

Introduction :

Un transistor à jonction bipolaire (Bipolar Junction Transistor, BJT) est un dispositif à trois bornes dont le fonctionnement dépend de l'interaction entre les porteurs majoritaires et minoritaires. Inventé en 1948 par les physiciens américains **Bardeen, Brattain** et **Shockley**, Le transistor est un composant semi-conducteur qui remplit deux fonctions principales : amplifier un signal en augmentant le courant de sortie à partir d'un faible courant d'entrée, et agir comme un interrupteur électronique (on/off). Le terme « transistor » provient des mots anglais *transfer* et *resistor*.

L'objectif de ce chapitre est de récapituler la structure et le fonctionnement des transistors bipolaires.

1. Présentation et structure du transistor bipolaire

Le transistor bipolaire est un composant actif à trois bornes : la base (B), le collecteur (C) et l'émetteur (E). Il est constitué de trois couches semi-conductrices formant soit un transistor NPN, soit PNP. Les régions de type N sont riches en électrons libres, tandis que les régions de type P sont riches en trous mobiles.

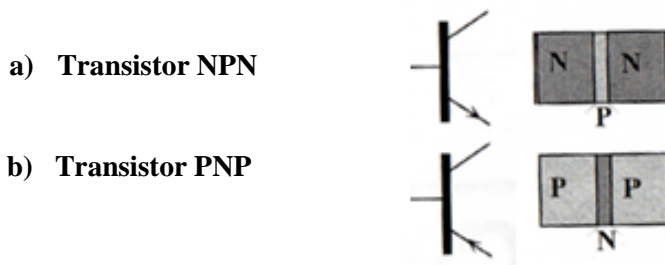


Figure 1. Structure et schéma d'un transistor bipolaire

Les trois pattes (trois broches) constituant le transistor bipolaire sont les suivantes :

- **La base (B)** : elle permet de commander le passage du courant à travers le composant. Elle est très mince et son épaisseur est de l'ordre de quelques micromètres seulement.
- **Le collecteur (C)** : c'est la broche par laquelle le courant entre dans le transistor bipolaire.
- **L'émetteur (E)** : c'est la broche par laquelle le courant sort du composant, ainsi que le signal de sortie.

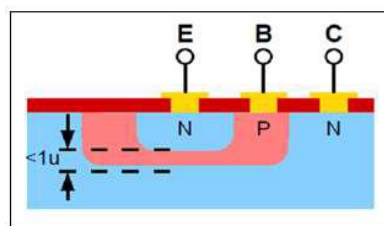


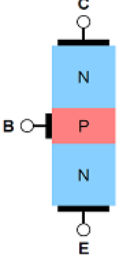
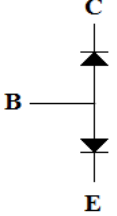
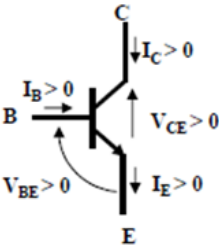
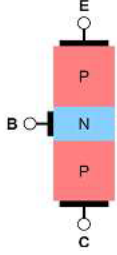
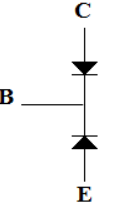
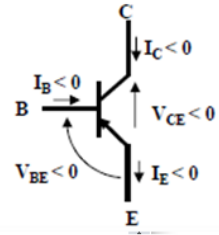
Figure 2. Structure du transistor NPN.

Le transistor NPN (ou bien PNP) est constitué par :

- Une couche **N (P)** fortement dopée (L'émetteur **E**).
- Une couche **P (N)** très mince et faiblement dopée (La base **B**).
- Une couche **N (P)** faiblement dopée (Le collecteur **C**).

Le tableau.1 ci-dessous donne une représentation schématique, ainsi que les symboles normalisés de deux types de transistors bipolaires.

Tableau.1: Brochage et schéma électrique d'un transistor bipolaire.

Type de transistor	Ordre des couches	Schéma statique	Symbole
NPN			
PNP			

2. L'effet transistor

Pour simplifier l'étude, on considère uniquement un transistor NPN.

Dans un transistor NPN :

- La jonction base (B)–émetteur (E) est polarisée en direct,
- La jonction base (B)–collecteur (C) est polarisée en inverse.

Par souci de simplification, on peut assimiler un transistor à deux jonctions PN comme l'indique sur la figure.3.

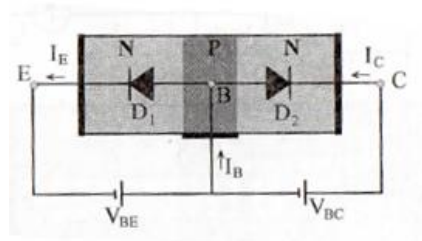


Figure. 3. Schéma symbolique d'un transistor NPN

Lorsque la jonction base-émetteur est polarisée en direct ($V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$, pour le silicium), elle devient conductrice et permet le passage du courant. En revanche, la jonction base-collecteur est polarisée en inverse et reste bloquée. Malgré cela, un courant important apparaît au niveau du collecteur, presque égal à celui de l'émetteur : ce phénomène est appelé l'effet transistor.

3. Conditions d'apparition de l'effet transistor :

- La base doit être faiblement dopée,
- L'épaisseur de la base doit être très faible (mince),

Lorsque la jonction base-émetteur est polarisée en direct, les électrons de l'émetteur diffusent vers la base. Comme la base est mince et faiblement dopée, peu d'électrons s'y recombinent. La majorité traverse la base et atteint le collecteur.

