

Introduction aux amplificateurs de puissance

3.1 Définition

Les amplificateurs de puissance sont des amplificateurs pour signaux forts, ils sont utilisés dans les basses fréquences et les hautes fréquences. Ils sont utilisés dans les étages terminaux pour haut parleurs et antennes radiofréquences. Leurs puissances est supérieur au demi watt. Comme les amplificateurs à signaux faibles, pour leur conception, on les étudie dans le régime statique et le régime dynamique.

Il existe plusieurs classes d'amplificateur de puissance, les plus connus sont les amplificateurs de puissance classe A, classe B et classe C.

Ces classes diffèrent dans la position de leurs points de repos Q, les transistors de puissance utilisés sont conçus pour chaque gamme, basses fréquences ou hautes fréquences.

Avant d'entamer les amplificateurs de puissance nous donnons ci-après le schéma équivalent en alternatif d'un transistor bipolaire fonctionnant en signaux forts.

3.2 Le transistor bipolaire en régime de forts signaux

Pour bien comprendre le principe, considérons un transistor bipolaire de type NPN, *figure 3.1a*, son schéma équivalent en dynamique ou en alternatif est donnée à la *figure 3.1b*

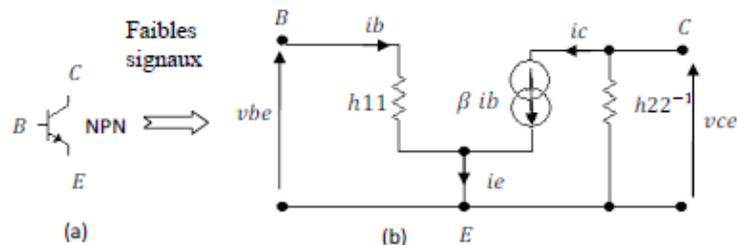


Figure 3.1

La loi des mailles à l'entrée nous permet d'écrire

$$v_{be} = h_{11} i_b \quad (3.1)$$

Avec $h_{11} = \frac{\beta u_T}{I_{CQ}}$; où $u_T = 25 \text{ mV}$ à la température ambiante et I_{CQ} est le courant collecteur de repos.

L'équation (3.1) est valable uniquement pour les signaux faibles et elle n'est plus valable pour les signaux forts, car dans ce cas les variations du courant i_b à l'entrée sont très fortes.

Pour travailler en signaux forts, on procède comme suit:

- Faire le schéma équivalent en alternatif normalement comme si c'était un transistor bipolaire pour signaux faibles et remplacer β par β_{cc} et h_{11} par $\beta_{cc} r_{e'}$, figure 3.2. $r_{e'}$ est la résistance d'entrée du transistor en régime de signaux forts. β_{cc} est le gain en courant pour signaux forts à la place de β qui est pour signaux faibles,

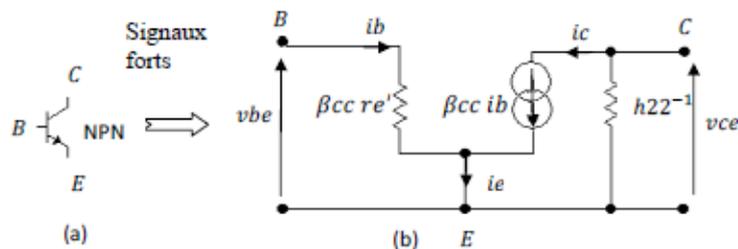


Figure 3.2

$r_{e'} = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E} \cong \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C}$, on ne peut pas la calculer, elle est donnée sur la fiche signalétique du composant sous forme d'un graphe $I_C = f(V_{BE})$ car les variations ΔV_{BE} et ΔI_C sont grandes, figure 3.3. Dans ce cas l'équation (3.1) devient :

$$v_{be} = \beta_{cc} r_{e'} i_b \quad (3.2)$$

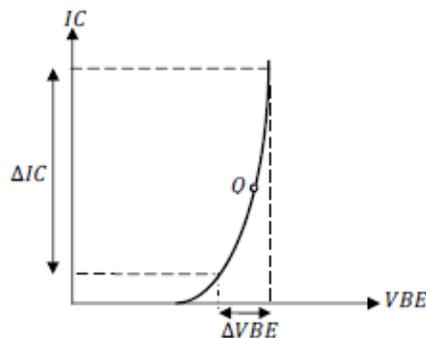


Figure 3.3

L'amplificateur de puissance classe A

4.1 Introduction

Le point de repos d'un amplificateur de puissance classe A est situé au milieu de la droite de charge dynamique. L'étude statique et dynamique sont les mêmes que pour ceux des amplificateurs pour faibles signaux. Ces amplificateurs sont utilisés en basses fréquences pour amplifier un signal sonore et la sortie est connectée à une charge RL (un haut parleur par exemple), *figure 4.1a*.

4.1.1 La droite de charge statique

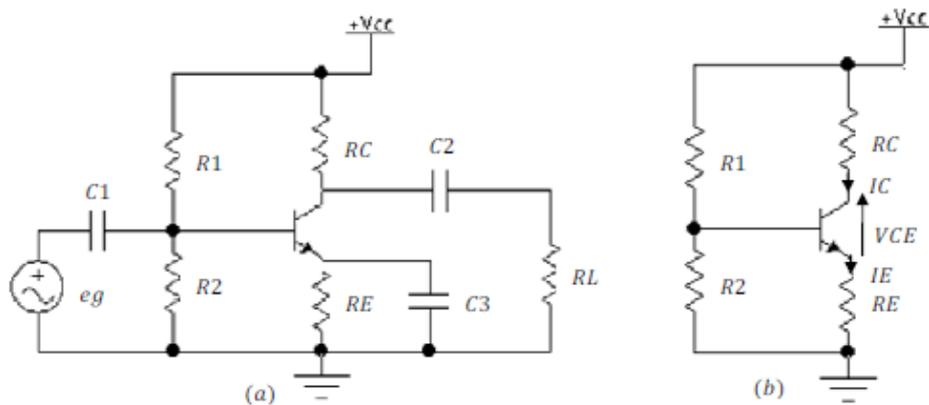


Figure 4.1

En statique la tension eg est enlevée, il ne reste que la tension continue VCC , les condensateurs se comportent comme des circuits ouverts donc comme si ils n'existaient pas, *figure 4.1b*.

Pour le tracé de la droite de charge statique, la loi des mailles nous permet d'écrire :

$$VCC = RC IC + VCE + RE IE \quad (4.1)$$

Or $IC \cong IE$

$$VCC = (RC + RE) IC + VCE \quad (4.2)$$

On trouve la même équation que celle des signaux faibles $IC = f(VCE)$:

$$IC = -\frac{VCE}{RE + RC} + \frac{VCC}{RE + RC} \quad (4.3)$$

Pour le tracé de la droite de charge statique on a besoin de 2 points, donc :

Pour $IC = 0$ on a

$$VCE = VCE \text{ blocage} = VCC \quad (4.4)$$

Pour $VCE = 0$ on a

$$IC = IC_{sat} = \frac{VCC}{RE + RC} \quad (4.5)$$

Si on veut que le point de repos soit au milieu de la droite de charge statique *figure 4.2* il faut avoir

$$VCEQ = \frac{VCC}{2} \quad (4.6)$$

et donc

$$ICQ = \frac{VCC}{2(RE + RC)} \quad (4.7)$$

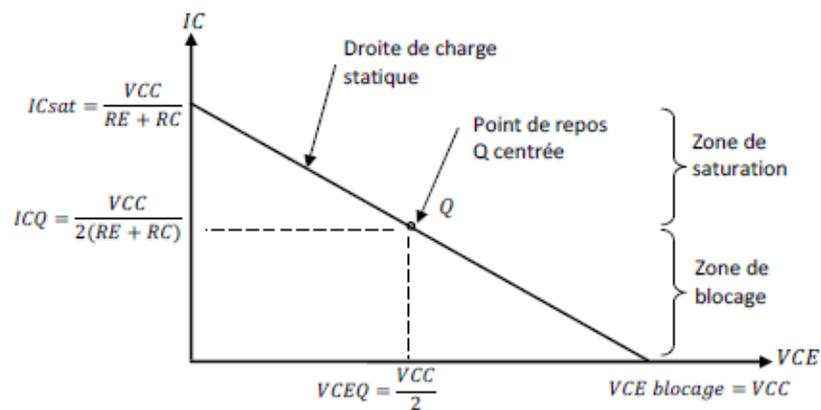


Figure 4.2

4.1.2 Droite de charge dynamique

La figure 4.3a représente un amplificateur de puissance classe A sans transformateurs et la figure 4.3c représente un amplificateur de puissance classe A avec transformateur. On utilise le transformateur pour adapter la résistance de sortie R_s de l'amplificateur à la charge R_L donc pour avoir un maximum de puissance transmise dans le cas par exemple où la charge R_L est très loin de l'amplificateur.

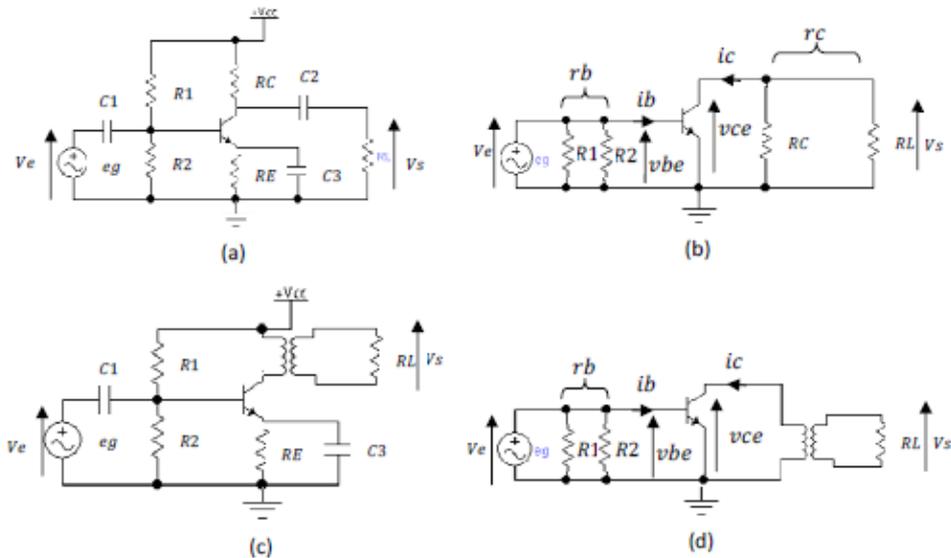


Figure 4.3

On rappelle qu'en alternatif la tension continue V_{CC} et les condensateurs se comportent comme des courts-circuits dans la bande de fréquences de travail considérée, dans notre cas ce sont les basses fréquences.

Les figures 4.3b et 4.3d représentent les schémas équivalents en alternatif respectivement des figures 4.3a et 4.3c.

Pour le tracé de la droite de charge dynamique on va commencer par la figure 4.3b et le résultat obtenu va être utilisé à la figure 4.3d.

On a pas représenté R_g sur les figures car le générateur eg est supposé idéal donc présente une résistance interne R_g de valeur nulle.

On pose :

$$r_c = RC // RL$$

$$r_b = R1 // R2$$

Sur le schéma de la figure 4.3b, on a :

$$v_{ce} = -r_c i_c \quad (4.8)$$

Avec v_{ce} la tension alternative entre le collecteur et l'émetteur
 i_c est le courant alternatif du collecteur.

Considérons la droite de charge statique *figure 4.2*

Supposons que le courant instantané IC varie autour du point de repos ICQ d'une certaine valeur ΔIC et que la tension instantanée VCE varie autour du point de repos $VCEQ$ d'une certaine valeur ΔVCE , *figure 4.3*. Ces variations de ΔIC et de ΔVCE ne sont autres que le courant alternatif i_c et la tension alternative v_{ce} , d'où on peut écrire :

$$IC = ICQ + \Delta IC = ICQ + i_c \quad (4.9)$$

Et

$$VCE = VCEQ + \Delta VCE = VCEQ + v_{ce} \quad (4.10)$$

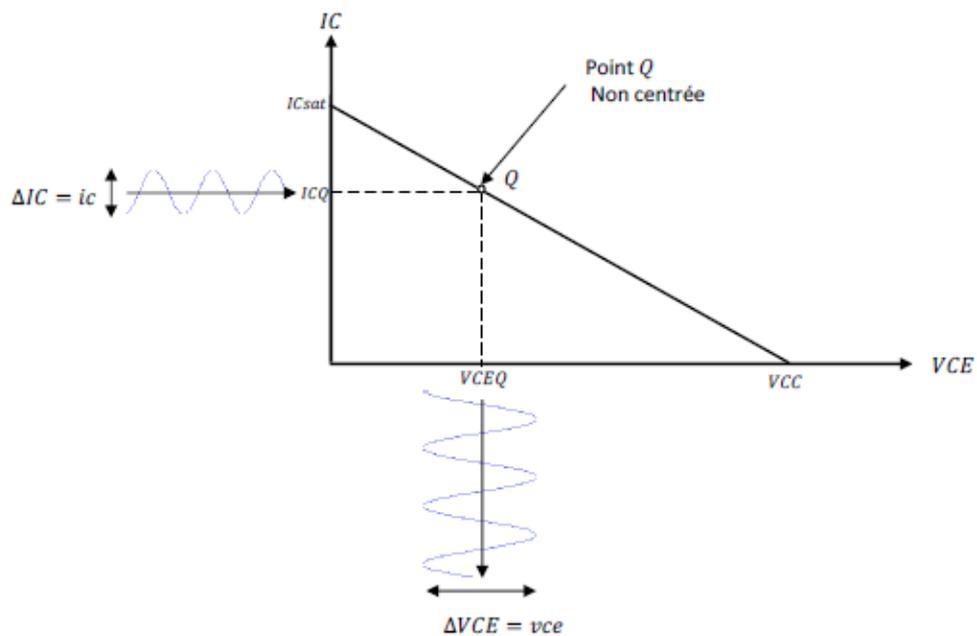


Figure 4.3

Des équations (4.9) et (4.10) on a donc :

$$i_c = IC - ICQ \quad (4.11)$$

Et

$$v_{ce} = VCE - VCEQ \quad (4.12)$$

En remplaçant les équations (4.11) et (4.12) dans équation (4.8), on obtient :

$$VCE - VCEQ = -rc (IC - ICQ) \quad (4.13)$$

Le courant instantané devient alors :

$$IC = ICQ + \frac{VCE - VCEQ}{rc}$$

Ou

$$IC = -\frac{VCE}{rc} + \frac{VCEQ}{rc} + ICQ \quad (4.14)$$

Donc c'est l'équation d'une droite $IC = f(VCE)$ de la forme $y = ax + b$, avec :

$$a = -\frac{1}{rc}$$

Et

$$b = \frac{VCEQ}{rc} + ICQ$$

L'équation (4.14) est appelée équation de la droite de charge dynamique ou en alternatifif.

