

### III.1. Introduction

Depuis sa première réalisation en 1947 par J. Bardeen et W. H. Brattain, et le développement théorique et physique de son fonctionnement par W. B. Shockley, le transistor bipolaire à homojonction (BJT) a énormément évolué et présente aujourd'hui de très bonnes performances : une transconductance élevée, la possibilité d'avoir de fortes densités de courants et un bruit en  $1/f$  minimisé grâce à une structure verticale réduisant les effets d'interface. Cette dernière caractéristique permet aux composants de présenter de très faibles niveaux de bruit en excès et par voie de conséquence un faible bruit de phase pour les oscillateurs.

Cependant, les limitations fréquentielles du BJT [72] ont entraîné le développement de transistors à hétérojonction (TBH). Suggérée par Kroemer [73], l'introduction des hétérojonctions a permis une avancée considérable en termes de fréquence de transition ( $f_T$ ) et de fréquence maximale d'oscillation ( $f_{max}$ ), mais également en termes de gain et de facteur de bruit.

Nous allons étudier le transistor bipolaire à homojonction (BJT) et le transistor bipolaire à hétérojonction (TBH).

### III.2. Théorie du transistor bipolaire

#### III.2.1. Principe de fonctionnement [74-75]

Le transistor bipolaire est un composant électronique vertical constitué de deux jonctions p-n montées tête-bêche et présentant une région commune. Il existe trois régions : un émetteur (E), une base (B) et un collecteur (C). Elles sont dopées respectivement n, p et n ou p, n et p. Dans le cadre de notre travail, nous nous intéressons au transistor n-p-n ; il est plus adapté aux applications micro-ondes en raison d'une mobilité des porteurs minoritaires dans la base, plus élevée.

A l'équilibre thermodynamique (où aucune tension de polarisation n'est appliquée), aucun courant ne circule à travers les deux jonctions. Pour modifier cet état, des tensions  $V_{BE}$  et  $V_{BC}$  doivent être appliquées au transistor.

On distingue quatre régimes de fonctionnement dépendant de la polarisation des jonctions :

- Le régime direct, appelé également le régime normal de fonctionnement : La jonction émetteur-base (EB) est polarisée en direct ( $V_{BE} > 0$  V) et la jonction base-collecteur (BC) est polarisée en inverse ( $V_{BC} < 0$  V) ;
- Le régime saturé, pour lequel les deux jonctions sont polarisées en direct ;

- Le régime bloqué, pour lequel les deux jonctions sont polarisées en inverse ;
- Le régime inverse, pour lequel les jonctions EB et BC sont polarisées respectivement en inverse et en direct.

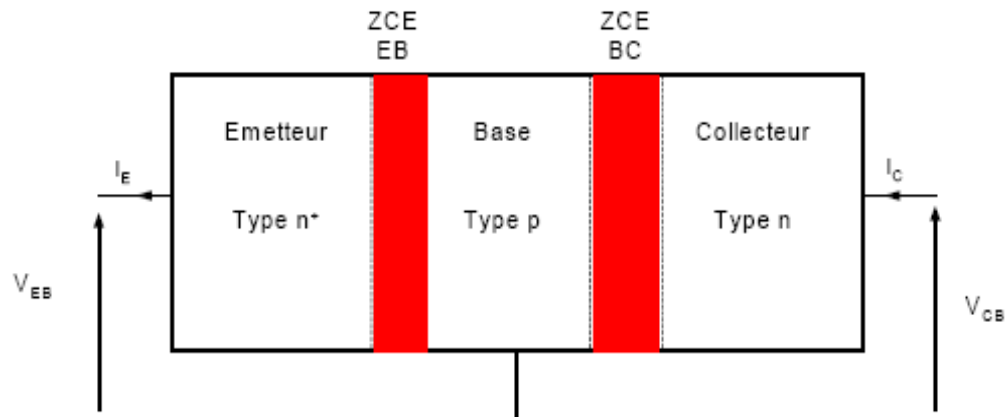


Figure III.1 : Représentation simplifiée 1 D du transistor bipolaire n-p-n.

Nous nous intéressons au régime normal de fonctionnement et au régime inverse. En effet ; l'étude du fonctionnement du transistor bipolaire dans ces deux régimes est nécessaire pour l'élaboration du modèle électrique qu'on utilise dans la simulation de circuits.

Néanmoins, en raison du caractère similaire du fonctionnement du composant en direct et en inverse ; nous allons décrire dans ce chapitre, uniquement le régime normal de fonctionnement (utilisé pour mettre en évidence l'effet transistor). Nous représentons ci-dessous, le diagramme de bande classique d'un transistor à l'équilibre thermodynamique et en régime de polarisation directe.

