

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique**

CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED

INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

LICENCE ACADEMIQUE

Domaine : Sciences Technologiques

Filière : Electronique

Spécialité : Télécommunications

Présenté par : *MAIOUA Tahar

*LATRÉCHE Touati

Thème

**Étude de l'amplificateur à transistor
bipolaire**

Soutenu le 26 Septembre 2010

Devant le jury composé de :

M.	RHOUMA Ferhat	Pr.	Président
M.	MEDJOURI Abdelkader	M.A.	Examineur
M.	MEHELLOU Saïd	M.A.	Rapporteur

2009-2010

Remerciements	I
Table de matière.....	II
Listes des figures	V
Listes des tableaux	VII
Introduction générale	1

Chapitre1:Le transistor bipolaire

1.1. Introduction	2
1.2. Définition	2
1.3. Les trois régions de transistor	3
1.4. Type de polarisation des jonctions d'un transistor	3
1.4.1. Les deux jonctions sont polarisées en directe	3
1.4.2. Les deux jonctions sont polarisées en inverse	3
1.4.3. Polarisation directe – inverse (effet transistor)	4
1.4.3.1. Fonctionnement de base du transistor bipolaire	5
1.5. Différents types de branchement d'un transistor	6
1.5.1. Montage émetteur commun	7
1.5.1.1. Introduction	7
1.5.1.2. Paramètres h	7
1.5.1.3. Circuits équivalents hybrides	9
1.6. Caractéristiques d'un transistor NPN	10
1.6.1. Introduction	10
1.6.2. Courbes caractéristiques du collecteur (réseau d'entrée)	10
1.6.3. Droite de charge	12
1.7. Conclusion	12

Chapitre 02: Circuits de Polarisation du Transistor Bipolaire

2.1. Introduction	13
2.2. Régime de fonctionnement	13
2.2.1. La polarisation du transistor	13
2.2.2. Opération linéaire	14
2.2.3. Distorsion de la forme d'onde	14
2.3. Différent types de polarisation du transistor	15
2.3.1. Polarisation par la base	15
2.3.1.1. Effet du gain β_{CC} sur le point Q	16
2.3.1.2. Autre facteurs influençant la stabilité de la polarisation	16
2.3.2. Polarisation par diviseur en tension	17
2.3.2.1. Résistance d'entre à la base	18
2.3.2.2. Analyse d'un circuit de polarisation par diviseur de tension	18
2.3.2.3. Stabilité de la polarisation par diviseur de tension	20

2.3.3. Polarisation par résistance de base et collecteur (par rétroaction au collecteur)	21
2.3.3.1. Analyse d'un circuit polarisation avec rétroaction au collecteur	21
2.3.3.2. Stabilité par rapport à la température	22
2.3.4. Polarisation par L'émetteur	22
2.3.4.1. Stabilité de la polarisation par l'émetteur	24
2.4. Conclusion	24

Chapitre 03: Différent type d'amplificateur à transistor bipolaire

3.1. Introduction	25
3.2. Différent Amplificateur bipolaire	25
3.2.1. Amplificateur à faible signaux	25
3.2.1.1. Introduction	25
3.2.1.2. Amplificateur classe A	25
3.2.2. Amplificateur des puissances	26
3.2.2.1. Amplificateur classe A	26
3.2.2.1.1. Introduction	26
3.2.2.1.2. Point Q centré pour un signal de sortie maximal ..	26
3.2.2.1.3. Le rendement	27
3.2.2.2. Amplificateurs PUSH-PULL classe B et classe AB	28
3.2.2.2.1. Fonctionnement en classe B	28
3.2.2.2.2. Point Q en classe B (région de blocage)	28
3.2.2.2.3. Fonctionnement en classe B d'un amplificateur push-pull	29
3.2.2.2.4. Distorsion de croisement	30
3.2.2.2.5. Fonctionnement en classe AB	30
3.2.2.2.6. Fonctionnement courant alternatif c.a	31
3.2.2.2.7. Puissance de sortie maximale	32
3.2.2.2.8. Puissance d'entrée c.c.	33
3.2.2.2.9. Rendement	33
3.2.2.3. Amplificateur classe C	34
3.2.2.3.1. Fonctionnement de base en classe C	34
3.2.2.3.2. Puissance dissipée	35
3.2.2.3.3. Fonctionnement en résonance	36
3.2.2.3.4. Puissance de sortie maximale	37
3.3. Conclusion	37

Chapitre 4: Réalisation d'un amplificateur à transistor

4.1. Introduction	38
4.2. Circuit de l'amplificateur	38

4.3. Calcul des différents paramètres	39
4.4. Résultats	40
4.5 Conclusion	41
*Résumé	42
*Conclusion générale	43
*Références Bibliographiques	44

Listes des tableaux

Tableau 1.1: Caractéristiques des différents montages du transistor.....	6
Tableau 1.2 : paramètres h.....	8
Tableau 4.1 : Résultats de calcul.....	40

Listes des figures

Figure 1.1: Structure et symbole du transistor.....	2
Figure 1.2 : Polarisation directe - directe.....	3
Figure 1.3 : Polarisation inverse - inverse.....	3
Figure 1.4 : Polarisation directe - inverse.....	4
Figure 1.5: Effet transistor[1]	4
Figure 1.6 : Différents montages du transistor.....	6
Figure 1.7 : Circuits équivalents déterminant les paramètres h , pour une configuration à émetteur commun.	8
Figure 1.8: Circuit équivalent à paramètres h pour un transistor à émetteur commun.....	9
Figure 1.9 : Courbe caractéristique de sortie.	11
Figure 1.10 : Famille de courbes de I_C en fonction de V_{CE} pour différentes valeurs de I_B	11
Figure 1.11 : Droite de charge.....	12
Figure 2.1 : Exemple d'opération linéaire et non linéaire pour un amplificateur.....	13
Figure 2.2 : Variation du courant du collecteur et de la tension V_{CE}	14
Figure 2.3: Transistor actionné en saturation et en blocage.....	15
Figure 2.4: Polarisation par la base.....	15
Figure 2.5: Polarisation par diviseur de tension.....	17
Figure 2.6: Diviseur de tension simplifié.....	17
Figure 2.7: Schéma permettant le calcul de la résistance d'entrée en courant continue.....	18
Figure 2.8: Transistor NPN avec polarisation par diviseur de tension.....	19

Figure 2.9 : Application du théorème de Thévenin au circuit de polarisation par diviseur de tension.....	20
Figure 2.10 : polarisation par rétroaction au collecteur.....	21
Figure 2.11: Circuit de polarisation par l'émetteur.....	23
Figure 3.1: Amplificateur à émetteur commun de faibles signaux et sa caractéristique de sortie.....	26
Figure 3.2: Amplificateur classe A pour de grands signaux (la sortie maximale en classe A se produit lorsque le point Q est au centre de la droite de charge).....	27
Figure 3.3: Ecrêtage du signal de sortie par blocage et par saturation.....	27
Figure 3.4: Fonctionnement d'un amplificateur en classe B (sans inversion).....	28
Figure 3.5: Amplificateur classe B à émetteur commun.....	29
Figure 3.6 : Fonctionnement d'un amplificateur push-pull en classe B.....	29
Figure 3.7: Illustration de la distorsion de croisement.....	30
Figure 3.8: Polarisation de l'amplificateur push-pull pour un fonctionnement en classe AB, afin d'éliminer la distorsion de croisement.....	30
Figure 3.9: Circuit de polarisation de l'amplificateur Push-pull.....	31
Figure 3.10: Fonctionnement idéal (c.a.) d'un amplificateur push-pull pour un signal maximale.....	32
Figure 3.11: Fonctionnement de base d'un amplificateur en classe C	34
Figure 3.12: Fonctionnement de base en classe C.....	34
Figure 3.13: Forme d'onde en classe C.....	35
Figure 3.14 : Amplificateur classe C à résonance.....	36
Figure 4.1 : Modulateur à transistor.....	38
Figure 4.2 : Circuit de polarisation.....	39
Figure 4.3 : Circuit de simulation.....	41
Figure 4.4 : Visualisation des tensions d'entrée et de sortie.....	41

Introduction générale

Les composants électroniques tels que les diodes, les transistors sont fabriqués à partir d'un matériau semi-conducteur. La jonction PN est un concept important, elle est formée de deux types différents de semi-conducteurs joints ensemble [1].

La jonction PN est fondamentale au fonctionnement des composants comme la diode et certain type de transistor. De plus la fonction de la jonction PN est un facteur essentiel pour que le circuit électronique puisse opérer adéquatement.

Dans ce mémoire on analyse l'un de ces types de transistor, c'est le transistor bipolaire à jonction. Le transistor bipolaire à jonction est utilisé dans des applications dans des domaines très vastes, tel que les amplificateurs linéaires et les interrupteurs électroniques [1].

L'amplification est une fonction très importante dans le domaine de l'électronique pour ce là, on va étudier cette fonction dans quatre chapitres,

Dans le premier chapitre nous étudierons la structure du transistor et les différents montages de branchement puis les caractéristiques de fonctionnement.

Dans le deuxième chapitre nous verrons les différents circuits de polarisation du transistor.

Dans le troisième chapitre nous étudierons les différents types d'amplificateurs à transistor bipolaire à jonction.

Dans le dernier chapitre on va calculer les différents paramètres d'un amplificateur à transistor bipolaire à jonction qui va être utilisé comme un modulateur d'amplitude.

Chapitre1:Le transistor bipolaire

1.1. Introduction

L'introduction au sein d'un cristal de semi conducteur pur un atome pentavalent, quatre électrons sont nécessaires pour sa stabilité, le cinquième électron est donc en excès : il ne participe pas dans les liaisons covalentes, et on a donc des électrons libres dans ce type de semi conducteur, le semi conducteur obtenu est dit du type N.

De même, l'introduction au sein d'un cristal de semi conducteur pur un atome trivalent, quatre électrons sont nécessaires ; alors que le dopeur n'en apporte que trois : une place d'électron est donc inoccupée et il y a un trou disponible au voisinage de l'atome dopeur, le semi conducteur obtenu est dit du type P.

La juxtaposition de deux semi conducteurs type N et type P donne naissance à un composant appelé diode, qui possède les caractéristiques suivantes :

- Les électrons sont majoritaires dans le semi conducteur type N ;
- Les trous sont majoritaires dans le semi conducteur type P ;
- Une petite région de recombinaison des trous de la région type P avec les électrons de région type N, cette zone est appelée : zone de charge d'espace ;
- Un champ de direction de N vers P qui s'oppose aux porteurs libres ;
- Il y'a passage de courant si on polarise directement la jonction, et en polarisation inverse il n'existe pas de passage de courant ;
- Quand on utilise deux jonctions PNP ou NPN, cette structure est dite transistor ;
La définition, le principe de fonctionnement, les raisons d'utilisation de ce dispositif seront décrites par la suite.

1.2. Définition

Un transistor bipolaire à jonction est constitué par un bloc mono cristallin à semi conducteur comportant deux régions de même type de conductibilité séparées par une très mince région de type opposé [2]. La constitution d'un transistor bipolaire n'est pas symétrique. Donc il y a deux type de transistor NPN et PNP (figure.1.1).

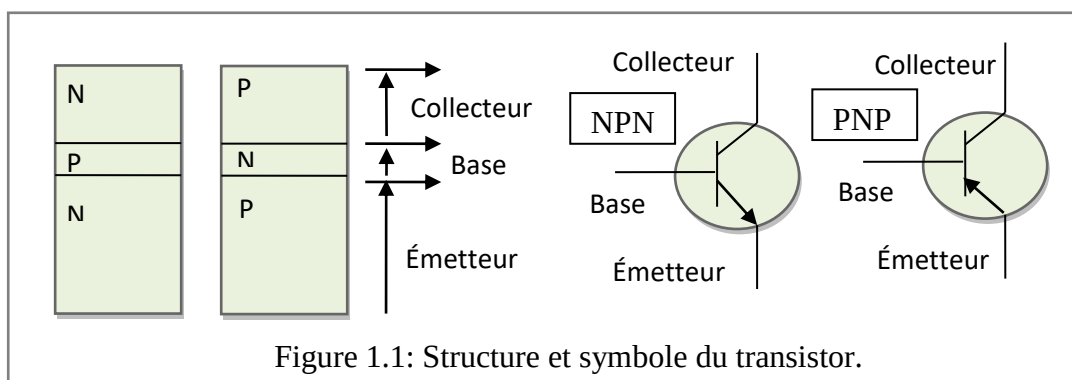


Figure 1.1: Structure et symbole du transistor.

1.3. Les trois régions du transistor

Les deux régions de même conductibilité sont appelées :

L'une émetteur et l'autre collecteur, elles sont séparées par une zone de faible épaisseur et de conductibilité opposée appelée base.

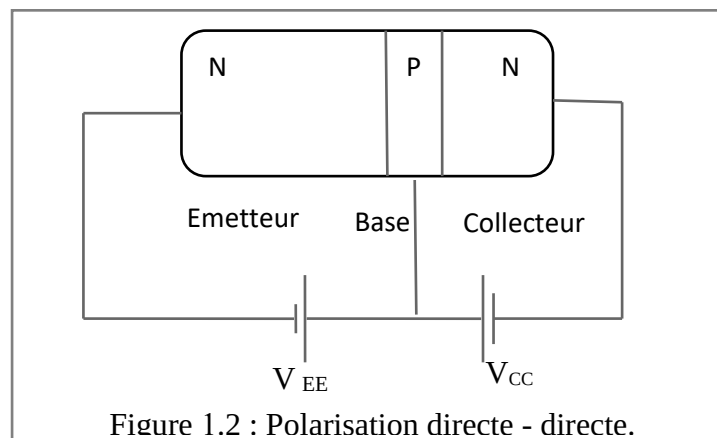
La base d'un transistor à jonction est faiblement dopée par rapport au dopage des deux autres régions, son épaisseur varie de quelques microns à une cinquantaine de microns, selon le type d'utilisation du transistor [2].

1.4. Type de polarisation des jonctions d'un transistor

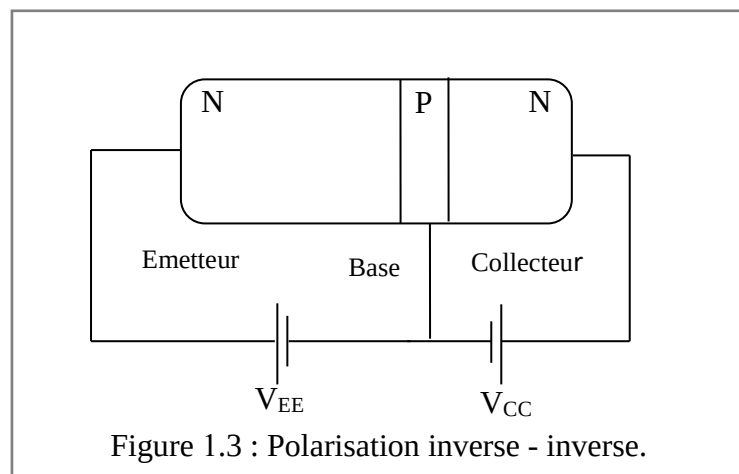
Pour le transistor de type NPN, nous avons deux jonction PN, donc on a trois possibilités de polarisations : directe-directe, inverse-inverse et directe-inverse.

1.4.1. Les deux jonctions sont polarisées en directe

La diode collecteur-base est polarisée en directe, le courant collecteur atteint le maximum, l'intersection de la caractéristique avec la droite de charge statique s'appelle point de saturation. Le courant de base vaut I_B saturation et la tension V_{BE} saturation est très faible. Le courant collecteur vaut alors $I_{C(sat)}$.



