



UNIVERSITE Dr. TAHAR MOULAY – SAIDA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



N° D'ORDRE :

THÈSE

Présentée par

REGUIEG Khadidja

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT LMD en Technologies de la Communication

Filière : Télécommunications

Spécialité : Micro-ondes et optoélectronique pour les systèmes de télécommunications

THEME

**Etude, modélisation et caractérisation numérique d'un détecteur micro-onde :
Application à l'élévation de la sensibilité de détection des récepteurs superhétérodyne**

Soutenu publiquement, le 18/06/2018 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Qualité	Grade	Etablissement
1	Pr. ABBES Okacha	Président	Professeur	Université Saida
2	Pr. SOUAR Zeggai	Directeur de thèse	Professeur	Université Saida
3	Pr. BENZOHRA Mohamed	Examineur	Professeur	Université Rouen
4	Pr. YAGOUBI Benabedallah	Examineur	Professeur	Université Mostaganem
5	Dr. ARBOUCHE Omar	Examineur	MCA	Université Saida
6	Pr. BASSOU Ghaouti	Examineur	Professeur	Université Sidi Bèl Abbès
7	Dr. NOURI Keltouma	Invité	MCA	Université Saida
8	Dr. BECHAREF Ramdan	Invité	MCB	Université Mascara

Louange à Allah, Maître des Mondes ; et paix et salut sur celui qu'Allah a envoyé comme miséricorde pour le monde entier, ainsi que sur sa Famille, ses Compagnons et ses Frères jusqu'au Jour de la Résurrection.

Louanges à Allah qui, par sa bienfaisance, a permis et facilité la réalisation et l'achèvement de ce travail.

Cette thèse est le fruit de plusieurs années de recherches passées au sein du Laboratoire Technologies de la Communication. Ce travail n'aurait pas abouti sans la contribution et l'encouragement de plusieurs personnes, je tiens donc à les remercier

Tout d'abord, je tiens à remercier **Pr. SOUAR ZEGGAI**, mon directeur de thèse, pour l'opportunité qu'il m'a offert pour travailler sur ce projet intéressant, pour son encadrement, sa disponibilité, ses conseils généreux et pour le soutien constant qu'il n'a cessé de me prodiguer.

Je tiens à remercier également

Pr. ABBES Okacha d'avoir accepté de présider le jury.

Pr. BASSOU Ghaouti pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de juger mon travail et d'accepter m'accueillir aux siens du laboratoire microscopie, microanalyse de la matière, et spectroscopie moléculaire.

Pr. YAGOUBI Benabedallah pour avoir accepté de prendre part à mon jury.

Dr. ARBOUCHE Omar pour son écoute, sa disponibilité et ainsi d'avoir accepté de prendre part à mon jury.

J'exprime de même mes remerciements les plus sincères à honorable **Dr. Nouri Keltouma** pour son énorme soutien et ses conseils précieux.

J'exprime ma profonde gratitude à **Dr. BECHARAF Ramdan** pour sa grande contribution à la réalisation de ce travail, et son aide précieux.

Je tiens à remercier aussi **Pr. BENZOHRRA Mohamed** pour sa disponibilité et d'avoir accepté notre invitation.

Je ne manquerai pas d'exprimer ma grande reconnaissance à **Pr. BENAMARA Zineb** d'accepter m'accueillir au sien du laboratoire Microélectronique Appliquée à l'université de Sidi Bel Abbes, et **Dct. Kacha Hatem Areslane** pour son aide et sa disponibilité.

Je tiens à remercier aussi **Mr. F. Olivier** et **Mr. A. Cazaré** pour soutenir ce travail au sien du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Système **LAAS Toulouse**.

Tout particulièrement, je tiens à adresser ma profonde reconnaissance à **Dr. BOUDAA Ahmed** pour son soutien et son aide pour la réalisation des programmes.

Je remercie chaleureusement **mes chers parents**. Les mots me manquent pour exprimer toute ma reconnaissance et mon profond amour. Que Dieu vous préserve en bonne santé et longue vie.

Je garde une place particulière à **mes sœurs** et **mes frères** pour l'amour et leur affection dont ils ne cessent de me combler.

Un grand merci pour mon fiancé **Hichem** qui m'a beaucoup encouragé et m'aidé. Je te remercie pour tous les moments qu'on a partagés ensemble. Merci pour me supporter dans les pires moments d'un thésard. Que Dieu te garde et te préserve.

