Delta T_J)\Big|_{T_J=T_{J0}} \\
 &= I_{C0}(U_{BE})\Big|_{T_J=T_{J0}} \cdot e^{-\gamma_{TJ} \cdot \Delta T_J / U_T(T_{J0})}
 \end{aligned}
 \tag{2.75}$$

Finalement, on peut écrire

$$\frac{P_Q(T_J)}{P_Q(T_{J0})} = \frac{I_{C0}(T_J)}{I_{C0}(T_{J0})} = e^{-\gamma_{TJ} \cdot \Delta T_J / U_T(T_{J0})}
 \tag{2.76}$$

On constate donc que la puissance dissipée est une fonction exponentielle de la température. Dans l'expression 2.76, il est à remarquer que le coefficient de température γ_{TJ} est une grandeur négative.

La Figure 2-41 montre la caractéristique de la puissance dissipée par un transistor en fonction de la température de sa jonction, ainsi que la puissance évacuée par le montage représenté par le transistor et son refroidisseur. Sachant que la puissance évacuée peut être exprimée par

$$P_{EV} = \frac{T_J - T_A}{R_{THJA}}
 \tag{2.77}$$

avec T_A ; la température ambiante et R_{THJA} ; la résistance thermique entre la jonction et l'air ambiant.

Sur la Figure 2-41 on a tracé la puissance évacuée pour diverses valeurs de température ambiante. Il y a équilibre thermique lorsque la puissance évacuée est égale à la puissance dissipée. Le point d'équilibre est dit stable si toute variation de température entraîne un retour au point d'équilibre après la phase transitoire. On voit que lorsque la courbe de la puissance évacuée coupe la courbe de la puissance dissipée, un des points d'intersection correspond à un point d'équilibre stable tandis que le second est un point d'équilibre instable.

Il y a emballement thermique à une température donnée lorsque, pour toute température supérieure, la puissance évacuée est inférieure à la puissance dissipée.

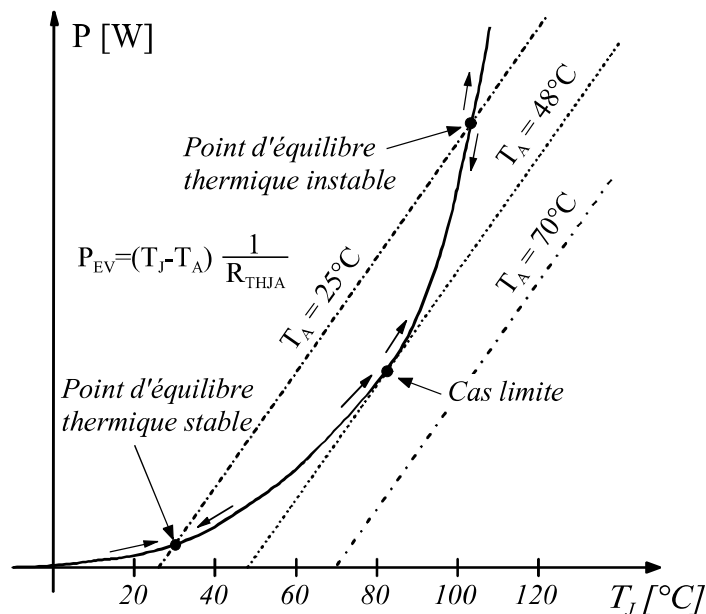


Figure 2-41 : Puissance dissipée et puissance évacuée pour un transistor monté sur un radiateur

2.6.3.2 Méthode de suppression de l'emballage thermique

La première méthode consisterait à empêcher la température ambiante de dépasser une valeur admissible pour laquelle on est sûr qu'il n'y a pas d'emballage thermique. Cette méthode n'est pratiquement pas utilisable car elle requerrait l'utilisation d'une enceinte thermostatée ce qui n'est pas compatible avec le coût d'un amplificateur.

La seconde méthode consiste à diminuer la résistance thermique R_{THJA} . On augmente ainsi la pente de la droite caractéristique de la puissance évacuée de telle sorte que l'on obtienne toujours un point d'intersection correspondant à un point d'équilibre thermique stable.

Une troisième méthode, qui présente un grand intérêt et à laquelle on a pratiquement toujours recours, consiste à modifier la caractéristique de la puissance dissipée $P_Q(T_J)$. Une première possibilité d'atteindre ce but consiste à insérer une résistance R_E en série avec l'émetteur de chaque transistor du push-pull. Ainsi, le courant I_{C0} doit satisfaire simultanément l'équation de la caractéristique de transfert du transistor et la caractéristique de la source de polarisation exprimée par la relation

$$I_{C0} = \frac{U_{BRE0} - U_{BE}}{R_E} \quad 2.78$$

comme l'illustre la Figure 2-42 la résistance R_E introduit une contre réaction de courant appliquée en tension qui tend à stabiliser le courant de collecteur.