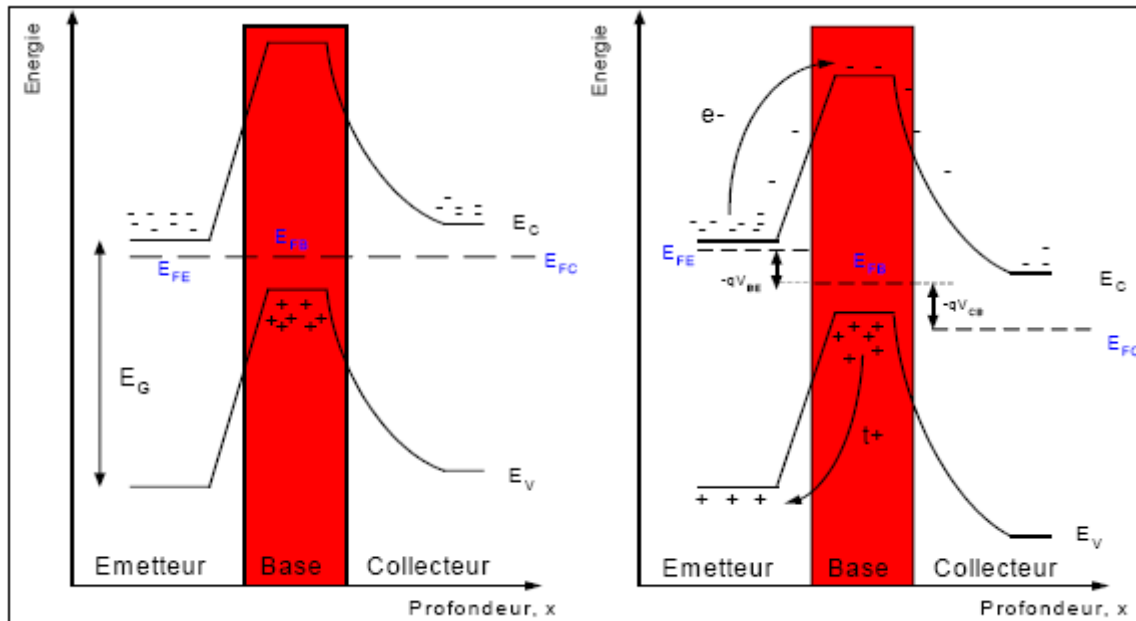


Figure III.2 : Diagramme de bandes d'un transistor bipolaire à l'équilibre (diagramme de gauche), et en régime direct (diagramme de droite).

$E_{FE}$ ,  $E_{FB}$ ,  $E_{FC}$  représentent les niveaux de Fermi respectivement dans l'émetteur, la base et le collecteur.

Le principe de l'effet transistor consiste à moduler le courant inverse de la jonction BC polarisée en inverse par une injection de porteurs minoritaires dans la base à partir de la jonction EB polarisée dans le sens direct.

L'application d'une tension  $V_{BE}$  positive a pour effet d'abaisser la hauteur de barrière de potentiel pour les électrons, à la jonction EB. Le champ électrique régnant dans la zone de charge d'espace (ZCE) diminue, favorisant ainsi la diffusion des électrons de l'émetteur de type n (porteurs majoritaires) dans la base de type p (porteurs minoritaires). Le bon fonctionnement d'un transistor nécessite alors que ces électrons injectés en excès dans la base atteignent la jonction BC. Il est donc impératif pour éviter la recombinaison des porteurs, que leur durée de vie ( $\tau_n$ ) dans la région quasi-neutre de base soit sensiblement plus élevée que le temps de transit ( $\tau_b$ ), ou encore que l'épaisseur de cette région soit très inférieure à la longueur de diffusion ( $L_n$ ) des électrons.

Dans la mesure où la base est suffisamment étroite, une forte proportion d'électrons arrive à la jonction BC polarisée en inverse. L'augmentation du champ électrique à cette jonction va happer les porteurs qui vont donc rejoindre le collecteur de type n où ils retrouvent un statut de porteurs majoritaires et font apparaître un courant  $I_C$  au contact du collecteur.

Une faible variation de la tension  $V_{BE}$  permet de commander un courant important entre l'émetteur et le collecteur : C'est l'effet transistor.

Dans les transistors bipolaires, le profil des dopages est souvent le même : l'émetteur est plus dopé que la base, qui elle-même est plus dopée que le collecteur. Ce sont ces valeurs de dopage qui influent fortement sur la charge d'espace, le champ électrique et la barrière de potentiel.

### **III.2.2. Transistor bipolaire idéal**

Nous qualifions d'idéal, un transistor bipolaire ne présentant pas de défauts susceptibles de générer des courants « parasites » dans la structure. Il s'agit d'une idéalité technologique.

#### **III.2.2.1. Courants idéaux**

Le courant de transfert du transistor est le courant d'électrons traversant le transistor. Il s'exprime sous la forme :

$$(III.1)$$

En régime direct, la composante  $I_{nE}$  correspond au courant d'électrons en excès injectés par l'émetteur, et  $I_{nBC}$  correspond au courant inverse d'électrons de la jonction BC. Mais dans ce régime, cette composante est négligeable.

En toute rigueur, pour exprimer le courant collecteur  $I_C$ , il faut considérer le courant de trous  $I_{pBC}$  à la jonction BC. Ce courant inverse est généralement négligeable.

L'expression du courant collecteur devient alors :

$$(III.2)$$

Le courant de base du transistor idéal s'exprime comme la somme des deux courants de diffusion de trous  $I_{pE}$  pour la jonction EB et  $I_{pC}$  pour la jonction BC.