Je ne manquerai pas l'occasion de remercier très chaleureusement tous mes amies et mes collègues du labo LTC.

Un merci particulier aux membres du groupe **Facebook/ Séminaires, colloques, et publications** pour leurs conseils précieux dans mes cas d'urgences je n'ai trouvé que vous.

Merci à toute personne qui vient chercher son nom ici.

Un mot final pour vous tous, j'espère que j'ai été à la hauteur de vos espérances et sachez que jamais je pourrai oublier ce que vous avez fait pour moi petit qu'il soit ou grand.

R. Khadidja

Dédicace

*.....et à toutes les personnes qui croit que l'apprentissage est le
premier pas vers la civilisation*

Table des matières

Table des matières.....	V
Liste des figures	XII
Listes des tableaux.....	XV
Liste des acronymes	XVI
INTRODUCTION GENERALE	17
I. SYNTHÈSE DE LA CONDUCTION RESPONSABLE DE LA DÉTECTION DANS LES DETECTEURS A DIODES DE SCHOTTKY	21
I.1 Introduction.....	22
I.2 Théories du contact Schottky.....	22
I.2.1 Effet Schottky.....	22
I.2.2 Zone de charge d'espace	25
I.2.3 Conduction sous polarisation	28
I.2.4 Contact ohmique dans le cas $\phi_M < \phi_{SC}$	30
I.3 Modes de conduction de courant dans le contact Schottky.....	31
I.3.1 Courant d'émission thermoionique	32
I.3.2 Courant de diffusion	33
I.3.3 Courant de diffusion-émission thermoionique.....	34
I.3.4 Courant produit par effet Tunnel.....	35
I.3.5 Courant des porteurs minoritaires	36
I.4 Caractéristiques électriques d'une diode Schottky.....	37
I.4.1 Caractéristiques courant-tension I-V	37
I.4.2 Caractéristiques capacité-tension C-V.....	37
I.5 Conclusion.....	39
I.6 Références bibliographiques	40
II. ETAT DE L'ART DE LA DÉTECTION DES ONDES SUBMILLIMÉTRIQUES PAR LES STRUCTURES SIÈGES DE L'EFFET SCHOTTKY	42
II.1 Introduction.....	43
II.2 Généralité sur la détection d'onde submillimétrique.....	43
II.3 Types des détecteurs.....	45
II.3.1 Détecteurs thermiques	45
II.3.1.1 Bolomètre	45
II.3.1.2 Cellule de Golay.....	47
II.3.2 Détecteurs quantiques et optoélectroniques	48
II.3.2.1 Germanium dopé Gallium ou dopé Antimoine.....	48
II.3.3 Détecteurs électroniques.....	49
II.3.3.1 Principe de la détection à base de la diode Schottky.....	49
II.3.3.2 Récepteurs à détection directe.....	50
II.3.3.3 Récepteurs superhétérodynes	51
II.4 SBD en mode mélangeur.....	54
II.5 Paramètres caractéristiques du mélangeur.....	57
II.6 Conclusion.....	58
II.7 Références bibliographiques	59

III. MODELISATION AVANCEE DE LA SENSIBILITE DES DETECTEURS SUBMILLIMETRIQUE

61

III.1	Introduction.....	62
III.2	Identification de la sensibilité.....	62
III.3	Modélisation de la sensibilité des détecteurs d'ondes.....	63
III.4	Comparaison de la sensibilité par rapport au bolomètre.....	68
III.5	Exemple d'un autres composant détecteur (non-linéaire).....	69
III.5.1	Jonctions Métal-Isolant-Métal (MIM).....	69
III.6	Bruit dans les détecteurs à diode Schottky.....	70
III.7	Conclusion.....	71
III.8	Références bibliographiques.....	72

IV. TECHNOLOGIES DE REALISATION DES COMPOSANTS DETECTEURS A DIODE

SCHOTTKY.....74

IV.1	Introduction.....	75
IV.2	Choix des composés III-V pour les structures détectrices.....	75
IV.2.1	Structure cristalline de l'Arséniure de Gallium (GaAs).....	77
IV.2.2	Modèle Physique du Phosphure d'Indium (InP).....	77
IV.2.3	Comparaison entre le GaAs et l'InP par rapport au modèle Si.....	78
IV.3	Processus de réalisation des composants détecteurs.....	79
IV.3.1	Préparation physicochimique du substrat.....	79
IV.3.2	Lithographie.....	80
IV.3.3	Gravure.....	83
IV.3.3.1	Gravure humide.....	84
IV.3.3.2	Gravure sèche.....	84
IV.3.4	Passivation des semi-conducteurs III-V.....	85
IV.3.5	Métallisation des semi-conducteurs III-V.....	87
IV.3.5.1	Electrolyse.....	87
IV.3.5.2	Pulvérisation cathodique.....	87
IV.3.5.3	Evaporation.....	88
IV.4	Conclusion.....	89
IV.5	Références bibliographiques.....	90