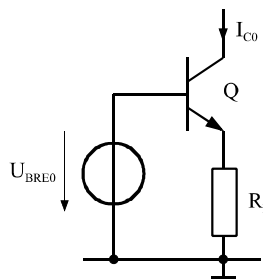


Figure 2-42 : Stabilisation thermique par adjonction d'une résistance d'émetteur

Cette méthode permet de limiter le courant de repos à une valeur maximale admissible. Les résistances R_E augmentant la résistance interne de sortie de l'étage push-pull, on est amené à les choisir aussi petites que possible. Pour empêcher la température des jonctions d'atteindre des valeurs trop élevées, on fixe les transistors sur un refroidisseur, conjuguant ainsi les deux dernières méthodes pour obtenir un maximum d'efficacité.

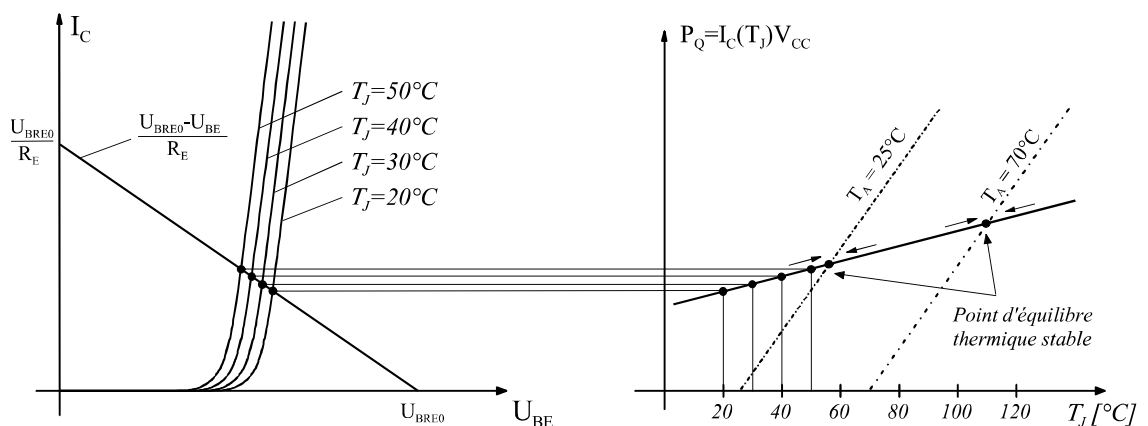


Figure 2-43 : Caractéristique $I_0=f(U_{BE}, T)$

Une seconde possibilité de modifier la caractéristique $P_Q(T_J)$ consiste à imposer un courant de repos constant. Pour ce faire, il faut que la tension de polarisation U_{BRE0} soit une tension de jonction et varie, en fonction de la température, comme la tension de la jonction BE des transistors. Pour que les systèmes de polarisation soient efficaces, il faut que les diodes ou le transistor de polarisation, parcourus par un courant constant, soient montés sur le même refroidisseur que les transistors du push-pull et que l'échauffement dû à leur propre puissance dissipée soit négligeable.

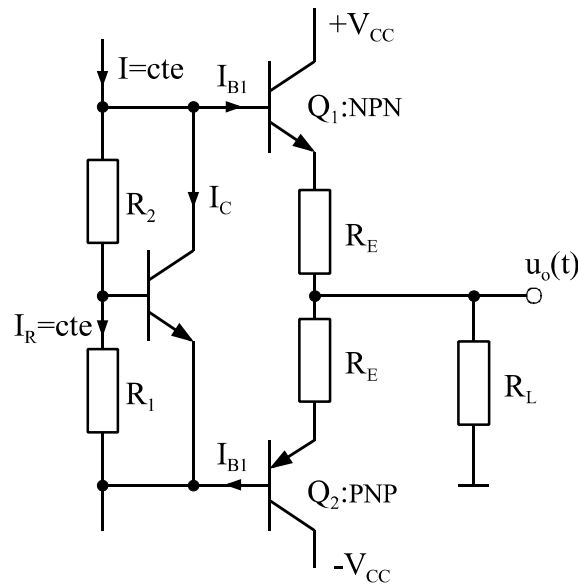


Figure 2-44 : Polarisation d'un montage push-pull par un multiplicateur de U_J

2.7 AMPLIFICATEUR CLASSE C

2.7.1 Généralités

Les amplificateurs de classe C sont des amplificateurs non-linéaires à très haut rendement. Ils sont toutefois utilisables que dans les amplificateurs HF (émetteur radio) avec des porteuses non modulées en amplitude. Ils génèrent un nombre considérable d'harmoniques qui doivent être filtrées à la sortie à l'aide de circuits accordés appropriés.