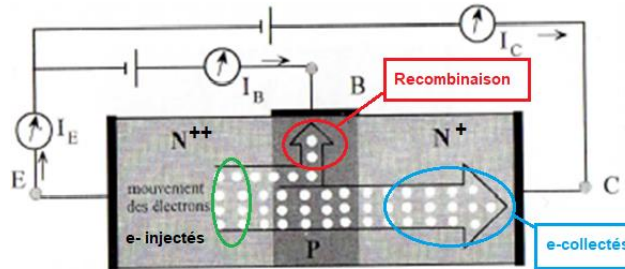


Figure 4. Mouvement des électrons et des courants à travers un transistor bipolaire

Ces électrons vont créer ainsi un courant collecteur de fort débit de telle sorte qu'on aura à tout instant lorsqu'on adopte la convention de sens de courant comme indiqué sur la figure 5 :

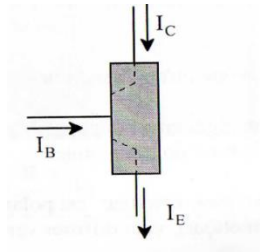


Figure 5. Choix des sens des courants dans un transistor bipolaire NPN

$$I_E - I_B - I_C = 0$$

$$I_C = I_E - I_B$$

La quasi-totalité des électrons (environ 99 %) émis par l'émetteur atteint le collecteur, tandis qu'une très faible partie se recombine dans la base. Le courant d'émetteur correspond à l'ensemble de ces courants.

$$I_E = I_{S1} [\exp(V_{BE} / U_T) - 1]$$

où : $U_T \approx 26 \text{ mV}$ à température ambiante (25 °C),

I_{S1} représente le courant de saturation inverse de la jonction base-émetteur, et V_{BE} est la tension base-émetteur.

Comme nous l'avons montré (effet transistor), le courant collecteur constitue une forte fraction du courant émetteur.

On peut donc l'écrire sous la forme :

$$I_C = \alpha I_{S1} [\exp(V_{BE} / U_T) - 1]$$

α : Le coefficient α est légèrement inférieur à 1.

$$I_C = I_E - I_B$$

$$I_C = \left(\frac{I_C}{\alpha}\right) - I_B \Rightarrow I_C = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha}\right) I_B$$

$$I_C = \beta I_B$$

On définit alors le gain en courant β par : $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$

Les relations précédentes concernent les porteurs majoritaires, mais les courants réels dans le transistor dépendent aussi des porteurs minoritaires. Ainsi, les expressions complètes des courants de base (I_B) et de collecteur (I_C) prennent en compte ces contributions supplémentaires :

$$I_B = I_E - I_C = I_E(1 - \alpha) + I_{CBO}$$

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}$$

où : I_{CBO} est le courant de fuite collecteur-base (émetteur ouvert),

I_{CEO} est le courant de fuite collecteur-émetteur (base ouverte),

β représente le gain en courant du transistor varie entre 90 et 200 et dépend du niveaux de dopage de l'émetteur et de la base ainsi que de l'épaisseur de la base.

Ces relations décrivent le fonctionnement du transistor bipolaire NPN en régime actif et expliquent le rôle d'amplification du courant. On peut comprendre leur origine en étudiant la jonction PN polarisée en inverse.

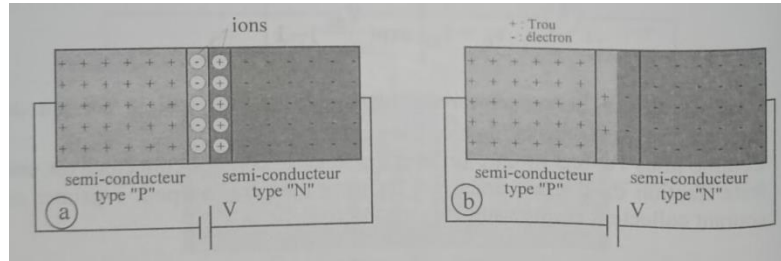


Figure 6. Polarisation inverse et porteur minoritaire

Lorsqu'une jonction PN est polarisée en inverse, la zone de déplétion s'élargit et repousse les porteurs majoritaires. En théorie, aucun courant ne circule, mais en pratique un faible courant apparaît à cause de la génération thermique de paires électron-trou dans cette zone, sous l'effet du champ électrique.

- Les électrons sont attirés vers la polarité positive,
- Les trous sont attirés vers la polarité négative.

Ce phénomène produit un très faible courant appelé courant de saturation inverse (I_s). Dans un transistor bipolaire, il correspond au courant résiduel I_{CBO} lorsque la jonction collecteur-base est polarisée en inverse et que le courant d'émetteur est nul. Les relations des courants s'écrivent alors :

$$I_B = I_E - I_C = I_E(1 - \alpha) + I_{CBO}$$

$$I_E = 0; I_C = I_{CBO}$$

En adoptant la convention des signes pour les courants et les tensions, les lois de **Kirchhoff** conduisent aux relations suivantes :

$$I_B + I_E + I_C = 0$$

$$V_{EB} + V_{CE} + V_{BC} = 0$$

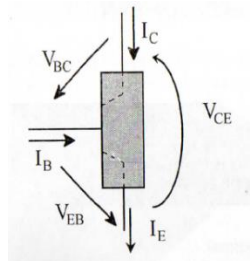


Figure 6. Choix des sens des courants dans un transistor bipolaire NPN

où : V_{EB} est la tension entre l'émetteur et la base,

V_{CE} est la tension entre le collecteur et l'émetteur,

V_{BC} est la tension entre la base et le collecteur.