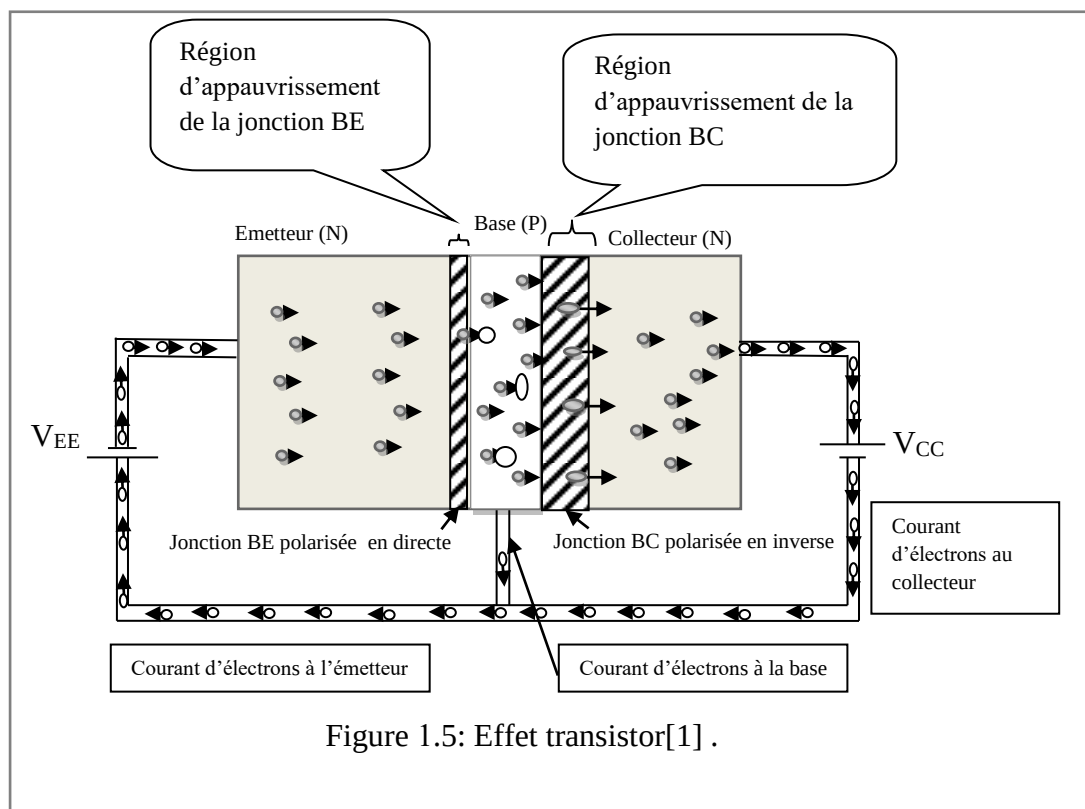
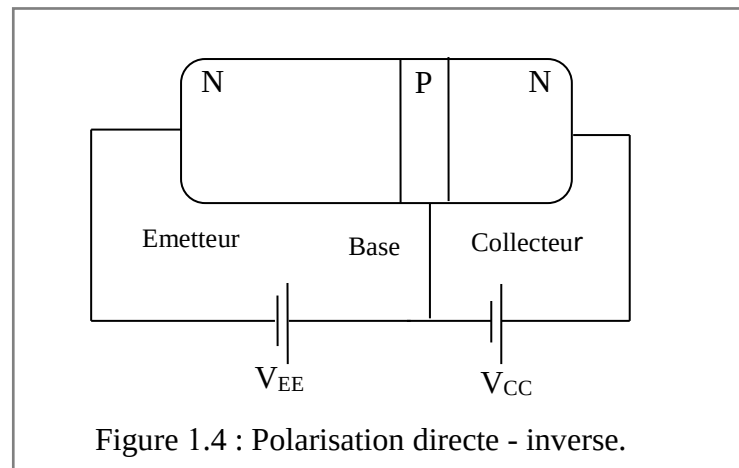
1.4.2. Les deux jonctions sont polarisées en inverse



Cette polarisation consiste à mettre les deux jonctions du transistor à l'état bloqué, le courant de base devient nul, le courant collecteur est négligeable et la tension V_{CE} est alors $V_{CE} \text{ de blocage} = V_{CC}$.

1.4.3. Polarisation directe – inverse (effet transistor)

La source de tension V_{CC} polarise en inverse la jonction collecteur – base et la source V_{EE} polarise en directe la jonction émetteur-base



1.4.3.1. Fonctionnement de base du transistor bipolaire

Pour que le transistor puisse fonctionner, les deux jonctions doivent être correctement polarisées par des tensions continues. Dans cette section on étudie le transistor NPN, le fonctionnement du transistor PNP est le même que celui du NPN. À l'exception que les fonctions des électrons et des trous, les polarités des tensions et les directions des courants sont toutes inversées.

Effet transistor

Pour illustrer son fonctionnement, examinons ce qui se produit à l'intérieur du transistor lorsque les jonctions sont polarisées directe-inverse. La polarisation directe de la base à l'émetteur rétrécit la région d'appauvrissement BE alors que la polarisation inverse de la base au collecteur élargit la région d'appauvrissement BC (figure.1.5). La région N fortement dopée de l'émetteur riche en électron (libres) dans la bande de conduction. Ils se diffusent aisément à travers la jonction BE sous polarisation directe, jusqu'à la région de la base de type P où ils deviennent porteurs minoritaires, de la même façon que pour une diode en polarisation directe.

La région de la base faiblement dopée et très mince, possède un nombre très limité de trous. Ainsi, seul un faible pourcentage des électrons circulant à travers la jonction BE peut se combiner avec les trous disponibles. Ces quelques électrons recombinés circulant par le conducteur hors de la base comme des électrons de valence, constituent un petit courant de base, tel qu'illustre à la figure 1.5 [1].

La plupart des électrons circulant de l'émetteur vers la mince région de la base ne se recombinent pas, mais se diffusent vers la région d'appauvrissement BC. Dans cette région, ils sont tirés à travers la jonction BC en polarisation inverse par l'attraction de la tension appliquée au collecteur. Les électrons se déplacent maintenant vers la région du collecteur, traversant son fil conducteur, vers la borne positive de la source de tension qui y est branchée. Ceci crée le courant électronique du collecteur, donc on a : $I_E = I_C + I_B$ et I_C proportionnelle à I_B [1].

Le rapport entre le courant au collecteur I_C et le courant à la base I_B est appelé le gain β_{cc}

$$\beta_{cc} = \frac{I_C}{I_B} \quad (1.1)$$

Le rapport entre le courant au collecteur I_C et le courant à l'émetteur I_E se nomme α_{cc}

$$\alpha_{cc} = \frac{I_C}{I_E} \quad (1.2)$$

Relation entre β_{cc} , α_{cc}

$$\frac{I_E}{I_C} = \frac{I_C}{I_C} + \frac{I_B}{I_C} = 1 + \frac{I_B}{I_C} \Leftrightarrow \frac{1}{\alpha_{cc}} = 1 + \frac{1}{\beta_{cc}} \Leftrightarrow \beta_{cc} = \frac{\alpha_{cc}}{1 - \alpha_{cc}}$$

1.5. Différents types de branchement d'un transistor

Un transistor est généralement représenté par un quadripôle, l'une des ses bornes étant commune à l'entrée et à la sortie (figure 1.6) [2].

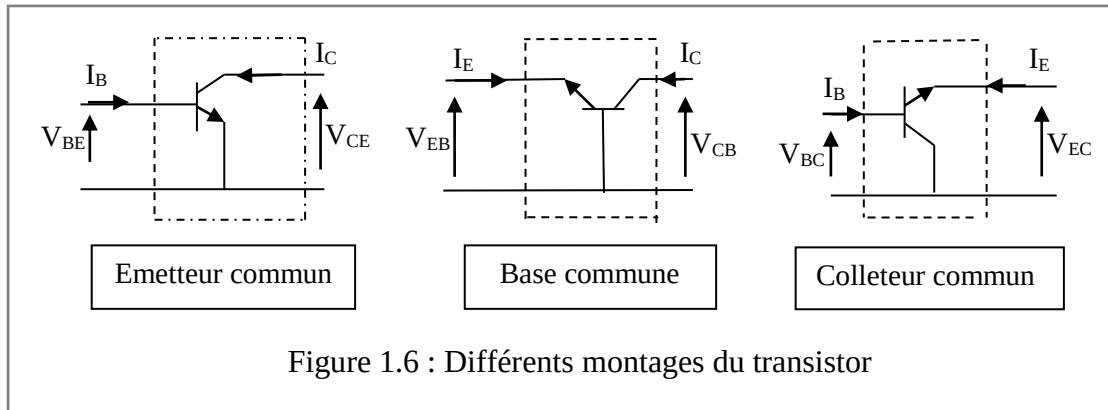
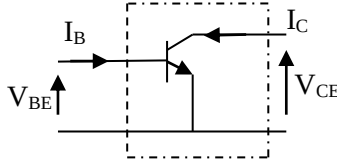
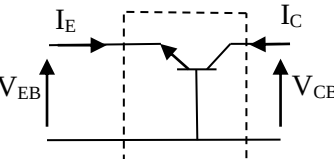
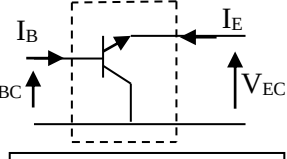


Tableau 1.1: Caractéristiques des différents montages du transistor

Emetteur commun	Base commune	Collecteur commun
 Emetteur commun Entrée I_B, V_{BE}. Sortie : I_C, V_{CE}. $G_V = -\beta \cdot R_C / h_{11e}$, élevé. $G_i = \beta$, élevé. $Z_e \approx h_{11e}$, impédance d'entrée moyenne. $Z_S = 1/h_{22e}$.	 Base commune Entrée I_E, V_{EB}. Sortie : I_C, V_{CB}. $G_V = \beta \cdot R_C / (\beta + 1)$. $G_i = 1$. $Z_e \approx h_{11e} / (\beta + 1)$, impédance d'entrée faible. $Z_S = h_{22e} / \beta + 1$, impédance de sortie forte.	 Collecteur commun Entrée I_B, V_{BC}. Sortie : I_E, V_{EC}. $G_V = 1 - h_{11e} / R_e (\beta + 1)$ ≈ 1. $G_i = \beta$. $Z_e \approx \beta \cdot R_E$, impédance d'entrée forte. $Z_S = R_{BE} / \beta = (R_g + h_{11}) / \beta$, impédance de sortie faible.

Selon ces caractéristiques et notre besoin qui est la réalisation d'un amplificateur à transistor, nous choisissons le montage émetteur commun qui permet une amplification en courant et en tension.

1.5.1. Montage émetteur commun

1.5.1.1. Introduction

Afin de visualiser le fonctionnement d'un transistor dans un circuit amplificateur, il est souvent utile de représenter ce dernier par un circuit équivalent. Un circuit équivalent utilise différents paramètres internes du transistor pour représenter son fonctionnement. Dans cette section on analyse ces paramètres.

1.5.1.2. Paramètres h (Les paramètres hybrides)

Les paramètres hybrides ou paramètres h (h_{11} , h_{12} , h_{21} et h_{22}) sont d'une grande importance. Ils sont donnés par le fabricant car ils sont relativement faciles à mesurer.

Les quatre paramètres h de base et leur description sont donnés au tableau (1.2). La deuxième lettre de l'indice de chaque paramètre h désigne des configurations des trois branchements du transistor[1], par exemple h_{11e} , e: pour le branchement émetteur commun.

on peut représenter les courants et les tensions de transistor comme suivant (figure 1.7):

$$\begin{bmatrix} V_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Donc :

$$V_b = h_{11e}I_b + h_{12e}V_c$$

$$I_c = h_{21e}I_b + h_{22e}V_c$$

$$V_b = h_{11e}I_b + h_{12e}V_c \Leftrightarrow h_{11e} = \frac{V_b}{I_b} \Big| V_c = 0 \text{ (sortie court-circuitée)}$$

$$h_{11e} = \frac{V_b}{I_b} \quad (1.3)$$

h_{11e} est la résistance vue à partir de la borne de l'entrée du transistor avec la sortie court-circuitée (figure.1.7.a). Il est la relation entre la tension d'entrée (V_b) et le courant à l'entrée(I_b).

$$V_b = h_{11e}I_b + h_{12e}V_c \Leftrightarrow h_{12e} = \frac{V_b}{V_c} \Big| I_b = 0 \text{ (entrée ouverte)}$$

$$h_{12e} = \frac{V_b}{V_c} \approx 0 \quad (1.4)$$

h_{12e} est la mesure de la quantité de tension de sortie qui est réacheminée (par rétroaction) vers l'entrée, avec l'entrée ouverte. Le circuit équivalent à émetteur commun est illustré à la figure 1.7.b, h_{21e} est le rapport entre la tension d'entrée (V_b) et la tension de sortie (V_c).

$$I_c = h_{21e}I_b + h_{22e}V_c \Leftrightarrow h_{21e} = \frac{I_c}{I_b} \Big| V_c = 0 \text{ (sortie court-circuitée)}$$

$h_{21} = \beta_{cc}$ est le gain en courant mesuré avec la sortie (collecteur) court-circuitée (figue.1.7.c), pour le montage à émetteur commun, il s'exprime par :

$$h_{21e} = \frac{I_c}{I_b} \quad (1.5)$$

$$I_c = h_{21e} I_b + h_{22e} V_c \Leftrightarrow h_{22e} = \frac{I_c}{V_c} \mid I_b = 0 \text{ (entrée ouverte)}$$

$$h_{22e} = \frac{I_c}{V_c} \quad (1.6)$$

Finalement, h_{22} définit la conductance vue à partir de la borne de la sortie, lorsque l'entrée est ouverte comme illustre à la figue 1.7.d.

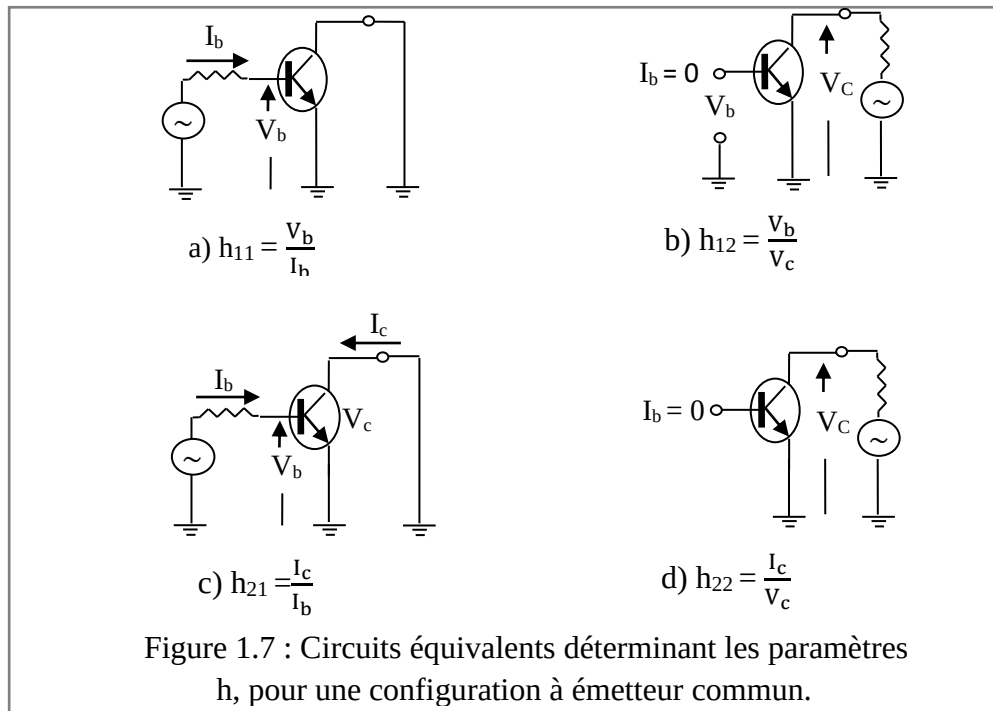


Tableau 1.2 : paramètres h.

Paramètres h	Description	condition
h_{11e}	Impédance d'entrée (résistance)	Sortie court-circuitée
h_{12e}	Rapport de rétroaction de tension	Entrée ouverte
h_{21e}	Gain en courant	Sortie court-circuitée
h_{22e}	Conductance de sortie	Entrée ouverte

1.5.1.3. Circuits équivalents hybrides

La forme générale du circuit équivalent à paramètres h pour un transistor bipolaire à jonction illustré à la figure 1.8. La résistance d'entrée, $h_{11e} = \frac{V_b}{I_b}$ apparaît en série à l'entrée. Le rapport de rétroaction de tension, $h_{12e} = \frac{V_b}{V_c}$, est multiplié par la tension de sortie $h_{12e}V_c$ pour produire une source tension en série avec l'entrée. Le gain en courant avant, $h_{22} = \frac{I_c}{I_b}$ est multiplié par le courant à l'entrée $h_{22}I_b$ se représente comme une source de courant équivalente à la sortie, h_{22e} apparaît en parallèle avec les bornes de la sortie (figure 1.8) [1].

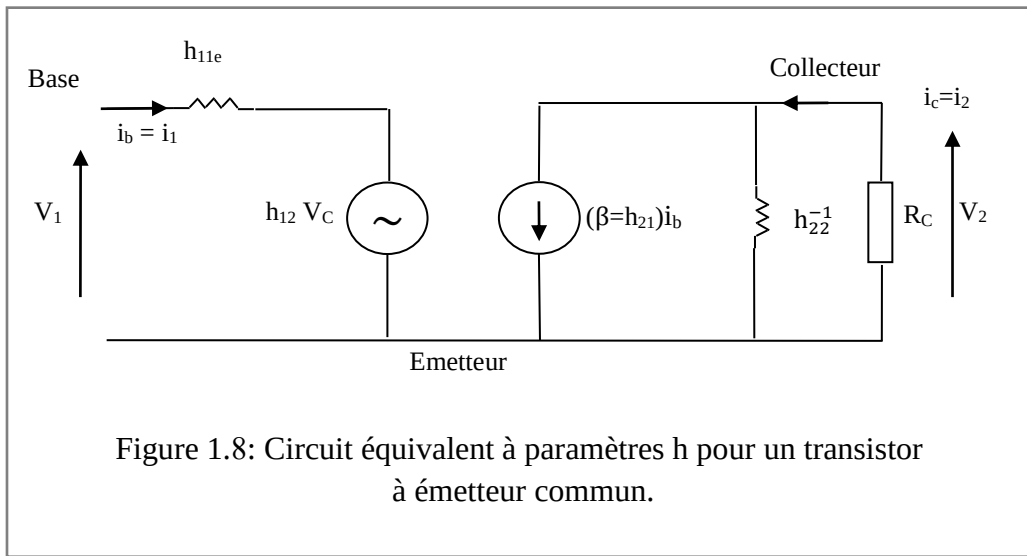


Figure 1.8: Circuit équivalent à paramètres h pour un transistor à émetteur commun.