#### **III.2.2.2. Gains en courant du transistor idéal**

Le montage du transistor bipolaire le plus souvent utilisé est le montage émetteur commun (émetteur à un potentiel fixe). Par définition, le gain en courant en direct  $\beta_F$  est le rapport entre le courant de sortie  $I_C$  et le courant d'entrée du transistor idéal :

$$(III.3)$$

De la même manière, on définit le gain en courant en inverse  $\beta_R$  comme le rapport entre le courant de sortie  $I_E$  et le courant d'entrée :

### III.2.3. Transistor bipolaire réel

En réalité, plusieurs phénomènes physiques font que le transistor ne constitue pas une source de courant contrôlée idéale. Il peut exister des défauts qui, associés à des phénomènes de génération-recombinaison, font apparaître des composantes de courant supplémentaires. Certains phénomènes physiques liés à la modulation de la largeur de la base neutre (effet Early) modifient également l'idéalité du composant. L'architecture elle-même du transistor, par l'introduction de résistances séries, éloigne les courants du comportement idéal. Dans le cas du transistor bipolaire réel, le gain en courant statique direct est noté  $\beta$ .

#### III.2.3.1. Bilan des courants circulant dans le transistor

La figure III.3 montre la distribution des courants. L'idéal serait que seuls les électrons injectés de l'émetteur dans la base constituent le courant d'émetteur et que tous ces électrons soient collectés au niveau du collecteur.

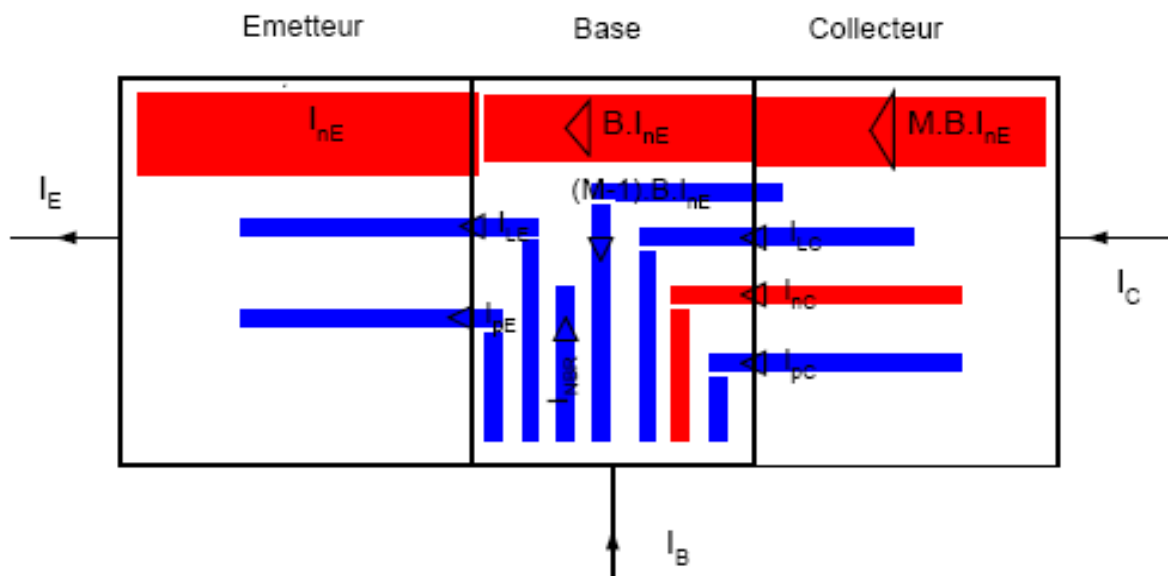


Figure III.3 : Courants dans un transistor bipolaire en régime direct.

Nous allons présenter les différentes composantes des courants du transistor :

- ❖ Le courant d'émission  $I_E$  est constitué de :
- ✓ Un courant d'électrons  $I_{nE}$  injectés de l'émetteur dans la base (composante du transistor idéal : courant de diffusion) ;
- ✓ Un courant de trous  $I_{pE}$  injectés de la base dans l'émetteur (composante du transistor idéal : courant de diffusion) ;

✓ Eventuellement, un courant de fuite à la jonction EB dont les origines physiques peuvent être variables. Il peut s'agir soit de génération-recombinaison dans la ZCE EB, soit d'un effet tunnel assisté par défauts entre les bandes de conduction et de valence (nous y reviendrons ultérieurement). Ces courants sont de même signe et sortent de l'émetteur

(III.5)

❖ Le courant de collecteur  $I_C$  est constitué de :

✓ La composante principale du courant collecteur correspondant à la collection des électrons issus de l'émetteur après leur transport dans la base (B) et multiplication éventuelle dans la jonction base-collecteur (M.B.) ;

✓ Eventuellement, un courant de fuite de la jonction BC, (dû à des défauts dans la ZCE base-collecteur);

✓ Les composantes du courant inverse de la jonction BC (, ) qui correspondent au flux des porteurs minoritaires à la jonction BC : elles sont généralement négligeables.

B représente le facteur de transport dans la base. Il est défini comme le rapport entre le courant d'électrons sortant de la base et le courant d'électrons entrant dans la base.