Ces équations traduisent les conditions d'équilibre des courants et des tensions dans un transistor bipolaire NPN.

4. Les différentes configurations de montages d'un transistor bipolaire

Un transistor bipolaire, qu'il soit de type NPN ou PNP, peut être utilisé dans un circuit électronique selon trois configurations principales : émetteur commun, base commune ou collecteur commun. Le tableau suivant résume les montages fondamentaux à base d'un transistor NPN

Remarque

- 1) Les valeurs des différents paramètres dépendent des caractéristiques internes du transistor.
- 2) La valeur de la résistance d'entrée, le gain en tension et le gain en courant dépendent de la résistance de charge connectée à la sortie du montage en question
- 3) La valeur de la résistance de sortie dépend de la résistance interne du générateur d'excitation qui délivre le signal d'entrée.
- 4) La configuration la plus employée en électronique classique est le montage "émetteur commun".

5. Fonctionnement d'un transistor bipolaire

5.1 Conditions de fonctionnement

Pour s'assurer d'un fonctionnement normal d'un transistor bipolaire il faudrait que:

- la jonction base - émetteur soit polarisée en direct.
 Transistor "NPN": $V_{BE} \geq 0$, Transistor "PNP": $V_{BE} < 0$,
- la jonction base collecteur doit être polarisé en inverse.
 Transistor "NPN": $V_{BC} < 0$, Transistor "PNP": $V_{BC} > 0$,

5.2 Caractéristiques de fonctionnement

Dans son fonctionnement, un transistor bipolaire peut être traité comme étant un quadripôle. La configuration émetteur commun est la plus employée. A cet effet, on est appelé à définir les caractéristiques d'entrée, de sortie et les caractéristiques de transfert en courant et en tension (figure 8.b).

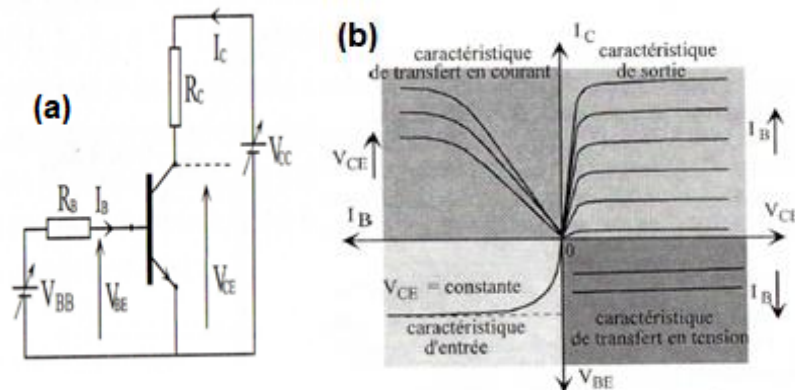


Figure 8.a. Schéma de base pour l'étude d'un circuit à transistor b. Caractéristiques d'un transistor

5.3 Droite de charge

En utilisant le schéma de la figure 8. a, on peut écrire:

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

Cette équation est représentative de ce que l'on appelle la droite de charge statique (figure 9).

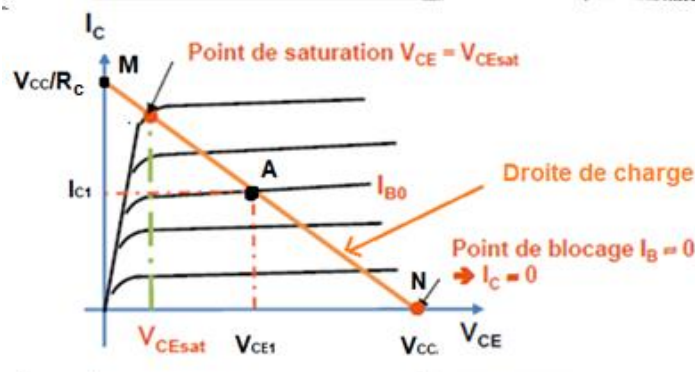


Figure 9. Droite de charge statique d'un transistor NPN

La droite de charge permet de déterminer l'état de fonctionnement d'un transistor. Lorsque le point de fonctionnement est proche du point A, le transistor fonctionne de manière linéaire et peut être utilisé comme **amplificateur**. Près du point M, le courant collecteur est maximal et la tension V_{CE} est faible : le transistor est **saturé**. Au point N, la tension V_{CE} est maximale et le courant collecteur est nul : le transistor est **bloqué**. Les états **bloqué et saturé** sont utilisés lorsque le transistor fonctionne en **commutation**.

En résumé :

1. Autour du point A, on a un fonctionnement linéaire
2. Au niveau du point M, le transistor est saturé : $V_{CE} \approx 0$; I_C est maximum et $V_{BE} \geq 0,6 \text{ V}$
3. Au niveau du point N, le transistor est bloqué : $V_{CE} \approx V_{CC}$; $I_C = 0$; $V_{BE} < 0,6 \text{ V}$.