Gain en courant

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= -R_C i_2 \\ V_2 &= -(R_C // h_{22}^{-1}) \beta i_1 \end{aligned} \right\} \Rightarrow -R_C i_2 = -(R_C // h_{22}^{-1}) \beta i_1 \Rightarrow \frac{i_2}{i_1} = \frac{R_C // h_{22}^{-1}}{R_C} \cdot \beta$$

$$= G_i = \frac{\beta}{\frac{R_C}{h_{22}^{-1}} + 1}, (h_{22}^{-1} \gg R_C)$$

$$G_i = \beta \text{ (gain important)} \quad (1.7)$$

Gain en tension

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= -R_C i_2 \\ V_1 &= h_{11} i_1 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{-R_C i_2}{h_{11} i_1} = \frac{-R_C}{h_{11}} \cdot G_i \Leftrightarrow$$

$$G_v = -\beta \cdot \frac{R_C}{h_{11}} \text{ (Gain important)} \quad (1.8)$$

Résistance d'entrée

$$R_e = \frac{V_1}{I_1} = h_{11} \text{ (petite)} \quad (1.9)$$

Résistance de sortie

$$R_s = \frac{V_2}{I_2} = h_{22}^{-1} \quad (1.10)$$

1.6. Caractéristiques d'un transistor NPN

1.6.1. Introduction

Les caractéristiques d'un transistor sont des ensembles de courbes représentant l'interdépendance qui existe entre les tensions et les courants continus d'un transistor (I_B , I_C , V_{BE} , V_{CE}), à partir de ce réseau, on peut déterminer :

- Les régions de fonctionnement d'un transistor qui sont : La région active, la région de saturation et la région de blocage.
- Le point de polarisation (I_{B0} , I_{C0} , V_{BE0} , V_{CE0}).

Les caractéristiques statiques sont essentiellement au nombre de trois. Pour tout l'ensemble de cette étude, nous étudierons les caractéristiques statiques du montage émetteur commun.

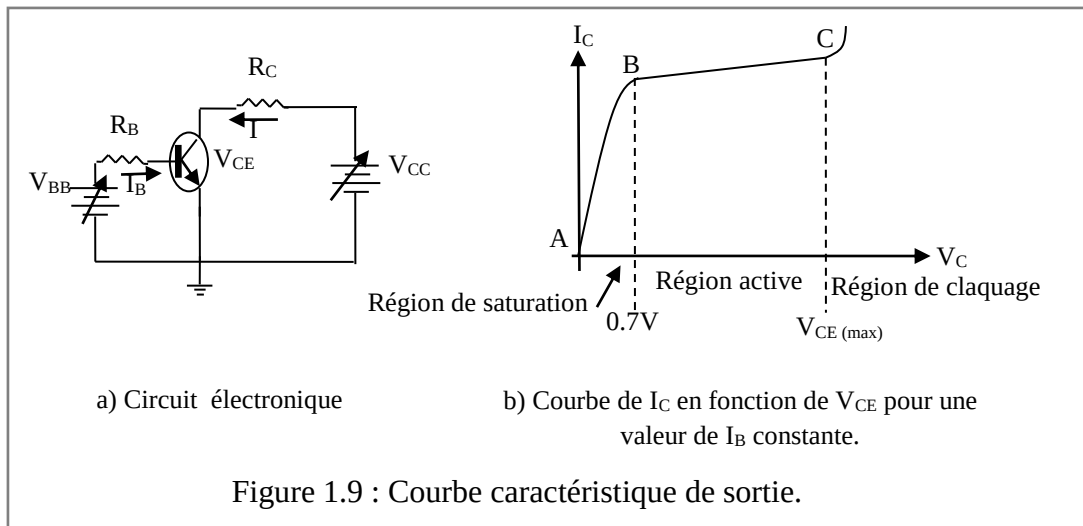
Les principaux réseaux sont : réseau d'entrée qui est l'ensemble des courbes $V_{BE}(I_B)$, tracées pour diverses valeurs constantes de V_{CE} , réseau de transfert en courant qu'est l'ensemble de courbes $I_C(I_B)$, tracées pour diverses valeurs constantes de V_{CE} et réseau de sortie qu'est l'ensemble de courbes $I_C(V_{CE})$, tracées pour diverses valeurs constantes de I_B [3].

1.6.1. Courbes caractéristiques du collecteur

Avec un circuit tel que illustré à la figure 1.9.a, une série de courbes peuvent être produites pour démontrer comment I_C varie avec V_{CE} pour différentes valeurs de I_B . Ces courbes sont les courbes caractéristiques du collecteur. Les tensions V_{BB} et V_{CC} sont toutes les deux ajustables.

Supposons que V_{BB} est réglée pour produire une valeur spécifique de I_B et que V_{CC} est de valeur zéro. Dans cette condition, les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont en polarisation directe puisque la tension de base est de 0.7 V et que les tensions de l'émetteur et du collecteur sont de zéro. Attiré vers la masse à cause de la basse impédance, le courant à la base traverse la jonction base-émetteur et par conséquent, I_C est de zéro. Lorsque les deux jonctions sont sous polarisation directe, le transistor passe dans sa région opérationnelle de saturation.

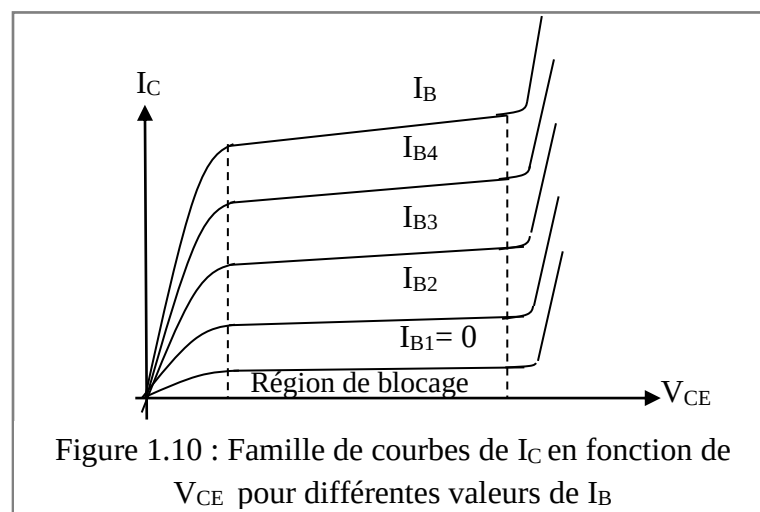
À mesure que l'on augmente V_{CC} , V_{CE} augmente aussi graduellement à cause de l'augmentation en courant au collecteur, comme illustré sur la portion de la courbe entre le point A et B à la figure 1.9.b. I_C augmente aussi à mesure que l'on augmente V_{CC} puisque V_{CE} demeure inférieure à 0.7 V à cause de la jonction base-collecteur sous polarisation directe.



Idéalement lorsque V_{CE} excède 0.7 V, la jonction base-collecteur passe en polarisation inverse et le transistor passe dans sa région opérationnelle active ou linéaire. À ce moment, I_C se stabilise à une valeur essentiellement constante pendant que V_{CE} continue d'augmenter. En réalité, I_C augmente très légèrement lorsque V_{CE} augmente suite à l'élargissement de la région d'appauvrissement base-collecteur. Par conséquent, augmentation de β_{cc} . Ce phénomène illustré sur la portion de la courbe caractéristiques ente les points B et C à la figure 1.9.b. au la valeur de I_C est alors déterminer par la relation $I_C = \beta_{cc} I_B$.

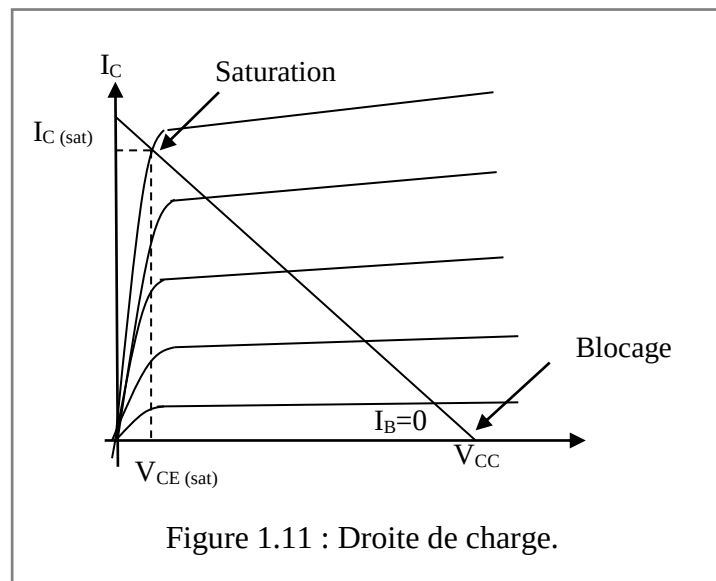
Lorsque V_{CE} atteint une valeur suffisamment élevée, la jonction base-collecteur sous polarisation inverse, passe à l'état de claquage et le courant au collecteur augmente rapidement, tel qu'illustré sur la portion de courbe à la droite du point C de la figure 1.9.b. Un transistor ne devrait jamais être utilisé dans la région de claquage.

En utilisant d'autres valeurs pour I_B , on peut dessiner des courbes additionnelles de I_C en fonction de V_{CE} (figure 1.10). Ces courbes constituent une famille des courbes pour le collecteur d'un transistor donné. Lorsque $I_B = 0$, le transistor est dans la région de blocage, même s'il existe un infini courant de fuite au collecteur. La proportion du courant de fuite pour $I_B = 0$ est exagérée sur le graphique à des fins d'utilisation[1].



1.6.2. Droite de charge

Les états opérationnels de blocage et de saturation peuvent être illustrés en fonction des courbes caractéristiques du collecteur en utilisant la droite de charge. La figure 1.11. Illustre une droite de charge, dessinée entre les points de blocage et de saturation, sur une famille de courbes. Le point inférieur de la droite de charge est le point de blocage idéale ou $I_C = 0$ et $V_{CE} = V_{CC}$. Le point supérieur est le point de saturation ou $I_C = I_{C(sat)}$ et $V_{CE} = V_{CE(sat)}$. La région active du transistor se situe le long de la droite de charge entre les points de blocage et de saturation[1].



1.7. Conclusion

Le transistor est un ensemble de deux jonctions PN, avec une polarisation directe de la jonction base-émetteur et une polarisation inverse de la jonction base-collecteur, et un branchement d'émetteur commun qui assure un gain en courant et en tension, est utilisé comme un amplificateur. Pour obtenir un transistor dans un système parfait pour la raison d'amplification, il faut utilisée un circuit de polarisation avec une alimentation continue pour déterminer le point de fonctionnement au milieu de droite de charge pour éviter la région de saturation et la région de blocage.

Chapitre2: Circuits de Polarisation du Transistor Bipolaire

2.1. Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent, que le transistor peut fonctionner avec un gain en courant et en tension c.-à-d. qu'il fonctionne comme amplificateur en courant et ou en tension.

Mais plusieurs polarisations peuvent être utilisées afin d'établir un niveau constant de courant et de tension au transistor pour placer son point de repos dans la région linéaire.

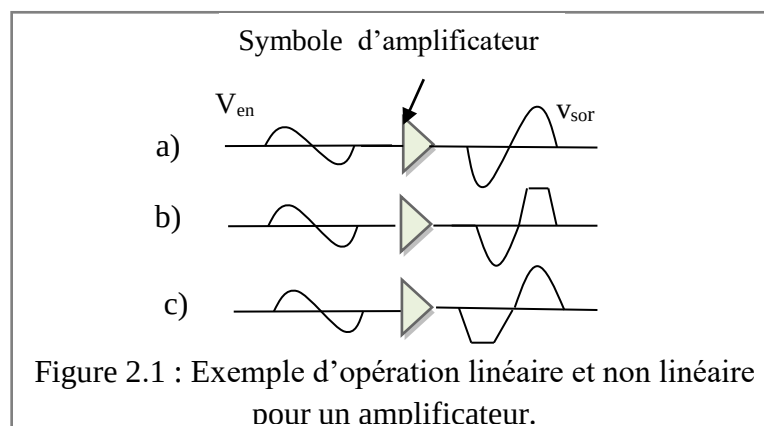
Ce niveau constant s'appelle le point opérationnel (Q), dans ce chapitre on va voir plusieurs types des circuits de polarisation. Cette matière constitue la base pour l'étude des amplificateurs, qui ne peuvent fonctionner sans une polarisation adéquate.

2.2. Régime de fonctionnement

2.2.1. La polarisation du transistor

La polarisation établit le point opérationnel, pour une opération linéaire adéquate d'un amplificateur. Si un amplificateur n'est pas polarisé avec des tensions pour le point de repos exacte à l'entrée et à la sortie, il peut passer en saturation ou en blocage lorsqu'un signal d'entrée est appliqué. La figure 2.1, illustre les effets d'une polarisation, correcte et incorrecte pour un amplificateur. Le signal de sortie oscille de façon semblable, au dessus et au dessous du niveau de polarisation (Q) de sortie. Une mauvaise polarisation peut causer une distorsion du signal de sortie, comme à la figure 2.1.

- a) Opération linéaire : signal de sortie plus grand et de même forme que le signal d'entrée.
- b, c) Opération non linéaire : signal de sortie écrêté par rapport au signal d'entrée[1].



2.2.2. Opération linéaire

La région de la droite située entre les points de saturation et de blocage est désignée comme étant la région linéaire opérationnelle du transistor. Idéalement, la tension de sortie demeure comme reproduction linéaire de l'entrée, aussi longtemps que le transistor opère à l'intérieur de cette région.

La figure 2.2, ci-dessous est un exemple de l'utilisation du transistor dans sa région linéaire.

Supposons qu'une tension sinusoïdale V_{EN} est superposée à la tension V_{BB} . Une variation sinusoïdale du courant de base s'en suivra, au dessus et au dessous du point (Q). À son tour, cette situation fait varier le courant au collecteur et provoque une variation de la tension V_{CE} au dessus et au dessous de sa valeur au point (Q), le point 'A' de la droite de charge correspond à la crête positive de la tension sinusoïdale d'entrée, le point 'B' correspond à la crête négative, tandis que le point (Q) correspond à la valeur de tension zéro de l'onde sinusoïdale, V_{CEQ} , I_{CQ} , et I_{BQ} , sont les coordonnées du point (Q), sans l'application d'un signal d'entrée sinusoïdale.

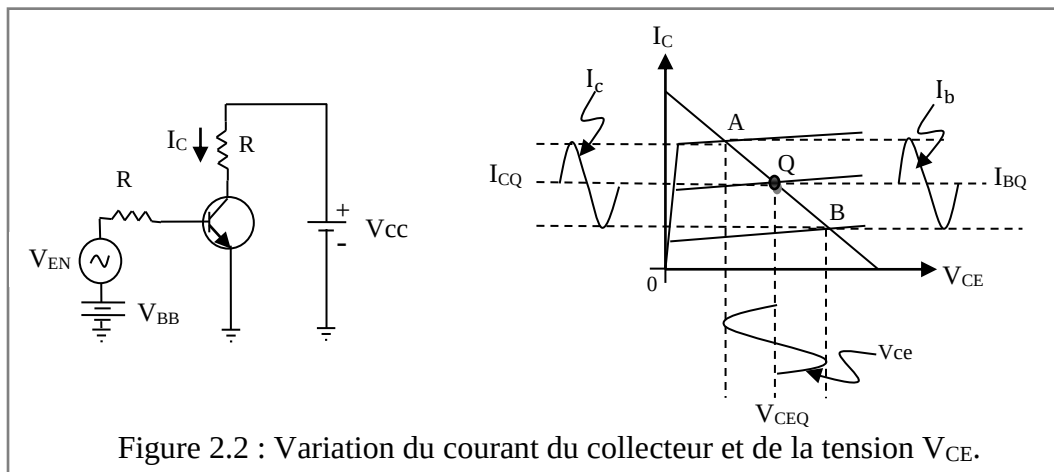
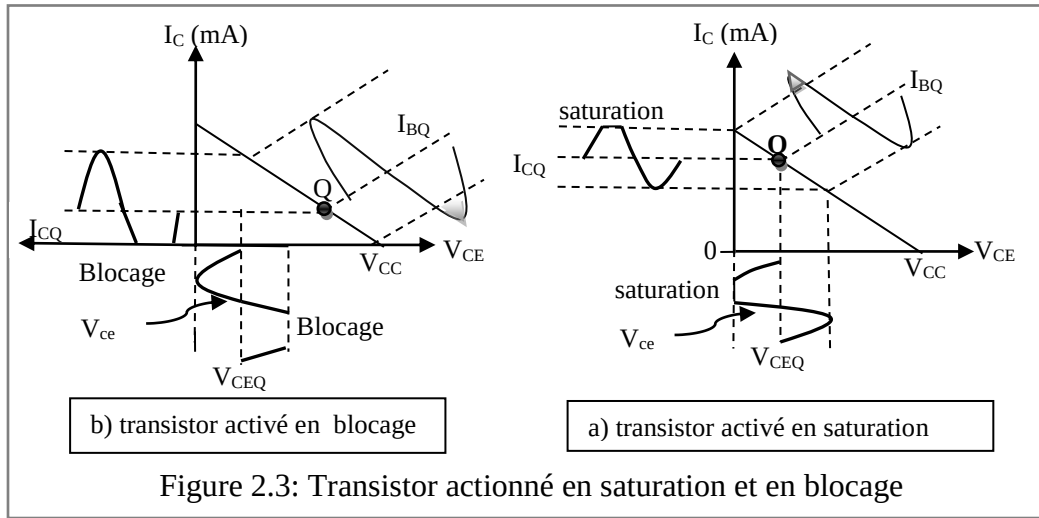


Figure 2.2 : Variation du courant du collecteur et de la tension V_{CE} .