V. SYNTHESES ET DISCUSSION DES RESULTATS OBTENUS92

V.1	Introduction.....	93
V.2	Présentation des procédés de réalisation des structures.....	93
V.2.1	Données relatives aux échantillons.....	93
V.2.2	Structure du composant détecteur.....	94
V.3	Caractérisations expérimentales.....	98
V.4	Traitement des résultats.....	99
V.4.1	Caractéristiques courant-tension.....	99
V.4.2	Conductance.....	102
V.4.3	Niveau de sensibilité.....	103
V.4.4	Effet de la température.....	106
V.4.5	Effet de la résistance de la jonction.....	108
V.4.6	Caractérisation numérique du récepteur.....	111
V.5	Etude comparative.....	116

V.6	Conclusion.....	118
V.7	Références bibliographiques	119
CONCLUSION GENERALE		121
ANNEXE		124
Annexe A.....		125
Annexe B.....		127
Annexe C.....		128
Travaux réalisés		129
Résumé.....		130

Liste des figures

Figure I.1: Schéma de base d'une diode Schottky.....	22
Figure I.2: Niveaux énergétiques dans un métal et un semi-conducteur avant le contact.	24
Figure I.3: Niveaux énergétiques dans un métal et un semi-conducteur après le contact.	25
Figure I.4: Phénomène électronique de la création de la zone de charge d'espace.....	26
Figure I. 5: Intégration énergétique dans la zone de charge d'espace d'une diode Schottky de type N [5].	28
Figure I. 6: Schémas des bandes du contact métal/semi-conducteur pour une polarisation positive.	29
Figure I. 7: Schémas des bandes du contact métal/semi-conducteur pour une polarisation négative.	29
Figure I. 8: Structure métal/semi-conducteur après association des deux matériaux.....	30
Figure I. 9: Mécanismes du transport à travers d'une interface métal/semi-conducteur.	31
Figure I. 10: Diagramme énergétique illustrant les composantes du courant Tunnel a) mode directe, b) mode inverse, TE : émission thermoïonique ; FE : courant tunnel ; TFE : émission thermo-ionique-tunnel.....	35
Figure I. 11: Caractéristiques courant-tension de la diode Schottky.	37
Figure I. 12: Variation de la capacité avec la tension [13-14].....	38
Figure II. 1: Plan de la propagation de l'onde suivant l'axe z.....	43
Figure II. 2: Spectre électromagnétique	44
Figure II. 3 : Principe du Bolomètre.....	46
Figure II. 4: Schéma du principe de la cellule de Golay.	47
Figure II. 5: Synoptique de la fonction de détection	50
Figure II. 6: Schéma du principe de la détection directe.....	50

Figure II. 7: Schéma d'un système de réception basé sur la détection hétérodyne.....	52
Figure II. 8: Schéma synoptique d'un mélangeur	53
Figure II. 9: Principe du mélangeur SBD.....	53
Figure II. 10: Schéma bloc d'un mélangeur simple	55
Figure II. 11: Mélangeur équilibré	55
Figure II. 12: Mode mélangeur simplement équilibré.....	56
Figure II. 13: Mélangeur doublement équilibré à diodes en anneau	56
Figure III. 1: Circuit équivalent de la diode Schottky.....	64
Figure IV. 1: Structure de Zinc-Blende de GaAs.	77
Figure IV. 2: Structure de Zinc-Blende de l'InP.	78
Figure IV. 3 : Photographie MBE d'une résine avec une lithographie négative.	81
Figure IV. 4 : Photographie de lithographie avec une résine épaisse sur une structure multicouche de 5 μm [8].	81
Figure IV. 5 : Procédé lift-off.....	83
Figure IV. 6 : Représentation de la localisation et du rôle de la couche de passivation.....	85
Figure IV. 7 : Principe de la pulvérisation cathodique	88
Figure IV. 8: Principe du dépôt par évaporation.	88
Figure V. 1 : Structure des échantillons de la diode Schottky (<i>les dimensions ne sont pas respectées</i>).....	94
Figure V. 2 : Photographie de la vue par MEB des zones du détecteur réalisé au LAAS-CNRS (Gros. d(cm) $\times 10^7$).....	95
Figure V. 3 : Illustration du procédé de réalisation des structures au LAAS (voir Annexe A).	96
Figure V. 4 : Equipement du métalliseur.	97
Figure V. 5 : Pulvérisateur en fonctionnement.	97
Figure V. 6 : Banc de mesure des variations courant-tension.	98