La structure de principe d'un amplificateur classe C est illustrée à la Figure 2-45

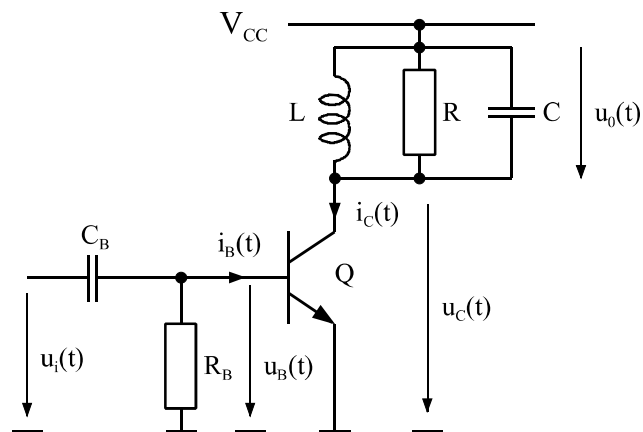


Figure 2-45 : Amplificateur classe C : schéma de principe

Les amplificateurs de classe C sont utilisés comme étage de sortie dans les émetteurs radiophoniques, comme multiplicateurs de fréquence du signal d'entrée (la fréquence d'accord du circuit résonnant est alors un multiple de la fréquence du signal d'entrée), comme étage de sortie dans les installations de chauffage haute fréquence, etc...

Le circuit d'entrée se comporte comme un redresseur dont la diode est la jonction base-émetteur du transistor. La polarisation négative U_{B0} de la base est due à la charge, par le courant i_B , du condensateur C_B qui joue en même temps le rôle de condensateur de liaison pour le signal d'entrée u_i . La constante de temps $R_B C_B$ doit être beaucoup plus grande que la période du signal à amplifier pour que le condensateur C_B n'ait pas le temps de se décharger pendant les durées de blocage du transistor.

Dans une réalisation pratique, la charge est souvent couplée inductivement au circuit résonnant dans le but de l'isoler de la tension d'alimentation V_{CC} et de permettre une adaptation d'impédances. La Figure 2-46 montre une telle réalisation avec en plus une polarisation de la base du transistor

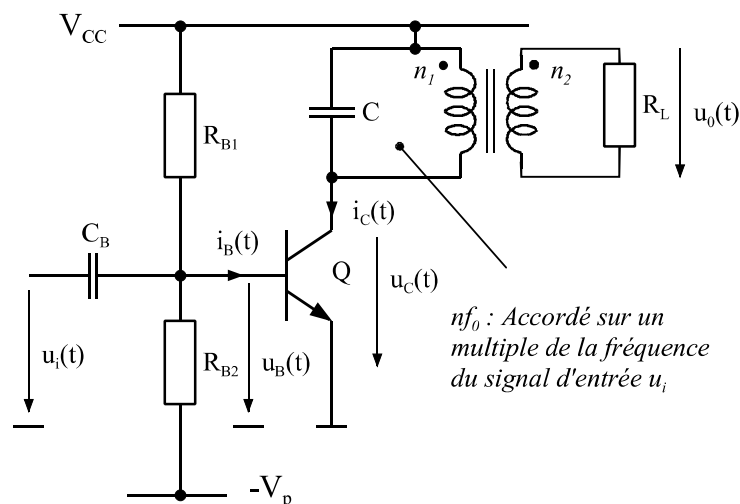


Figure 2-46 : Amplificateur Classe C avec couplage inductif de la charge

2.7.2 Fonctionnement

Pour l'étude de fonctionnement, on admet que la caractéristique de transfert $I_C(U_{BE})$ du transistor est linéaire par segment (deux segments, le premier est une droite passant par l'origine, de pente nulle. Le second est une droite affine coupant l'axe U_{BE} en U_J et de pente g_m dans sa partie active).

On admet que le signal d'entrée est sinusoïdal d'amplitude \hat{U}_i , on trouve l'expression du courant collecteur $i_C(t)$ par la relation

$$i_C = \begin{cases} I_{CM} \cdot \frac{\cos(\omega \cdot t) - \cos(\delta)}{1 - \cos(\delta)} & \text{pour } -\delta + n \cdot 2 \cdot \pi < \omega \cdot t < \delta + n \cdot 2 \cdot \pi \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad 2.79$$

On appelle angle de conduction l'angle électrique 2δ pendant lequel le courant de collecteur i_C n'est pas nul.

La tension d'entrée \hat{U}_i nécessaire à l'obtention d'une valeur donnée I_{CM} du courant maximum de collecteur est donnée par la relation