Traçons cette droite sur le la même figure 4.3, on obtient la figure 4.4.

Comme précédemment pour tracer cette droite on a besoin de 2 points :

Pour $IC = 0$, on a $VCE = VCE_{\text{blocage}} = VCEQ + rc ICQ$

Et pour $VCE = 0$, on a $IC = IC_{\text{sat}} = ICQ + \frac{VCEQ}{rc}$

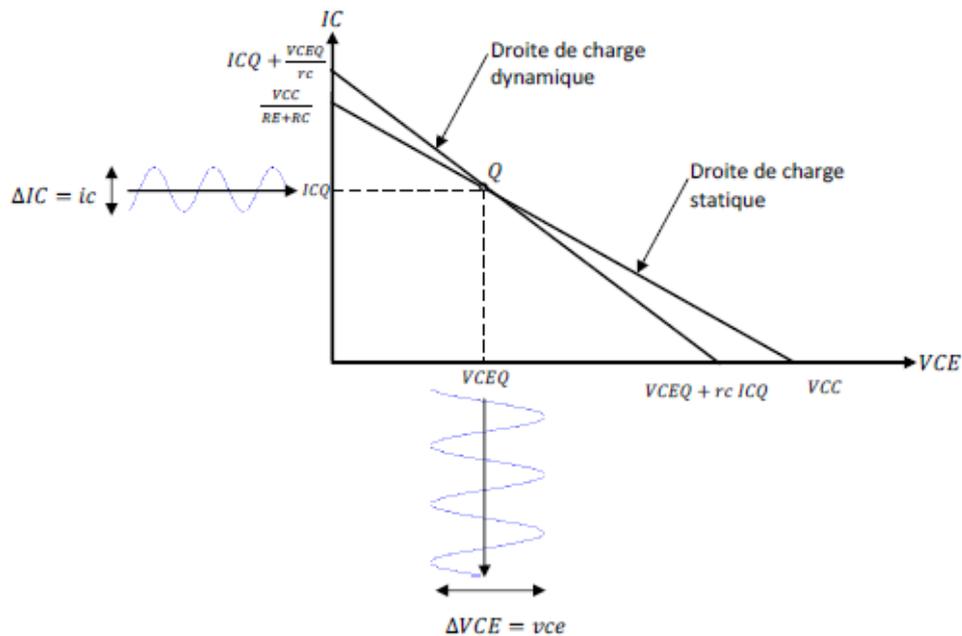


Figure 4.4

4.1.3 Position optimale du point de repos Q en alternatif

On constate sur la *figure 4.4* que la position optimale du point Q doit être au centre de la droite de charge dynamique d'où son ordonnée ICQ est à la moitié du courant de saturation en alternatif et son abscisse $VCEQ$ est à la moitié de la tension de blocage en alternatif, *figure 4.5*, ce qui donne :

$$VCEQ = \frac{VCEQ + r_c ICQ}{2} \quad (4.15)$$

et

$$ICQ = \frac{ICQ + \frac{VCEQ}{r_c}}{2} \quad (4.16)$$

D'où

$$\frac{VCEQ}{ICQ} = r_c \quad (4.17)$$

Cette dernière équation nous indique que si le rapport entre la tension de repos $VCEQ$ et le courant de repos ICQ est égal à la résistance de charge en alternatif r_c alors le point de repos Q est centré en alternatif. Donc lors de la conception d'un étage amplificateur de puissance classe A il faut en tenir compte si on veut avoir le point de repos Q centré.

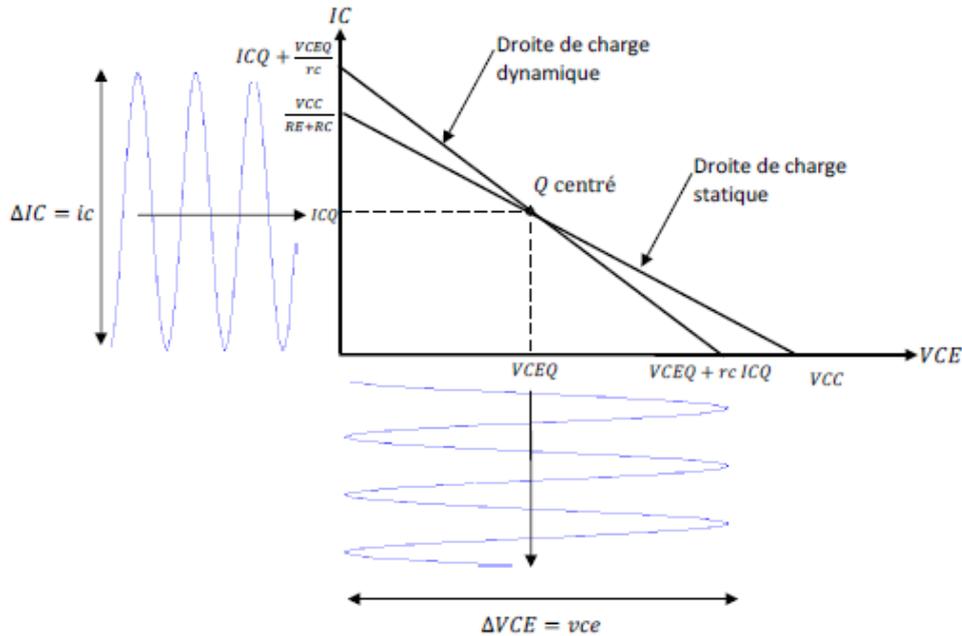


Figure 4.5

Les *figures 4.5, 4.7c et 4.7d* représentent l'excursion maximale qu'un amplificateur de puissance classe A peut avoir, si cette excursion dépasse les seuils autorisés qui sont ICQ pour le courant IC et $VCEQ$ pour la tension VCE on aura saturation du transistor et par conséquent on aura déformation du signal de sortie.

Si le point de repos Q n'est pas centré, on aura un écrêtage du courant IC vers le haut s'il se déplace vers le haut *figure 4.6*, ou un écrêtage vers le bas s'il se déplace vers le bas.

Par contre si l'excursion est inférieure aux seuils autorisés *figures 4.4, 4.7a et 4.7b*, l'amplificateur fonctionne normalement mais sous sa limite. Dans ce cas la position du point de repos Q importe peu.

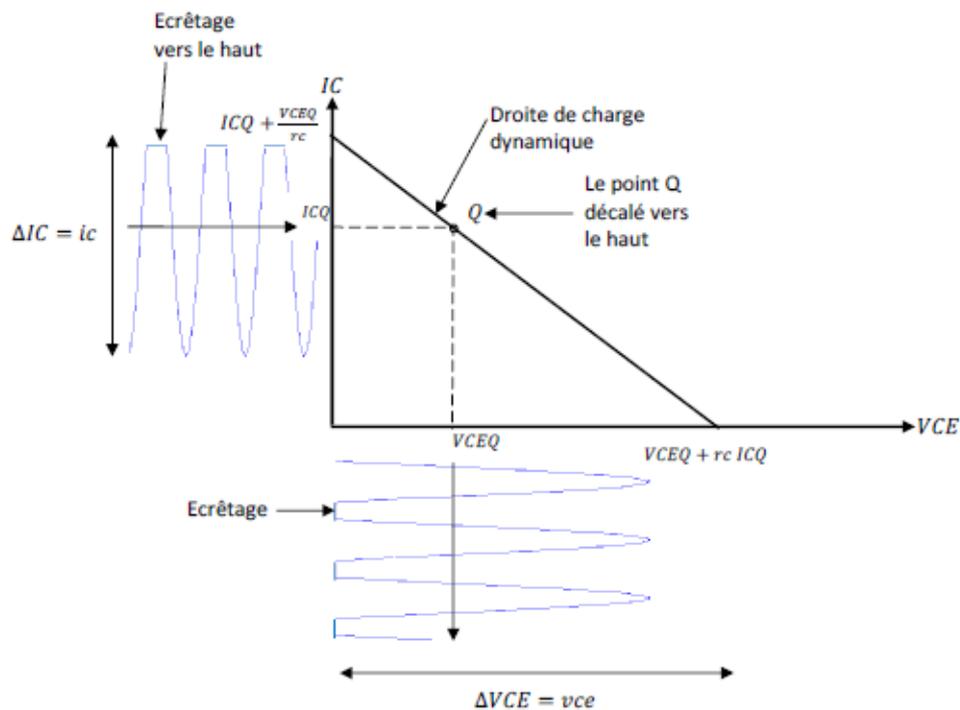


Figure 4.6

On voit sur la *figure 4.7* que le courant alternatif ic et la tension alternatif vce oscillent autour des points de repos ICQ et $VCEQ$ respectivement.

On voit sur cette figure qu'on a intérêt à augmenter l'amplitude du courant ic si on veut avoir une tension vce maximale en sortie.

On constate aussi que le courant et la tension sont en opposition de phase, c'est normal puisque il y'a un signe moins dans l'équation de vce (4.8)

Pour l'amplificateur en puissance classe A avec transformateur, le même raisonnement que pour celui sans transformateur se fait mais il faut remplacer ce dernier par sa résistance équivalente R_p vu du primaire.

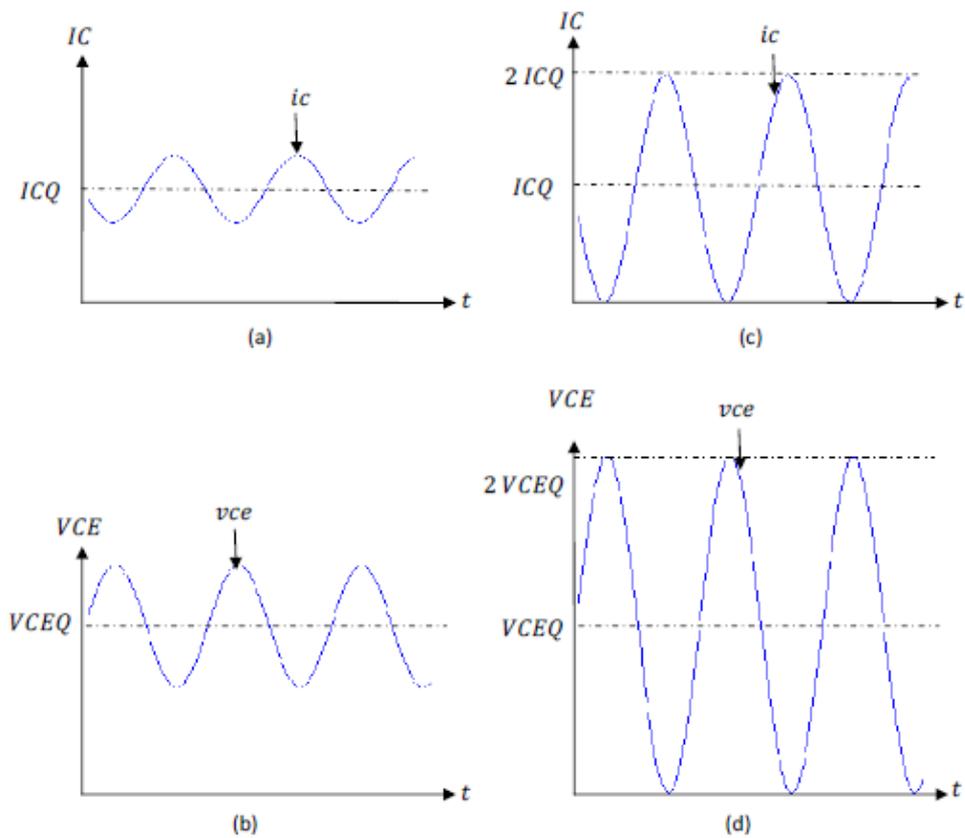


Figure 4.7

Pour faire l'étude dynamique d'un étage amplificateur avec transformateur de sortie, on a intérêt à faire un rappel sur ce dernier.

4.2 Le transformateur

Le schéma équivalent d'un transformateur réel est représenté à la figure 4.8a

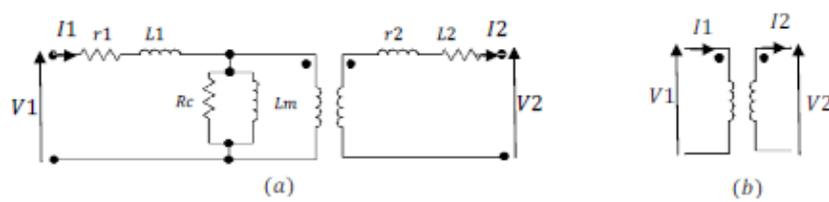


Figure 4.8

r_1 et r_2 résistances des fils du cuivre pour le primaire et le secondaire,
 L_1 et L_2 inductances de fuites ou pertes pour le primaire et le secondaire
 L_m inductance magnétisante car la perméabilité du noyau est finie
 R_c résistance qui représente les pertes dans le noyau.

Pour simplifier l'étude, on considère toujours un transformateur idéal dont les pertes précédentes sont négligées figure 4.8b.

Si on raccorde au secondaire du transformateur idéal précédant une charge RL on aura donc

$$V_2 = RL I_2 \quad (4.18)$$

Un transformateur idéal veut dire que toute la puissance d'entrée P_1 au primaire est transmise à la charge RL du secondaire. D'où

$$P_1 = P_2 \quad (4.19)$$

Avec $P_1 = V_1 I_1$ et $P_2 = V_2 I_2 \Rightarrow V_1 I_1 = V_2 I_2 \Rightarrow$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = n \quad (4.20)$$

N_1 et N_2 sont les nombres de spires des bobinages du primaire et du secondaire respectivement; n est appelé rapport de transformation.

De l'équation (4.18), on a : $RL = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_2 V_1 I_1}{V_1 I_1 I_2} = \frac{1}{n} R_p \frac{1}{n} = \frac{R_p}{n^2} \Rightarrow$

$$R_p = RL n^2 \quad (4.21)$$

R_p est appelée résistance d'entrée du transformateur vu du primaire.

La relation (4.21) entre la résistance R_p et la charge RL est très utile dans le calcul des étages amplificateurs.