Figure V. 7 : Caractéristiques courant-tension I-V de la diode Au-GaAs et la diode Au-InP, en échelle semi-logarithmique.	100
Figure V. 8: Conductance des diodes détectrices en fonction de la tension..	103
Figure V. 9: Sensibilité en fonction de la tension de polarisation de SBD basé sur Au-GaAs. (a) Faible valeurs de tension (b) valeurs élevées de tension. ..	104
Figure V. 10 : Sensibilité en fonction de la tension de polarisation de SBD basé sur Au-InP. (a) Faible valeurs de tension (b) Valeurs élevées de tension.	105
Figure V. 11: Variation des caractéristiques I-V avec la température pour Au-GaAs.....	106
Figure V. 12: Effet de la température sur le courant de saturation pour Au-InP	107
Figure V. 13: Variation de la résistance de la jonction en fonction de la tension de polarisation pour Au-GaAs.	108
Figure V. 14: Variation de la résistance de la jonction en fonction de la tension de polarisation pour Au-InP.....	109
Figure V. 15 : Variation de la puissance équivalente du bruit NEP en fonction de la résistance de la jonction pour Au-GaAs et Au-InP.	110
Figure V. 16: Mélangeur double équilibré à SBD(Au-InP e t Au-GaAs)	111
Figure V. 17: Listing des paramètres de simulation	112
Figure V. 18: Circuit complet du mélangeur avec l'oscillateur local.	112
Figure V. 19: Spectre (a) d'entrée et (b) de la sortie	113
Figure V. 20: Gain en conversion en fonction du signal d'entrée	114
Figure V. 21: Gain en conversion en fonction du signal de sortie PIF_Up... ..	115
Figure V. 22: Valeurs maximales de la sensibilité pour multiples types de semi-conducteurs.	116

Listes des tableaux

Tableau I.1: Travail de sortie de quelques métaux, et de l'affinité électronique de quelques semi-conducteurs.	23
Tableau IV. 1: Comparaison des propriétés électroniques principales de Ge, Si, et de certains composés III-V [3].	76
Tableau IV. 2: Solutions liquides utilisées pour différents matériaux à graver [13].	84
Tableau V. 1 : Résumé de valeurs expérimentales obtenues.	102
Tableau V. 2: Etude comparative des paramètres fondamentaux avec des travaux de références récentes.	117

Liste des acronymes

FI : Fréquence Intermediaries

OL : Oscillateur Lcal

CAN : Convertisseur Analogique Numérique

DC : Direct current

LNA : Low noise Amplificator

MEB : Microscopie à Balayage Electronique

PMMA : Poly Methyle Methacrylate

RF : Radio Fréquence

SBD : Schottky Barrier Diode

THF : Très Haute Fréquence

ZCE : Zone de Charge d'Espace



INTRODUCTION GENERALE

Les nouvelles technologies de l'information et de la communication ont un rôle fondamental dans notre société moderne. Elles participent à sa transformation par différents effets sur les plans économiques et sociaux. Le développement de ces technologies est initié par des découvertes scientifiques, lesquelles permettant de nouvelles applications technologiques, elles-même participant au partage de la connaissance (téléphonie cellulaire, wifi, télévision par satellite, télévision numérique terrestre, application militaire, usage médical ...etc.). La concurrence pousse les fabricants à trouver sans cesse de nouvelles solutions permettant d'augmenter les performances des appareils tout en diminuant leurs coûts et en particulier renforcer leur sensibilité de détection, leur rapidité et leur robustesse face aux bruits. Dans ce contexte, l'utilisation des ondes radio est omniprésente puisqu'elles assurent la transmission d'un flux de données, d'un point à un autre, sur de longues distances, et sans la nécessité d'installer de multiples câbles et concentrateurs. L'environnement physique par lequel cette onde passe est appelé un canal de propagation qui tient compte des différentes interactions subies par les ondes électromagnétiques, cependant, le chemin entre l'émetteur et le récepteur n'est pas souvent unique. Mais le trajet le plus court est celui du chemin direct. L'onde émise dans une autre direction rencontre dans sa propagation des objets comme des bâtiments, des montagnes ou des véhicules qui le réfléchissent, le réfracte et le diffracte.