$$\hat{U}_i = \frac{I_{CM}}{g_m} \cdot (1 - \cos(\delta)) \tag{2.80}$$

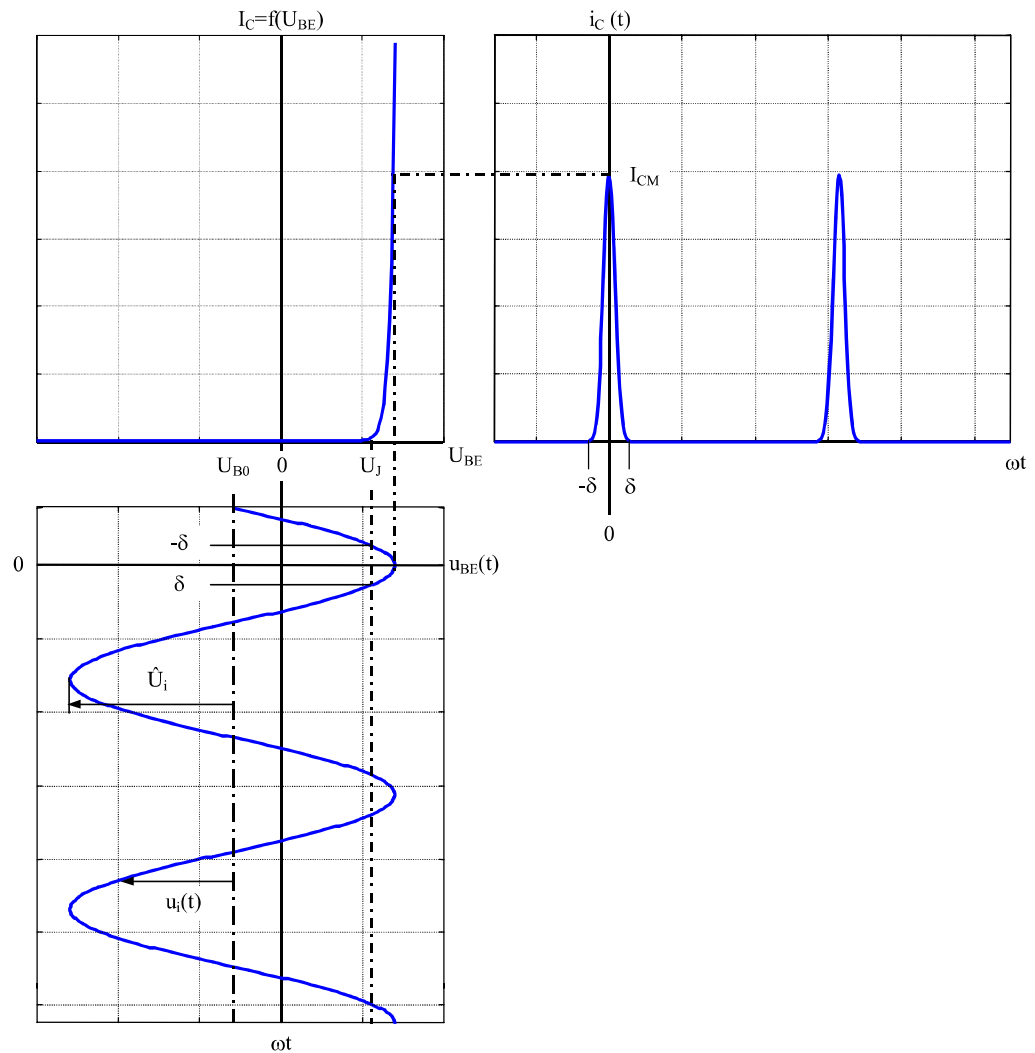


Figure 2-47 : Amplificateur Classe C : Principe de fonctionnement

On peut représenter les potentiels aux divers nœuds de l'amplificateur classe C de la Figure 2-45 ainsi que son courant de collecteur. L'amplitude \hat{U}_0 du signal de sortie est au plus égale à V_{CC} dans le cas idéal où la tension de saturation U_{CEsat} du transistor est nulle. Comme pour le cas des amplificateurs classe A et B, on rapporte cette amplitude à la tension d'alimentation par la relation

$$\hat{U}_0 = k \cdot V_{CC} \tag{2.81}$$

la tension de sortie s'exprime par

$$u_0(t) = k \cdot V_{CC} \cdot \cos(\omega \cdot t) \tag{2.82}$$

et la tension de collecteur par

$$u_c(t) = V_{CC} - u_0(t) = V_{CC} \cdot (1 - k \cdot \cos(\omega \cdot t)) \tag{2.83}$$

En résumé le fonctionnement de l'amplificateur classe C est caractérisé par les grandeurs V_{CC} et I_{CM} ainsi que par les paramètres k et δ .