2.2.3. Distorsion de la forme d'onde

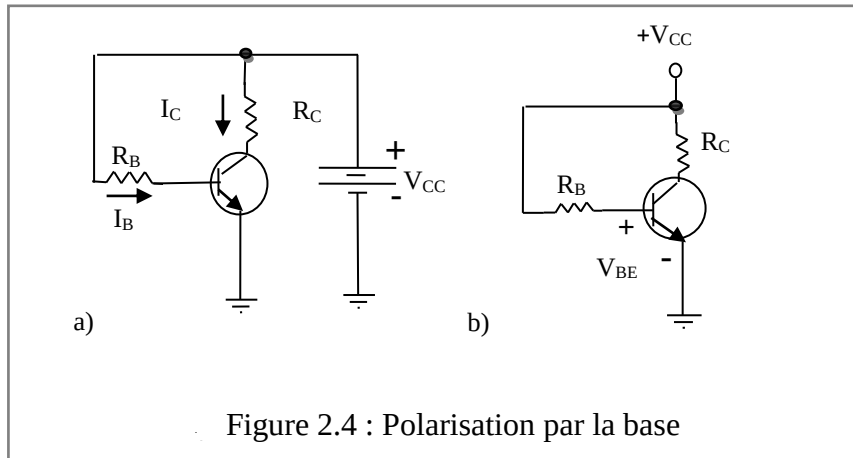
Sous certaines conditions relatives au signal d'entrée, nous avons vu que l'emplacement du point (Q) sur la droite de charge peut engendrer l'écrtage de l'une ou l'autre des alternances de la forme d'onde de sortie V_{ce} tel qu'illustré à la figure 2.3. Dans chaque cas, le signal d'entrée est trop large pour l'emplacement du point (Q), poussant le transistor au blocage ou à la saturation durant l'une des alternances du cycle d'entrée. Lorsque les deux crêtes sont coupées, le transistor est à la fois actionné en saturation et en blocage pour un signal d'entrée trop élevé. Si l'écrtage est limité à l'alternance positive, le transistor est poussé au blocage, et non à la saturation. Si l'écrtage est limité à l'alternance négative, le transistor est poussé à la saturation, et non au blocage. Une façon simple d'éviter la distorsion à la sortie est de limiter la crête maximale de V_{ce} à $0.95V_{CC}$ et la crête minimale à $0.05V_{CC}$ avec un point (Q) en plein centre de la droite de charge[1].



2.3. Différents types de polarisation du transistor

2.3.1. Polarisation par la base

Une source de courant continu distincte V_{BB} (figure 2.2), peut être utilisée pour polariser la jonction base-émetteur, afin d'illustrer le fonctionnement du transistor, cette source pouvait varier indépendamment de V_{CC} , une méthode plus pratique est l'utilisation de V_{CC} comme source unique de polarisation, (figure 2.4.a) afin de simplifier les schémas [1]:



Le symbole de la batterie peut être remplacé par un cercle indicateur de tension (figure 2.4. b).

L'analyse du circuit de la figure 2.4, fonctionnant dans sa région linéaire est la suivante : la chute de tension aux bornes de R_B est $V_{CC} - V_{BE}$, par conséquent,

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (2.1)$$

En appliquant la loi de Kirchhoff autour de la boucle formée par le collecteur à la figure 2.4.a, nous obtenons l'équation suivante :

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0$$

En isolant V_{CE} ,

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (2.2)$$

En utilisant l'équation (2.1) et en substituant I_B dans la formule $I_C = \beta_{CC} I_B$

$$I_C = \beta_{CC} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (2.3)$$

2.3.1.1. Effet du gain β_{CC} sur le point Q

L'équation (2.3) illustre la dépendance de I_C et du gain β_{CC} . Le désavantage est qu'une variation de β_{CC} cause des variations à la fois de I_C et de V_{CE} , déplaçant ainsi le point Q du transistor. Le circuit de la polarisation de la base est donc extrêmement dépendant du gain beta.

Nous savons que β_{CC} varie en fonction de la température et du courant du collecteur. Nous savons aussi que le gain beta varie d'un composant d'un même type à un autre, à cause des variations lors du procédé de fabrication. Par conséquent, un circuit utilisant la polarisation de la base peut soudainement produire une distorsion à la sortie lorsque, suite à une défaillance, le transistor est remplacé par une composante possédant une valeur différente en β_{CC} . Le même symptôme se produit si une variation en température fait varier suffisamment la valeur de β_{CC} .

2.3.1.2. Autres facteurs influençant la stabilité de la polarisation

En plus des variations en β_{CC} , le point de polarisation peut être affecté par des changements en V_{BE} et en I_{CB0} . La tension V_{BE} diminue lorsque la température augmente. Nous pouvons donc vérifier, avec l'équation pour le courant I_B , qu'une diminution en V_{BE} fera augmenter I_B ,

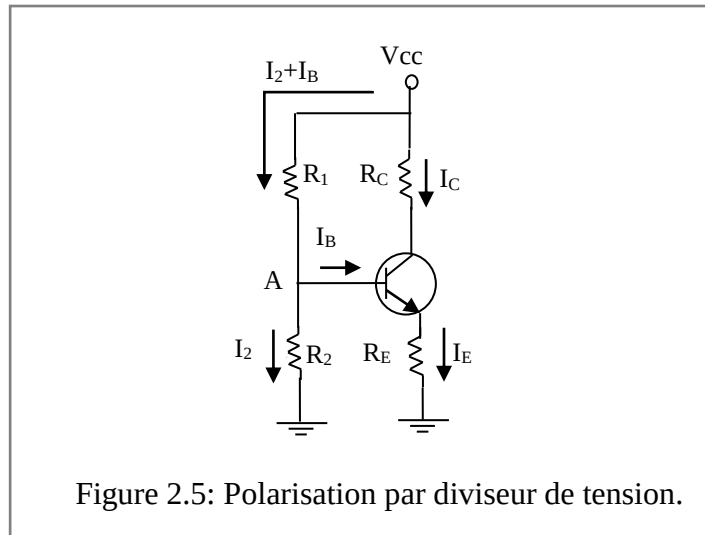
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

L'effet d'une variation en V_{BE} est négligeable si $V_{CC} \gg V_{BE}$.

Le courant inverse de fuite, I_{CB0} , fait diminuer le courant net à la base et fait donc augmenter la tension à la base puisqu'il crée une chute de tension aux bornes de R_B . Étant donné sa polarité, chute de tension s'ajoute à la tension de polarisation par la base. Dans les transistors récents, I_{CB0} est habituellement inférieure à 100 nA. Son effet sur la polarisation est donc négligeable si $V_{BB} \gg I_{CB0} R_B$.

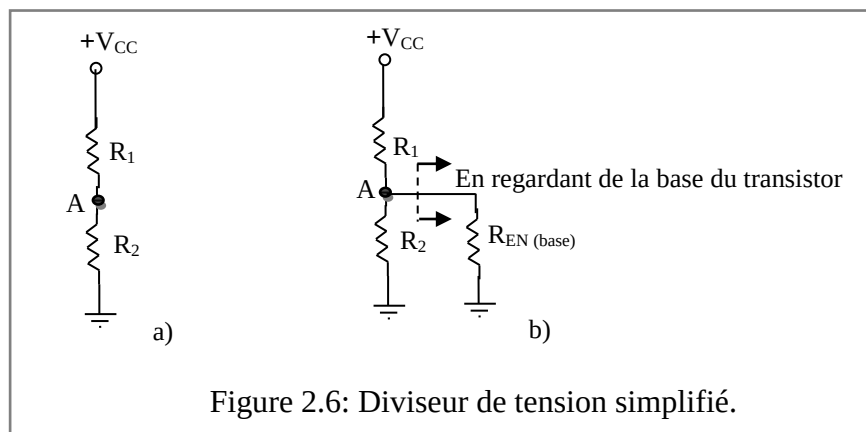
2.3.2. Polarisation par diviseur de tension

À la figure 2.5, un diviseur de tension formé des résistances R_1 et R_2 fournit une tension de polarisation, à la base du transistor. Au point A, deux chemins permettent le passage du courant vers la masse: l'un à travers R_2 et l'autre à travers la jonction base-émetteur du transistor.



Si le courant à la base est très petit, comparé à celui traversant R_2 , le circuit de polarisation peut être imaginé tel un diviseur de tension composé de R_1 et R_2 (figure 2.6.a). Si I_B n'est pas assez petit par rapport à I_2 pour être négligé, la résistance d'entrée courant continue $R_{EN (base)}$, apparaissant entre la base du transistor et la masse, doit alors être prise en considération,

$R_{EN (base)}$ est en parallèle avec R_2 , comme l'illustre la figure 2.6.b[1].



2.3.2.1. Résistance d'entrée à la base

Pour développer une formule afin de calculer la résistance d'entrée pour courant continu à la base du transistor, nous pouvons utiliser le diagramme à la figure 2.7, V_{EN} est appliquée entre la base et la masse, alors que I_{EN} est le courant à la base.

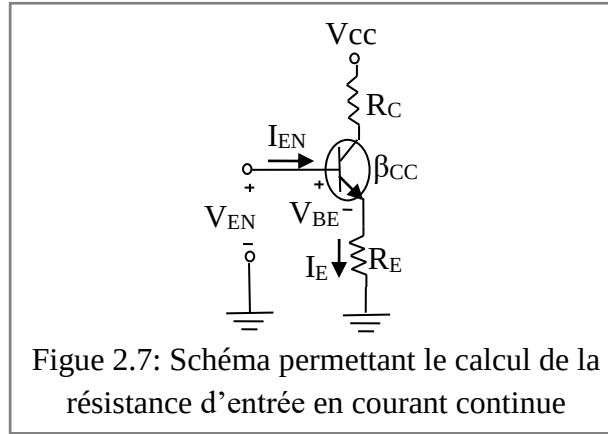
Selon la loi d'Ohm,

$$R_{EN (base)} = \frac{V_{EN}}{I_{EN}}$$

La loi des tensions de Kirchhoff est appliquée autour de la boucle base-émetteur,

$$V_{EN} = V_{BE} + I_E R_E$$

En assumant que $V_{BE} \ll I_E R_E$, l'équation se réduit à $V_{EN} \cong I_E R_E$



Maintenant, puisque $I_E \cong I_C = \beta_{CC} I_B$,

$$V_{EN} = \beta_{CC} I_B R_E$$

Le courant à l'entrée est le courant à la base : $I_{EN} = I_B$

En substituant,

$$R_{EN (base)} = \frac{V_{EN}}{I_{EN}} \cong \frac{\beta_{CC} I_B R_E}{I_B}$$

Les termes I_B s'annulent pour donner

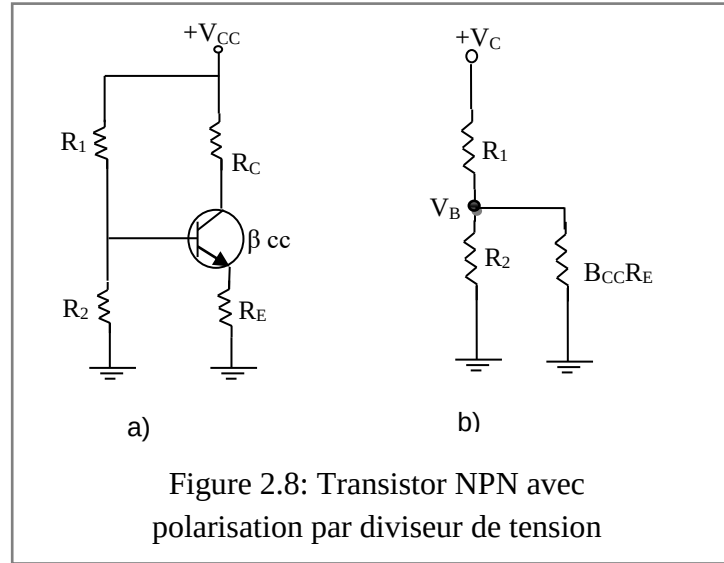
$$R_{EN (base)} \cong \beta_{CC} R_E \quad (2.4)$$

2.3.2.2. Analyse d'un circuit de polarisation par diviseur de tension

Un transistor NPN polarisé par un diviseur de tension est illustré à la figure 2.8.a. Commençons l'analyse en déterminant la tension à la base à l'aide de la formule du diviseur de tension de la façon suivante :

$$R_{EN (base)} \cong \beta_{CC} R_E$$

La résistance totale entre la base et la masse est : $R_2 \parallel \beta_{CC} R_E$



La figure 2.8.b, illustre un diviseur de tension formé de R_1 et de la résistance entre la base et la masse ($\beta_{CC}R_E$) en parallèle avec R_2 . En appliquant la formule du diviseur de tension, nous obtenons :

$$V_B = \frac{(R_2 \parallel \beta_{CC} R_E)}{(R_1 + (R_2 \parallel \beta_{CC} R_E))} V_{CC}$$

Si $\beta_{CC}R_E \gg R_2$, la formule peut être simplifiée à :

$$V_B \cong \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (2.5)$$

Connaissant la valeur de la tension à la base, on peut trouver la tension à l'émetteur, égale à V_B moins la valeur de la chute de tension entre la base et l'émetteur (V_{BE}).

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad (2.6)$$

Le courant à l'émetteur peut être calculé à partir de la loi d'Ohm.

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \quad (2.7)$$

Une fois que nous connaissons I_E , nous pouvons trouver les autres valeurs du circuit,

$$I_C \cong I_E \quad (2.8)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (2.9)$$

À partir des valeurs connues des tensions V_C et V_E , nous pouvons déterminer V_{CE} ,

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

Nous pouvons aussi exprimer V_{CE} en fonction de I_C , en utilisant la loi des tensions de Kirchhoff.

$$V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E - V_{CE} = 0$$

Comme $I_C \cong I_E$,

$$V_{CE} \cong V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E$$

$$V_{CE} \cong V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (2.10)$$

2.3.2.3. Stabilité de la polarisation par diviseur de tension

Une autre façon d'analyser un circuit de polarisation d'un transistor par diviseur de tension est d'appliquer le théorème de Thévenin. Nous utiliserons cette méthode pour évaluer la stabilité du circuit. Trouvons d'abord un circuit base-émetteur équivalent pour la figure 2.8, en utilisant le théorème de Thévenin. Vu à partir de la base, le circuit de polarisation peut être redessiné (figure 2.9.a). Appliquons le théorème de Thévenin pour la partie du circuit située à gauche du point A. En remplaçant V_{CC} par un court-circuit à la masse et déconnectant le transistor du circuit, nous obtenons :

$$R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

La tension au point A par rapport à la masse est :

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Le circuit équivalent de Thévenin du circuit de polarisation, connecté à la base du transistor, est illustré dans la figure 2.9.b. En appliquant la loi des tensions de Kirchhoff autour de la boucle équivalente base-émetteur, nous obtenons :

$$V_{TH} = I_B R_{TH} + V_{BE} + I_E R_E$$

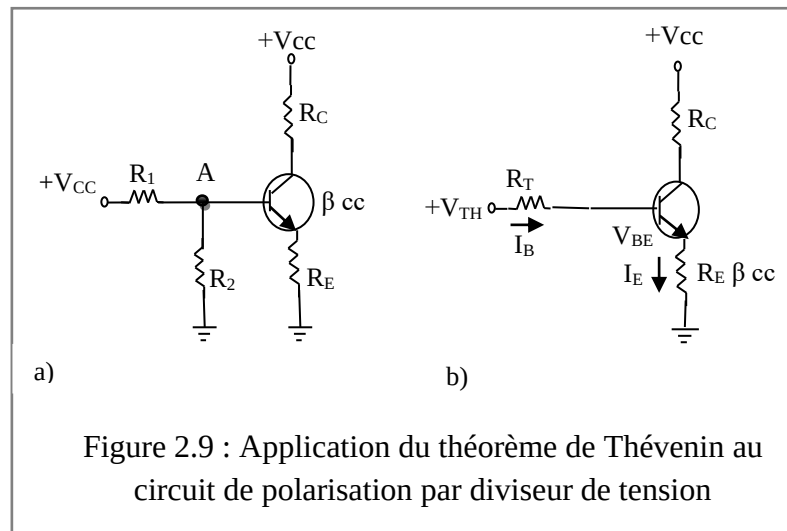


Figure 2.9 : Application du théorème de Thévenin au circuit de polarisation par diviseur de tension

En substituant $\frac{I_E}{\beta_{CC}}$ par I_B , $V_{TH} = I_E (R_E + \frac{R_{TH}}{\beta_{CC}}) + V_{BE}$

Ou en isolant I_E , $I_E = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + (\frac{R_{TH}}{\beta_{CC}})}$, si $R_E \gg \frac{R_{TH}}{\beta_{CC}} \Rightarrow I_E \cong \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E}$

Cette dernière équation illustre que I_E est essentiellement indépendant de β_{cc} pour la condition indiquée. Dans la réalité, on peut établir cette condition en choisissant une valeur de R_E au moins dix fois plus élevée que la résistance formée par la combinaison parallèle des résistances du diviseur de tension R_{th} , divisée par le gain β_{cc} minimal.