Pour cela les futurs récepteurs et les systèmes de communications devront mettre en œuvre des techniques de plus en plus évoluées pour avoir une sensibilité de réception maximale. Ce dernier point est l'élément qui concerne notre étude, en effet on s'intéresse surtout à identifier un composant apte à réaliser la détection avec une haute sensibilité. Le thème principal de la thèse concerne l'étude et la réalisation d'un détecteur à diodes Schottky planaires, constituant la tête d'un système réception complet.

L'objectif de ce travail de thèse plus particulièrement est d'évaluer la sensibilité des détecteurs à barrière de Schottky SBD (Schottky Barrier Diode), pour but d'assurer la fonction d'un récepteur superhétérodyne.

La contribution principale de cette recherche se situe essentiellement au choix des matériaux utilisés pour réaliser la jonction métal/semi-conducteur qui constitue le cœur d'un détecteur. A l'aide de mesures expérimentales complétées par des analyses de simulation, le choix a été vérifié et testé. Les réalisations des échantillons faites en collaboration avec le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes LAAS Toulouse (France), le laboratoire microscopie, microanalyse de la matière, et spectroscopie moléculaire, et ainsi le laboratoire microélectronique appliquée à l'université de Sidi Bel Abbes (Algérie).

Ce travail est également préparatoire aux futurs instruments radiométriques embarqués, pour l'observation de la terre aux longueurs d'ondes submillimétriques. Dans cette perspective, le développement des systèmes de réception intégrant dans un même système plusieurs éléments de détection, mélange et multiplication de fréquences permettra des avancées technologiques. La dernière partie de la thèse est consacrée à l'étude des possibilités de réalisation des composants détecteurs en Algérie au moyen de plusieurs échantillons.

Ce manuscrit est composé de cinq chapitres que nous développerons par la suite :

Le chapitre I résume la théorie du contact Schottky, et ainsi les modes de conduction du courant au sein du détecteur. Dans un second temps, on détaille la caractérisation courant-tension et ainsi capacité-tension.

Dans le second chapitre nous présenterons l'état de l'art approfondi de la détection des ondes millimétriques et submillimétriques par les structures à barrière Schottky. Nous aborderons dans un premier temps les différents types des détecteurs et leurs principes de fonctionnement.

Puis dans un deuxième temps, on entame les systèmes de réception basés sur le détecteur à diode Schottky.

Le chapitre III relatera une modélisation théorique corrigée et actualisée de la sensibilité des détecteurs à diode Schottky dans un environnement similaire à un espace réel bruité.

Les procédés technologiques pour la réalisation des détecteurs à base de diode Schottky seront définis au quatrième chapitre.

Le cinquième chapitre résumera tous les résultats trouvés sur les plans réalisation et caractérisation statique et dynamique des structures choisies pour l'accomplissement d'un tel détecteur.



Chapitre I

I. SYNTHESE DE LA CONDUCTION RESPONSABLE DE LA DETECTION DANS LES DETECTEURS A DIODES DE SCHOTTKY

I.1 Introduction

Ce chapitre donne un aperçu général du contact Schottky, ainsi que la physique générale de l'interface métal-semi-conducteur, la formation d'une barrière Schottky. Ceci est suivi d'une discussion consacrée aux modes de conduction de courant. Enfin la caractérisation courant-tension et capacité tension seront entamées.

I.2 Théories du contact Schottky

I.2.1 Effet Schottky

La diode Schottky est réalisée sur la base d'une jonction entre un métal et un semi-conducteur (voir figure I.1). Elle a été élaborée en 1874 par F. Braun et elle a été expliquée par Schottky et Mott en 1938 [1], ce type de diode doit sa popularité à son faible seuil de tension directe et à sa rapidité de commutation. L'électron est le porteur majoritaire dans les deux matériaux (le nombre de trous dans le métal est négligeable), c'est cette particularité qui est responsable des caractéristiques exceptionnelles de la diode Schottky.