(III.6)

Le facteur de transport dans la base s'écrit en fonction des paramètres physiques et géométriques du transistor :

(III.7)

est l'épaisseur de la base. Le transport dans la base est optimum (B très proche de 1) pour des bases courtes ( $\ll L_n$ ).

M est le facteur de multiplication des porteurs dans la jonction BC. Il est généralement associé à un phénomène d'ionisation par impact dans la ZCE. Des tensions d'avalanche élevées permettent d'obtenir un coefficient M proche de 1.

(III.8)

Finalement, le courant collecteur s'écrit :

(III.9)

❖ Le courant de base  $I_B$  est constitué de :

✓ Un courant de trous  $I_{pE}$  injectés de la base dans l'émetteur ;

- ✓ Un courant de recombinaison en base neutre  $I_{NBR} = (1-B)I_{nE}$  fournissant les trous qui vont se recombiner avec les électrons en excès circulant dans la base : ce courant est quasiment inexistant dans les transistors à base fine au silicium ( $B \approx 1$ ) ;
- ✓ Un courant de fuite  $I_{LE}$  ;
- ✓ Un courant de trous  $(1-M)BI_{nE}$  correspondant à l'évacuation des trous lors de la création de paires électron-trou par ionisation par impact dans la ZCE BC ;
- ✓ Un courant de trous  $I_{LC}$  représentant la fuite de la jonction BC du côté de la base ;
- ✓ Le courant inverse de la jonction BC  $I_{pC}$ .

(III.10)

On retrouve bien la relation classique existant entre les trois courants du transistor :

(III.11)

### III.2.3.2. Efficacité d'injection

Ce paramètre est fondamental dans l'étude du fonctionnement d'un transistor bipolaire car il rend compte de l'injection des porteurs de l'émetteur dans la base. On définit l'efficacité d'injection de la jonction EB comme étant le rapport entre le courant d'électrons injectés par l'émetteur dans la base et le courant total d'émetteur :

(III.12)

En négligeant les recombinaisons ( $I_{LE}$ ), on peut déterminer l'efficacité d'injection maximale comme suit :

(III.13)

Pour le transistor bipolaire à homojonction classique (BJT), on obtient le rapport des courants par l'expression suivante :

(III.14)

Avec : le dopage de base, le dopage d'émetteur,  $W_E$  et  $W_B$  les profondeurs d'émetteur et de base ;  $D_{pE}$  et  $D_{nE}$  sont les coefficients de diffusion des trous dans l'émetteur, et des électrons dans la base.

Pour avoir une bonne efficacité d'injection ( $\gamma$  très proche de 1), il faut donc dans le cas du BJT, surdoper l'émetteur par rapport à la base et minimiser l'épaisseur de cette dernière.

### III.2.3.3. Gain statique en courant du transistor réel

#### III.2.3.3.a Gain statique en courant du montage base commune

Le gain en courant du montage base commune  $\alpha$  est défini comme le rapport entre le courant collecteur et le courant d'émetteur :

$$(III.15)$$

#### **III.2.3.3.b Gain statique en courant du montage émetteur commun $\beta$**

Le gain en courant du montage émetteur commun  $\beta$  est défini comme le rapport entre le courant collecteur et le courant de base :

$$(III.16)$$

#### **III.2.3.4. Effets à faible polarisation**

##### **III.2.3.4.a Courant de recombinaison dans les zones de charge d'espace**

On distingue les recombinaisons directes électron-trou et les recombinaisons assistées par centres de recombinaisons. Le premier type correspond à la rencontre entre un électron et un trou qui se recombinent. Le second fait intervenir des défauts qui peuvent être présents dans la ZCE, en volume comme en surface. Ces derniers piègent un électron (ou un trou) qui, par attraction coulombienne, attire un trou (ou un électron) provoquant la recombinaison des deux particules.

On distingue deux types de centres : Si le défaut qui capture un électron (ou un trou) a une plus grande probabilité de capturer ensuite un trou (ou un électron) que de réémettre cet électron (ou ce trou) vers la bande de conduction (ou vers la bande de valence) ; il va donc capturer le trou (ou l'électron) et provoquer la recombinaison de la paire électron-trou. On parle de centre de recombinaison ou centre recombinant.

En revanche ; si le défaut qui capture un électron (ou un trou) a une plus grande probabilité de réémettre cet électron (ou ce trou) vers la bande de conduction (ou vers la bande de valence), on parlera de piège à électron (ou à trou).

Dans le cas du transistor bipolaire, on parle préférentiellement de centres recombinants. Le courant de génération-recombinaison associé (appelé classiquement IGR) est régi par la théorie de Shockley-Read-Hall [75]. Il varie en  $\exp(V_{BE}/nVT)$  avec un coefficient d'idéalité  $n$  égal à 2.

##### **III.2.3.4.b Courant tunnel**

Quand on polarise une jonction en direct avec de forts niveaux de dopage, utilisés dans les dispositifs actuels (environ  $10^{20}$  atomes/cm<sup>3</sup> pour l'émetteur), les électrons passent à travers la jonction directement, c'est-à-dire sans passer par la hauteur de barrière. Cette



traversée s'effectue des états occupés de la bande de conduction de la région n (ici l'émetteur) vers les états vides de la bande de valence de la région p (ici la base). Ces électrons, arrivant dans une région où ils sont minoritaires, vont se recombiner. En polarisation directe, ce phénomène est souvent assisté par des défauts présents dans la ZCE. En revanche ; en polarisation inverse, l'effet tunnel peut se réaliser bande à bande. Les bandes de conduction et de valence entre les deux régions de la jonction sont alors alignées.