La polarisation par diviseur de tension est largement utilisée parce qu'elle fournit une bonne stabilité à partir d'une tension d'alimentation.

2.3.3. Polarisation par résistance de base et collecteur (par rétroaction au collecteur)

À la figure 2.10, la résistance de la base R_B est branchée au collecteur plutôt qu'à V_{CC} , tout comme si nous étions dans une configuration de polarisation de la base. La tension au collecteur fournit la polarisation pour la jonction base-émetteur. La rétroaction négative crée un effet de compensation qui tend à maintenir le point (Q) stable. Si I_C essaie d'augmenter, la chute de tension aux bornes de R_C augmente, causant une diminution de la tension V_C . Lorsque V_C diminue, la tension aux bornes de R_C diminue, ce qui fait également diminuer I_B , la diminution du courant I_B produit une diminution en I_C qui, à son tour, diminue la tension aux bornes de R_C pour ainsi compenser la diminution en V_C [1].

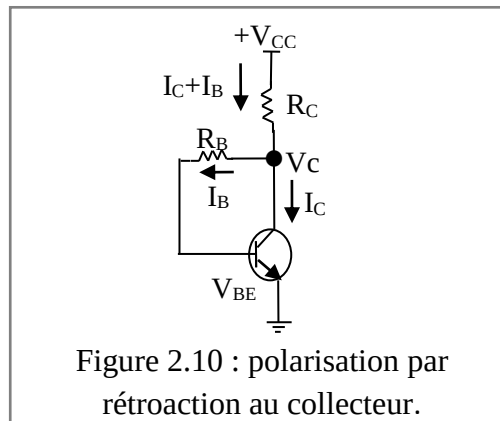


Figure 2.10 : polarisation par rétroaction au collecteur.

2.3.3.1. Analyse du circuit de polarisation avec rétroaction au collecteur

D'après la loi d'Ohm, le courant à la base peut être calculé selon la façon suivante :

$$I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B} \quad (2.11)$$

Supposons que $I_C \gg I_B$. La tension au collecteur est

$$V_C \equiv V_{CC} - I_C R_C$$

Aussi,

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{cc}}$$

En substituant les termes I_B et V_C à l'équation (2.11),

$$\frac{I_C}{\beta_{CC}} = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{R_B}$$

On peut réarranger les termes pour que

$$\frac{I_C R_B}{\beta_{CC}} + I_C R_C = V_{CC} - V_{BE}$$

On résout ensuite I_C de façon suivante :

$$I_C \left(R_C + \frac{R_B}{\beta_{CC}} \right) = V_{CC} - V_{BE}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta_{CC}}} \quad (2.12)$$

Comme l'émetteur est commun à la masse, $V_{CE} = V_C$,

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (2.13)$$

2.3.3.2. Stabilité par rapport à la température

L'équation (2.12) montre que le courant au collecteur est, dans une certaine mesure, dépendant de β_{CC} et de V_{BE} . Bien entendu, cette dépendance peut être minimisée si $R_C \gg \frac{R_B}{\beta_{CC}}$ et que $V_{CC} \gg V_{BE}$. Une caractéristique importante de la polarisation avec rétroaction au collecteur est l'élimination presque complète de la dépendance par rapport au gain β_{CC} et à V_{BE} même si la condition précédente ne sont pas respectées[1].

2.3.4. Polarisation par L'émetteur

Un circuit de polarisation par l'émetteur utilise à la fois une tension d'alimentation positive et une tension d'alimentation négative (figure 2.11). Dans ce circuit, la tension V_{EE} fournit la polarisation directe sur la jonction base-émetteur. En appliquant la loi des tensions de Kirchhoff autour de la boucle base-émetteur de la figure 2.11.a, redessinée à la figure 2.11.b, nous obtenons l'équation suivante :

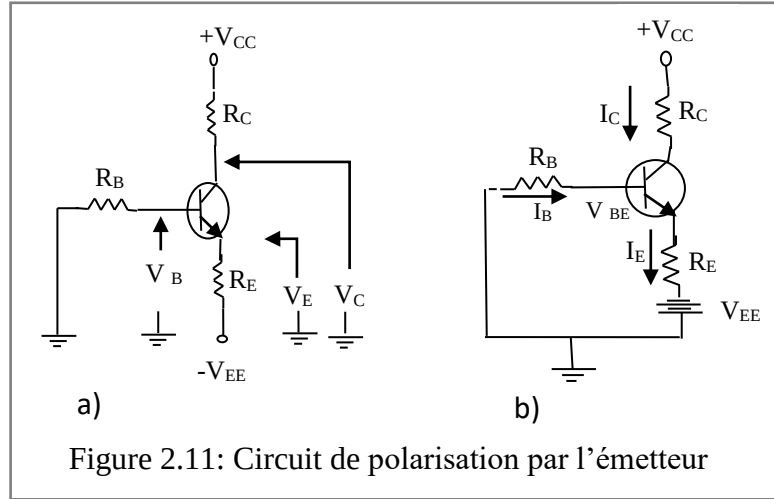
$$V_{EE} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0$$

En isolant V_{EE} ,

$$V_{EE} = I_B R_B + I_E R_E + V_{BE}$$

Puisque $I_C = I_E$ et $I_C = \beta_{CC} I_B$

$$I_B \equiv \frac{I_E}{\beta_{CC}}$$



En substituant pour I_B ,

$$\left(\frac{I_E}{\beta_{CC}}\right) R_B + I_E R_E + V_{BE} = V_{EE}$$

On regroupe ensuite les termes I_E ,

$$I_E \left(\frac{R_B}{\beta_{CC}} + R_E\right) + V_{BE} = V_{EE}$$

Puis on transpose V_{BE} et on isole I_E ,

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta_{CC}}} \quad (2.14)$$

Comme $I_C \cong I_E$,

$$I_C \equiv \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta_{CC}}} \quad (2.15)$$

Les tensions par rapport à la masse sont indiquées par indice à une seule lettre. La tension à l'émetteur par rapport à la masse est :

$$V_E = -V_{EE} + I_E R_E \quad (2.16)$$

La tension à la base par rapport à la masse est,

$$V_B = V_E + V_{BE} \quad (2.17)$$

La tension au collecteur par rapport à la masse est,

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (2.18)$$

En soustrayant V_E de V_C et en utilisant l'approximation :

$$I_C \equiv I_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - (-V_{EE} + I_E R_E) \equiv V_{CC} + V_{EE} - I_C (R_C + R_E)$$

2.3.4.1. Stabilité de la polarisation par l'émetteur

La formule de I_E illustre que le circuit de polarisation par l'émetteur est dépendant de V_{BE} et de β_{CC} , qui peuvent tous deux varier en fonction de la température et du courant.

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta_{CC}}}$$

Si $R_E \gg R_B / \beta_{CC}$, le terme R_B / β_{CC} peut être éliminé pour modifier l'équation comme suit,

$$I_E \cong \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

Cette condition indique qu' I_E est essentiellement indépendant du gain β_{CC} .

Nous pouvons aussi faire une autre approximation; si $V_{EE} \gg V_{BE}$, le terme V_{BE} peut être éliminé.

$$I_E \cong \frac{V_{EE}}{R_E}$$

Cette condition indique qu' I_E est essentiellement indépendant du gain V_{BE} .

Si I_E est indépendant de β_{CC} et de V_{BE} , le point Q n'est donc pas affecté par des variations de ces paramètres.

Donc, la polarisation par l'émetteur peut fournir un point Q stable lorsqu'elle est configurée correctement[1].

2.4. Conclusion

La polarisation du transistor a pour but de placer le point de repos dans la région linéaire. Mais on doit utiliser un circuit de polarisation qui assure la stabilité du système et le fonctionnement adéquat de l'amplificateur, la température par exemple est un facteur contre la stabilité du système de l'amplification. Dans les circuits que nous avons étudié dans ce chapitre et qui sont la polarisation par la base, la polarisation par diviseur de tension, par rétroaction au collecteur et polarisation par l'émetteur on remarque que : la polarisation par la base et par rétroaction au collecteur sont caractérisés par : la dépendance de I_C très fortement avec β_{CC} , I_C peut être affecté par de variation de V_{BE} c'est-à-dire la polarisation est instable. La polarisation par l'émetteur est presque stable mais le désavantage de cette polarisation est qu'elle utilise deux sources de tension. La polarisation par diviseur de tension est la meilleure polarisation pour obtenir un système qui fourni le point de repos stable.

Chapitre 3: Différents types d'amplificateur à transistor bipolaire

3.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous étudierons quatre classes d'amplificateurs : classe A, classe B, classe AB et classe C, pour deux catégories, amplificateurs de faibles signaux et amplificateurs de puissance.

Ces classifications d'amplificateurs sont déterminées par le pourcentage du cycle du signal de sortie par rapport l'entrée pour lequel l'amplificateur opère dans sa région linéaire, et chaque classe possède une configuration de circuit unique puisque chaque mode de fonctionnement est différent.

3.2. Différents amplificateurs bipolaires

3.2.1. Amplificateur de faibles signaux

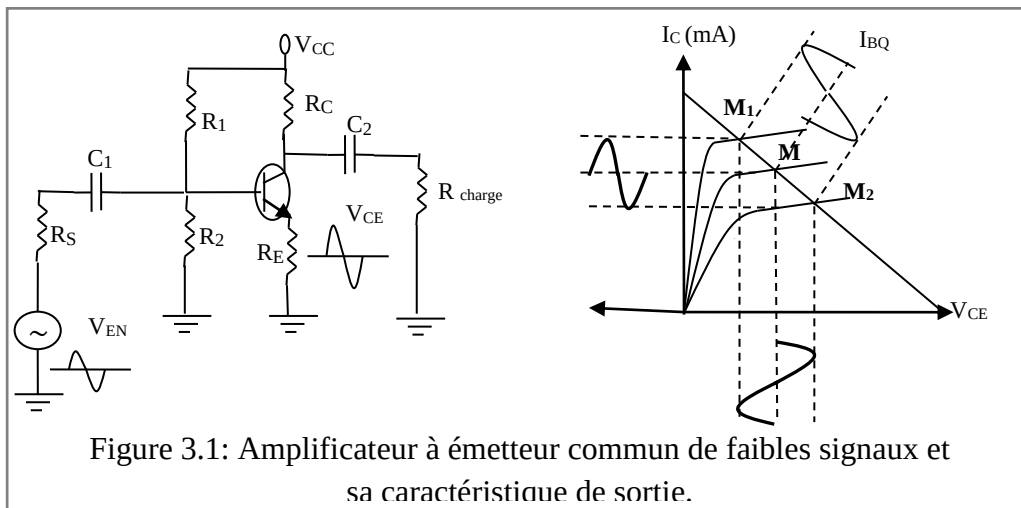
Nous avons étudié au chapitre précédent comment polariser un transistor. Maintenant on va appliquer cette polarisation afin de bien comprendre les circuits à transistors bipolaires utilisés comme amplificateur de faibles signaux. La locution de faibles signaux fait référence à des signaux qui n'utilisent qu'un pourcentage relativement faible sur l'échelle opérationnelle d'un amplificateur, en d'autres termes, des signaux n'utilisant qu'une faible portion de la droite de charge.

3.2.1.1. Amplificateur classe A

La figure 3.1, illustre un transistor polarisé par diviseur de tension, avec une source de tension (courant alternatif), couplée à la base par le condensateur C_1 et dont la charge est couplée au collecteur par le condensateur C_2 . Les condensateurs de couplage bloquent les courants continus et empêchent la résistance de la source R_s et la résistance R_{charge} de changer les tensions continues de polarisation à la base et ou collecteur.

La tension de la source sinusoïdale fait osciller la tension à la base au dessus et au dessous de son niveau de polarisation, par conséquent, la variation en courant à la base produit une variation plus grande en courant au collecteur à cause du gain en courant du transistor (de même pour la tension)

Un petit signal, c.-à-d utilisation d'une faible portion de la droite de charge. Le signal amplifié ne passe pas à la saturation ou blocage pour ce la on choisi le point Q ou centre de la droite de charge, l'amplificateur classe A de petits signaux amplifie le signal d'entrée sans distorsion[1].



3.2.2. Amplificateur de puissance

Les amplificateurs de puissance sont des amplificateurs à grands signaux. Lorsqu'un signal est appliqué à leur entrée, ils utilisent généralement une portion beaucoup plus importante sur la droite de charge comparativement aux amplificateurs à faibles signaux.

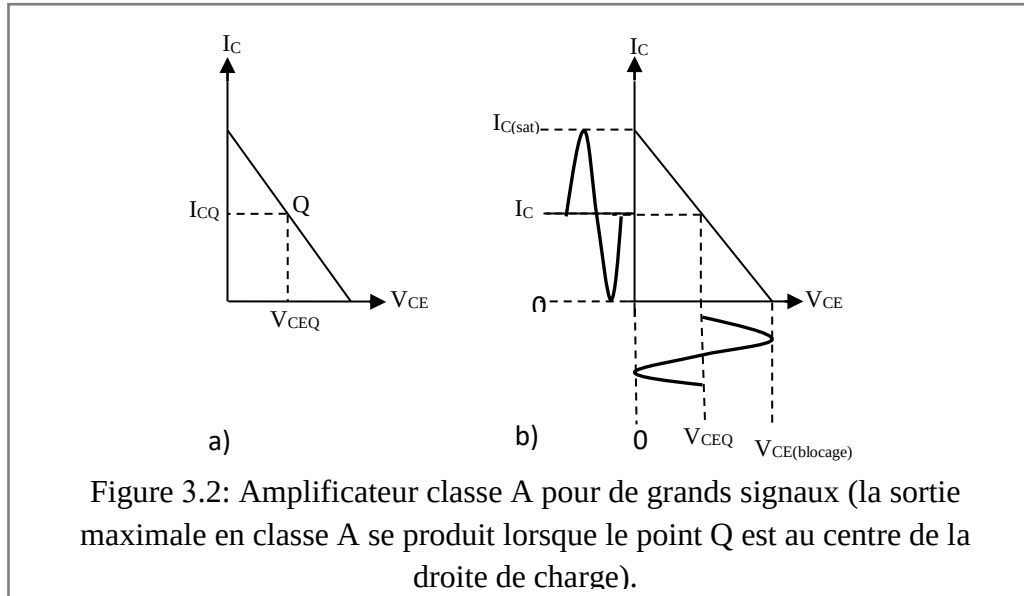
3.2.2.1. Amplificateur classe A

Lorsque un amplificateur à émetteur commun est polarisé de façon à ce qu'il fonctionne dans la région linéaire pour le cycle complet 360° de l'entrée, il est appelé un amplificateur classe A. Dans ce mode de fonctionnement particulier, l'amplificateur ne passe pas en blocage ou en saturation : la forme d'onde de la tension de sortie est donc une réplique amplifiée de celle de l'entrée. Un amplificateur classe A peut être avec ou sans inversion.

3.2.2.1.1. Point Q centré pour un signal de sortie maximal

Lorsque le point Q est au centre de la droite de charge. (à mi-chemin entre la saturation et le blocage), on peut obtenir un signal maximal de classe A, tel qu'illustré sur la droite de charge à la figure 3.2.a. Idéalement, le courant au collecteur peut varier de sa valeur de point, I_{CQ} , jusqu'à sa valeur supérieure de saturation $I_{C(sat)}$ et jusqu'à sa valeur inférieure de blocage de zéro (figure 3.2.b).

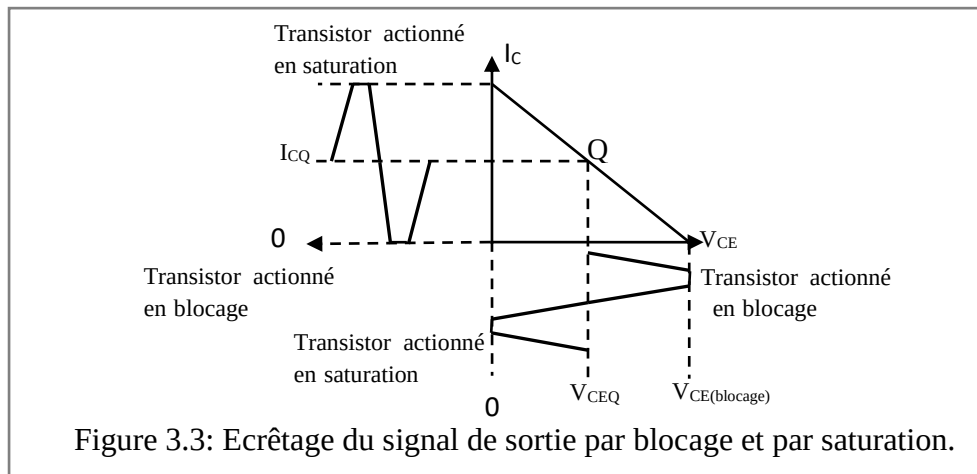
À La figure 3.2.b, le courant au collecteur varie de I_{CQ} jusqu'à zéro; sa valeur de crête est donc égale à I_{CQ} . Également, la tension entre le collecteur et l'émetteur oscille entre V_{CEQ} et zéro ; sa valeur de crête est donc égale à V_{CEQ} . C'est le signal maximal pouvant être obtenu par un amplificateur classe A. Lorsque le signal d'entrée est trop grand, l'amplificateur est actionné en blocage et en saturation, causant un écrêtage du signal (figure 3.3).