La diode Schottky est le composant non linéaire le plus utilisé pour réaliser les différents types de mélangeur aux fréquences micro-ondes et millimétriques.

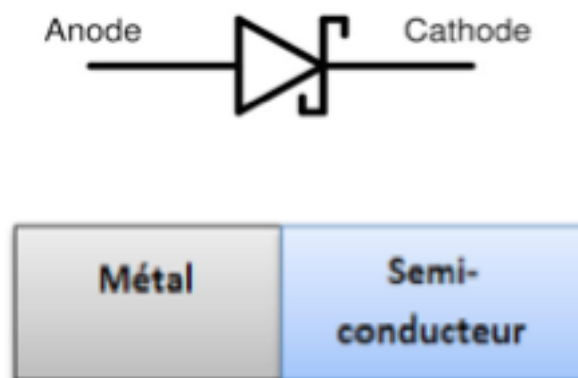


Figure I.1: Schéma de base d'une diode Schottky.

La clé de la physique des semi-conducteurs est la théorie des bandes qui

résume les processus du transport de charge à l'intérieure de ces systèmes. On définit le travail de sortie du métal ϕ_M comme étant l'énergie nécessaire pour faire éjecter du métal un électron depuis le niveau de Fermi d'énergie E_{FM} . De même, le travail de sortie du semi-conducteur ϕ_{SC} représente l'énergie qu'il faut fournir pour extraire un électron depuis le niveau de Fermi E_{FSC} . Et ainsi l'affinité électronique $q\chi_{SC}$ qui correspond à la différence énergétique entre le niveau du vide et celui de la bande de conduction du semi-conducteur E_C . Le tableau I.1 donne quelques exemples de travaux de sortie et d'affinités électroniques pour quelques matériaux usuels [2].

Métal	Travail de sortie	Semi-conducteur	Affinité électronique
Fe	4.4	Si	4.01
Al	4.1	Ge	4.13
Cu	4.3	GaP	4.3
Ge	4.8	GaAs	4.07
Au	5.3	InAs	4.9

Tableau I.1: Travail de sortie de quelques métaux, et l'affinité électronique de quelques semi-conducteurs.

Sur la Figure I.2, sont représentés les diagrammes énergétiques des deux matériaux pris individuellement à gauche un métal, à droite un semi-conducteur de type n. Avant la mise en contact, nous pouvons voir les niveaux de Fermi repartis par rapport aux travaux de sortie ϕ_M et ϕ_{SC} propres à chacun des matériaux.

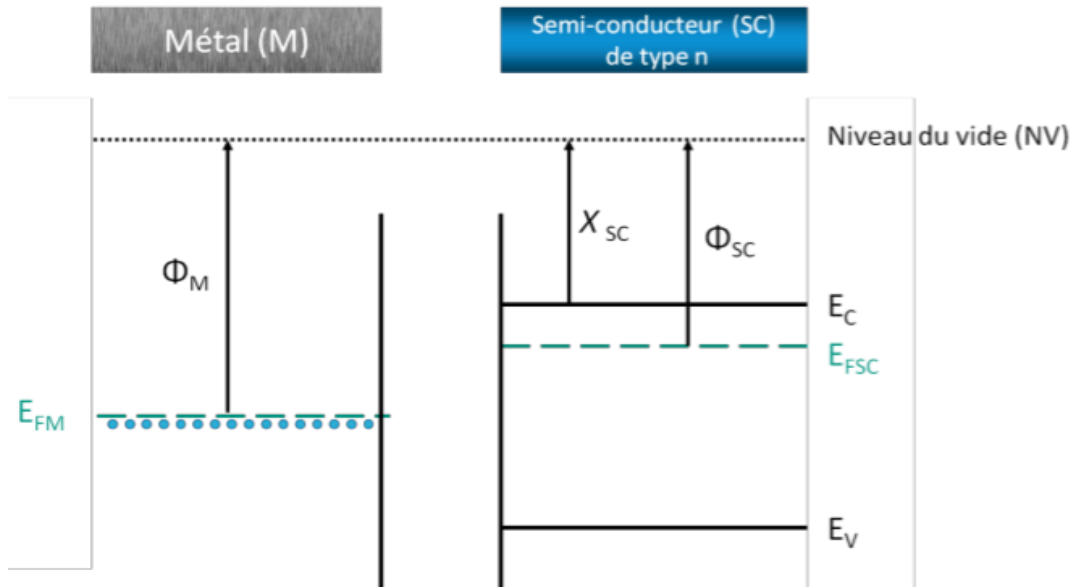


Figure I.2: Niveaux énergétiques dans un métal et un semi-conducteur avant le contact.