5.4 Polarisation d'un transistor en statique

Polariser un transistor sous-entend définir avec exactitudes les grandeurs continues (statiques) I_B , I_C , V_{CE} et V_{BE} . La connaissance de I_C et de V_{CE} permet de déterminer un point de fonctionnement « A ». Ce point se trouve sur la droite de charge statique, sa position exacte dépend de l'application souhaitée. Il se trouve par exemple au milieu de la droite de charge (cas de l'amplification dite en classe A). Pour fixer le point de fonctionnement ou point de repos il existe trois procédés de polarisation :

- Polarisation directe.
- Polarisation par pont de base.
- Polarisation par résistance base-collecteur.

✚ Polarisation directe

Dans ce type de configuration on utilise deux sources d'alimentations V_{BB} et V_{CC} comme l'indique la figure 15.6. Cela va permettre de situer le point de fonctionnement du transistor (fixer le débit du courant collecteur et la valeur de la tension V_{CE}).

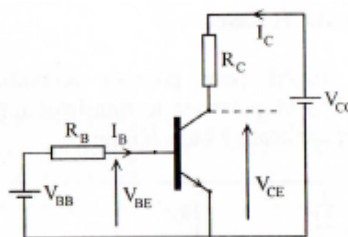


Figure 10. Polarisation directe d'un transistor NPN

$$I_B = \frac{V_{BB}-V_{BE}}{R_{BI}}; \quad I_C = \frac{V_{CC}-V_{CE}}{R_C}$$

On suppose qu'on a un transistor qui a un gain en courant $\beta = 100$. On veut fixer un point de fonctionnement $I_C = 5$ mA et $V_{CE} = 5$ V. Les alimentations qu'on possède délivrent des tensions continues : $V_{BB} = 5$ V et $V_{CC} = 10$ V. Le choix des valeurs statiques de V_{CE} et du courant collecteur I_C imposent le point de fonctionnement et sa position sur la droite de charge comme l'indique la figure.11

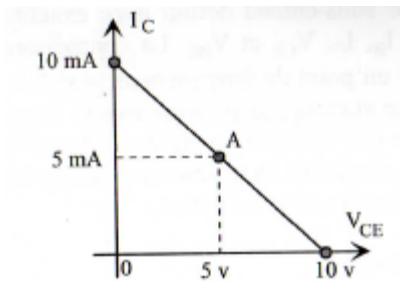


Figure 11. Polarisation d'un transistor avec un point de fonctionnement situé au milieu de la droite de charge

Ce choix doit être assuré par un calcul exact des valeurs des résistances R_B et R_L

$$R_B = \frac{V_{BB}-V_{BE}}{I_C} \beta, \quad R_B=88K\Omega \quad / \quad R_L = \frac{V_{CC}-V_{CE}}{I_C}, \quad R_L=1K\Omega$$

✚ Polarisation par pont de base

On utilise un réseau résistif pour pouvoir économiser une source d'alimentation (figure 12) et polariser le transistor (choix du point de fonctionnement) pour une application bien définie.

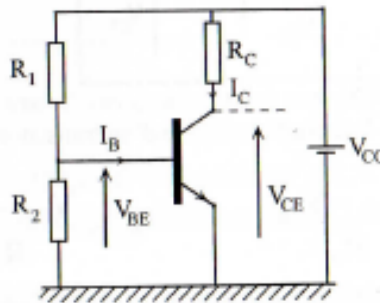


Figure.12 Polarisation par pont de base.

On suppose que le transistor a un gain en courant β de l'ordre de **200** (ce paramètre est une donnée du constructeur du transistor). L'alimentation V_{CC} a une valeur égale à **10V**. Le point de fonctionnement statique souhaité est défini comme suit : $I_C = 5$ mA, $V_{CE} = 5$ V

Le calcul de la polarisation de cet étage à transistor consiste à trouver les valeurs des résistances R_1 et R_2 et R_C qui permettent de fixer le point de fonctionnement choisi.

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE},$$

$$I_C = 5\text{mA et } V_{CE} = 5\text{V, } R_C=1K\Omega$$

On suppose que le courant qui traverse les résistances R_1 et R_2 est très élevé par rapport au courant de base I_B . Dans ces conditions, on peut écrire :

$$V_B = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} ; V_{BE} = V_B \cong 0.6 V$$

$$R_1 = 15.6 R_2$$

$$I_B = (I_C/\beta) = 25 \mu m$$

Il faut choisir des résistances R_1 et R_2 pour que le courant i qui les traverse puisse être élevé afin de négliger l'influence du courant de base I_B . De même il faut s'assurer que le courant i ne soit pas trop élevé afin de minimiser la consommation du circuit. On choisit par exemple $I = 500 \mu A$. Dans ces conditions :

$$V_{CC} = (R_1 + R_2)I$$

$$R_1 + R_2 = 20 K\Omega, R_1 = 18.8 K\Omega \text{ et } R_2 = 1.2 K\Omega$$

On choisit en réalité des valeurs normalisées $R_1 = 18 K\Omega$ et $R_2 = 1.2 K\Omega$

✚ Polarisation par résistance base-collecteur

Ce type de polarisation figure 18.6 dérive du montage qui emploie la polarisation directe.