Dans le cas de la figure 4.3c on retrouve les mêmes résultats que la figure 4.3a mais il faut remplacer $rc = RC//RL$ par R_p dans la figure 4.3b et dans toutes les équations.

4.3 Puissances et rendement dans un amplificateurs de puissance classe A

Puissance d'alimentation

$$P_a = V_{CC} I_{DC}$$

Puissance de sortie maximale

$$P_s = V_s i_s$$

Avec

I_{DC} courant moyen

V_{CC} tension d'alimentation

V_s tension de sortie en valeur efficace aux bornes de la charge RL

$i_s = \frac{V_s}{RL}$ courant de sortie en valeur efficace parcourant la charge RL

Le courant moyen $IDC = ICQ$, on effet si on regarde par exemple la *figure 4.7* et on calcule

$$IDC = \frac{1}{T} \int_0^T IC(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (ICQ + ic(t)) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (ICQ + \sin(2\pi ft)) dt = ICQ$$

$$\Rightarrow Pa = VCC ICQ \quad (4.22)$$

De même en regardant la *figure 4.7*, la tension maximale délivrée à la charge RL est $VCEQ$ et le courant maximal que peut parcourir la charge RL est ICQ .

$$Vs = \frac{Vsmax}{\sqrt{2}} = \frac{VCEQ}{\sqrt{2}}$$

Et

$$is = \frac{ismax}{\sqrt{2}} = \frac{ICQ}{\sqrt{2}}$$

Donc

$$Ps = Vs is = \frac{VCEQ ICQ}{2} \quad (4.23)$$

Or $VCEQ ICQ = PDQ$ est la puissance que doit dissipée le transistor au repos, donc il faut munir le transistor d'un radiateur pour le refroidissement.

Le rendement est définie par :

$$\eta = \frac{Ps}{Pa} = \frac{\frac{VCEQ ICQ}{2}}{VCC ICQ} = \frac{VCEQ}{2 VCC} \quad (4.24)$$

$$\text{si } VCEQ = \frac{VCC}{2} \quad \eta = \frac{1}{4} = 25\% \quad (4.25)$$

Le rendement est maximal seulement si le point Q est centré sur la droite de charge statique.

4.4 Exercice d'application

Soit la *figure 4.9a*, on donne $VCC = 30V$, $R1 = 2.4 K\Omega$, $R2 = 1.2 K\Omega$, $RC = 680\Omega$, $RE = 1K\Omega$ et $RL = 470\Omega$.

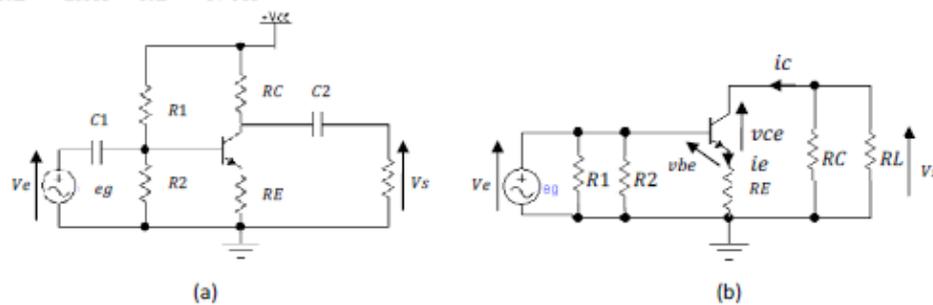


Figure 4.9

- 1) Tracer les droites de charges statique et dynamique.
- 2) Calculer $AV = \frac{Vs}{Ve}$
- 3) Quelle est la tension maximale e_g qui produit l'excursion maximale sans distorsion ?
- 4) Calculer le rendement de l'étage.

Solution

- 1) Etude statique

Les condensateurs se comportent comme des circuits ouverts, on reprend donc la même figure 4.1a .

On aura après quelques passage l'équation (4.3) et la figure 4.2 qui représente la droite de charge statique.

Etude dynamique

On pose :

$$rc = RC // RL$$

$$rb = R1 // R2$$

$$re = RE$$

La loi des mailles nous permet d'écrire .

$$vce + rc ic + re ie = 0$$

Or $ic \cong ie$ donc

$$vce + rc ic + re ie = 0 \Rightarrow vce = -(rc + re)ic$$

On pose $rc' = (rc + re)$

D'où

$$vce = -rc' ic$$

Donc dans l'équation 4.8 on écrit rc' à la place de rc et on refais le même calcul qu'en 4.1.2 et on obtient l'équation de la droite de charge dynamique.

$$IC = -\frac{VCE}{rc'} + \frac{VCEQ}{rc'} + ICQ$$

Pour le tracer des droites de charges statique et dynamique c'est la même figure 4.4 avec rc' à la place de rc .

- 2) Calcul de $AV = \frac{Vs}{Ve}$

D'après le schéma de la figure 4.9b, on a :

$$Vs = -(RC // RL)ic = -rc \cdot \beta cc ib$$

$$Ve = (\beta cc + 1)re'ib + re (\beta cc + 1)ib$$

On a posé $RE = re$

$$AV = \frac{Vs}{Ve} = \frac{-rc \cdot \beta_{cc} ib}{(re' + re)(\beta_{cc} + 1)ib} = -\frac{rc}{(re' + re)}$$

3) la tension maximale eg qui produit l'excursion maximale sans distorsion.

L'excursion maximale de $Vs = VCEQ$

Dans la figure 4.9b

$$eg = Ve = \frac{Vs}{Av} \Rightarrow eg = \frac{VCEQ}{Av}$$

4) Calcul du rendement

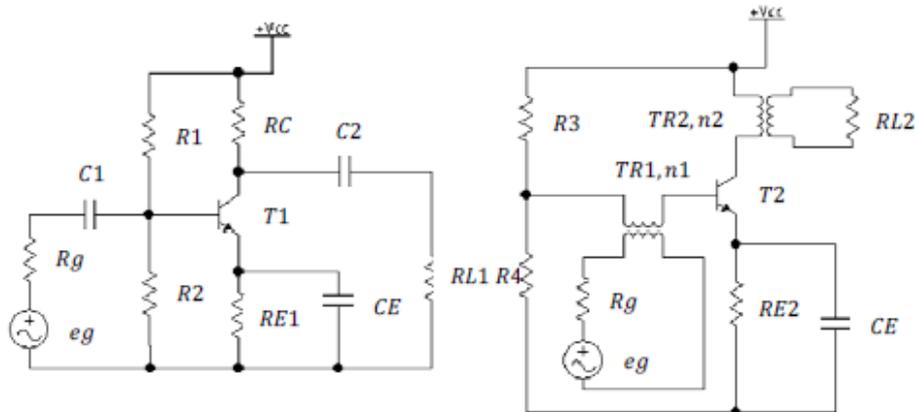
De l'équation (4.24), on a $\eta = \frac{Ps}{Pa} = \frac{VCEQ}{2VCC}$, donc connaissant $VCEQ$ et VCC on peut déterminer η .

4.5 Exercice

Soient les deux figures ci-dessous :

On donne $R1 = 220\Omega$, $R2 = 120\Omega$, $RC = 100\Omega$, $RE1 = 56\Omega$, $RL1 = 100\Omega$, $R3 = 8.2\Omega$, $R4 = 1.8\Omega$, $RE2 = 0.82\Omega$, $RL2 = 4\Omega$, $n1 = 0.1$, $n2 = 10$, $VCC = 20V$

- 1) Quel est le type de montage et expliquer le fonctionnement de chaque figure.
- 2) Faire l'étude statique et dynamique pour les deux figures.
- 3) Calculer le gain en tension, la puissance de sortie, la puissance d'alimentation et le rendement. Pour les deux transistors, on prend $\beta_{cc} = 80$ et $r_e' = 0.5\Omega$.
- 4) Donner l'avantage ou l'inconvénient entre les deux montages.
- 5) Refaire 2 et 3 sans CE .



L'amplificateur de puissance classe B

5.1 Introduction

Appelés aussi amplificateurs symétriques ou push-pull, ces amplificateurs sont utilisés en basses fréquences pour amplifier un signal sonore et la sortie est connectée à une charge RL (un haut parleur par exemple).

Le point de repos d'un amplificateur de puissance classe B est situé au point de blocage de la droite de charge dynamique, *figure 5.1*. Le transistor d'un amplificateur de puissance classe B conduit une alternance sur 2 et pour l'autre alternance il est bloqué et c'est un deuxième transistor qui prend en charge cette autre alternance, *figure 5.2*.

L'étude statique et dynamique sont les mêmes que pour ceux des amplificateurs de puissance classe A.

Il existe des amplificateurs de puissance classe B à émetteurs suiveurs ou collecteur commun, à émetteurs commun et à transformateurs.

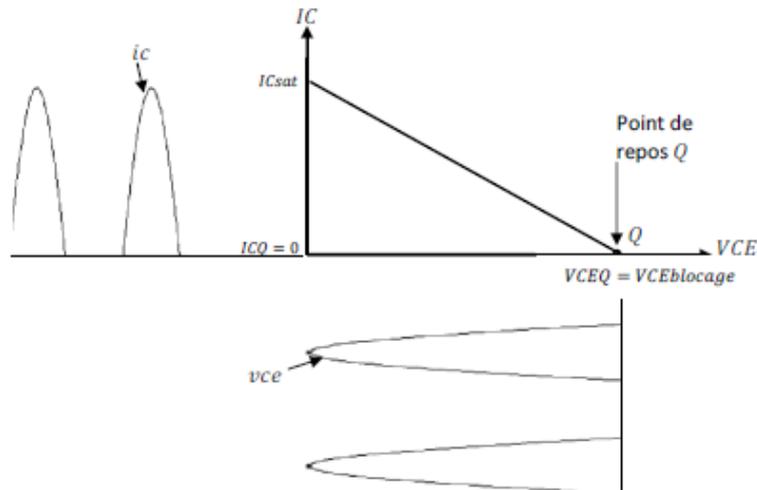


Figure 5.1

5.2 Amplificateurs de puissance classe B à émetteurs suiveurs

Soit la figure 5.2 suivante

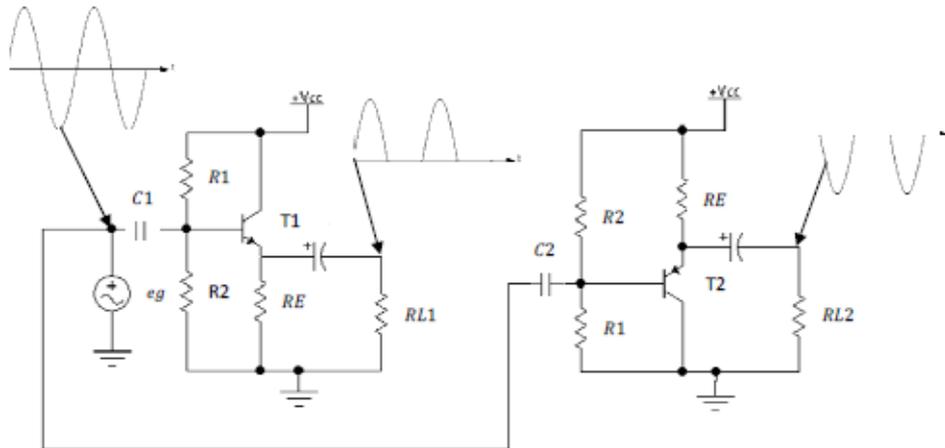


Figure 5.2

Dans ce montage les transistors T1 et T2 sont des transistors de puissance NPN et PNP respectivement, ils ont les résistances de polarisations $R1, R2$ et RE de mêmes valeurs et sont polarisés à leurs points de blocage, c'est-à-dire $ICQ1 = ICQ2 = 0$ et $VCEQ1 = VCC$ et $VCEQ2 = -VCC$ (car T2 est PNP).

Donc le premier transistor T1 ne laisse passer que les alternances positives de eg à la résistance de charge $RL1$ et T2 ne laisse passer que les alternances négatives de eg à $RL2$.

Maintenant si on veut que les deux transistors T1 et T2 soient montés ensemble et attaqués par le même générateur de tension eg et avoir une même charge RL , le montage de la figure 5.2, devient, figure 5.3.

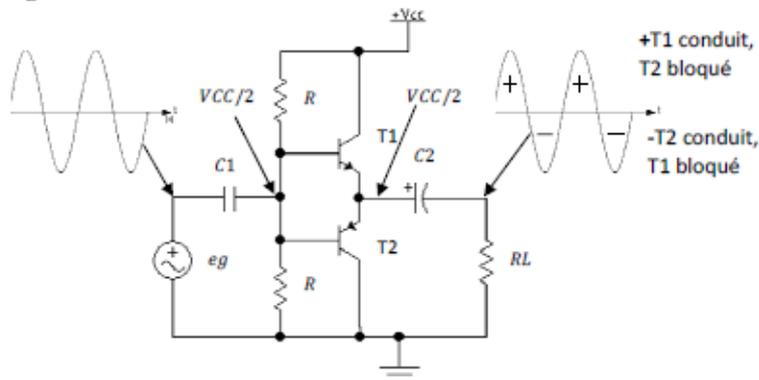


Figure 5.3

On voit que les résistances d'émetteurs RE ont disparu, mais on peut imaginer que le transistor PNP du bas joue le rôle de RE pour le transistor du haut et que le transistor du haut joue le rôle de RE pour le transistor du bas en comparant les figures 5.2 et 5.3. De même les résistances de base $R1$ et $R2$ ont disparu car les deux résistances R polarisent les 2 transistors en même temps.