On voit dans la figure 3.2, que le fonctionnement en classe A assure la circulation du courant de collecteur pendant un cycle complet du signal alternatif d'entrée 360°, l'amplificateur en classe A restitue la sinusoïde.

Pour éviter l'écrêtage par blocage ou par saturation en classe A, il faut choisir le point de fonctionnement au centre de la droite de charge et ne dépassant pas certaine valeur de puissance.

L'amplificateur classe A pour les grands signaux est limité par une certaine puissance, si dépassée cette puissance, il y a écrêtage du signal de sortie (figure 3.3).



3.2.2.1.2. Le rendement

Le rendement d'un amplificateur est le rapport entre la puissance de sortie courant alternatif, sur la puissance d'entrée courant continue. La puissance d'entrée courant continue est le produit de la tension d'alimentation courant continue par le courant provenant du bloc d'alimentation :

$$P_{CC} = V_{CC}I_{CC}$$

Le courant d'alimentation moyen I_{CC} est égal à I_{CQ} et la tension d'alimentation V_{CC} est deux fois plus élevée que V_{CEQ} lorsque le point Q est centré. Le rendement maximal est donc[1] :

$$\eta_{max} = \frac{P_{sor}}{P_{cc}} = \frac{0.5V_{CEQ}I_{CQ}}{2V_{CEQ}I_{CQ}} = \frac{0.5}{2} = 0.25$$

$$\eta_{max} = 0.25 \quad (3.1)$$

3.2.2.2. Amplificateurs PUSH-PULL classe B et classe AB

Lorsqu'un amplificateur est polarisé au point de blocage, de façon à opérer dans la région linéaire pour 180° du cycle d'entrée et qu'il est en blocage pour l'autre 180° , c'est un amplificateur classe B. Les amplificateurs classe AB sont polarisés de façon à opérer dans la région linéaire pour un peu plus de 180° du cycle d'entrée. Le premier avantage d'un amplificateur classe B ou classe AB par rapport à un amplificateur classe A est que son rendement est plus élevé : on peut obtenir plus de puissance de sortie pour une quantité donnée de puissance à l'entrée. Un des désavantages de l'amplificateur de classe B ou AB est la difficulté pour mettre en œuvre son circuit de façon à obtenir une reproduction linéaire de la forme d'onde de l'entrée. Comme nous le verrons dans cette section, Le terme push-pull fait référence à un type commun de circuits d'amplificateur classe B ou classe AB pour lesquels la forme d'onde de l'entrée est reproduite de façon approximative à la sortie[1].

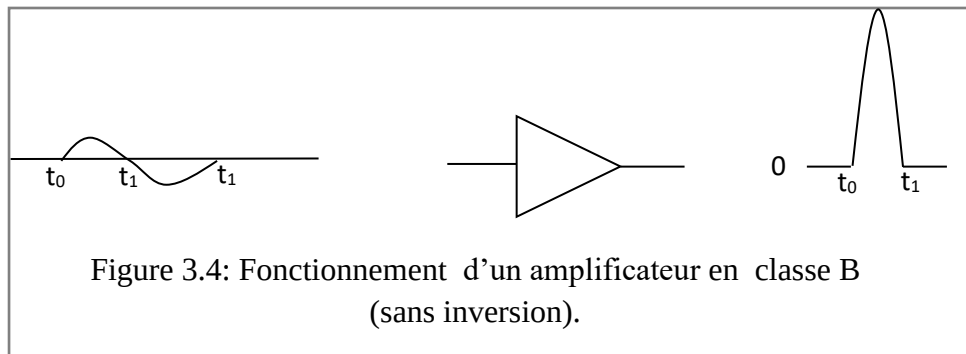


Figure 3.4: Fonctionnement d'un amplificateur en classe B (sans inversion).

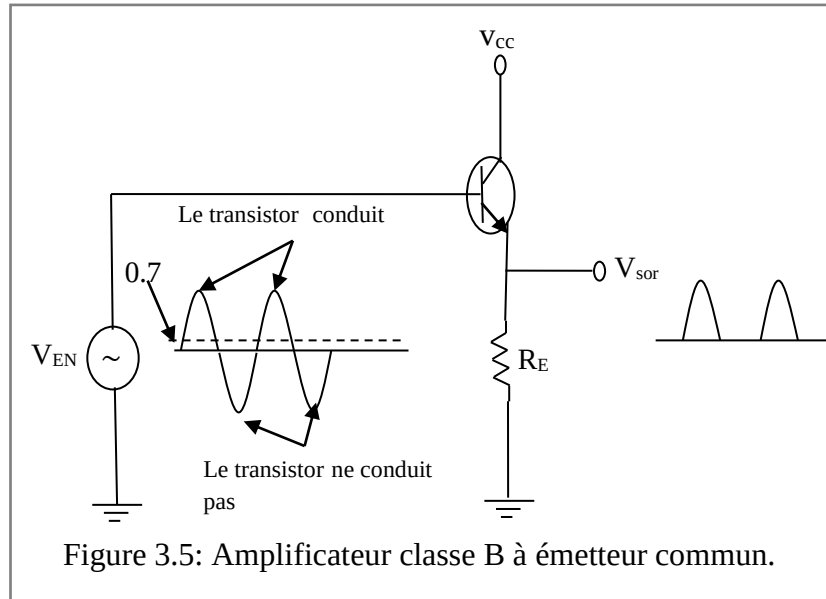
3.2.2.2.1. Fonctionnement en classe B

Un amplificateur en classe B est un dispositif symétrique qui possède deux voies amplificatrices distinctes, chaque voie amplifiant une alternance du signal appliqué à l'entrée. La forme du signal de sortie est reconstituée dans la charge d'amplificateur.

3.2.2.2.2. Point Q en classe B (région de blocage)

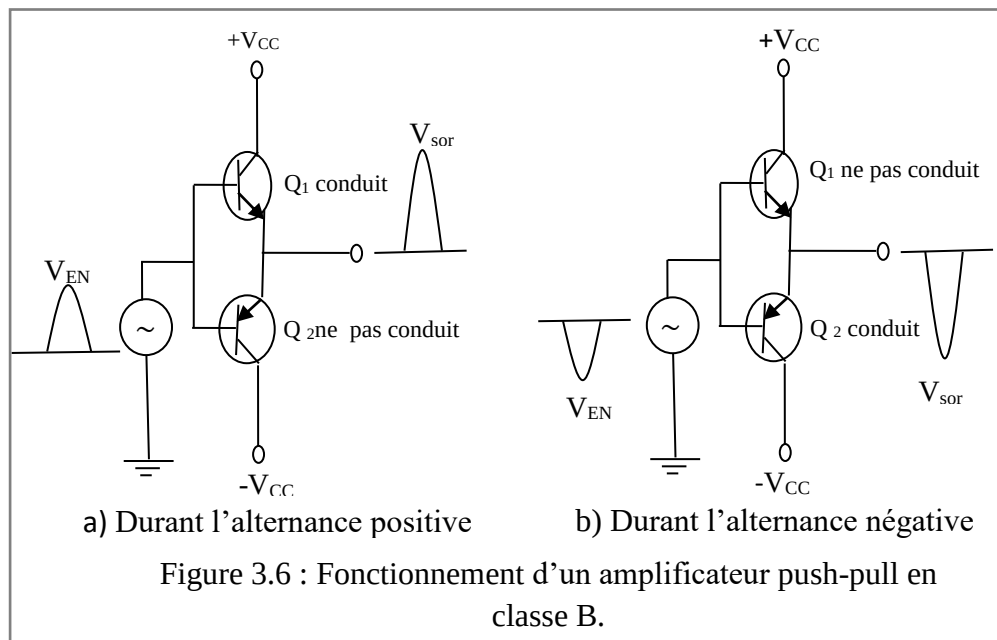
L'amplificateur Classe B est polarisé au point de blocage de façon à ce que $I_{CQ} = 0$ et que $V_{CEQ} = V_{CE(blocage)}$. Lorsque le signal actionne le transistor en état de conduction l'amplificateur sort de l'état de blocage et fonctionne dans sa région linéaire. Cette opération est illustrée à la figure 3.5) avec un circuit à émetteur commun. Nous pouvons aisément distinguer que la sortie n'est pas une réplique du signal de l'entrée. Afin d'obtenir

une bonne reproduction de la forme d'onde de l'entrée, une configuration à deux transistor, connue sous le nom d'amplificateur **push-pull**, est nécessaire



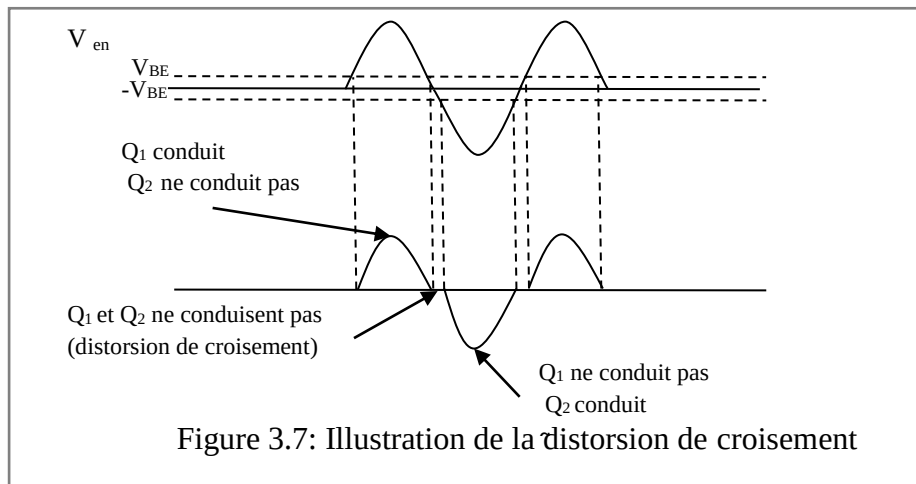
3.2.2.2.3. Fonctionnement en classe B d'un amplificateur push-pull

La figure 3.6, illustre un type d'amplificateur classe B push-pull qui illustre deux émetteur-suiveurs. Il s'agit d'un amplificateur complémentaire puisque l'un des émetteur-suiveurs utilise un transistor NPN et l'autre un transistor PNP assorti ; les transistors conduisant donc pour les alternances contraires du cycle d'entrée. Une paire complémentaire assortie de transistor possède des caractéristiques identiques, sauf que l'un est de type NPN et que l'autre est de type PNP. Notez qu'il n'existe aucune tension de polarisation courant continue à la base ($V_B = 0$). Seule la tension du signal actionne les transistors en état de conduction. Q_1 conduit durant la moitié positive du cycle d'entrée et Q_2 conduit durant la moitié négative[1].



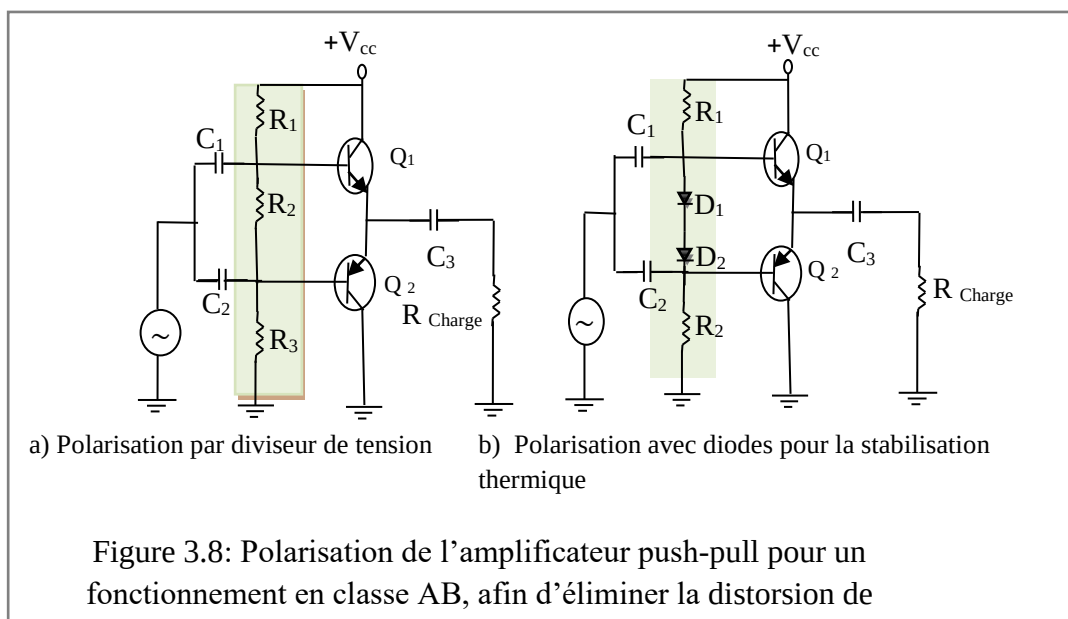
3.2.2.2.4. Distorsion de croisement

Lorsque la tension de polarisation CC à la base est nulle, les deux transistors ne conduisent pas. Pour cette raison, il existe un intervalle de temps entre les alternances positives et négatives de l'entrée pendant lequel aucun des transistors ne conduit (figure 3.7). La distorsion qui en résulte dans la forme d'onde de sortie est bien connue : on l'appelle la **distorsion de croisement**.



3.2.2.2.5. Fonctionnement en classe AB

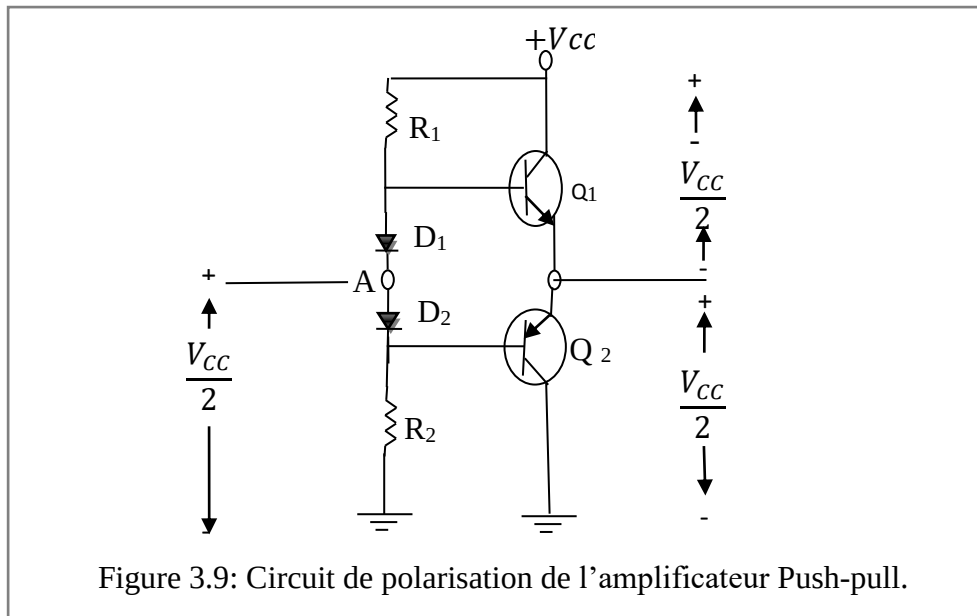
Pour éliminer la distorsion de croisement, les deux transistors de l'arrangement push-pull doivent être polarisés légèrement au-dessus du blocage lorsqu'il n'y a pas de signal. Cette variation de l'amplificateur classe B push-pull représente la classe AB. La polarisation classe AB peut être réalisée à partir d'un arrangement muni de diviseur de tension (figure 3.8.a). Cependant, il est difficile de maintenir un point de polarisation stable à partir de ce circuit, à cause des variations de V_{BE} en fonction de la température.



L'alimentation à double polarité n'est plus requise lorsque R_{charge} est couplée par condensateur. Un arrangement plus adéquat est illustré à la figure 3.8.b. Lorsque la caractéristique des diodes D_1 et D_2 sont assorties de près aux caractéristiques de transconductance des transistors, une polarisation stable peut être maintenue en dépit de base-émetteur des deux transistors assortis additionnels, au lieu de D_1 et D_2 . Bien que cette comparaison soit techniquement incorrecte, on fait souvent référence aux amplificateurs classe AB comme étant de classe B dans l'usage commun.

Le circuit équivalent courant continu de l'amplificateur push-pull est illustré à la figure 3.9.

Les résistances R_1 et R_2 sont de valeurs égales ; la tension au point A entre les deux diodes est donc égale à $V_{CC}/2$. En assumant que les caractéristiques transconductances des diodes et des transistors sont identiques, la chute de tension aux bornes de D_1 est égale à la tension V_{BE} de Q_1 . Tandis que la chute de tension aux bornes de D_2 est égale à la tension V_{BE} de Q_2 . Par conséquent, la tension aux émetteurs est aussi égale à $V_{CC}/2$, de même que $V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = V_{CC}/2$, tel qu'indiqué. Comme les deux transistors sont polarisés près du blocage, $I_{CQ} \cong 0$ [1].



3.2.2.2.6. Fonctionnement courant alternatif

Sous des conditions maximales, les transistors Q_1 et Q_2 d'un amplificateur classe AB sont alternativement de l'état proche du blocage à l'état proche de la saturation.