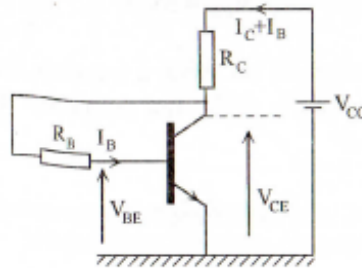


Figure 13. Polarisation par résistance base-collecteur

Les équations aux deux mailles existantes permettent d'écrire :

$$V_{CC} = R_C(I_C + I_B) + V_{CE}$$

$$V_{CE} = R_B I_B + V_{BE} \cong R_B I_B \text{ avec } V_{CE} \ll V_{BE}$$

On suppose que le point de fonctionnement est choisi au milieu de la droite de charge (polarisation en classe A).

$$V_{CE0} = (V_{CC}/2)$$

On peut alors écrire :

$$R_C(I_C + I_B) \cong R_B I_B \quad I_B \ll I_C$$

$$\beta R_C \cong R_B$$

Application numérique : $V_{CC}=10V$; $V_{CE0}=5V$, $I_{C0}=5mA$ (point de fonctionnement) et $\beta=200$.

$$R_C=1K\Omega, \quad R_B=200K\Omega$$

6. Effet de la température et stabilisation thermique

➤ Exposé du problème

Un transistor est sensible à la température. La différence de potentiel entre la base et l'émetteur est faible, par contre le potentiel au bord de la jonction base-collecteur est plus élevé. Ceci fait que la majeure partie de la puissance dissipée se trouve au niveau de la jonction collecteur. La puissance dissipée au niveau du collecteur est égale à :

$$P_C = V_{CE} I_C$$

On sait aussi que la température agit sur les courants inverses liés aux porteurs minoritaires. Le courant résiduel du collecteur augmente avec la température de façon exponentielle. Dans le cas d'un montage émetteur commun, on peut écrire : $I_C = \beta I_B + I_{CE0}$

On voit que si I_{CE0} croît, nécessairement I_C croît. Alors il va y avoir une puissance dissipée plus importante. Cela peut entraîner par effet cumulatif, la destruction du transistor par emballement thermique.

L'accroissement du courant I_C fait que le point de fonctionnement va se déplacer vers le haut (figure 14).

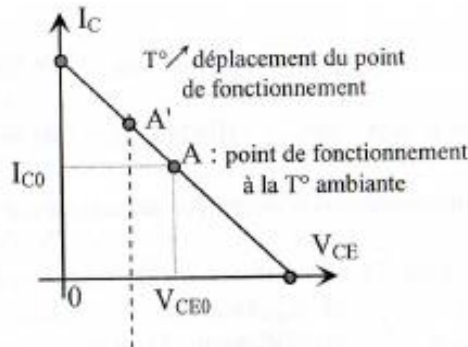


Figure. 14 Déplacement du point de fonctionnement lié à la variation de la température (T°)

À la température ordinaire ambiante le courant I_{CE0} est très faible pour le silicium par rapport au courant I_{CE0} lié au germanium. C'est pourquoi le silicium est plus employé dans la réalisation des transistors que le Germanium. Lorsqu'on a par exemple à amplifier de fort signaux tout en restant dans les limites autorisées, on doit s'attendre à une distorsion du signal de sortie liée au déplacement du point de fonctionnement suite au phénomène thermique. Pour remédier au phénomène de déplacement du point de fonctionnement lié à l'effet thermique, Il y a nécessité de stabiliser le courant collecteur I_C .

7. Procédés de stabilisation thermique.

7.1. Stabilisation thermique par résistance de charge.

Supposons que l'on est en présence du circuit de la figure 15.

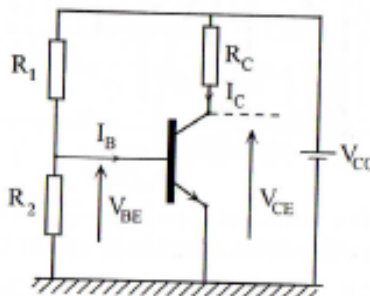


Figure 15. Circuit d'étude pour la stabilisation thermique par résistance collecteur.

La tension au niveau du collecteur peut s'écrire comme suit :

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

La puissance au niveau du collecteur a pour définition :

$$P_C = V_{CE} I_C = (V_{CC} - R_C I_C) I_C$$

$$P_C = R_C \left(\frac{V_{CC}}{R_C} - I_C \right) I_C$$

V_{CC} et R_C sont deux constantes. Lorsque la température varie le courant collecteur va varier et par conséquent la puissance dissipée au niveau du collecteur va elle aussi varier. On va étudier comment va varier cette puissance en fonction de la valeur du courant collecteur I_C .

La puissance est formée de 2 facteurs produits qui sont variables :

$$(V_{CC} - R_C I_C) \text{ et } I_C$$

Il faut constater que la somme de ces deux facteurs produits est une constante. On peut donc déduire que la puissance sera maximale lorsque ces deux termes sont égaux.

$$(V_{CC} - R_C I_C) = I_C R_C$$

$$I_C = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$

La variation de la puissance en fonction du courant I_C est représentée par la figure 16.

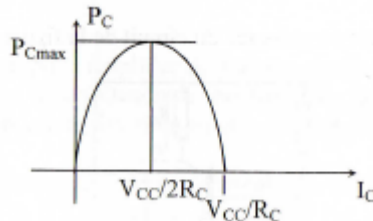


Figure.16 Variation de la puissance au niveau du collecteur.

On constate que la puissance dissipée ne varie pas toujours dans le même sens que le courant collecteur I_C . Lorsque l'on choisit, par exemple, des valeurs du courant I_C autour de : $I_C = V_{CC} / (2R_C)$, on remarque que la puissance au niveau du collecteur varie très peu lorsqu'il y a de petites variations de I_C . (figure .17).