Les transistors $T1$ et $T2$ sont choisies complémentaires, ils ont les mêmes caractéristiques d'entrée et de sortie. Donc la tension à leurs bases est égale à $VCC/2$ et la tension de blocage à leurs émetteurs est égale aussi à $VCC/2$ par symétrie, figure 5.4

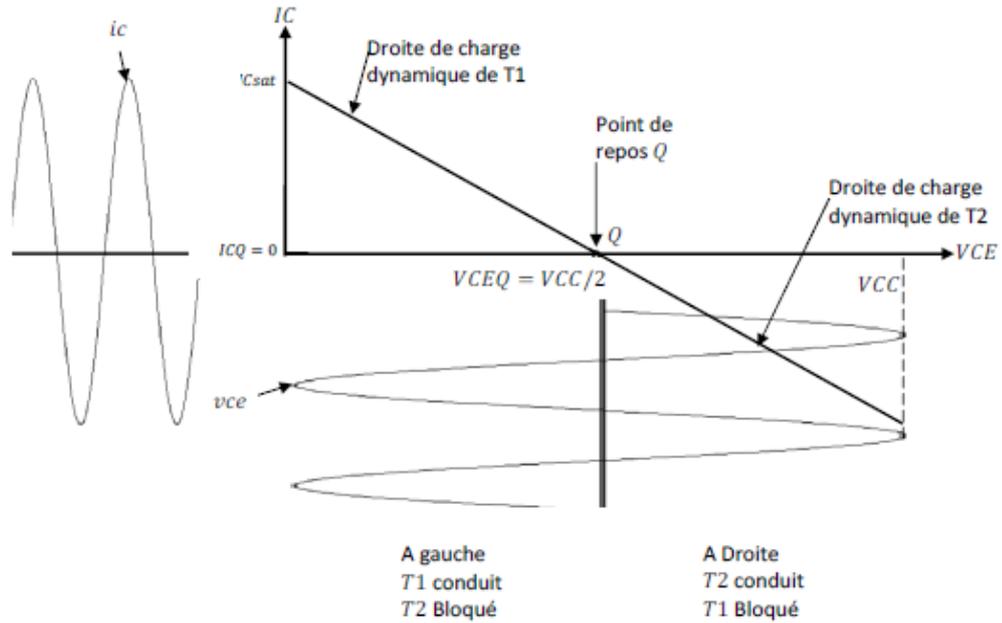


Figure 5.4

Pour l'étude dynamique on va faire le schéma équivalent en alternatif d'un seul transistor car l'autre transistor ne conduit pas, donc considérer comme s'il n'existait pas figure 5.5a. On a supposé que $T1$ conduit et $T2$ bloqué.

On rappelle que les condensateurs se comportent comme des courts circuits et la tension d'alimentation VCC devient une masse.

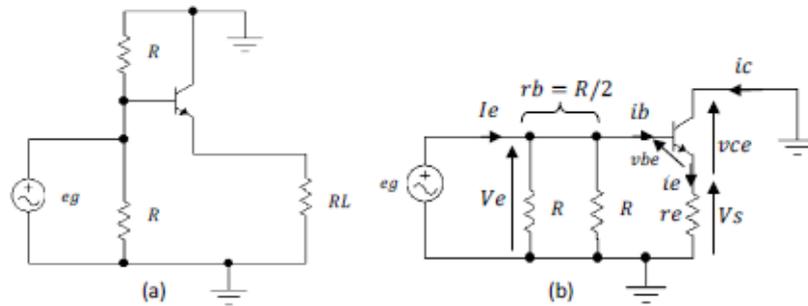


Figure 5.5

En retournant la résistance R du haut, on obtient la figure 5.5b, donc c'est un montage collecteur commun ou appelé amplificateur à émetteur suiveur.

5.2.1 Calcul du gain en tension

Une première méthode consiste à calculer directement le gain en tension $Av = \frac{Vs}{Ve}$ de la figure 5.5b.

$$\begin{aligned} Ve &= vbe + Vs \\ Vs &= re ie \end{aligned}$$

$$\text{Avec } re = RL // h_{22}^{-1}$$

$$re = RL \text{ si } h_{22}^{-1} = \infty$$

Or

$$ie = (\beta_{cc} + 1)ib$$

$$vbe = \beta_{cc} re' ib$$

$$\text{D'où } Av = \frac{Vs}{Ve} = \frac{re(\beta_{cc}+1)ib}{\beta_{cc} re' ib + re(\beta_{cc}+1)ib} \cong \frac{re}{re' + re} \quad (5.1)$$

On retrouve le gain en tension d'un amplificateur collecteur commun qui est inférieur à 1.

5.2.2 Calcul de la résistance d'entrée

$$Re = \frac{Ve}{Ie} = rb // Re'$$

Avec

$$Re' = \frac{Ve}{ib} = \frac{\beta_{cc} re' ib + re ie}{ib} = \frac{\beta_{cc} re' ib + re(\beta_{cc} + 1)ib}{ib} \cong \beta_{cc}(re' + re)$$

Donc

$$Re = rb // \beta_{cc}(re' + re) \quad (5.2)$$

Où la deuxième méthode, on remplace le transistor par son schéma équivalent pour les signaux forts, figure 5.6a. En arrangeant le schéma précédant on obtient la figure 5.6b.

En réarrangeant la figure précédente et en posant $r_b = R//R = R/2$ et $RL//h_{22}^{-1} = r_e$, on obtient la figure 5.6c.

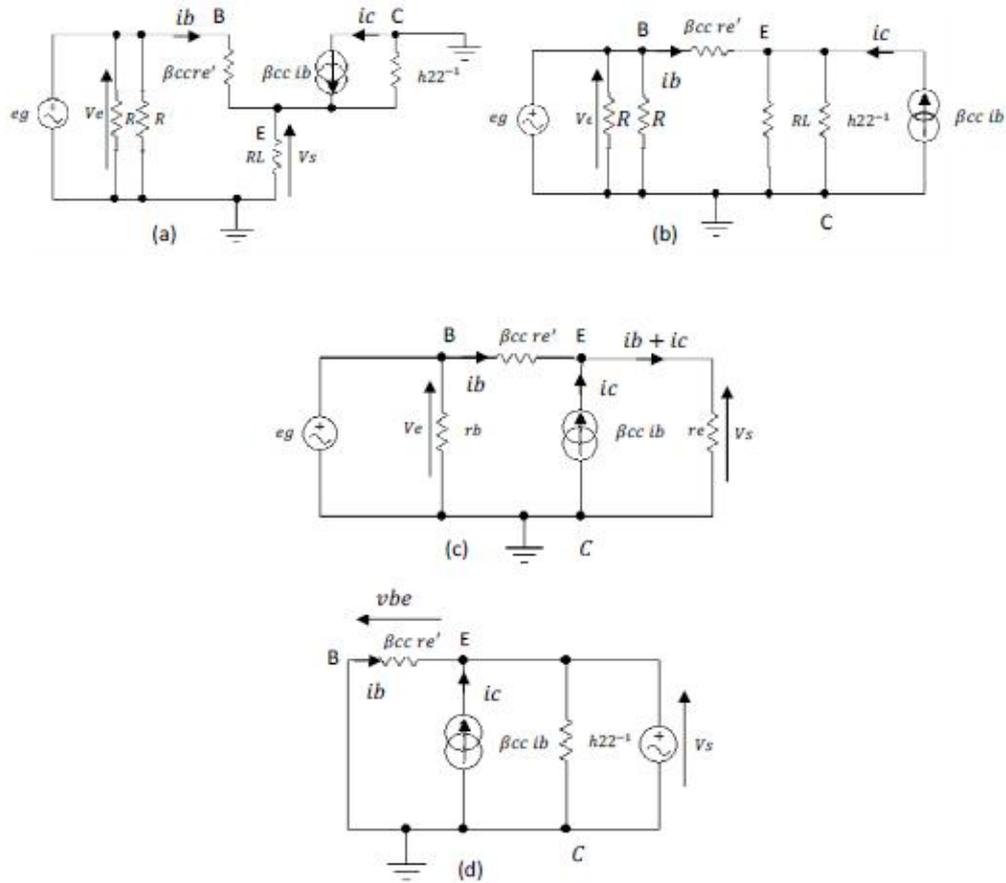


Figure 5.6

De la figure 5.6c on a

$$i_c = \beta_{cc} i_b$$

$$V_s = r_e (i_b + i_c) = r_e (\beta_{cc} + 1) i_b$$

$$V_e = \beta_{cc} r_e' i_b + V_s = (\beta_{cc} r_e' + r_e (\beta_{cc} + 1)) i_b$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{r_e (\beta_{cc} + 1) i_b}{(\beta_{cc} r_e' + r_e (\beta_{cc} + 1)) i_b} \cong \frac{r_e}{r_e' + r_e}$$

Donc on retrouve le même résultat que le (5.1)

5.2.3 Calcul de la résistance de sortie

La résistance de sortie vue de la charge RL est calculée en appliquant le théorème de Thevenin. On annule donc le générateur de tension eg et on remplace la charge RL par un générateur de tension Vs , figure 5.6d.

On cherche alors la résistance du générateur de courant $Ri = \frac{-Vs}{ic}$, on a

$$Vbe = \beta cc re' ib \Rightarrow ib = \frac{vbe}{\beta cc re'}$$

$$ic = \beta cc ib = \beta cc \frac{vbe}{\beta cc re'} = \frac{vbe}{re'}$$

$$\text{Or } vbe = -Vs \Rightarrow ic = \frac{-Vs}{re'} \Rightarrow Ri = \frac{-Vs}{ic} = re'$$

D'où $Rs = \beta cc re' // re' // h22^{-1}$

5.2.4 Distorsion de recouvrement

Le signal aux bornes de RL de la figure 5.3 n'est pas tout à fait sinusoïdal, car pour qu'un transistor bipolaire se mette à conduire il faut que la tension entre la base et l'émetteur soit au moins égale à 0.6Volt due à la diode base émetteur. Or on voit que les tensions aux bornes des 2 diodes émetteurs des 2 transistors sont nulles c'est pour ça qu'on a l'allure de la tension de sortie à la figure 5.7. Ce phénomène est appelé distorsion de recouvrement.

Pour surmonter ce problème on va utiliser 2 diodes pour augmenter le potentiel à la base du transistor $T1$ de 0.6Volt et descendre le potentiel du transistor $T2$ de 0.6Volt, figure 5.8.

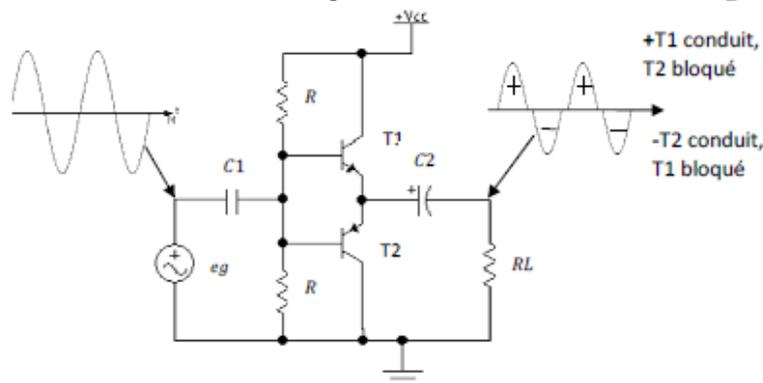


Figure 5.7

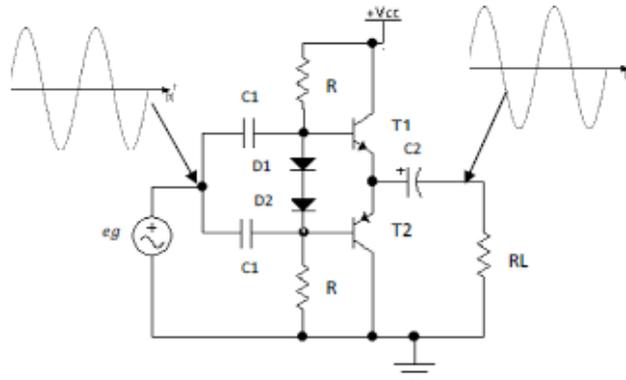


Figure 5.8

Les diodes $D1$ et $D2$ sont supposées avoir les caractéristiques $ID = f(VD)$ les mêmes que celles de $IB = f(VBE)$ des transistors de puissance $T1$ et $T2$.

Maintenant qu'on a réglé le problème de la distorsion de recouvrement en polarisant les diodes émetteurs des transistors, le point de repos Q s'est déplacé légèrement du point de blocage, donc $ICQ \neq 0$, figure 5.9.

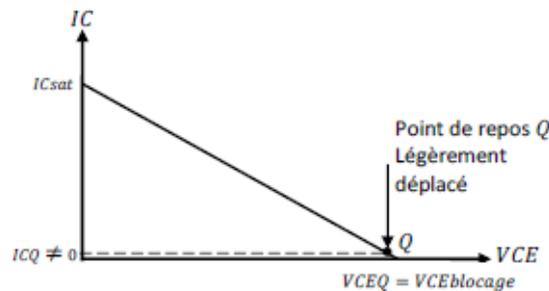


Figure 5.9

La question qui se pose est comment calculer les courants $ICQ1$ de $T1$ et $ICQ2$ de $T2$?

5.2.5 Effet miroir

En régime statique la figure 5.8 devient, figure 5.10a :

On a :

$$\begin{aligned} I1 &= ID1 + IBQ1 \\ ID2 + IBQ2 &= I2 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Le courant qui parcourt les 2 Diodes est le même donc

$$ID1 = ID2 = ID \quad (5.4)$$

Le courant qui circule dans les 2 émetteurs des transistors est le même

$$IEQ1 = IEQ2 = IEQ \quad (5.5)$$

donc

$$ICQ1 = ICQ2 = ICQ \Rightarrow IBQ1 = IBQ2 = IBQ \quad (5.6)$$

Des relations (5.3), (5.4) et (5.5) on a alors

$$I1 = I2 = I \quad (5.7)$$

La figure 5.10b représente le schéma final adopté lors de la conception d'un étage amplificateur classe B à émetteur suiveur.

Puisque les diodes $D1$ et $D2$ ont les mêmes caractéristiques des diodes émetteurs des transistors $T1$ et $T2$, alors

$$\begin{aligned} ID1 &= IEQ1 = ID \\ ID2 &= IEQ2 = ID \end{aligned}$$

Or $IEQ1 \cong ICQ1$ et $IEQ2 \cong ICQ2$

Dans l'équation (5.3) si on néglige $IBQ1$ devant $ID1$ et $IBQ2$ devant $ID2$, on aura

$$I \cong ID = IEQ \cong ICQ \quad (5.8)$$

De cette équation on obtient un effet bien particulier qui s'appelle "effet miroir", car en connaissant la valeur du courant I qui traverse les 2 résistances R on peut connaître la valeur du courant de repos ICQ des transistors de puissance classe B ?