Durant l'alternance positive du signal d'entrée, l'émetteur de Q_1 est actionné depuis sa valeur du point Q, égale à $V_{CC}/2$, jusqu'à près de la valeur de V_{CC} , produisant une tension de crête positive, valeur approximativement égale à V_{CEQ} . Simultanément, le courant de Q_1 oscille depuis sa valeur du point Q de près de zéro jusqu'à une valeur près de la saturation (figure3-10a).

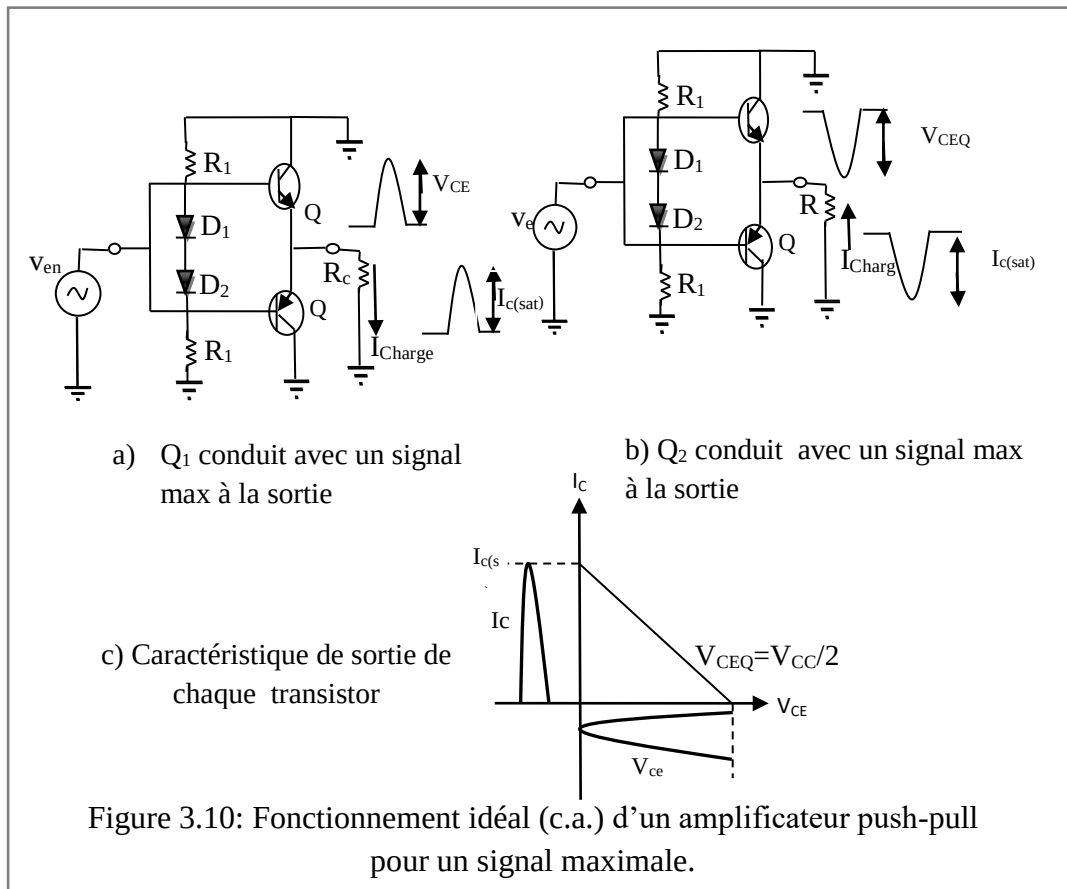
Durant l'alternance négative du signal d'entrée, l'émetteur de Q_2 est actionné depuis sa valeur de point Q, égale à $V_{CC}/2$, jusqu'à près de zéro, produisant une tension de crête

négative approximativement égale à V_{CEQ} . Également, le courant de Q_2 oscille depuis environ zéro jusqu'à valeur proche de la saturation (figure3-10b).

En terme de fonctionnement sur la droite de charge (c.a), la tension V_{ce} des deux transistors oscille de $V_{CC}/2$ à environ zéro et le courant oscille de zéro à $I_{c(sat)}$ (figure3.10.c). Comme la tension crête aux bornes de chaque transistor est égale à V_{CEQ} , le courant (c.a.) de saturation au collecteur est[1] :

$$I_{c(sat)} = \frac{V_{CEQ}}{R_{charge}} \quad (3.2)$$

Puisque $I_e \cong I_c$ et que le courant de la sortie est le courant à l'émetteur, le courant de crête à la sortie est également égale à : $\frac{V_{CEQ}}{R_{charge}}$



3.2.2.2.7. Puissance de sortie maximale

Nous avons vu que la courant crête maximale de sortie est approximativement égale $I_{c(sat)}$ et que la tension crête maximale à la sortie est approximativement égale à V_{CEQ} . La puissance de sortie moyenne maximale est donc :

$$P_{sor} = V_{sor(eff)} I_{sor(eff)}$$

Puisque

$$V_{sor(eff)} = 0.707 V_{sor(crête)} = 0.707 V_{CEQ}$$

Et que

$$I_{\text{sor(eff)}} = 0.707 I_{\text{sor(crête)}} = 0.707 I_{\text{sor(eff)}}$$

Alors

$$P_{\text{sor}} = 0.5 V_{\text{CEQ}} I_{\text{C(sat)}}$$

En substituant $V_{\text{CC}}/2$ pour V_{CEQ} ,

$$P_{\text{sor}} = 0.25 V_{\text{CC}} I_{\text{C(sat)}} \quad (3.3)$$

3.2.2.2.8. Puissance d'entrée courant continue

La puissance d'entrée courant continue vient de l'alimentation V_{CC} , soit

$$P_{\text{CC}} = V_{\text{CC}} I_{\text{CC}}$$

Comme chaque transistor requiert de courant pour un demi-cycle, le courant est un signal à simple alternance d'une valeur moyenne de

$$I_{\text{CC}} = \frac{I_{\text{C(sat)}}}{\pi}$$

Donc,

$$V_{\text{CC}} = \frac{V_{\text{CC}} I_{\text{C(sat)}}}{\pi}$$

3.2.2.2.9. Rendement

Le principal avantage des amplificateurs push-pull classe B et classe AB sur ceux classe A est que leur rendement est beaucoup plus élevé. Cet avantage l'emporte habituellement sur la difficulté de polariser l'amplificateur push-pull classe AB afin d'éliminer la distorsion de croisement. On sait que le rendement est défini comme étant le rapport entre la puissance de sortie c.a. sur la puissance d'entrée courant continue.

$$\text{Rendement} = \frac{P_{\text{sor}}}{P_{\text{CC}}}$$

Le rendement maximale d'un amplificateur classe B (Le rendement d'amplificateur classe AB est légèrement inférieur) est désigné par le terme η_{max} et se calcule de la façon suivante, à partir de l'équation (3.3) :

$$\begin{aligned} P_{\text{sor}} &= 0.25 V_{\text{CC}} I_{\text{C(sat)}} \\ \eta_{\text{max}} &= \frac{P_{\text{sor}}}{P_{\text{CC}}} = \frac{0.25 V_{\text{CC}} I_{\text{C(sat)}}}{V_{\text{CC}} I_{\text{C(sat)}} / \pi} = 0.25 \\ \eta_{\text{max}} &= 0.79 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Ou, en pourcentage,

$$\eta_{\max} = 79\%$$

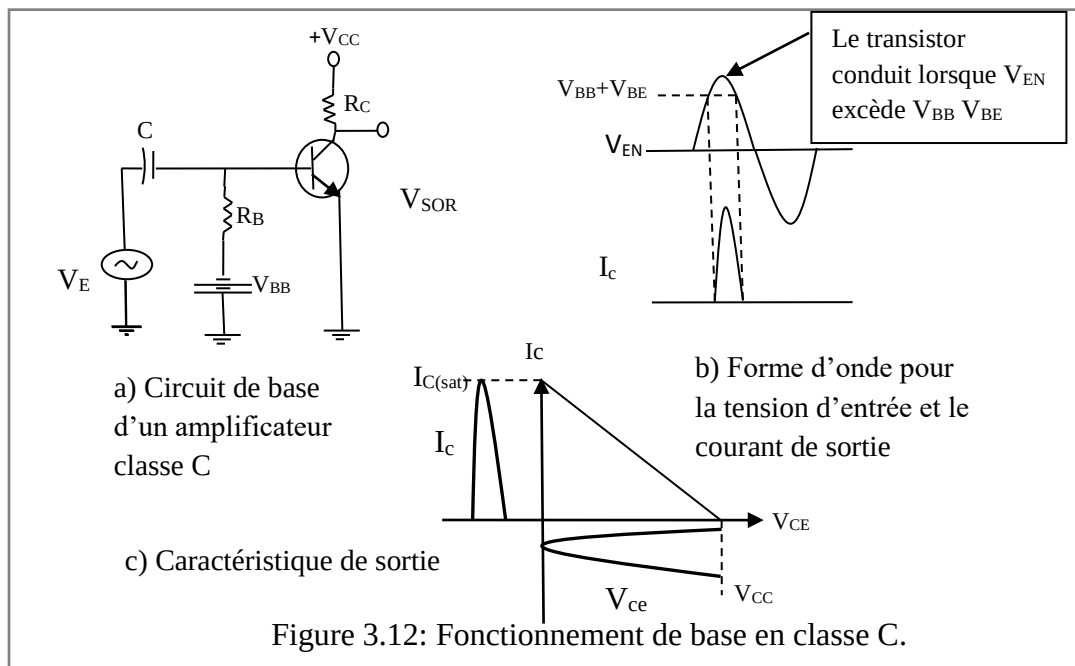
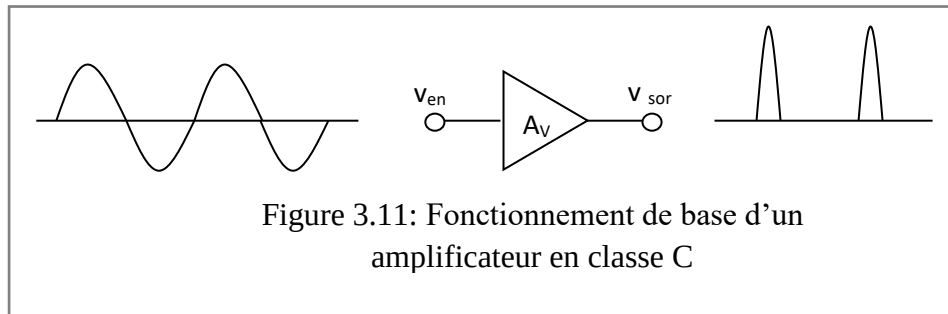
Rappelez-vous que le rendement maximal d'un amplificateur classe A est de 0.25 (25%).

3.2.2.3. Amplificateur classe C

Les amplificateurs classe C sont polarisés de façon à ce que la conduction se produit sur beaucoup moins de 180° du cycle d'entrée. Ils possèdent un meilleur rendement que ceux des classes : A, push- pull classe B et classe AB. On peut donc obtenir plus de puissance à la sortie est sévèrement déformée, ils sont normalement limités aux applications d'amplificateur à résonance de fréquence radio.

3.2.2.3.1. Fonctionnement de base en classe C

Le concept de base de fonctionnement en classe C est illustré à la figure 3.11. Un amplificateur classe C à émetteur commun muni d'une charge résistive est illustré à la figure 3.12. Il est polarisé au dessus du blocage avec l'alimentation négative $-V_{BB}$



La source de tension (c.a.) doit posséder une valeur crête largement supérieure à $V_{BB} + V_{BE}$ pour que la tension à la base puisse excéder la barrière de potentiel de la jonction base-émetteur pendant un court moment près de la crête positive de chaque cycle (figure 3.12.b). durant ce court moment, le transistor est mis en marche lorsque la droite de charge (c.a.) est entièrement utilisée, la valeur idéale du courant maximal au collecteur est approximativement égale à $I_{C(sat)}$ et la valeur idéale de la tension minimale au collecteur est approximativement égale à $V_{CE(sat)}$ (figure 3.12.c).

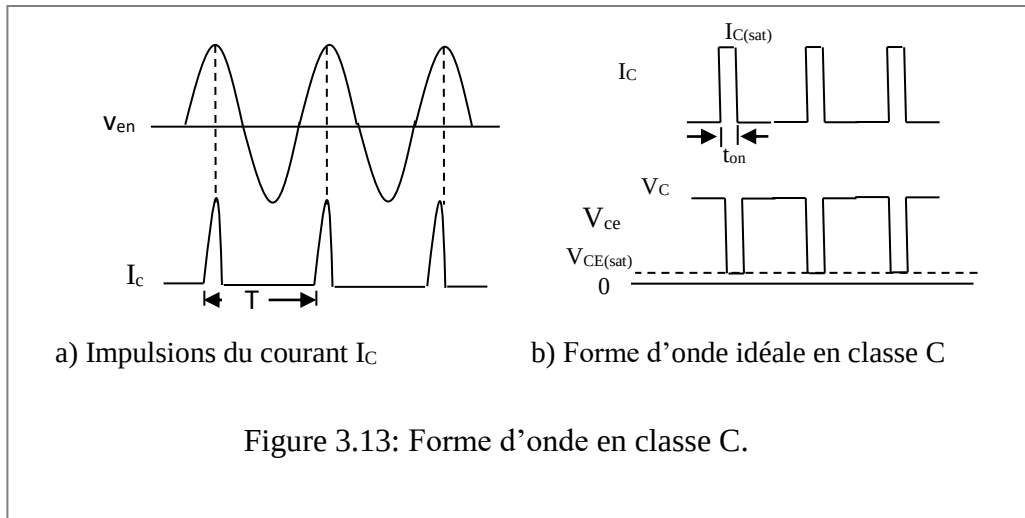


Figure 3.13: Forme d'onde en classe C.

3.2.2.3.2. Puissance dissipée

La puissance dissipée par un transistor dans un amplificateur classe C est faible puisqu'il n'est en marche que pendant un faible pourcentage du cycle d'entrée. La figure 3.13.a, illustre les pulsations de courant au collecteur. Le temps entre les pulsations est la période (T) de la tension courant alternatif à l'entrée. Afin d'éviter des calculs mathématique complexes, nous allons utiliser les approximations idéales des pulsations en courant et en tension au collecteur durant le temps où le transistor est en marche (figure 3.13.b). D'après cette simplification et en supposant que le signal de sortie oscille sur toute la largeur de la droite de charge courant alternatif, l'amplitude maximale du courant est égale à $I_{C(sat)}$ et l'amplitude maximale de la tension est égale à $V_{CE(sat)}$, durant le temps où le transistor est en marche. La puissance dissipée durant l'état de marche du transistor, est donc [1]:

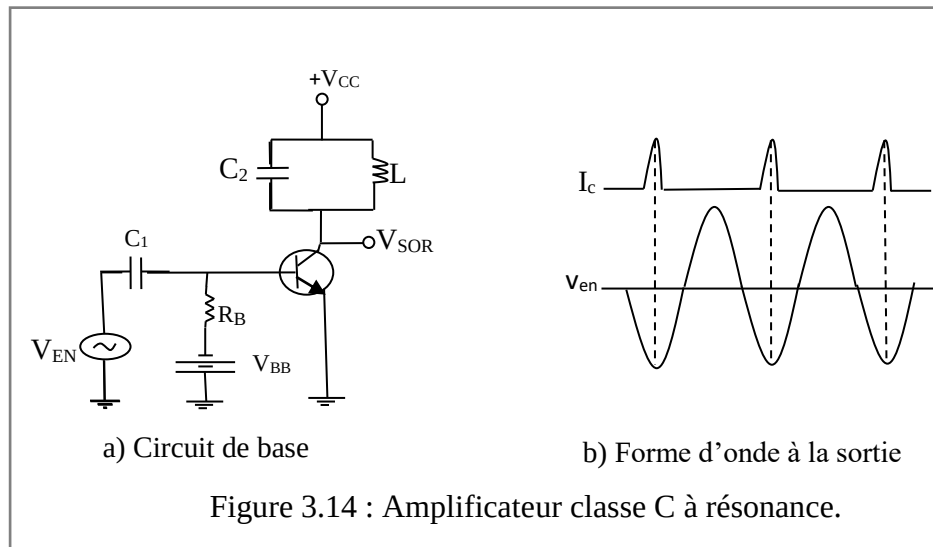
$$P_{D(on)} = V_{CE(sat)} I_{C(sat)}$$

Le transistor est en marche pour un laps de temps, t_{ON} , et au repos pour le reste du cycle d'entrée, par conséquent, en assumant que la droite de charge est entièrement utilisée, la puissance moyenne dissipée pendant le cycle complet est:

$$P_{D(moy)} = \left(\frac{t_{ON}}{T}\right) P_{D(on)} = \left(\frac{t_{ON}}{T}\right) V_{CE(sat)} I_{C(sat)}$$

3.2.2.3.3. Fonctionnement en résonance

Comme la tension au collecteur (de sortie) n'est pas une réplique de celle de l'entrée, l'amplificateur classe C muni d'une charge résistive n'est d'aucune utilité pour des applications linéaires. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur classe C avec un circuit résonant parallèle (figure 3.14.a). La fréquence de résonance du circuit est déterminée par la formule $f_r = 1/(2\pi\sqrt{LC})$. La brève pulsation de courant au collecteur pour chaque cycle de l'entrée amorce et maintient en marche l'oscillation du circuit résonant pour produire une tension sinusoïdale à la sortie figure (3.14.b) [1].