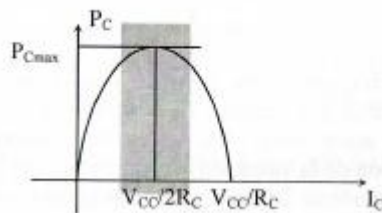


Figure.17 Stabilisation par résistance insérée au niveau du collecteur

7.2. Stabilisation par résistance d'émetteur

On considère le circuit de la figure 18. La présence du condensateur C_E permet d'éliminer l'effet de la résistance R_E en régime dynamique. On assure son découplage. Dans le cas où cette résistance n'est pas découplée, elle exerce une influence sur le gain du montage. Ce qui risque de poser un autre problème. La capacité C_E n'a aucune influence sur R_E en régime statique.

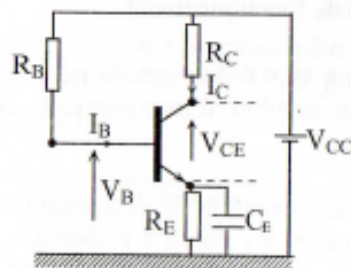


Figure.18 : Stabilisation par résistance d'émetteur

La présence de la résistance d'émetteur R_E va neutraliser les effets de la température. L'effet souhaité est de lier de façon astucieuse la variation du courant de base à la variation de température. Pour éviter une variation du point de fonctionnement, il faut trouver le moyen de telle sorte que si la température augmente, le courant de base I_B doit diminuer. La présence de la résistance de contre-réaction va nous permettre cette opération.

Lorsqu'on analyse le circuit de la figure .18, on constate que lorsque le courant collecteur I_C augmente, le courant émetteur I_E va aussi augmenter et par conséquent la tension V_E aux bornes de la résistance R_E augmente. Lorsque V_E augmente et pour garder un fonctionnement normal, le transistor va agir de sorte que la tension V_B au niveau de la base augmente aussi (transistor NPN).

$$I_C \uparrow \Rightarrow I_E \uparrow \quad / \quad V_E = R_E \cdot I_E ; V_E \uparrow \text{ avec : } V_{BE} = \text{constante (0,6 V)} ; V_E \uparrow \Rightarrow V_B \uparrow$$

$$V_B = V_{CC} - R_B \cdot I_B ; V_B \uparrow \Rightarrow I_B \downarrow \quad / \quad I_B \downarrow \Rightarrow I_C = \beta \cdot I_B ; I_C \downarrow$$

Ce phénomène en boucle montre que lorsque I_C tend à augmenter sous l'effet de la température, la présence de R_E tend à le faire diminuer. Il y a donc réaction inverse à l'augmentation du courant collecteur. Il y a stabilisation du point de fonctionnement.

Cet avantage lié à la stabilisation du point de fonctionnement amène cependant un certain nombre d'inconvénients liés à la présence de la résistance R_E .

- 1) La résistance d'émetteur R_E doit avoir une valeur assez élevée pour que les variations du courant collecteur I_C donnent une variation sensible au niveau de la tension d'émetteur V_E .
- 2) La valeur élevée de R_E va engendrer une forte dissipation d'énergie.

En raison de ces deux points, on préfère utiliser en électronique le montage de la figure .20 où la polarisation est assurée par un pont de base en plus de la présence de R_E .

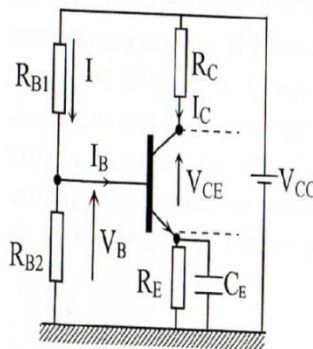


Figure.20 : Stabilisation par résistance d'émetteur et polarisation par pont de base.

Le courant I_B est négligeable devant le courant I . Cela permet d'entrevoir une tension V_B appliquée à la base relativement constante.

8. Le transistor en régime dynamique

8.1 Les paramètres de définition d'un transistor

Un transistor peut être considéré comme un quadripôle (figure 21). Il sera caractérisé par les relations qui existent entre les grandeurs d'entrées v_{be} , i_b et les grandeurs de sorties v_{ce} , i_c .

En basse fréquence, le quadripôle transistor est défini à l'aide de ses paramètres hybrides h : En haute fréquence, on utilise plutôt les paramètres d'admittances.

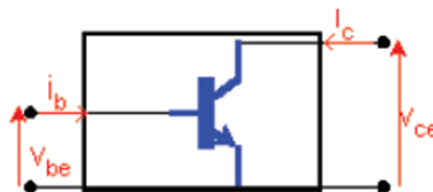


Figure 21. Le transistor en tant que quadripôle.

8.2 Schéma équivalent d'un transistor

Pour le quadripôle transistor et par identification, on a :

$$v_{be} = h_{11}i_b + h_{12}v_{ce}$$

$$i_c = h_{21}i_b + h_{22}v_{ce}$$

Remarque :

Il est à signaler que les indications du type V_{BE} , V_{CE} , I_B et I_C montrent qu'on est en présence de grandeurs statiques, alors que les variables du type v_{be} , v_{ce} , i_b et i_c indiquent des grandeurs dynamiques.

En régime petits signaux (faibles amplitudes), le transistor en mode amplification peut être considéré comme un quadripôle linéaire représenté par son schéma équivalent (figure).

Le système d'équations qui définit les paramètres hybrides va permettre de définir le schéma équivalent en dynamique (figure 22) du quadripôle transistor en basse et moyenne fréquence.