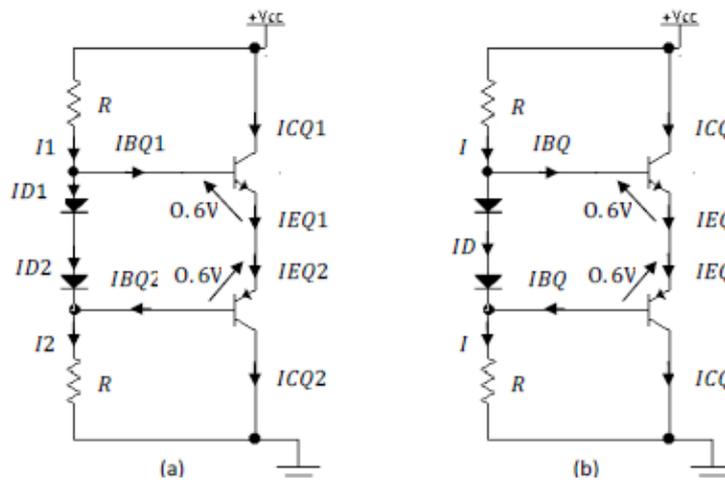


Figure 5.10

Pour le calcul du courant miroir I , on utilise la maille suivante:

$$VCC = RI + 0.6 + 0.6 + RI = 2RI + 1.2$$

$$\Rightarrow I = \frac{V_{CC}-1.2}{2R} \cong ICQ \quad (5.9)$$

5.2.6 Calcul des puissances et du rendement

De la même manière que les amplificateurs de puissance classe A on définit la puissance d'alimentation P_a et la puissance de sortie P_s .

$$P_a = V_{CC} IDC$$

La puissance d'alimentation est calculée pour un seul transistor car l'autre serait bloqué. Or d'après la figure 5.4 le courant max est IC_{sat} et la tension maximale de sortie est $V_{CC}/2$. Si on pose $\theta = \omega t = 2\pi f t$ avec $f = \frac{1}{T}$, $i_c = IC_{sat} \sin \theta$

$$IDC = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} IC_{sat} \sin\left(2\pi \frac{1}{T} t\right) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} IC_{sat} \sin(\theta) d\theta = \frac{IC_{sat}}{\pi}$$

D'où

$$P_a = V_{CC} \frac{IC_{sat}}{\pi} \quad (5.10)$$

La puissance de sortie maximale qui peut être obtenue aux bornes de la charge est:

$$P_s = V_s I_s = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2}} \frac{I_{smax}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{smax} I_{smax}}{2}$$

Donc

$$P_s = \frac{V_{CC} IC_{sat}}{4} \quad (5.11)$$

On déduit donc le rendement

$$\eta = \frac{P_s}{P_a} = \frac{\frac{V_{CC} IC_{sat}}{4}}{\frac{V_{CC} IC_{sat}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 78\% \quad (5.12)$$

On constate que le rendement est meilleur qu'en classe A

On peut calculer la puissance en fonction de la charge RL , On a :

$$V_s = RL i_s \Rightarrow i_s = \frac{V_s}{RL} \Rightarrow i_{smax} = \frac{V_{smax}}{RL}$$

Or $V_{smax} = V_{CC}/2$

Donc

$$P_s = \frac{V_{smax} i_{smax}}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CC}/2 \cdot V_{CC}/2}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} RL} = \frac{V_{CC}^2}{8RL} \quad (5.13)$$

Exemple

$V_{CC} = 40V$ et $RL = 8\Omega$, on trouve $P_s = 25 \text{ Watt}$

5.3 Amplificateur de puissance classe B à émetteur commun

C'est un amplificateur de puissance push pull constitué de 2 transistors montés en émetteur commun, figure 5.11.

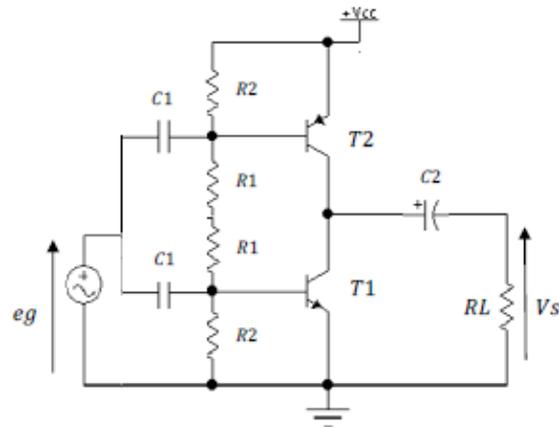


Figure 5.11

Le fonctionnement est le même, à savoir le transistor $T1$ conduit et $T2$ bloqué dans l'alternance positive et dans l'alternance négative le transistor $T2$ conduit et le transistor $T1$ est bloqué. L'étude statique se fait normalement ainsi que l'étude dynamique.

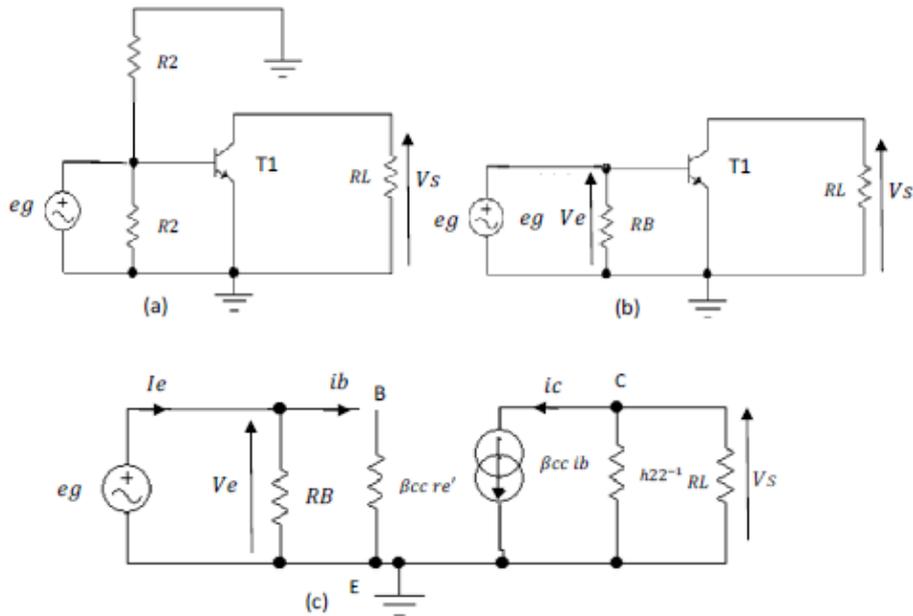


Figure 5.12

Le schéma équivalent en alternatif est donné dans la *figure 5.12* avec $T1$ conduit et $T2$ bloqué.

On voit sur la *figure 5.12a* le transistor du haut n'est pas représenté car il est bloqué, la même figure est arrangée et représenté sur la *figure 5.12b*, les 2 résistances $R1$ sont court-circuitées par les 2 condensateurs $C1$. La *figure 5.12c* est le schéma équivalent en alternatif final, on voit que c'est un pur émetteur commun dont l'entrée est V_e et la sortie est V_s .

On pose :

$$R_B = R2 // R2 = R2/2$$

$$R_L // h_{22}^{-1} = r_c$$

$$R_B // \beta_{cc} r_e' = r_b$$

5.3.1 Le gain en tension d'un amplificateur en puissance classe B à émetteur commun.

$$A_v = \frac{V_s}{V_e}$$

$$V_s = -r_c i_c = -r_c \beta_{cc} i_b$$

$$V_e = \beta_{cc} r_e' i_b$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-r_c \beta_{cc} i_b}{\beta_{cc} r_e' i_b} = -\frac{r_c}{r_e'} \quad (5.14)$$

Donc c'est le même gain que celui d'un amplificateur à émetteur commun

5.3.2 Résistance d'entrée d'un amplificateur classe B à émetteur commun.

Pour la résistance d'entrée de ce montage, elle est évidente

$$R_e = \frac{V_e}{i_e} = r_b \quad (5.15)$$

Pour les puissances on obtient les mêmes résultats que précédemment.

On peut remplacer les 2 résistances $R2$ par 2 diodes pour obtenir l'effet miroir vu précédemment.

En réalité, dans la pratique l'une des résistances de polarisation d'un amplificateur de puissance classe B est remplacée par un étage d'attaque. Cet étage d'attaque est un amplificateur de puissance classe A. La *figure 5.13a* représente un amplificateur classe B à émetteur suiveur avec un étage d'attaque ou driver en anglais (transistor $T3$)., la *figure 5.13b* représente un amplificateur classe B à émetteur commun avec étage d'attaque (transistor $T3$).

5.3.3 Résistance de sortie d'un amplificateur classe B à émetteur commun.

De la même manière que 5.2.3, dans la *figure 5.12c* on annule le générateur de tension eg et on place à la place de la charge RL un générateur de tension V_s .

Puisque eg est placé entre la base et l'émetteur donc $eg = v_{be}$, si $eg = 0 \Rightarrow v_{be} = 0$ aussi
 $\Rightarrow i_b = 0 \Rightarrow i_c = 0$ d'où $R_s = \frac{V_s}{i_s} = h_{22}^{-1}$

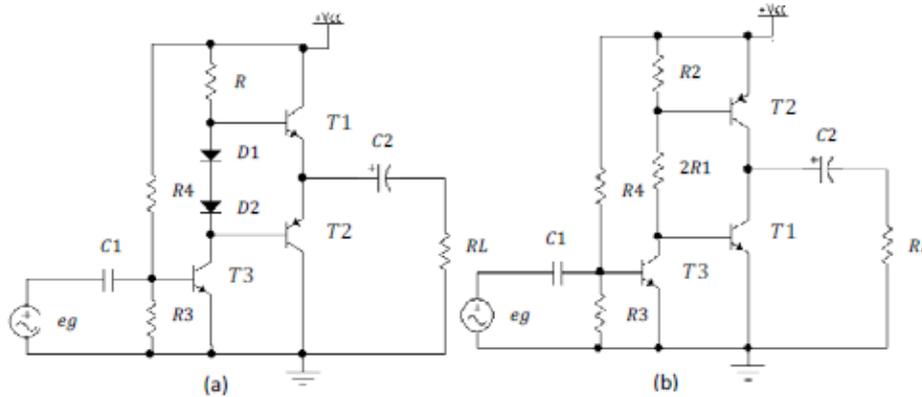


Figure 5.13

5.3.4 L'amplificateur de puissance classe B à alimentation fractionnée

Dans la réalité, dans les montages pratiques, les amplificateurs de grandes puissances classe B sont alimentés par 2 tensions continues V_{CC} et $-V_{CC}$, figure 5.14

Dans la figure 5.14a la tension aux émetteurs des 2 transistors par rapport à la masse est de 0V car chaque transistor a une tension V_{CC} entre son collecteur et son émetteur, la masse est prise entre les 2 tensions V_{CC} .

De même la figure 5.14b la tension aux collecteurs des 2 transistors par rapport à la masse est de 0V car chaque transistor a une tension V_{CC} entre son collecteur et son émetteur, la masse est prise entre les 2 tensions V_{CC} .

C'est pour ça qu'on n'a pas besoin de condensateur de couplage C_2 .

Dans ces 2 montages il faut remplacer V_{CC} au lieu de $V_{CC}/2$ dans toutes les équations précédentes.

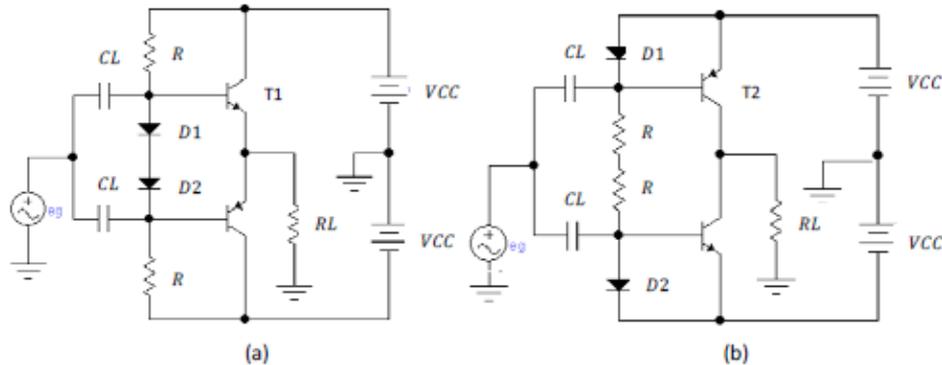


Figure 5.14

5.3.5 Exemple d'application

Calculer le rendement et la puissance de sortie des 2 amplificateurs de la figure 5.14, on donne $VCC = 40V$ et $RL = 8\Omega$

Pour les 2 amplificateurs on aura le même rendement $\eta = \frac{Ps}{Pa}$

$Pa = 2VCC IDC$ or $IDC = \frac{ICsat}{\pi}$ donc

$$Pa = 2VCC \frac{ICsat}{\pi}$$

$Ps = \frac{Vsmax}{\sqrt{2}} \frac{Ismax}{\sqrt{2}}$ or $Ismax = ICsat$ et $Vsmax = VCC$ donc

$$Ps = \frac{VCCICsat}{2}$$

$$\eta = \frac{\frac{VCCICsat}{2}}{2VCC \frac{ICsat}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 78\%$$

La puissance de sortie est

$$Ps = Vs Is$$

Or

$$Is = \frac{Vs}{RL}$$

et

$$Vs = \frac{Vsmax}{\sqrt{2}} = \frac{VCC}{\sqrt{2}}$$

$$\Rightarrow Ps = Vs \frac{Vs}{RL} = \frac{Vs^2}{RL} = \frac{\left(\frac{VCC}{\sqrt{2}}\right)^2}{RL} = \frac{VCC^2}{2RL} = \frac{40^2}{2 \cdot 8} = 100Watts$$

5.4 Amplificateur de puissance classe B à transformateurs

Le montage est présenté à la figure 5.15

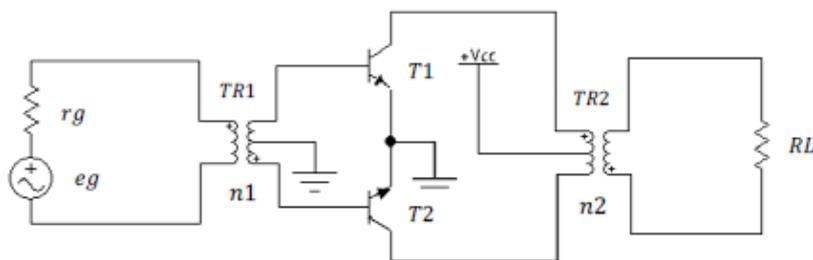


Figure 5.15

Dans la première alternance $T1$ conduit et $T2$ bloqué, dans la deuxième alternance $T2$ conduit et $T1$ bloqué.