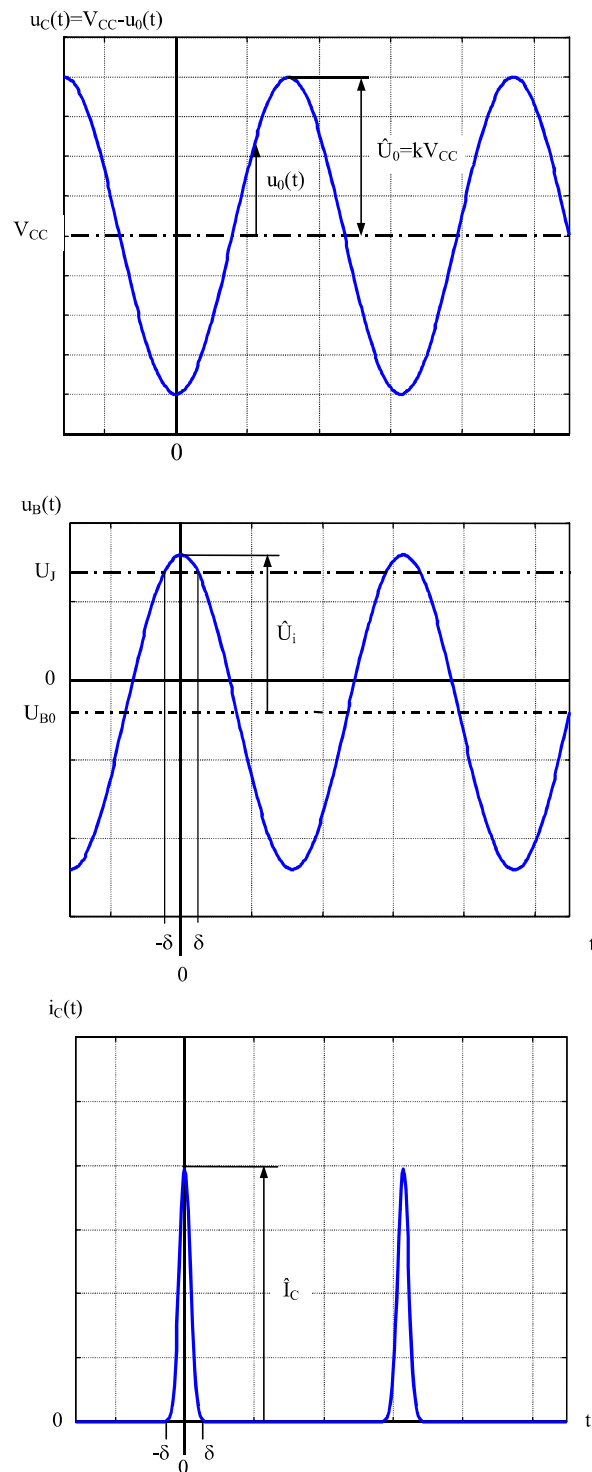


Figure 2-48 : Amplificateur C : Grandeurs caractéristiques principales

2.7.3 Puissance et rendement dans les amplificateurs classe C

L'alimentation fournit de la puissance pendant les périodes de conduction du transistor. LA puissance moyenne fournie P_{TOT} a pour expression

$$\begin{aligned}
 P_{TOT} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} V_{CC} \cdot i_C(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \\
 &= \frac{V_{CC} \cdot I_{CM}}{\pi \cdot (1 - \cos(\delta))} \cdot \int_0^{\delta} (\cos(\omega \cdot t) - \cos(\delta)) \cdot d(\omega \cdot t) \\
 &= \frac{V_{CC} \cdot I_{CM}}{\pi} \cdot \frac{\sin(\delta) - \delta \cdot \cos(\delta)}{1 - \cos(\delta)}
 \end{aligned} \tag{2.84}$$

La puissance utile dissipée dans la résistance de charge, le circuit résonnant étant supposé idéal, s'exprime par la relation

$$\begin{aligned}
 P_{RLAC} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} u_S(\omega \cdot t) \cdot i_C(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \\
 &= \frac{k \cdot V_{CC} \cdot I_{CM}}{\pi \cdot (1 - \cos(\delta))} \cdot \int_0^{\delta} \cos(\omega \cdot t) \cdot (\cos(\omega \cdot t) - \cos(\delta)) d(\omega \cdot t) \\
 &= \frac{k \cdot V_{CC} \cdot I_{CM}}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{2 \cdot \delta - \sin(2 \cdot \delta)}{1 - \cos(\delta)}
 \end{aligned} \tag{2.85}$$

La puissance moyenne dissipée dans le transistor, P_Q , est donnée par la différence entre la puissance fournie par l'alimentation et la puissance utile

$$\begin{aligned}
 P_Q &= P_{TOT} - P_{RLAC} \\
 &= \frac{V_{CC} \cdot I_{CM}}{\pi \cdot (1 - \cos(\delta))} \cdot \left(\sin(\delta) - \delta \cos(\delta) - \frac{k}{4} \cdot (2 \cdot \delta - \sin(2 \cdot \delta)) \right)
 \end{aligned} \tag{2.86}$$

La puissance maximum fournie par l'alimentation est obtenue pour $\delta = \pi/2$, elle vaut

$$P_{TOTM} = \frac{V_{CC} \cdot I_{CM}}{\pi} \tag{2.87}$$

dans ces conditions et pour $k=1$, la puissance utile est aussi maximum et vaut

$$P_{RLACM} = \frac{V_{CC} \cdot I_{CM}}{4} \tag{2.88}$$

Le rendement η de l'amplificateur, quotient de la puissance utile par la puissance fournie par l'alimentation, est donné par l'expression

$$\eta = \frac{k}{4} \cdot \frac{2 \cdot \delta - \sin(2 \cdot \delta)}{\sin(\delta) - \delta \cdot \cos(\delta)} \tag{2.89}$$

La Figure 2-49 montre l'intérêt qu'il y a à se rapprocher le plus possible de la valeur limite idéale $k=1$. De plus, dans le cas où l'angle de conduction 2δ vaut π et $k=1$, on se retrouve dans le cas de l'amplificateur classe B avec un rendement de $\pi/4$ qui était justement le rendement maximum de l'amplificateur classe B.