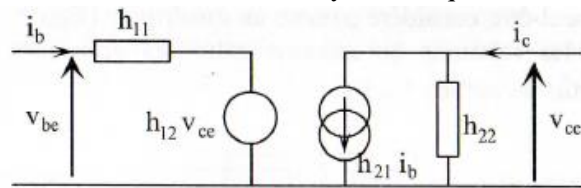


Figure 22. Schéma équivalent en dynamique du quadripôle transistor

On se limite dans des cas très fréquents au schéma équivalent simplifié du transistor. En effet, on néglige l'influence des paramètres h_{12} et h_{22} . Le système d'équation de définition du quadripôle transistor va se simplifier davantage. De même pour le schéma équivalent (figure 27.6) :

$$h_{11} \approx \frac{v_{be}}{i_b} [\Omega] \text{ (Jonction PN)}$$

$$h_{12} \approx 0$$

$$h_{21} \approx \frac{i_c}{i_b} \beta$$

$$h_{22} \approx 0 \text{ (très faible valeur)}$$

Le schéma équivalent du transistor est réduit à celui de la figure 23

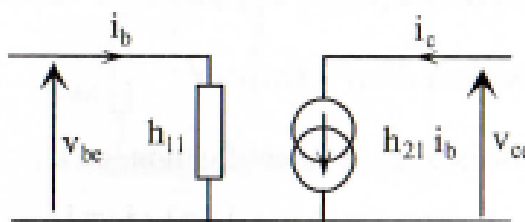


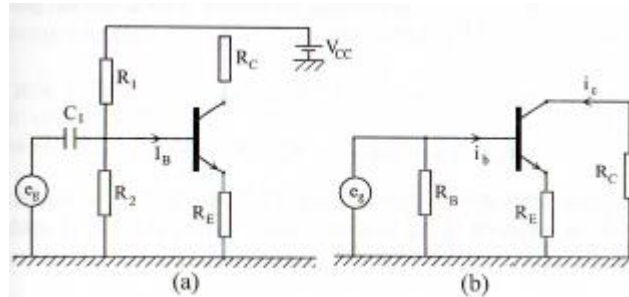
Figure 23. Schéma équivalent simplifié du transistor

Remarque :

Le schéma équivalent donné est relatif à un transistor monté en émetteur commun. L'entrée est faite sur la base et la sortie se trouve au niveau du collecteur. Lorsqu'on choisit un autre type de configuration, l'approche reste identique.

8.3 Droite de charge dynamique

Nous avons parlé de la droite de charge statique relative au circuit équivalent en courant continu (état statique). Lorsque le transistor travaille en régime variable, il y a lieu aussi de définir ce que l'on appelle la droite de charge dynamique. À cet effet, considérons le schéma de la figure 24.a et son schéma en dynamique de la figure 24.b.



$R_1=4K\Omega, R_2=1K\Omega, R_E=100K\Omega, R_C=285\Omega, V_{CC}=10V$

Figure24.a Schéma complet d'un étage à transistor travaillant en régime variable avec ses éléments de polarisation

Figure24.b Schéma de fonctionnement en dynamique

Dans ces conditions les coordonnées du point de fonctionnement « A » sont définies comme suit :

$V_{RE} = (R_2 V_{CC} / (R_1 + R_2)) - 0,7 = 1,3 V$

$I_{CA} = \frac{V_{RE}}{R_E} = 13 \text{ mA} / \quad V_{CEA} = (V_{CC} - (R_C + R_E)I_{CA}) = 5V$

Le courant maximum de saturation (statique) : $I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_E+R_C}, I_{Csat} = 26 \text{ mA}$

Le point de fonctionnement en statique a les coordonnées I_{CA} et V_{CEA} . Le courant collecteur va donc avoir des variations autour de ce point de fonctionnement suivant les expressions :

$I_C = i_c + I_{CA}$
 $V_{CE} = v_{ce} + V_{CEA}$ et $v_{ce} = V_{CE} - V_{CEA}$

Ceci va nous permettre de décrire la variation du courant collecteur en fonction de la variation de la tension collecteur-émetteur (V_{CE}) autour du point de fonctionnement fixé a priori sur la droite de charge statique.

$I_C = \frac{-V_{CE}}{R_C+R_E} + \frac{V_{CEA}}{R_C+R_E} + I_{CA}$

C'est l'équation de la droite de charge dynamique. La figure 25 donne la représentation de la droite de charge dynamique qui permet de situer à tout instant le point de fonctionnement dynamique.

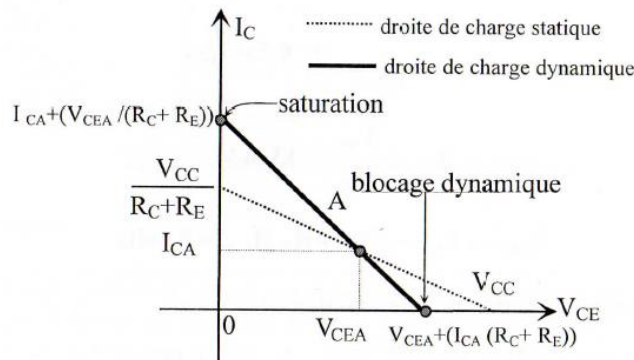


Figure.25: Droite de charge statique et dynamique.