Le transformateur $TR1$ est appelé transformateur d'entrée et $TR2$ est appelé transformateur de sortie.

Les transformateurs $TR1$ et $TR2$ sont supposés parfaits avec $n1$ rapport de transformateur de $TR1$ et $n2$ rapport de transformation de $TR2$

Au repos

$$VCEQ1 = VCEQ2 = VCC$$

$$ICQ1 = ICQ2 = 0$$

5.4.1 Etude dynamique

On a choisi de faire l'étude dynamique pour $T1$ conduit dans la première alternance de eg et $T2$ bloqué figure 5.16a.

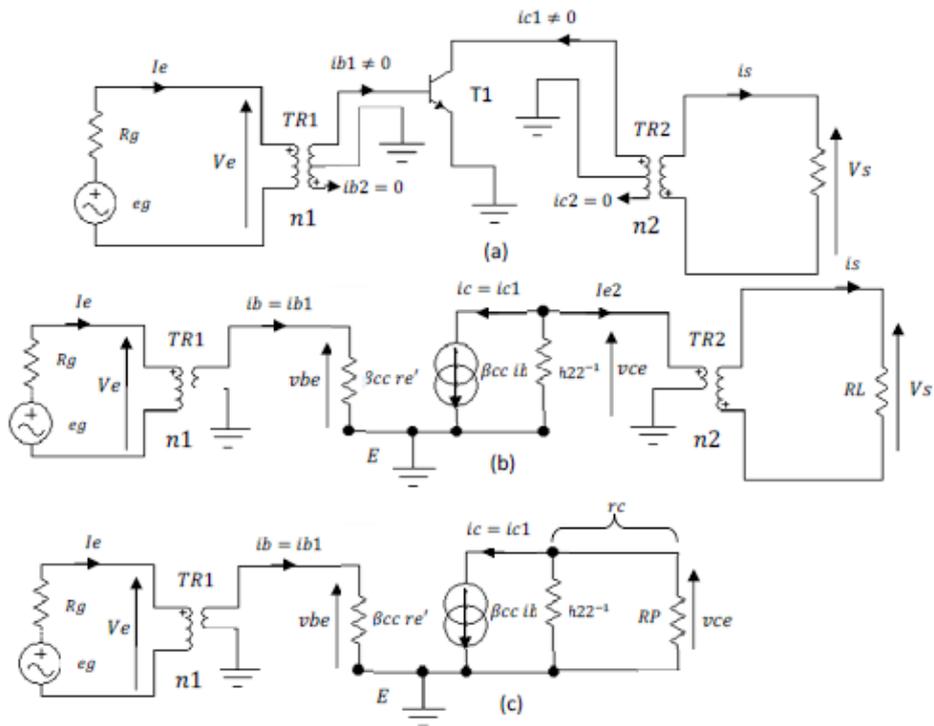


Figure 5.16

$T1$ conduit $\Rightarrow ib1 \neq 0 \Rightarrow ic1 \neq 0$

$T2$ bloqué $\Rightarrow ib2 = 0 \Rightarrow ic2 = 0$

$T2$ bloqué donc aucun courant $ib2$ ne circule dans la deuxième moitié du secondaire de $TR1$ et de même aucun courant $ic2$ ne circule dans la deuxième moitié du primaire de $TR2$, c'est pour ça que la deuxième moitié du secondaire de $TR1$ et la deuxième moitié du primaire de $TR2$ sont supprimées dans la figure 5.16 b. On a remplacé sur cette figure le transistor par son schéma équivalent en régime des signaux forts.

5.4.2 Tracer de la droite de charge dynamique

Pour le tracé de cette droite il faut calculer tout d'abord la résistance d'entrée vu du primaire du transformateur $TR2$ car elle est en parallèle avec la résistance h_{22}^{-1} du transistor, figure 5.16c.

De l'équation de R_p (4.21) on a

$$R_p = R_L n^2$$

Cette relation est donnée pour toute la bobine du primaire du transformateur, donc puisque la moitié du bobinage de primaire est utilisé figure 5.16b, on aura :

$$R_{p2} = \frac{R_L n^2}{2} \quad (5.16)$$

5.4.3 Calcul de la résistance d'entrée vu du primaire:

Démonstration

Dans la moitié de l'enroulement primaire de $TR2$ nous avons à la figure 5.16b.

$$v_{ce} = \frac{1}{2} V_1$$

Avec V_1 est toute la tension aux bornes du primaire de $TR2$

Or

$$V_s = R_L i_s \Rightarrow R_L = \frac{V_s}{i_s} = \frac{V_s}{v_{ce}} \frac{v_{ce}}{i_{e2}} \frac{i_{e2}}{i_s} = \frac{V_s}{\frac{1}{2} V_1} \frac{\frac{1}{2} V_1}{i_{e2}} \frac{i_{e2}}{i_s} = 2 \frac{V_s}{V_1} \frac{\frac{1}{2} V_1}{i_{e2}} \frac{i_{e2}}{i_s}$$

Or

$$\frac{V_1}{V_s} = n^2 \Rightarrow \frac{V_s}{V_1} = \frac{1}{n^2}; \frac{i_s}{i_{e2}} = n^2 \Rightarrow \frac{i_{e2}}{i_s} = \frac{1}{n^2} \text{ et } \frac{\frac{1}{2} V_1}{i_{e2}} = R_{p2}$$

D'où

$$\begin{aligned} R_L &= \frac{V_s}{i_s} = 2 \frac{1}{n^2} R_{p2} \frac{1}{n^2} \\ &\Rightarrow R_{p2} = \frac{R_L n^2}{2} \end{aligned}$$

En posant $rc = h_{22}^{-1} // R_{p2}$, on retrouve les mêmes équations et la même droite de charge dynamique que celle d'un amplificateur de puissance class A, figure 36b, à part le point de repos n'est pas le même dans notre cas $ICQ = 0$ et $VCEQ = VCC$.

5.4.4 Calcul du gain en tension $Av = \frac{Vs}{Ve}$

De la figure 5.16b on

$$Av = \frac{Vs}{Ve} = \frac{Vs}{vce} \frac{vce}{vbe} \frac{vbe}{Ve}$$

Or la tension d'entrée du transformateur TR2 est $vce = \frac{1}{2} V1$ et sa tension de sortie est Vs

$$\text{Or } n2 = \frac{V1}{Vs} = \frac{2vce}{Vs} \Rightarrow \frac{Vs}{vce} = \frac{2}{n2}$$

De même la tension d'entrée du transformateur TR1 est Ve et sa tension de sortie est $V2 = 2vbe$

$$\text{D'où } n1 = \frac{Ve}{V2} = \frac{Ve}{2vbe} \Rightarrow \frac{vbe}{Ve} = \frac{1}{2n1}$$

On reconnaît le gain $\frac{vce}{vbe} = -\frac{rc}{re'}$ d'un amplificateur de puissance classe A

Soit

$$Av = \frac{Vs}{Ve} = \frac{2}{n2} \left(-\frac{rc}{re'} \right) \frac{1}{2n1} = -\frac{1}{n1 n2} \frac{rc}{re'} \quad (5.17)$$

5.4.5 La résistance d'entrée de tout l'étage $Re = \frac{Ve}{Ie}$

Pour calculer cette résistance, il faut calculer la résistance d'entrée vu du primaire de TR1.

On utilise la même équation (4.21) $Rp = RL n1^2$; mais regardons seulement la moitié du bobinage du secondaire de TR1 est utilisé et la résistance de charge est $\beta cc re'$; donc

$$Re = Rp1 = 2 n1^2 \beta cc re' \quad (5.18)$$

Démonstration :

Dans la moitié de l'enroulement secondaire de TR1 nous avons dans la figure 5.16b

$$vbe = \beta cc re' ib = \frac{1}{2} V2$$

Avec $V2$ est toute la tension aux bornes du secondaire de TR1

Donc

$$\frac{vbe}{ib} = \frac{\frac{1}{2} V2}{ib} = \frac{1}{2} \frac{V2}{Ve} \frac{Ve}{Ie} \frac{Ie}{ib} = \beta cc re'$$

Or

$$\frac{Ve}{V2} = n1 \Rightarrow \frac{V2}{Ve} = \frac{1}{n1}$$

Et

$$\frac{I_e}{I_b} = n1 \Rightarrow \frac{I_b}{I_e} = \frac{1}{n1}$$

Et

$$\frac{V_e}{I_e} = R_e$$

$$\Rightarrow \frac{v_{be}}{I_b} = \frac{1}{2} \frac{V_2}{I_b} = \frac{1}{2} \frac{1}{n1} R_e \frac{1}{n1} = \beta_{cc} r_{e'}$$

D'où on tire

$$R_e = 2 n1^2 \beta_{cc} r_{e'}$$

5.4.6 Distorsion de recouvrement dans un amplificateur de puissance classe B à transformateurs

Sans signal d'entrée, au repos dans la *figure 5.15* les transistors *T1* et *T2* sont bloqués, en effet leurs bases ne sont pas polarisées. Donc pour que les 2 transistors conduisent il faut que la tension d'entrée à leurs bases soit supérieure ou égale à 0.6 Volt. C'est le même problème qu'on a vu pour l'amplificateur de puissance classe B à émetteur suiveur. La *figure 5.17* propose quelques solutions utilisées pour combattre le problème de la distorsion de recouvrement.

Sur la *figure 5.17a* les 2 transistors *T1* et *T2* sont polarisés par la tension de 0.6Volt. Cette tension de 0.6Volt peut être obtenue par un diviseur de tension *figure 5.17b* ou polarisé par une diode *D* *figure 5.17c*.

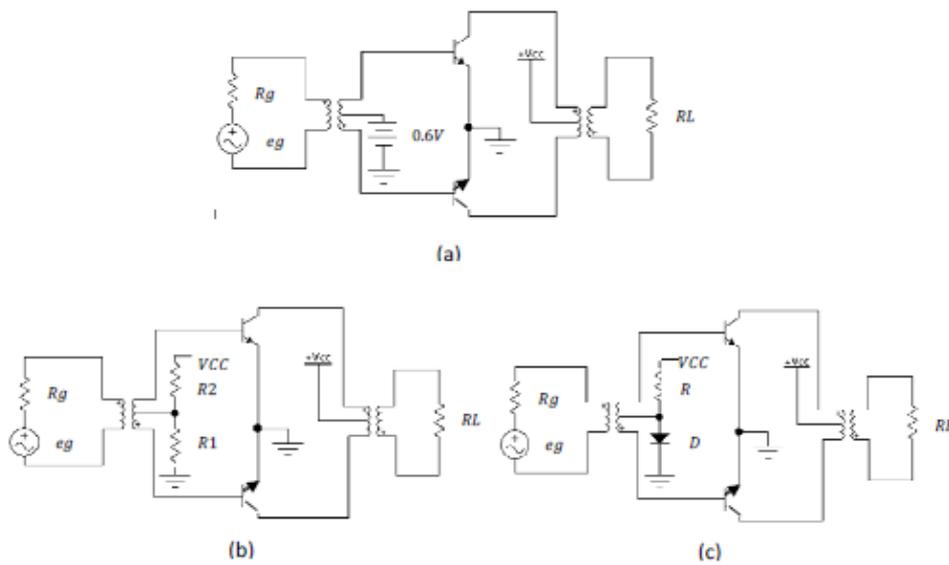


Figure 5.17

5.4.7 Exemples d'applications

- ❖ Déterminer la résistance R_1 si $R_2 = 10k\Omega$ avec $V_{CC} = 30V$ dans la figure 5.17b

En appliquant le diviseur de tension sur R_1 , on obtient en négligeant les courants de repos de bases des transistors. :

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{CC} &= 0.6V \Rightarrow \frac{R_1+R_2}{R_1} = \frac{V_{CC}}{0.6} \\ \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} &= 50 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 49 \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{49} \end{aligned}$$

On trouve $R_1 \cong 200\Omega$

- ❖ De la figure 5.17c déterminer le courant qui passe dans la diode D si $R = 22k\Omega$ et $V_{CC} = 30V$.

Soit

On a le courant qui passe dans la diode est le même qui passe dans la résistance R et la tension aux bornes de la diode est égale à $0.6V$, donc

$$V_{CC} = R I_d + V_d \Rightarrow I_d = \frac{V_{CC} - V_d}{R} = \frac{30 - 0.6}{22000} = 1.33mA$$

Remarque importante

Quand le point de repos Q d'un amplificateur de puissance classe B se déplace de sa position d'origine $I_{CQ} = 0$ et $V_{CERQ} = V_{CE\text{blocage}}$ on dit qu'on a un amplificateur de puissance classe AB.

5.5 Exercices

5.5.1 Exercice 1

Soit la figure 5.18 suivante

- 1) Expliquer le schéma et donner le rôle de chaque étage.
- 2) Tracer les droites de charge statique et dynamique.
- 3) Faire le schéma équivalent en alternatif et calculer le gain en tension de chaque étage.
- 4) Calculer la puissance de sortie, en déduire le rendement.