Plus l'angle de conduction 2δ est petit, plus le rendement augmente, à la limite pour $k=1$ et $\delta=0$, on obtiendrait un rendement de 100%. Dans ce cas malheureusement, comme le montre la relation 2.88, la puissance utile serait nulle. Il s'agit donc d'adopter un compromis.

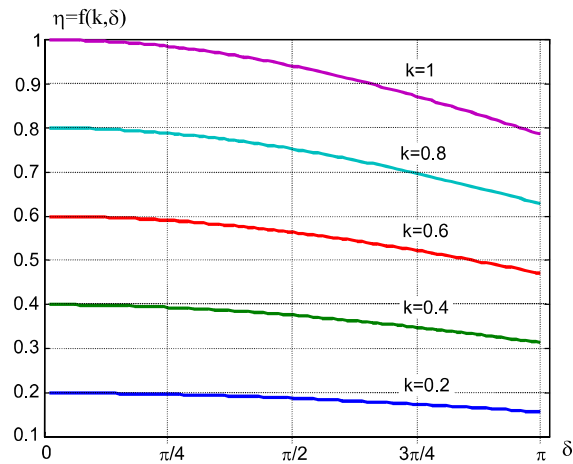


Figure 2-49 : Amplificateur Classe C : rendement

2.7.4 Utilisation de l'amplificateur classe C comme multiplicateur de fréquence

Le multiplicateur de fréquence, couramment utilisé dans les émetteurs, diffère de l'amplificateur classe C par le fait que le circuit résonnant est accordé à un multiple de la fréquence du signal d'entrée. Comme le courant de collecteur est une suite d'impulsion son spectre fréquentiel comporte, en plus de la fondamentale I_{C1} et de la composante continue I_0 , des harmoniques I_{C2}, I_{C3}, \dots . Si le circuit résonnant est accordé sur la deuxième harmonique par exemple et que son facteur de qualité est suffisamment élevé, seule cette composante donnera lieu à une tension sinusoïdale, d'amplitude $U_{S2} = R I_{C2}$, les autres composantes du spectre de la tension de sortie étant fortement atténuées.

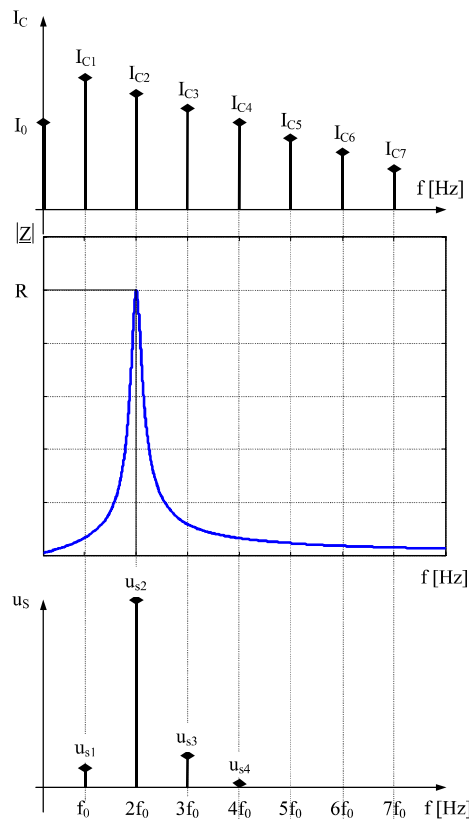


Figure 2-50 : Amplificateur Classe C : multiplicateur de fréquence

2.8 AMPLIFICATEUR CLASSE D

2.8.1 Généralités

Les amplificateurs de classe D sont des amplificateurs travaillant en commutation. Le signal à amplifier est préalablement transformé en un signal rectangulaire de fréquence de pulsation f_p dont le rapport cyclique est proportionnel à la valeur moyenne glissante sur une période de pulsation T_p . Ce type de modulation est appelé modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM Pulse Width Modulation).

Le signal rectangulaire résultant est directement utilisé pour attaquer les transistors de sortie qui sont généralement de type MOS pour les fréquences supérieures à 50kHz.

La sortie de l'étage de puissance est suivie d'un filtre BF qui restitue un signal semblable à celui d'entrée. Les amplificateurs de classe D ont des rendements élevés et sont de fidélité moyenne. Ils sont utilisés dans les autoradios.

La Figure 2-51 montre un étage de puissance suivi du filtre BF et de la charge sous forme d'un haut-parleur.