La pulsation du courant charge le condensateur à une valeur d'environ $+V_{CC}$. Après la pulsation, le condensateur se décharge rapidement et charge l'inducteur. Une fois le condensateur complètement déchargé, le champ magnétique de l'inducteur disparaît, pour compléter une alternance de l'oscillation. Par la suite, le condensateur se décharge à nouveau et fait augmenter le champ magnétique de l'inducteur. L'inducteur recharge rapidement le condensateur à une crête positive de valeur légèrement inférieure à la précédente, due à la perte d'énergie dans la résistance de l'enroulement et complète le cycle. La tension crête à crête à la sortie est donc environ égale à $2V_{CC}$.

L'amplitude de chacun des cycles successifs de l'oscillation s'affaiblit à chaque nouveau cycle à cause de la dissipation de l'énergie dans la résistance du circuit résonnant, pour provoquer la disparition de l'oscillation. Cependant, la réapparition régulière de la pulsation de courant au collecteur réalimente le circuit résonnant pour maintenir les oscillations à une amplitude constante.

Lorsque le circuit résonnant est accordé à la fréquence du signal d'entrée (fondamentale), la réalimentation se produit à tous les deux cycles. Dans ce cas, l'amplificateur classe C fonctionne tel un multiplicateur de fréquence ($\times 2$). En accordant le circuit résonnant à des harmoniques plus élevées, on peut accomplir davantage le facteur de multiplication de la fréquence.

3.2.2.3.4. Puissance de sortie maximale

Comme la tension développée aux bornes du circuit résonnant possède une valeur crête à crête approximativement égale à $2V_{CC}$, la puissance de sortie maximale peut être calculée comme suite :

$$P_{\text{sor}} = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R_C} = \frac{(0.707V_{CC})^2}{R_C}$$

$$P_{\text{sor}} = \frac{0.5V_{CC}^2}{R_C}$$

R_C est la résistance parallèle équivalente du circuit résonnant du collecteur et représente la combinaison parallèle de la résistance de la bobine et de celle de charge. Elle est habituellement de faible valeur. La puissance totale pouvant être fournie à l'amplificateur est[1] :

$$P_T = P_{\text{sor}} + P_{D(\text{moy})}$$

Par conséquent, le rendement est

$$\eta_{\text{max}} = \frac{P_{\text{sor}}}{P_{\text{sor}} + P_{D(\text{moy})}} \quad (3.5)$$

Lorsque $P_{\text{sor}} \gg P_{D(\text{moy})}$, le rendement en classe C s'approche tout près de 1(100%).

3.3. Conclusion

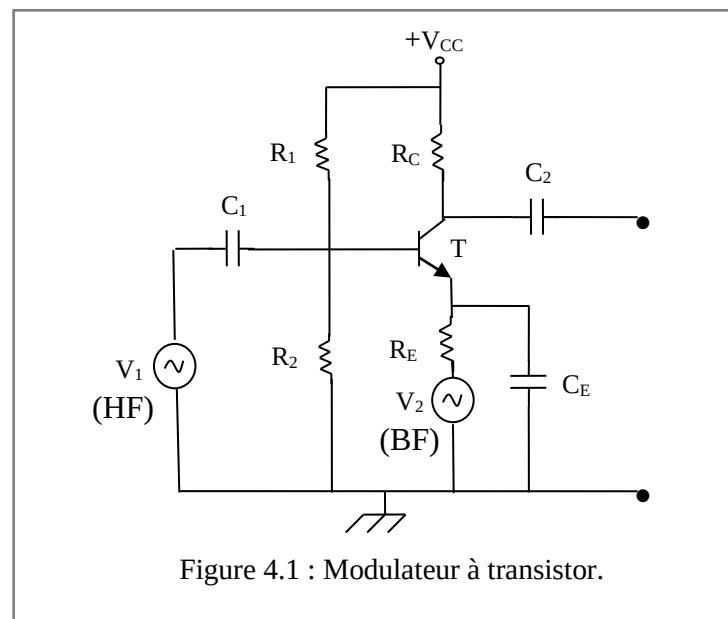
Les signaux qu'on peut obtenir à la fin de l'amplification sont partagés en deux groupes, petits et grands signaux (de puissance) selon l'utilisation. Par exemple pour alimenter une antenne d'émission on utilise les amplificateurs de puissance dont le rendement d'amplification doit être très important, on utilise dans ce cas les amplificateurs classe C qui assurent ce rendement, et pour amplifier les petits signaux d'un capteur de température par exemple, on utilise un amplificateur classe A de petits signaux.

Chapitre 4: Simulation de l'amplificateur à transistor

4.1. Introduction

Ce chapitre est le résultat des études faites aux chapitres précédents, à la fin de ce mémoire on a pu réaliser (par simulation) un amplificateur à transistor bipolaire à jonction, qui va être utilisé comme modulateur d'amplitude. On a choisi la polarisation par diviseur de tension comme circuit de polarisation, le premier pas dans ce chapitre est le calcul des différents paramètres de l'amplificateur puis la vérification de cet amplificateur par simulation.

4.2. Circuit de l'amplificateur

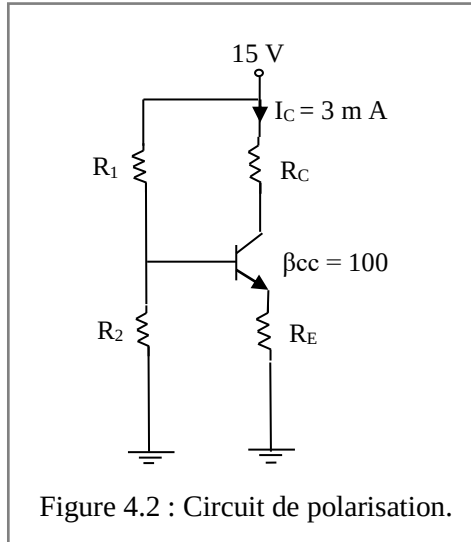


On observe dans la figure 4.1 un modulateur en amplitude, la base de ce circuit est un amplificateur à transistor avec une polarisation par diviseur de tension. On a aussi deux source de tension V_1 (HF) brancher à la base du transistor, V_2 (BF) brancher à l'émetteur du transistor, les condensateurs C_1 , C_2 sont des condensateurs de couplage bloquant la composante continue et empêchent le changement des tensions de polarisation à la base et au collecteur du transistor. On utilise un autre condensateur C_E pour découpler la résistance R_E .

Le circuit amplifie la porteuse (V_1) par un gain A , le signal modulateur fait partie du réseau de la polarisation; il produit donc des variations basse fréquence du courant émetteur, ce qui amène des variations de A . C'est pourquoi la porteuse amplifiée ressemble à l'onde modulée; les crêtes de sortie varient de façon sinusoïdale avec le signal modulateur autrement dit les enveloppes, supérieure et inférieure, ont la forme du signal modulateur [4].

4.3. Calcul des différents paramètres

Le circuit de polarisation est le suivant :



Le transistor est du type : 2N3904.

On fixe $V_{cc} = 15 \text{ V}$, $I_c = 3 \text{ mA}$, $\beta = 100$.

On fixe $V_E = \max \frac{V_{cc}}{3}$.

On prend $V_E = 0.5 \text{ V}$.

On calcule : $R_E = \frac{V_E}{I_c} = \frac{0.5}{3 \times 10^{-3}} = 0.166 \cdot 10^3 \Omega$

On fixe $V_{CE} = \frac{V_{cc} - V_E}{2} = \frac{15 - 0.5}{2} = 7.25 \text{ V}$.

On calcule : $R_c = \frac{V_{cc} - V_{CE} - V_E}{I_c} = \frac{15 - 7.25 - 0.5}{3 \times 10^{-3}} = 2.61 \cdot 10^3 \Omega$.

On fixe $I_2 \approx (10 \text{ à } 20 \text{ fois}) I_B \Leftrightarrow I_2 \approx 10 \cdot I_B \approx 0.3 \text{ mA}$.

On prend généralement $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$.

On calcule : $R_2 = \frac{V_E + V_{BE}}{I_2}$.

$R_2 = \frac{0.5 + 0.7}{0.3 \times 10^{-3}} = 40 \cdot 10^3 \Omega$.

On calcule : $R_1 = \frac{V_{cc}}{I_2} - R_2 = \frac{15}{0.3 \times 10^{-3}} - 40 \cdot 10^3 = 460 \cdot 10^3 \Omega$.

On choisit les capacités comme suit :

C_1 et C_2 doivent avoir des impédances négligeables à la fréquence f_1 , c.-à-d. :

$$Z_{C_{1,2}} = \frac{1}{C_{1,2} 2\pi f_1} \approx 0.$$

$$\text{On fixe } C_1, C_2 = 10 \mu f \Leftrightarrow \frac{1}{C_{1,2} 2\pi f_1} = \frac{1}{10^{-5} \pi 5 \cdot 10^5} = 0.0318 \Omega \approx 0$$

C_E doit avoir une impédance négligeable devant R_E à la fréquence f_1 c.-à-d. :

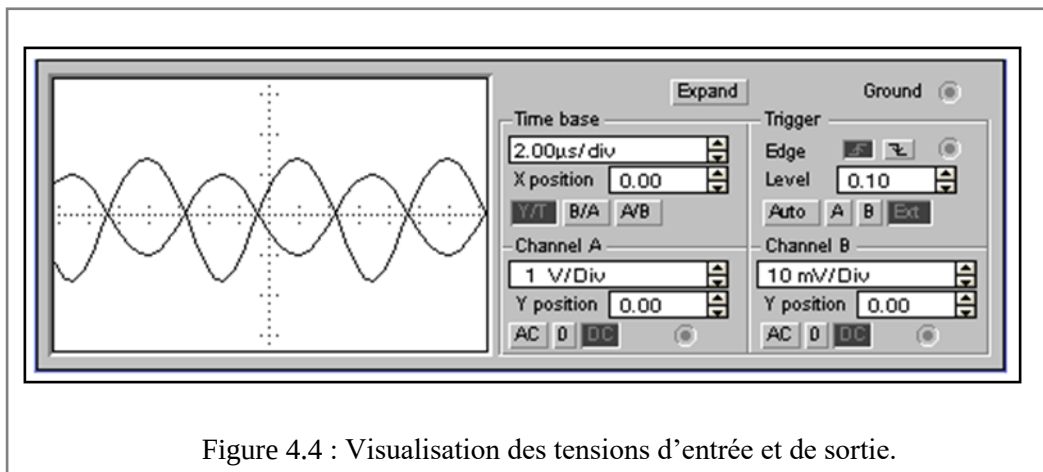
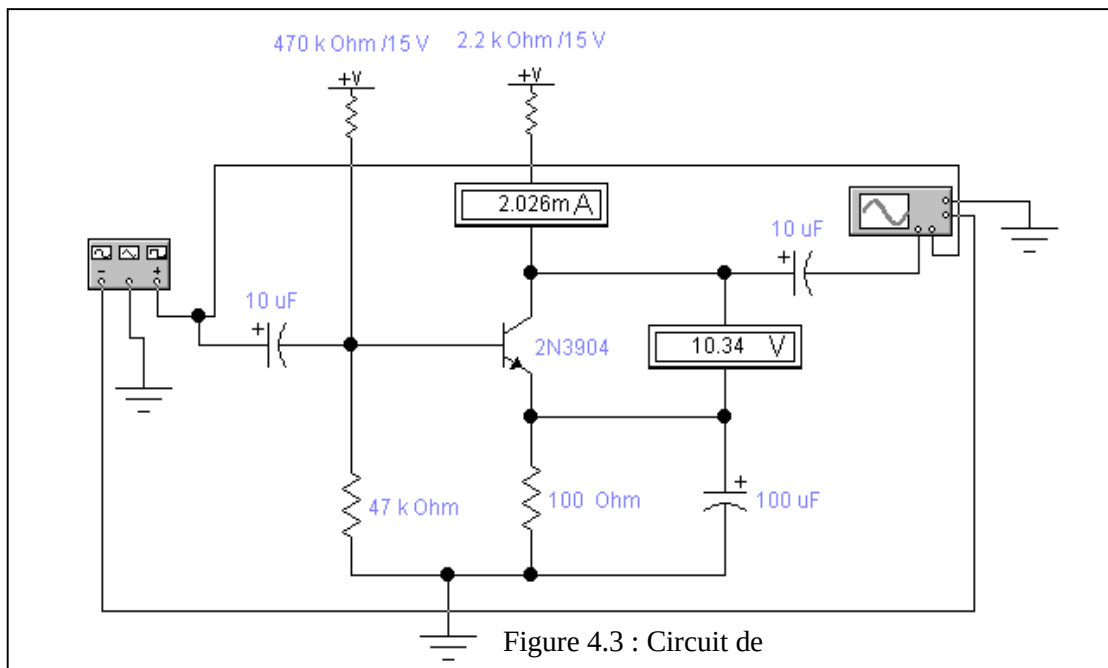
$$Z_{C_E} = \frac{1}{C_E 2\pi f_1} \ll R_E.$$

$$C_E = 100 \mu f \Leftrightarrow Z_{C_E} = \frac{1}{10^{-4} \pi 5 \cdot 10^5} = 0.318 \Omega \ll R_E = 100 \Omega.$$

4.4. Résultats

Tableau 4.1 : Résultats de calcul.

Valeurs calculées	Valeurs normalisées
$R_1 = 40 \cdot 10^3 \Omega$	$R_1 = 47 \text{ K}\Omega$
$R_2 = 460 \cdot 10^3 \Omega$	$R_2 = 470 \text{ K}\Omega$
$R_C = 2.61 \cdot 10^3 \Omega$	$R_C = 2.2 \text{ K}\Omega$
$R_E = 0.166 \cdot 10^3 \Omega$	$R_E = 100 \Omega$
$C_1 = 10 \mu f$	$C_1 = 10 \mu f$
$C_2 = 10 \mu f$	$C_2 = 10 \mu f$
$C_E = 100 \mu f$	$C_E = 100 \mu f$



On calcule le gain en tension (à vide) : $G_V = \frac{V_{SOR}}{V_{EN}} = - \frac{1.4}{10.10^{-3}} \Leftrightarrow G_V = -140$

4.5 Conclusion

La réalisation d'un amplificateur à transistor est le fruit de ce travail. On utilise pour réaliser un amplificateur un transistor avec le branchement à émetteur commun qui fournit un gain important en courant et en tension, et aussi on utilise la polarisation par diviseur de tension qui offre une bonne stabilité du point de repos. Dans cette étude on a utilisé la classe A pour les faibles signaux, à la fin on a calculé les paramètres de l'amplificateur. Cet amplificateur va être utilisé comme modulateur.

Conclusion générale

La transmission de signaux nécessite une amplification de ces derniers avant de les transmettre, ce qui annonce l'importance de l'amplification des signaux électriques.

Dans ce mémoire, notre but été de réaliser un amplificateur à base de transistor bipolaire à jonction, l'utiliser par la suite comme modulateur.

Le transistor fonctionne comme amplificateur électronique avec un branchement émetteur commun qui fournit un gain important en courant et en tension. Une autre chose très importante pour que le transistor fonctionne adéquatement, c'est la polarisation. On dispose de plusieurs types, polarisation par la base, avec rétroaction au collecteur, par l'émetteur, par diviseur de tension, c'est cette dernière qui est la plus utilisée à cause de la stabilité de ce circuit (point de repos).

La puissance du signal de sortie détermine le type d'amplificateur, deux catégories peuvent se présenter, la première catégorie est celle des amplificateurs de faibles signaux et l'autre pour les amplificateurs de puissance.

Donc pour réaliser un amplificateur à transistor bipolaire, il faut savoir choisir selon l'utilisation envisagée, le type de branchement du transistor et son circuit de polarisation et la raison d'utilisation de l'amplificateur, selon la raison on détermine la catégorie de l'amplificateur.

Références Bibliographiques

- [1] THOMAS L. FLOYED : « Électronique, composant et système d'application », raynaldgoulet inc, 5^{eme} édition, 2005.
- [2] HAMMOUD. L : « Cours d'électronique », Office des Publications Universitaires, 12- 2005
- [3] BENAYAD. A, GUENDOZ. D : « Électronique générale 'cours et exercices résolus' », Office des Publication Universitaire, 2^{eme} édition, 5-2007.
- [4] ALBERT PAUL MALVINO : « Principe d'électronique », Mcgraw-Hill, 1978.

Résumé

Le transistor bipolaire peut fonctionner comme un amplificateur, mais avec des conditions sur son régime de fonctionnement, ce qui a été le but de ce travail.

Au début, il faut choisir le type de branchement du transistor (émetteur commun, à cause de son gain important en tension et en courant).

Le pas suivant dans l'étude d'un amplificateur est la polarisation du transistor c.à.d. fixer la position du point de fonctionnement (polarisation par diviseur de tension car il fournit un circuit stable).

Après tout ça, il faut choisir le type de l'amplificateur, pour les faibles signaux ou bien les signaux de puissance.

Dans ce travail on a pu arriver à un amplificateur à transistor bipolaire avec un gain en tension de presque 140. Cet amplificateur va être utilisé par la suite comme modulateur d'amplitude.