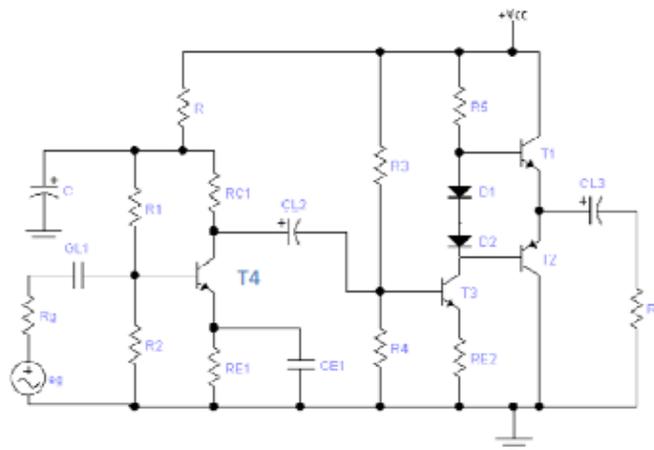
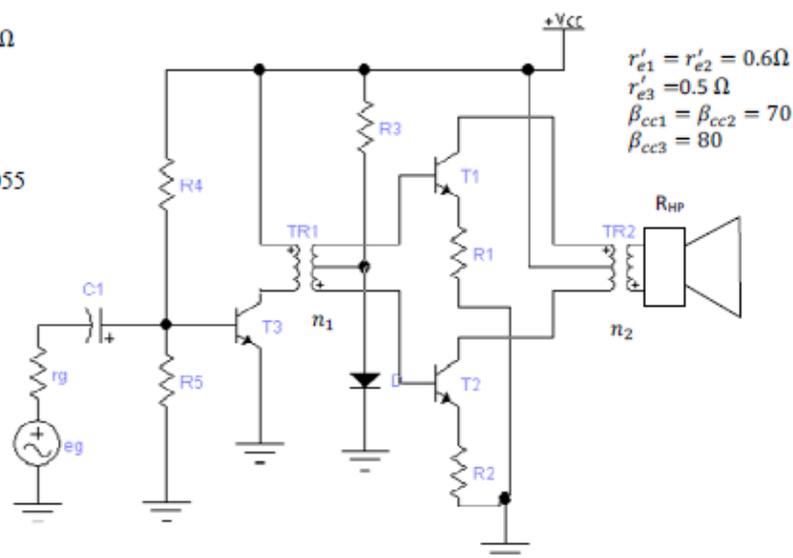


Figure 5.18

5.5.2 Exercice 2

$R1=R2=0.27 \Omega$
 $R3=10k \Omega$
 $R4=27k \Omega$
 $R5=4.7k \Omega$
 $C1=3.3\mu F$
 $T1=T2=2N3055$
 $T3=BD243$
 $V_{cc}=60V$
 $R_{HP}=8 \Omega$
 $D=1N4007$



- 1) Expliquer brièvement le montage et donner le type d'amplificateur de chaque étage.
- 2) Calculer n_1 et n_2 pour que les résistances de charges vues des primaires de TR1 et de TR2 soient respectivement 680Ω et $1k \Omega$.
- 3) Tracer les droites de charges statiques et dynamiques.
- 4) Calculer les tensions en chaque point et les courants en chaque branche du montage.
- 5) Calculer les gains en tensions de chaque étage et global. Donner les signaux.
- 6) Calculer la puissance de sortie délivrée à la charge, en déduire le rendement.

L'amplificateur de puissance classe C

6.1 Introduction

L'amplificateur de puissance classe C est utilisé pour l'amplification en radiofréquence de fréquences supérieures à 20kHz pour alimenter une antenne d'émission.

Le transistor d'un amplificateur de puissance classe C conduit moins de 180 degrés ou moins d'une demi-période.

Le courant instantané dans le collecteur d'un transistor de puissance classe C est représenté à la figure 6.1.

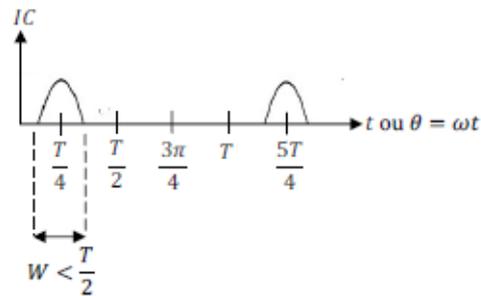


Figure 6.1

W étant la durée de conduction du transistor

6.2 Principe

Soit le montage de la figure 6.2a

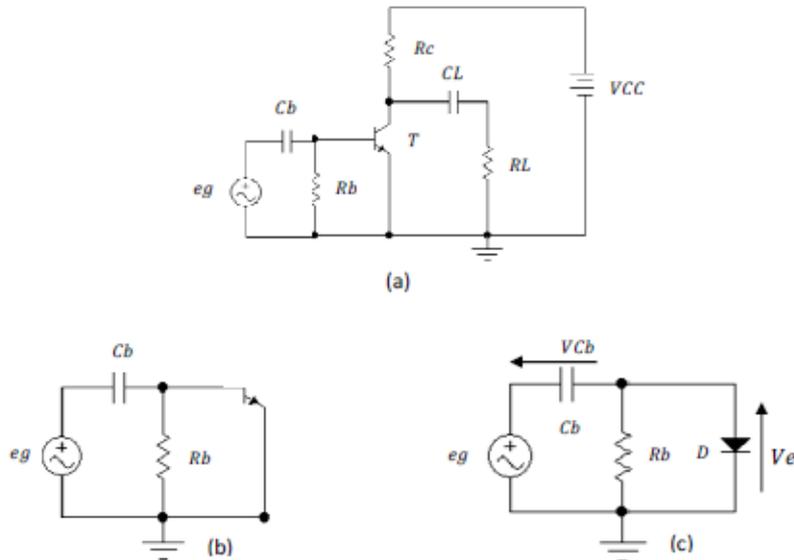


Figure 6.2

Au repos le transistor T est bloqué car la base n'est pas polarisée.

$$I_{CQ} = 0$$

$$V_{CEQ} = V_{CE\text{blocage}} = V_{CC}$$

Le circuit de base du transistor peut être représenté à la figure 6.2b, la jonction base émetteur est représentée par une diode D à la figure 6.2c

Appliquons une tension $e_g = E_{g\max} \sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi f$, $f = \frac{1}{T}$ étant la fréquence et T est la période, figure 6.3a.

A la première période T on a :

$$e_g = V_{Cb} + 0.7V \quad (6.1)$$

Dans la première alternance positive de e_g on a :

$$e_{g\max} = V_{Cb\max} + 0.7V$$

$$\Rightarrow V_{Cb\max} = e_{g\max} - 0.7V \quad (6.2)$$

Le condensateur C_b se charge à la tension $e_{g\max} - 0.7V$

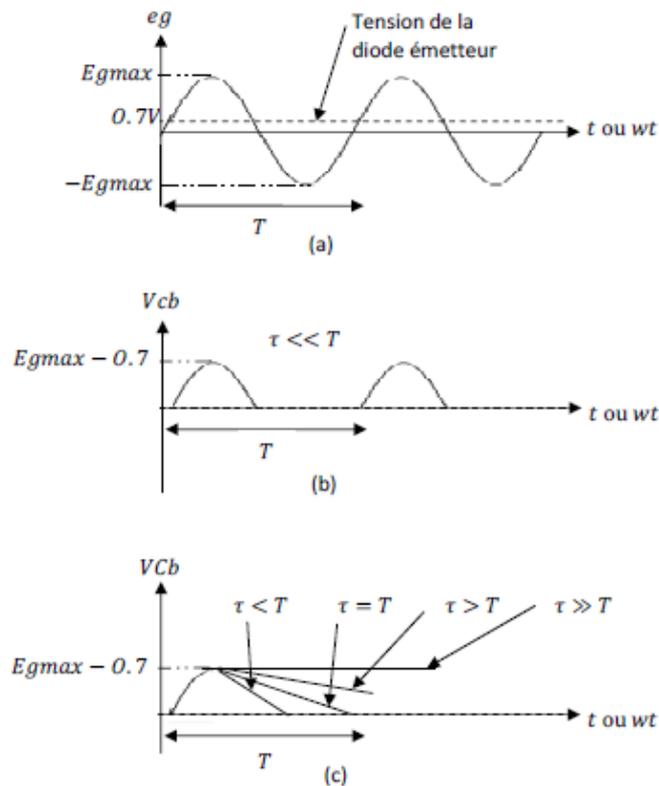


Figure 6.3

On choisit la constante de temps $R_b C_b = \tau$ très grande devant la période T pour que le condensateur C_b n'ait pas le temps de se décharger, *figure 6.3c*. Dans la première alternance négative de e_g la diode est bloquée et le condensateur ne peut pas se décharger et garde toujours V_{Cbmax} . Le condensateur est considéré maintenant comme une batterie et gardera pour toujours la tension $V_{Cb} = e_{gmax} - 0.7V$ indéfiniment dans le temps, *figure 6.4*.

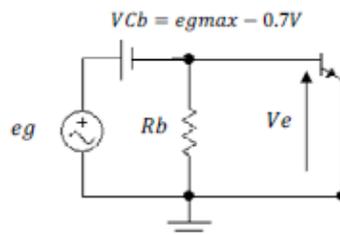


Figure 6.4

Le schéma de la *figure 6.4* est appelé circuit de restauration de la composante continue.

6.3 Calcul de la tension d'entrée V_e du transistor de puissance en classe C

De la nouvelle figure 6.4 on a $eg = VCb + Ve$

$$\Rightarrow Ve = eg - VCb = eg - (eg_{max} - 0.7V) \quad (6.3)$$

Calculons Ve pour différentes valeurs de eg de l'équation (6.3).

t	0	$T/4$	$T/2$	$3T/4$	T
$\theta = \omega t$	0	$\pi/2$	π	$3\pi/2$	2π
$\sin(\omega t)$	0	1	0	-1	0
Ve	$-eg_{max} + 0.7V$	+0.7Volt	$-eg_{max} + 0.7V$	$-2eg_{max} + 0.7V$	$-eg_{max} + 0.7V$

Tableau 6.1

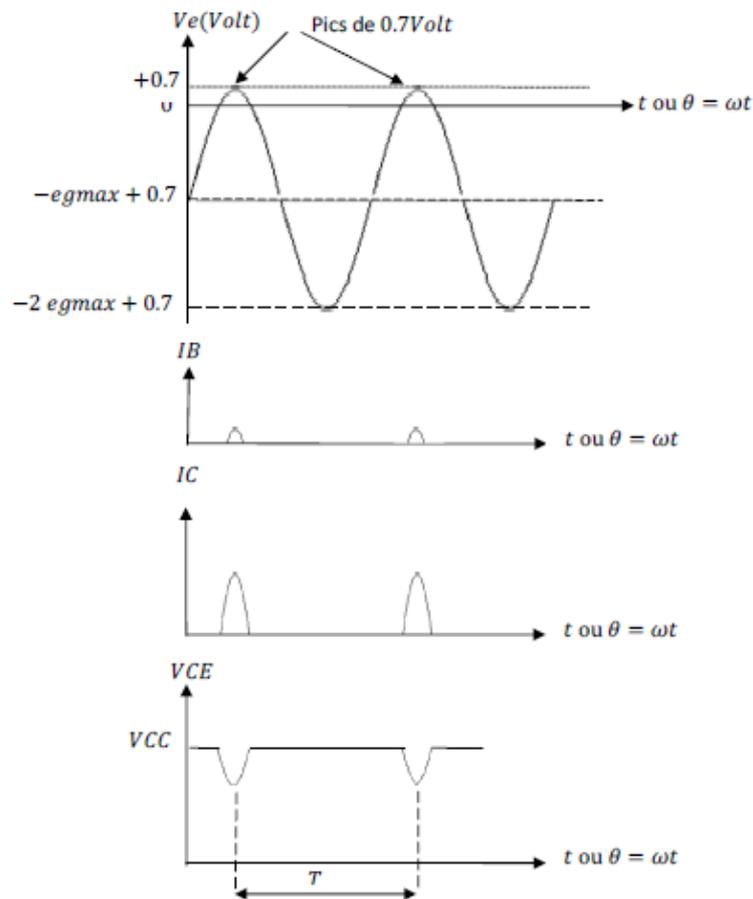


Figure 6.5

On constate dans le tableau 6.1 qu'il y'a un seul cas où V_e n'est pas négative car pour $t = \frac{T}{4}$ ($\theta = \frac{\pi}{2}$) on a $V_e = 0.7\text{Volt}$. Cette tension est suffisante pour faire basculer le transistor T du blocage à la conduction. Donc à ces pics de 0.7Volt les courants I_B, I_C seront différents de zéro et la tension V_{CE} est différente de V_{CC} figure 6.5.

On définit le taux d'utilisation par

$$\eta = \frac{W}{T} \quad (6.4)$$

W durée de conduction du transistor et T étant la période.

6.4 Amplificateur classe C à circuit accordé

Le circuit d'un amplificateur de puissance classe C à circuit accordé est constitué d'un transistor de puissance fonctionnant dans la bande des radiofréquences, d'une bobine d'inductance L et de résistance interne r et d'un condensateur C , figure 6.6.

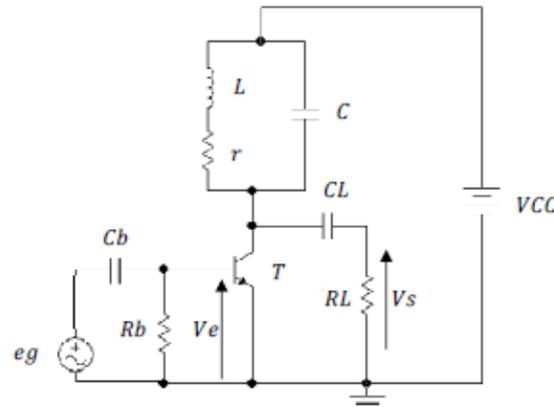


Figure 6.6

On reconnait l'étage d'entrée d'un circuit restaurateur de composante continue à base de condensateur C_b et de résistance R_b , donc le fonctionnement est le même qu'en 6.2 en choisissant bien sur $\tau = R_b C_b \gg T$, T étant la période du générateur eg .

6.4.1 Fonctionnement du montage

- Sans signal d'entrée ($eg = 0$) le transistor T est bloqué et le condensateur C est déchargé
- Dès que V_e dépasse les 0.7 Volt de la diode émetteur du transistor, celui-ci se sature ($V_{CE} = V_{CEsat} \cong 0\text{Volt}$) et donc le condensateur se charge jusqu'à V_{CC} , figure 6.7a.
- Quand l'amplitude de V_e devient inférieure à 0.7Volt le transistor T se bloque d'où le courant de collecteur s'annule de nouveau et donc le condensateur C se décharge dans

la bobine (L, r) et donc $V_c = 0$ et l'inductance L se charge à V_{CC} , d'où $V_L = V_{CC}$, figure 6.7b.

- Toujours pour V_e inférieure à 0.7Volt, l'inductance L se décharge dans C mais en sens inverse d'où $V_c = -V_{CC}$, figure 6.7c.
- Toujours pour V_e inférieure à 0.7Volt, le condensateur C se décharge dans la bobine (L, r) d'où $V_c = 0$ et L se charge à $-V_{CC}$, donc $V_L = -V_{CC}$, figure 6.7d.
- De nouveau le cycle recommence avec V_e inférieure à 0.7Volt, l'inductance L se décharge dans le condensateur C mais en sens inverse, donc $V_c = V_{CC}$, figure 6.7e.