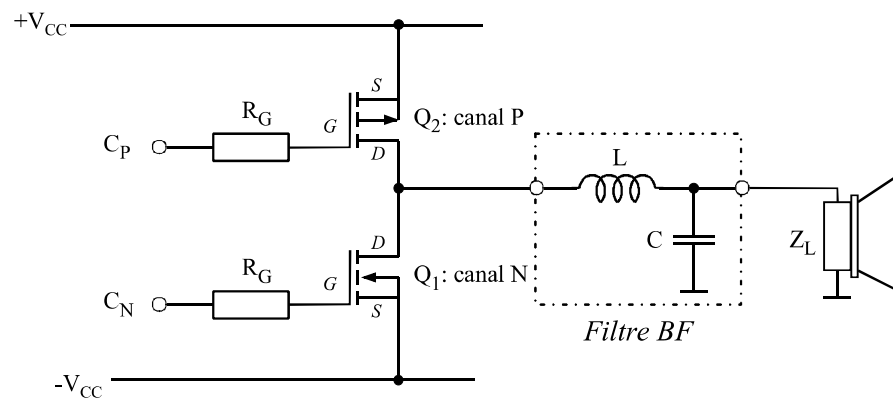


Figure 2-51 : Amplificateur Classe D : Etage de puissance et charge

La droite de charge classique pour les amplificateurs de classe A et AB est remplacée par deux points de fonctionnement correspondant aux deux états possibles des transistors MOS de sortie.

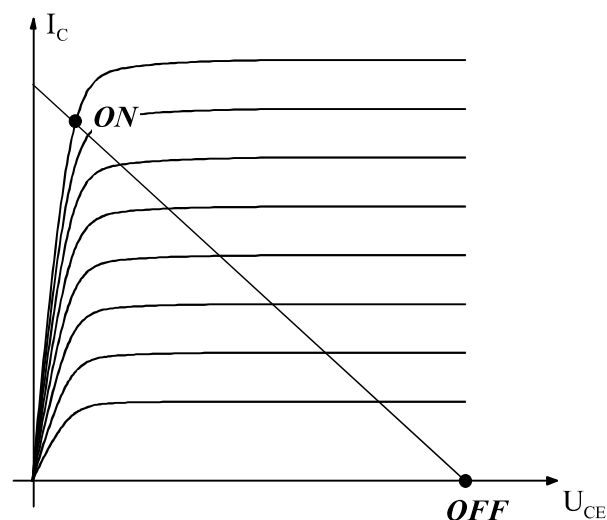


Figure 2-52 : Amplificateur Classe D

2.8.2 Structure de la commande de l'étage de sortie

Les transistors de l'étage de sortie sont contrôlés par un étage driver intermédiaire permettant une adaptation du niveau des signaux de commande à chaque transistor de puissance. En effet les tensions de grille et de source de chaque transistor présentent un mode commun différent. On profite de cet étage d'adaptation pour créer des commandes assurant le non-recouvrement de l'état fermé des transistors de puissance.

2.8.3 Rendement de l'étage de sortie

Le rendement d'un amplificateur de classe D est assez élevé, de l'ordre de 80%. Le rendement est affecté par les paramètres suivants :

- La résistance $R_{\text{DS(on)}}$ des transistors MOS dont la valeur croît avec la tension d'alimentation.
- La fréquence de pulsation, puisque chaque commutation provoque une perte d'énergie dont la valeur est fonction du type de charge et de la capacité en courant de la commande de grille.
- Le choix des diodes de roue libre (et de conduction).

2.8.4 Choix de la fréquence de pulsation

Plus la fréquence de pulsation est élevée plus le filtrage s'en trouve simplifié. Par contre les pertes augmentent avec la fréquence. La distorsion due au temps d'antichévauchement assurant le non recouvrement de l'état fermé des transistors augmente également avec la fréquence. Un compromis est donc nécessaire entre rendement, filtrage et distorsion lors du choix de la fréquence de pulsation.

2.8.5 Distorsion de l'amplificateur classe D

Les amplificateurs de classe D ont généralement un taux de distorsion de l'ordre de 1% à 2%. Les causes principales sont

- Filtrage de sortie insuffisant, entraînant des composantes hautes-fréquences dans le signal de sortie.
- Fréquence de pulsation trop basse entraînant un recouvrement spectral

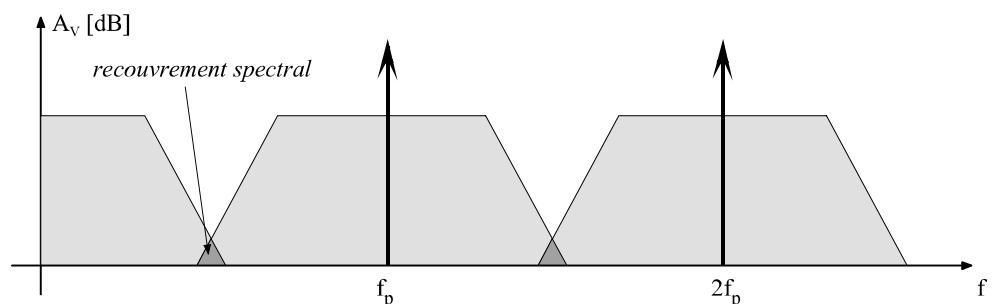


Figure 2-53 : Recouvrement spectral

- Résistances $R_{\text{DS(on)}}$ différentes entre les transistors MOS de la branche. C'est particulièrement le cas si on utilise des transistors MOS canal N pour la partie inférieure de la branche et des MOS canal P pour la partie supérieure.