Ce courant tunnel est fonction du champ maximum régnant dans la jonction. Il dépend donc de la tension appliquée à cette dernière. Ce n'est pas un processus activé thermiquement [77].

### III.2.3.5. Effet Early [78]

L'effet Early en direct désigne un phénomène lié à la modulation de la largeur de la base neutre, par variation de la frontière BC de la ZCE, lorsque la tension entre l'émetteur et le collecteur  $V_{CE}$  (et donc  $V_{CB}$ ) varie. La base neutre correspond à la base moins les extensions des ZCE dans la base. La largeur de cette dernière diminue lorsque la jonction BC est de plus en plus polarisée en inverse parce que la zone de déplétion s'élargit. La ZCE BC va s'élargir principalement du côté collecteur du fait qu'il est moins dopé que la base.

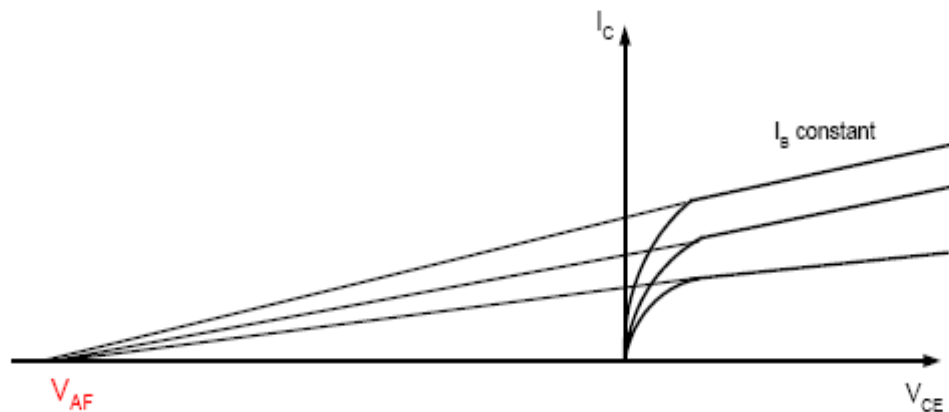


Figure III.4 : Caractéristique de sortie d'un transistor bipolaire montrant l'effet de la modulation de la largeur de base.

Cet effet a une double conséquence :

- Accroissement du courant collecteur car ce dernier est inversement proportionnel à la largeur de la base ;
- Réduction de la charge stockée dans la base et donc du temps de transit dans la base.

Cet effet est modélisé par une tension  $V_{AF}$  positive (intersection sur l'axe des tensions des caractéristiques de sortie extrapolées). Plus sa valeur sera élevée, moins cet effet se fera sentir.

(III.17)

La valeur de cette tension sera réduite par l'utilisation d'un dopage collecteur élevé ou d'une base fine. En effet ; pour une même modulation de la ZCE, la modulation de la largeur de base est beaucoup plus importante pour une base fine que pour une base large.

De la même manière, on définit la tension d'Early en inverse  $V_{AR}$  traduisant la modulation de la base neutre avec la variation de la ZCE EB due à la polarisation  $V_{BE}$ .

En général, cette tension  $V_{AR}$  est faible car l'émetteur est bien plus dopé que la base.

### **III.2.3.6. Perçage de la base**

Lorsqu'une forte polarisation est appliquée au transistor, la région de déplétion relative à la jonction BC pénètre la base si profondément qu'elle atteint l'émetteur avant que le claquage par avalanche ne se produise. L'émetteur et le collecteur sont alors connectés par une unique région de déplétion où règne un champ électrique élevé. Un important courant passe directement de l'émetteur au collecteur. L'effet transistor est ainsi complètement supprimé. Une base fine et peu dopée favorise le perçage. Ce dernier devient alors le phénomène limitant la tension maximale applicable entre l'émetteur et le collecteur.

### **III.2.3.7. Effets à fort niveau de courant**

#### **III.2.3.7.a Effet Kirk [79]**

Une forte injection d'électrons de l'émetteur dans la base entraîne une augmentation de la densité de courant collecteur dépassant la valeur du dopage collecteur. Le champ électrique dans la ZCE BC décroît. Or, c'est ce champ qui s'oppose à la diffusion des trous hors de la base. Le profil de trous s'étend alors vers le collecteur créant une région quasi neutre, élargissant alors la base du transistor. On parle souvent de « base push-out » ou plus couramment d'effet Kirk. Cet élargissement de la base introduit une dégradation du gain en courant du transistor. Sa fréquence de transition diminue également à cause d'un temps de transit augmenté dans la base. Les profils des dopants doivent être optimisés pour minimiser cet effet.