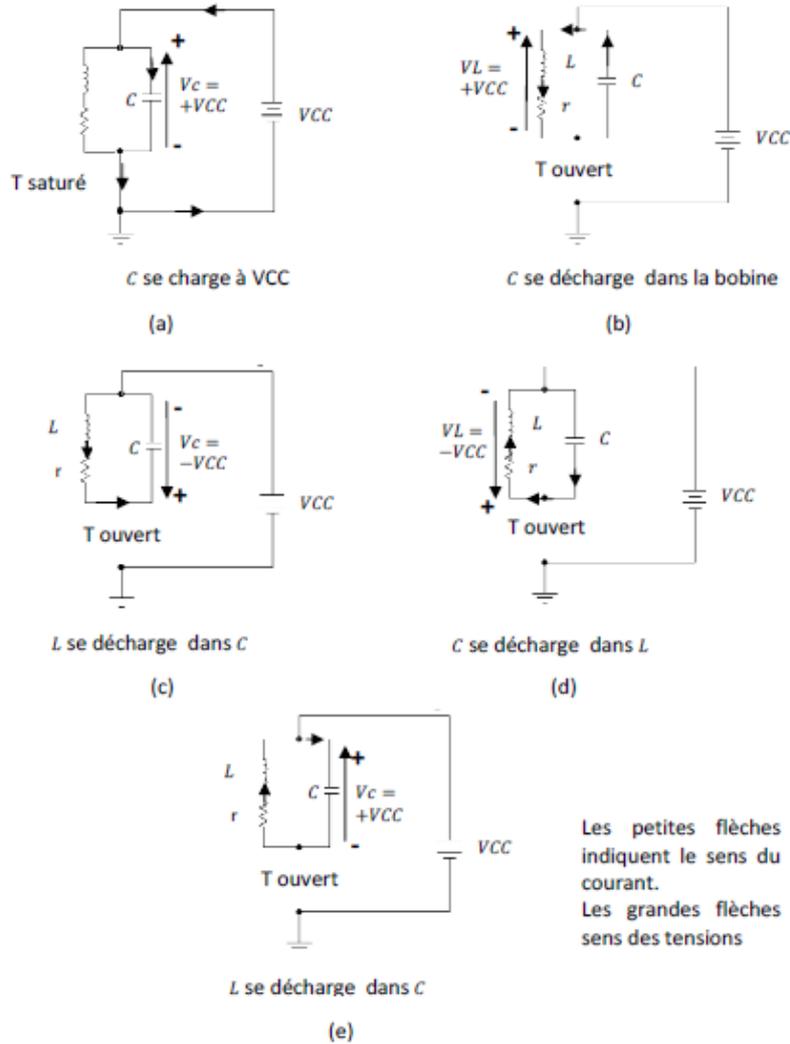


Figure 6.7

En suivant étape par étape le principe de fonctionnement des ces cinq figures ci-dessus, on peut tracer la courbe de $V_C(t)$ aux bornes du condensateur C en fonction de $V_e(t)$, figure 6.8.

Au départ $V_C(t)$ n'est pas sinusoïdale car au premier quart de période le condensateur se charge à V_{CC} presque instantanément, après le deuxième quart de période la sinusoïde prend forme grâce à la décharge du condensateur dans la bobine (L, r) et la décharge de la bobine dans le condensateur et cela indéfiniment dans le temps, figure 6.8b. Chaque montée ou descente dans la sinusoïde représente une charge et une décharge du condensateur ou de la bobine.

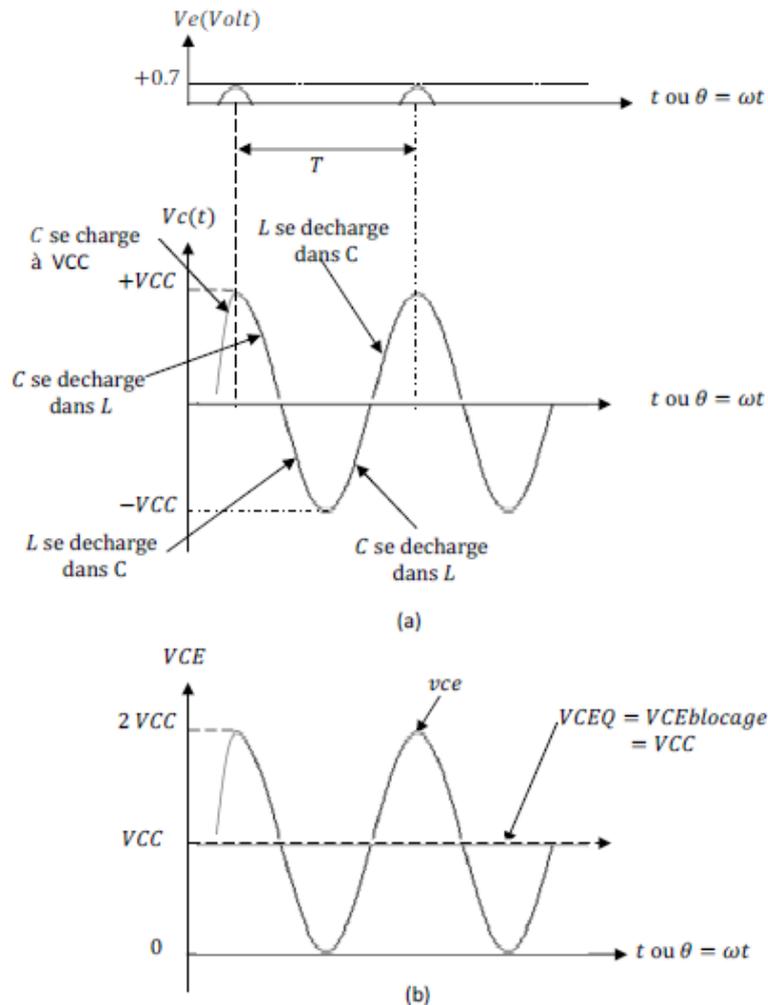


Figure 6.8

La tension aux bornes du condensateur $V_C(t)$ est la tension alternative produite par le générateur de tension eg au collecteur du transistor, or cette tension n'est autre que la tension v_{ce} en alternatif du transistor T.

D'où la tension instantanée $VCE = VCEQ + v_{ce}$
 Or $VCEQ = VCC \Rightarrow VCE = VCC + v_{ce}$

La figure 6.8b représente la tension VCE instantanée, c'est la même $V_C(t)$ mais décalée de VCC .

6.4.2 Etude dynamique

Pour l'étude dynamique on fait le schéma équivalent en alternatif de la figure 6.6 à la figure 6.9a. En remplaçant ensuite le transistor par son schéma équivalent en alternatif, on obtient le schéma équivalent à la figure 6.9b avec $Z = \frac{1}{j\omega} // (r + j\omega)$.

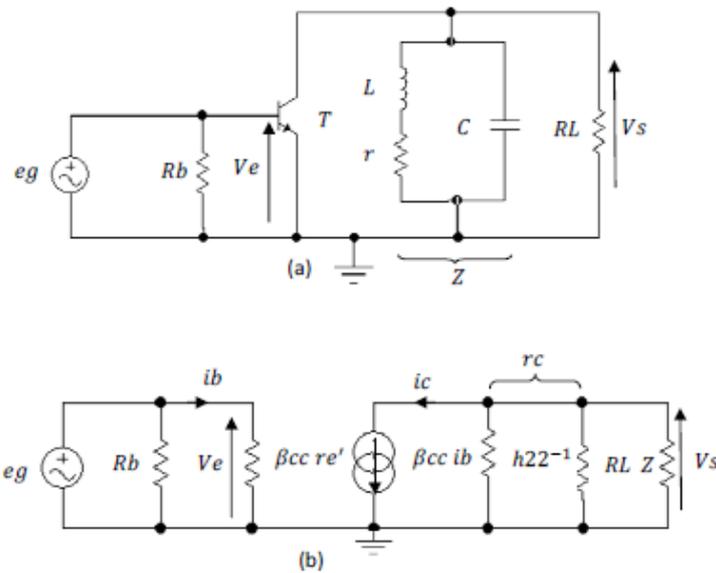


Figure 6.9

Tout d'abord le circuit est accordé à la fréquence du générateur eg

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.5)$$

Dans la figure 6.9b on pose $rc = h_{22}^{-1} // RL$, donc:

$$Ve = \beta_{cc} re' ib$$

$$Vs = -Z // rc ic = -Z // rc \beta_{cc} ib$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-Z//rc \beta c c i b}{\beta c c r e' i b} = -\frac{Z//rc}{r e'} = -\frac{Z r c}{Z + r c} = -\frac{r c}{r e' Z + r c} = A_{v0} \frac{1}{1 + \frac{1}{Z} r c}$$

Donc
$$A_v = A_{v0} \frac{1}{1 + \frac{1}{Z} r c} \quad (6.6)$$

Avec
$$A_{v0} = -\frac{r c}{r e'} \quad (6.7)$$

Calculons $\frac{1}{Z}$

$$\frac{1}{Z} = j c \omega + \frac{1}{r + j l \omega} = j c \omega + \frac{r - j l \omega}{r^2 + l^2 \omega^2} \quad (6.8)$$

On constate que $\frac{1}{Z}$ s'annule pour une pulsation $\omega 1$, tel que :

$$\frac{1}{Z(\omega 1)} = j c \omega 1 + \frac{r - j l \omega 1}{r^2 + l^2 \omega 1^2} = 0 \quad (6.9)$$

Après un calcul simple on trouve :

$$\omega 1^2 = \frac{1}{L C} - \frac{r^2}{L^2} \quad (6.10)$$

Or $\frac{1}{L C} = \omega 0^2$

Et
$$\frac{r^2}{L^2} = \frac{r^2 \omega 0^2}{L^2 \omega 0^2} = \frac{\omega 0^2}{Q^2} \quad (6.11)$$

Avec
$$Q = \frac{L \omega 0}{r} \quad (6.12)$$

Q est le facteur de qualité de la bobine (L, r) seule.

D'où l'équation (6.10) devient :

$$\omega 1^2 = \omega 0^2 - \frac{\omega 0^2}{Q^2} = \omega 0^2 \left(1 - \frac{1}{Q^2}\right) \Rightarrow$$

$$f 1 = f 0 \sqrt{\left(1 - \frac{1}{Q^2}\right)} \quad (6.13)$$

Si on choisit $Q \gg 1$ on aura $f 1 \cong f 0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C}}$

Donc si le circuit r, L, C est accordé à la fréquence du générateur eg et si $Q \gg 1$, alors !

$$A_v(f 0) = A_{v0} = -\frac{r c}{r e'} \quad (6.14)$$

On retrouve l'équation d'un amplificateur de puissance classe A.

On remarque sur la figure 6.9b que la résistance d'entrée est:

$$R_e = R_b // \beta c c r e' \quad (6.15)$$

6.4.3 Puissances et rendement d'un amplificateur de puissance classe C accordé.

- La puissance de sortie maximale

Cette puissance, comme on l'a déjà vu, est définie par :

$$P_s = V_s i_s = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2}} \frac{i_{smax}}{\sqrt{2}}$$

V_s est la tension aux bornes de la charge RL

i_s est le courant qui parcourt toutes les résistances branchées en parallèles avec la charge RL .

Pour cela il faut transformer la résistance série r de la figure 6.9a en une résistance parallèle R . Pour cela on prend la bobine (L, r) , figure 6.10a et on calcul son admittance Y .

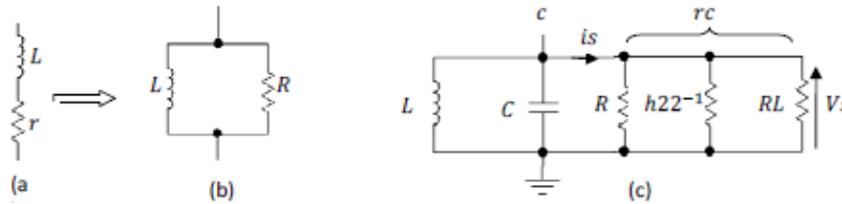


Figure 6.10

$$\begin{aligned}
 Z = jL\omega + r &\Rightarrow Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{r + jL\omega} = \frac{1}{r + jL\omega} \frac{r - jL\omega}{r - jL\omega} = \\
 \frac{r - jL\omega}{r^2 + L^2\omega^2} &= \frac{r}{r^2 + L^2\omega^2} - \frac{jL\omega}{r^2 + L^2\omega^2} = \\
 \frac{1}{r} \frac{1}{1 + \frac{L^2\omega^2}{r^2}} - \frac{jL\omega}{L^2\omega^2 + r^2} &= \frac{1}{r} \frac{1}{1 + Q^2} + \frac{1}{jL\omega} \frac{1}{\frac{1}{Q^2} + 1}
 \end{aligned} \quad (6.16)$$

Avec $Q = \frac{L\omega}{r}$ facteur de qualité de la bobine.

Or en général $Q \gg 1$ donc (6.16) devient :

$$Y = \frac{1}{r Q^2} + \frac{1}{jL\omega} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega} \quad (6.17)$$

Avec

$$R = r Q^2 \quad (6.18)$$

et c'est la résistance parallèle recherchée, figure 6.10b.

Donc par la suite on pose $r_c = h_{22}^{-1} // R // R_L$

Puisque i_s c'est le courant qui passe dans r_c , figure 6.10c on a :

$$V_s = r_c i_s \Rightarrow i_s = \frac{V_s}{r_c} \Rightarrow i_{smax} = \frac{V_{smax}}{r_c}$$

Or d'après la figure 6.8a $V_{smax} = V_{cmax} = v_{cemax} = V_{CC}$

$$\Rightarrow P_s = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \frac{V_{CC}}{\sqrt{2} r_c} = \frac{V_{CC}^2}{2 r_c} \quad (6.19)$$

- Puissance d'alimentation P_a

Cette puissance est définie par $P_a = V_{CC} I_{DC}$

$$\text{Ou} \quad P_a = P_s + P_d \quad (6.20)$$

P_d est la puissance dissipée du transistor du transistor monté en amplificateur classe C

Cette puissance est donnée par :

$$P_d = 0.5 V_{CEsat} \frac{V_{CC}}{r_c} \quad (6.21)$$

V_{CEsat} est la tension de saturation du transistor.

- Le rendement

$$\text{Le rendement } \eta = \frac{P_s}{P_a}$$

Des équations (6.19), (6.20) et (6.21), on a

$$\eta = \frac{P_s}{P_a} = \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{CC}}} \quad (6.22)$$

Puisque $V_{CEsat} \ll V_{CC} \Rightarrow \eta \cong 98\%$

6.4.4 Le multiplicateur de fréquence

Le circuit R, L, C précédant de la figure 6.10c peut être accordé à n'importe quelle fréquence multiple de f_0 , f_0 étant la fréquence du générateur *eg*. Pour cela on choisit la capacité C suivant la valeur de la fréquence voulue.