2.8.6 Exemple de réalisation

L'exemple de la Figure 2-54 illustre une réalisation simple pour des tensions d'alimentation de $\pm 24V$ ou moins. Le transistor MOSFET supérieur est un canal P alors que le MOSFET inférieur est un canal N. Les commandes peuvent être de type TTL. Un niveau logique bas provoque l'ouverture du transistor MOSFET associé à la commande. Tels qu'ils sont conçus, les drivers ont un retard à l'enclenchement de l'ordre de la microseconde alors que pour le déclenchement on a 200ns environ. En commandant les entrées de manière complémentaire, les délais sont tels que le temps d'antichévauchement est de l'ordre de 800ns, ce qui est optimal pour des puissances de quelques centaines de watts.

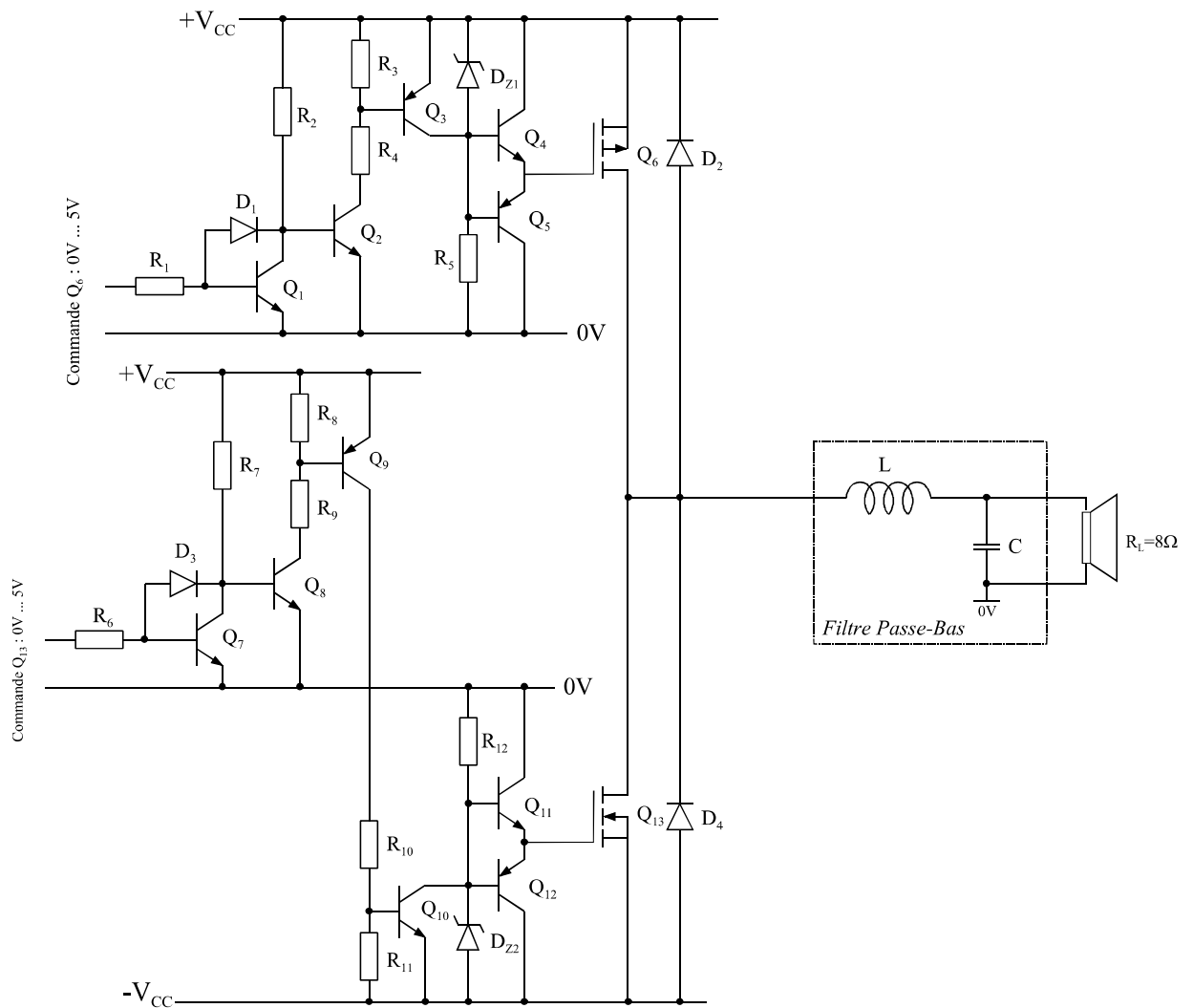


Figure 2-54 : Amplificateur classe D : exemple de réalisation

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE**
COURS DE SYSTEMES ELECTRONIQUES
Auteurs : Dr. N. Jöhl et Prof. M. Declercq

- [2] **TRAITE D'ELECTRICITE**
VOLUME VIII : ELECTRONIQUE
Auteurs : J.D. Chatelain et R.Dessoulavy
ISBN : 2-604-00010-5

- [3] **CIRCUIT ET SYSTEMES ELECTRONIQUES**
ELECTRONIQUE III, PARTIE I
Auteur : M. Declercq

- [4]