#### **III.2.3.7.b Effet Webster [80]**

Lorsque la polarisation de la jonction EB est très élevée, la concentration d'électrons injectés de l'émetteur dans la base devient supérieure au dopage de la base. Pour assurer la neutralité électrique des charges dans la base, la concentration des trous augmente également. Tout se passe comme si le dopage de base était augmenté. Dans un transistor bipolaire à

homojonction, le courant collecteur varie alors en  $\exp(qV_{B'E'}/2kT)$  au lieu de  $\exp(qV_{B'E'}/kT)$ , ce qui entraîne une forte diminution du gain.

Dans les TBH, l'effet Webster est négligeable à cause d'un dopage de la base relativement élevé.

### III.2.3.8. Résistances d'accès

La structure planaire des transistors intégrés impose un éloignement des contacts métallurgiques de base et de collecteur (pris en surface) avec la base et le collecteur internes (au plus près de la zone active). Les courants de base et de collecteur doivent alors traverser des zones semiconductrices dopées présentant une certaine résistivité.

Ces résistances d'accès dégradent les performances du transistor, puisque les tensions appliquées aux jonctions sont plus faibles que celles appliquées aux contacts du transistor.

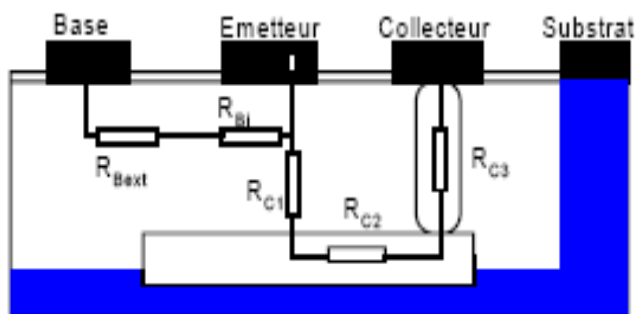
Nous allons décrire brièvement ces différentes résistances d'accès et les représenter schématiquement sur la figure III.5.

La résistance du collecteur : elle est considérée comme la somme des résistances séries :

- de la portion non désertée de la couche épitaxiée du collecteur sous la zone active du transistor  $R_{C1}$ ,
- de la couche enterrée  $R_{C2}$ ,
- du puits collecteur sous le contact du collecteur  $R_{C3}$ .

La résistance de base  $R_{BB'}$  se compose de deux parties :

- la résistance de base extrinsèque  $R_{Bext}$  qui représente la résistance entre le contact de base et le bord du dispositif intrinsèque ;
- la résistance de base intrinsèque  $R_{Bi}$  qui représente la résistance définie sous la fenêtre d'émetteur.



La résistance d'émetteur est due essentiellement à la résistance de contact métal-semi-conducteur qui est en général très faible, car l'émetteur est une région fine et très dopée. Cette résistance n'influence pas de façon significative les performances du transistor.

Figure III.5 : Représentation schématique d'un transistor bipolaire avec les différentes résistances associées.

### III.3. Limites du transistor bipolaire

	$\gamma$ et/ou $\beta$	$\tau_{EC}$	$F_T$	$R_{BB'}$
<b>Amélioration</b>	$N_{DE} \uparrow$	Base fine	Base fine	$N_{AB} \uparrow$ nécessaire pour compenser une base fine
Paramètres technologiques	Base fine	$N_{DC} \uparrow$	$N_{DC} \uparrow$	
<b>Dégradation</b>				
Paramètres technologiques	$N_{AB} \uparrow$			Base fine

	$F_{max}$	$V_{AF}$	Courant tunnel	Tensions de claquage
<b>Amélioration</b>	$N_{AB} \uparrow$ nécessaire pour compenser une base fine	$N_{AB} \uparrow$		
Paramètres technologiques				
<b>Dégradation</b>	Base fine	Base fine $N_{DC} \uparrow$	Dopages $\uparrow$	Dopages $\uparrow$
Paramètres technologiques				

Suivant l'application envisagée, il est évident que certains facteurs de mérite doivent être optimisés au détriment d'autres facteurs. En effet, pour la réalisation de sources de courants ou dans le cas de circuits logiques, le gain en courant ou la tension d'Early doivent être privilégiés. En revanche, la conception de circuits RF nécessite l'optimisation du triplet gain - résistance de base - fréquence de transition.

*Tableau III.1 : Compromis nécessaires à l'optimisation des performances du transistor*

Nous avons vu précédemment qu'une bonne efficacité d'injection peut être obtenue en surdopant la région d'émetteur et en choisissant une base courte. Or ; si la base est trop fine, il y aura une forte résistance d'accès amenant une dégradation de la fréquence maximale

d'oscillation (malgré l'augmentation de  $f_T$  induite par la réduction du temps de transit global). Cet effet peut être atténué en prenant une base très dopée. Cependant ; si à la fois la base et l'émetteur sont fortement dopés, la ZCE EB devient étroite et la capacité de jonction devient élevée, conduisant ainsi à une dégradation de la fréquence de coupure du gain dynamique en courant. On peut alors augmenter le dopage du collecteur.

L'augmentation des dopages va favoriser l'apparition de phénomènes indésirables tels que les courants tunnels, les effets de fortes injections, ou l'abaissement des tensions de claquage.

Ces conséquences montrent clairement les limites de la technologie à homojonction pour la réalisation de composants micro-ondes.