8.4 Les classes d'amplification

Le transistor bipolaire peut être utilisé dans une multitude de fonctionnements électroniques telles que :

- la commutation,
- l'oscillation,
- l'amplification...

On se limitera dans ce chapitre à l'aspect amplification. Dans ce cadre, on sera amené à amplifier des signaux de faibles ou de fortes amplitudes.

Il est tout à fait évident qu'on ne peut utiliser un même montage pour remplir ces deux fonctions. De ce fait, l'amplification a été partagée en plusieurs classes dont les principales sont les classes A, B et C.

Il faut savoir que la définition de l'une ou l'autre des classes d'amplification dépend de la polarisation du dispositif actif et de la position du point de fonctionnement sur la droite de charge.

A) Principe de l'amplification en classe A

L'amplification en classe A consiste à fixer le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge (figure 26)

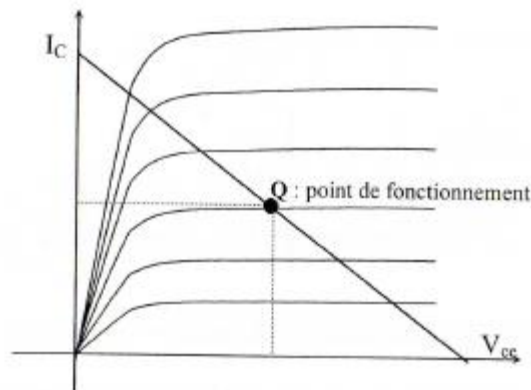


Figure.26 : Position du point de fonctionnement dans le cas d'une amplification en classe A.

Le signal qui sera amplifié évoluera autour du point de repos. Il aura donc, dans le cas d'un amplificateur de classe A, une consommation permanente d'énergie même en l'absence de signal à amplifier. Dans le cas où il y a présence d'un signal à l'entrée, celui-ci va être superposé à la polarisation continue et va faire déplacer le point de fonctionnement « Q » sur la droite de charge.

Dans l'amplification en classe A, le niveau du signal de sortie est limité par les points de blocage et de saturation. Dans le cas d'un dépassement, on aura une perte de linéarité de l'amplificateur.

B) Principe de l'amplification en classe B

En raison du faible rendement de l'amplification en classe A (inférieur à 50 %), on fait appel à un autre type d'amplification qui va essayer de supprimer à l'état de repos la présence de courant dissipateur d'énergie. Cette opération peut être réalisée en utilisant l'amplification en classe B. L'amplification en classe B utilise comme étage de sortie un montage en **push-pull** tel qu'il est schématisé à la figure 27. L'un des deux transistors (T1) amplifie l'alternance positive, l'autre (T2) amplifie l'alternance négative.

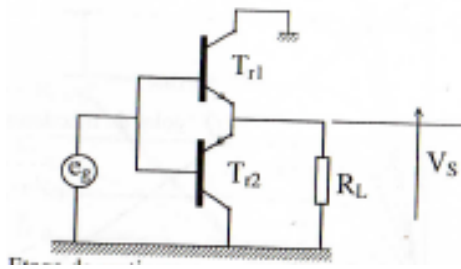


Figure. 27 : Étage de sortie pour une amplification en classe B.

En classe B, les transistors T1 et T2 fonctionnent au point de blocage Q (figure 28. a). Dès que l’alternance positive du signal d’entrée est présente, le transistor T1 se débloque et conduit. À la présence de l’alternance négative, c’est le transistor PNP (T2) qui va à son tour conduire et restituer l’alternance négative.

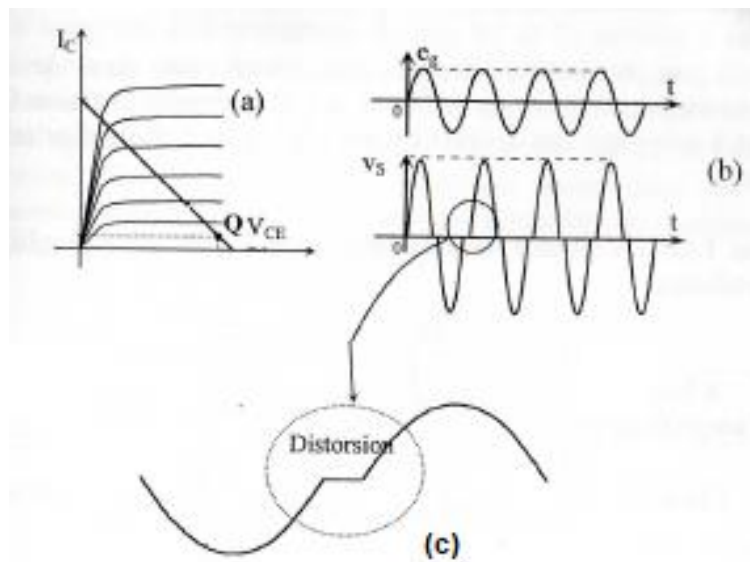


Figure. 28 a) Point de fonction (b) Signal de sortie pour une amplification en classe B.
 (c) : Distorsion du signal au niveau du passage par zéro pour une amplification en classe B.

En classe B, on aura un rendement qui sera supérieur à celui d’une amplification en classe A en raison du fait que les transistors ne consomment pas d’énergie en position de repos. Cependant, l’inconvénient est la présence d’une distorsion (figure 28) au niveau du passage par zéro du signal de sortie.

On peut résumer l’utilisation d’une amplification en classe B par :

- un bon rendement (60 %)
- une distorsion de croisement.