Une solution pour contourner ce problème est d'utiliser dans la base un matériau à bande interdite plus étroite : c'est le transistor à hétérojonction.

### **III.4. Transistor bipolaire à hétérojonction AlGaIn/GaN**

#### **III.4.1. Gain en courant**

La prédisposition de l'hétérotransistor à produire des gains en courant très élevés, est à l'origine de la plupart de ses avantages sur l'homotransistor.

(III.18)

Où  $I_n$  et  $I_p$  sont respectivement les courants d'électrons et de trous à travers la jonction base-émetteur (voir figure III.6).

En reprenant la démarche de Kroemer [81-82], on écrit :

(III.19)

Où  $A$  est la section droite du transistor unidimensionnel,  $n_b$  la concentration en électrons dans la base quasi-neutre à la limite de la zone de transition base-émetteur et  $v_{eff}$  la vitesse effective des électrons injectés à l'entrée de la base quasi neutre :

En considérant que la répartition des électrons suit la statistique de Boltzmann, on exprime la concentration en électrons à l'entrée de la base quasi neutre sous la forme :

(III.20)

Où  $N_c$  est la densité effective d'états dans la bande de conduction du matériau de base,  $E_c$  est le niveau de bas de bande de conduction,  $E_f$  est le quasi-niveau de Fermi relatif aux électrons.

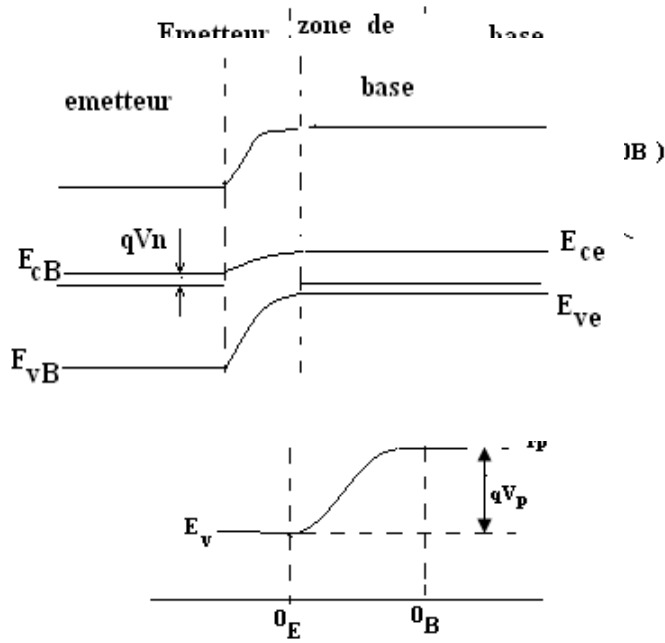


Figure III.6 : Notation utilisées dans le calcul du gain en courant.

Dans l'émetteur quasi neutre fonctionnant aux faibles niveaux d'injection, la concentration en électrons est pratiquement égale à la concentration en atomes donneurs, il vient donc :

$$(III.21)$$

Où est la densité effective d'états dans la bande de conduction du matériau d'émetteur.

Le quasi-niveau de fermi étant (d'après l'hypothèse classique de quasi-équilibre de Boltzmann) uniforme depuis le contact d'émetteur jusqu'à l'entrée de la base quasi neutre (voire figure III.1), on peut l'éliminer des deux relations précédentes pour obtenir :

$$(III.22)$$

En posant (voir la figure III.6)

$$(III.23)$$

La relation (III.19) se réécrit sous la forme :

$$(III.24)$$

De la même façon, le courant de trous traversant la zone de transition base-émetteur s'écrit :

$$(III.25)$$

on voit sur la figure (III.6) que est la concentration en trous dans l'émetteur quasi neutre à la limite de la zone de transition base-émetteur et la vitesse effective des trous injectée à

l'entrée à l'émetteur quasi neutre. Un développement identique au précédent conduit à l'expression :

$$(III.26)$$

Où  $N_A$  est le dopage de la base en accepteurs, uniforme par hypothèse ;  $N_V$  et  $N_C$  sont les densités d'états dans la bande de valence des matériaux respectifs de base et de l'émetteur ;  $\phi_B$  est la hauteur de la barrière définie (figure III.6).

$$(III.27)$$

Enfin, toujours d'après la figure III.6 ; la différence  $\phi_{CB}$  entre les bandes interdites d'émetteur et de base s'écrit encore :

$$(III.28)$$

Tout cela étant, le gain en courant direct  $\beta_{DC}$  du HBT défini par la relation (III.22) prend la forme :

$$(III.29)$$

On peut estimer l'ordre de grandeur de ce gain en supposant que les matériaux d'émetteur et de base ont des densités effectives d'états identiques et que les vitesses  $v_n$  et  $v_p$  sont égales, comme le rapport des dopages de l'émetteur et de base. Il exprime aussi grossièrement le gain de l'homotransistor, il vient :

$$(III.30)$$

D'après la relation (III.30), un HBT possédant les mêmes niveaux de dopage d'émetteur et de base qu'un BJT, présenterait un gain en courant supérieur.

Les différents points de supériorité des HBT sur les BJT ont tous la même origine : ils proviennent de la conversion de leur excès de gain en de bénéfiques modifications de dopage. En d'autres termes, pour ramener leur gain à des valeurs normales de quelques dizaines qui sont bien suffisantes en pratique, on est conduit conformément à la relation (III.29) à augmenter le dopage de leur base et diminuer le dopage de leur émetteur. Dans cette

démarche de surdosage de la base et de sous dopage de l'émetteur, on peut même aller, ce qui serait une aberration pour un homotransistor, jusqu'à rendre le dopage de la base très supérieur au dopage de l'émetteur.

Les avantages qui découlent d'un dopage de base élevé et d'un dopage d'émetteur réduit sont spectaculaires.

Le très grand dopage de la base :

- ❖ Diminue radicalement la résistivité de la base. La résistance de la base intrinsèque (pénalisée par la très faible épaisseur de cette région quand le dispositif est fortement miniaturisé), peut s'en trouver fortement réduite. Il s'ensuit une amélioration notable de la rapidité du transistor et une réduction de son facteur de bruit aux fréquences élevées.

- ❖ Elimine la possibilité d'entrée de la base en régime de fortes injections et prévient la chute du gain en courant qu'il l'accompagnerait.

- ❖ Accroît considérablement la tension d'Early. Cette atténuation de l'effet d'Early donne au transistor une résistance de sortie très élevée et améliore sa linéarité en fonctionnement analogique.

Le dopage modéré de l'émetteur renforce quant à lui, la rapidité du transistor en réduisant la capacité de jonction par élargissement de la zone de transition base-émetteur.

### III.4.2. Caractéristiques fréquentielles du TBH

Le gain en puissance d'un TBH est généralement limité à fréquence élevée, par la présence d'éléments qui forment un filtre du premier ordre. Il peut donc s'écrire en fonction de la fréquence sous la forme générale suivante :

$$(III.31)$$

Où  $G_0$  est le gain en continu du TBH, et  $f_c$  est la fréquence de coupure. Deux paramètres sont les figures de mérite des transistors : la fréquence de coupure  $f_T$  et la fréquence maximale d'oscillation  $f_{MAX}$ .

#### III.4.2.1. Fréquence de transition

La fréquence de coupure  $f_T$  est la fréquence pour laquelle le gain en courant en montage émetteur commun du transistor, est égal à 1.

$$(III.32)$$

Cette fréquence rend compte du délai total des porteurs à travers la structure du TBH. Ce délai est donné par :



(III.33)

Avec  $t_{ch}$  : temps de charge de la capacité de jonction base-émetteur ;  $t_{RC}$  : temps de charge du système RC du collecteur,  $t_b$  : temps de transit dans la base,  $t_c$  : temps de transit à travers la zone de transition base-collecteur.

#### III.4.2.2. Fréquence maximale d'oscillation

La fréquence maximale d'oscillation est la fréquence pour laquelle le gain en puissance est égal à l'unité. Elle est donnée par l'approximation suivante [83] :

(III.34)

Cette fréquence dépend fortement de la résistance de base  $R_b$ , de la capacité base-collecteur  $C_{bc}$ , et du délai total émetteur-collecteur à travers la fréquence de transition  $f_T$ .

La capacité  $C_{bc}$  de la ZCE base-collecteur se charge à travers les résistances séries des régions de collecteur  $R_c$  et d'émetteur  $R_e$ , et la résistance dynamique d'émetteur  $r_e$ . Dans ces conditions, son temps de charge est donné par :

(III.35)

Dans un TBH, le dopage collecteur étant très faible devant celui de la base, la capacité de la ZCE base-collecteur est donnée par :

(III.36)

$S_c$  étant la surface de la jonction base-collecteur ;  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du matériau de la zone de transition base-collecteur. Les résistances  $R_c$  et  $R_e$  contiennent les résistances de contacts, les résistances de zones d'accès et d'émetteur.

#### III.4.2.3. Temps de transit dans la base

Le temps de transit dans la base est lié au gain maximum du transistor à haute efficacité d'injection, selon l'expression [84] :

(III.36)

Si le transport des électrons à travers la jonction émetteur-base est de nature diffusive,  $\beta_{max}$  est donné par :

(III.37)

Comme , le temps de transit dans la base  $t_b$  s'exprime sous la forme :

(III.38)

#### III.4.2.4. Temps de transit dans la zone de transition base-collecteur

Le transport dans la zone de transition base-collecteur dans le cas d'une homojonction est donné par :

(III.39)

Où  $v_s$  est la vitesse de saturation des électrons.

### III.5. Conclusion

Les demandes grandissantes de transistors fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées, nécessitent des recherches sur de nouvelles technologies de composants plus adaptées. Le transistor bipolaire à hétérojonction apparaît comme une solution aux limites atteintes par ces facteurs de mérite rencontrés avec un BJT [85].

Le fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction est similaire à celui du bipolaire à homojonction, sauf que le HBT a des avantages parmi lesquels :

- Une faible résistance de base, le dispositif est approprié à l'application en puissances.
- La capacité de la jonction émetteur-base est réduite ; les performances en hyperfréquences sont très satisfaisantes pour le HBT comme la fréquence de transition et la fréquence maximum d'oscillation, et cela grâce à la faible résistance de base et la petite capacité émetteur-base [86].