Dans un semi-conducteur de type n, lorsque le travail de sortie du métal est supérieur à celui du semi-conducteur $\phi_M > \phi_{SC}$, le contact est dit redresseur également appelé contact Schottky [3]. Cette configuration est représentée dans la figure I.3. La mise en contact permet aux électrons du matériau présentant le plus faible travail de sortie à migrer vers le matériau présentant le plus grand travail de sortie, jusqu'à ce qu'un équilibre thermodynamique soit obtenu. Il se produit alors ce que l'on appelle l'ancrage des niveaux de Fermi à l'interface métal/semi-conducteur. Les barrières de potentiel V_i (barrière de potentiel dans le semi-conducteur) et ϕ_B (barrière de potentiel dans le métal) dans cette structure sont définies comme suit [4], où q est la charge élémentaire d'un électron.

$$qV_i = q(\phi_M - \phi_{SC}) \quad (01)$$

$$q\phi_B = q(\phi_M - \chi_{SC}) \quad (02)$$

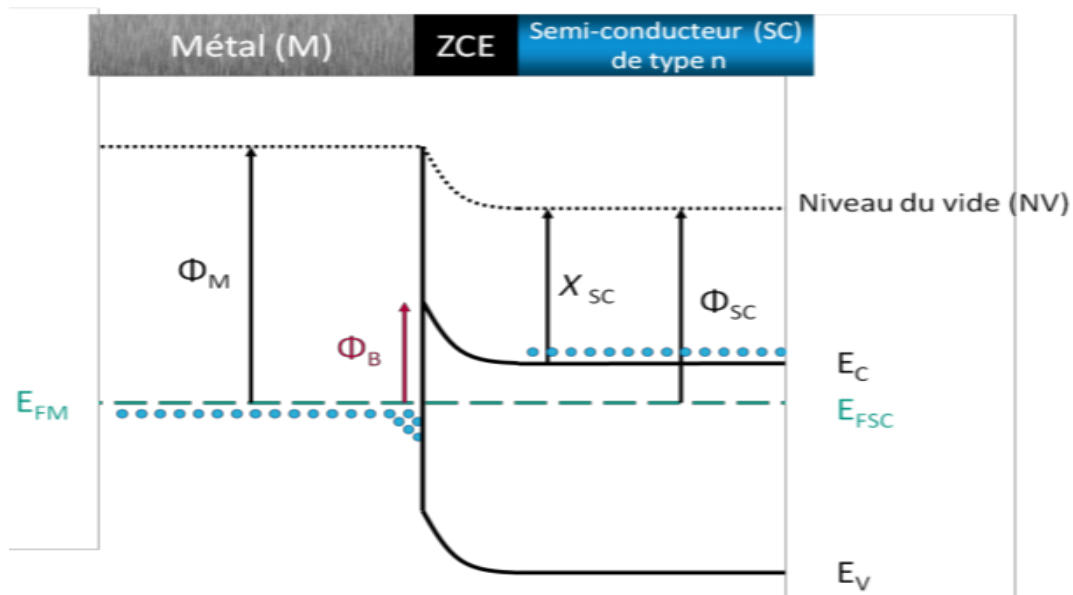


Figure I.3: Niveaux énergétiques dans un métal et un semi-conducteur après le contact.

Le contact entre le métal et le semi-conducteur crée une barrière de potentiel due à l'alignement des niveaux de Fermi de chacun des matériaux. A l'équilibre thermodynamique, cette barrière de potentiel crée un champ électrique à l'interface qui favorise le déplacement des électrons du semi-conducteur vers le métal. Une zone désertée en électrons ou une Zone de Charge d'Espace (ZCE) se crée alors principalement dans le semi-conducteurs, freinant le déplacement des électrons jusqu'à l'établissement d'un équilibre.

I.2.2 Zone de charge d'espace

Les électrons libres du semi-conducteur au voisinage du contact métal/semi-conducteur migrent vers le métal laissant les atomes donneurs ionisés (Voir figure I.4). Ces atomes forment à l'interface du côté semi-conducteur une zone de charge d'espace positive et un champ électrique, E , s'établit. A l'équilibre thermodynamique le courant de diffusion des électrons s'équilibre avec le courant de conduction engendré par E .

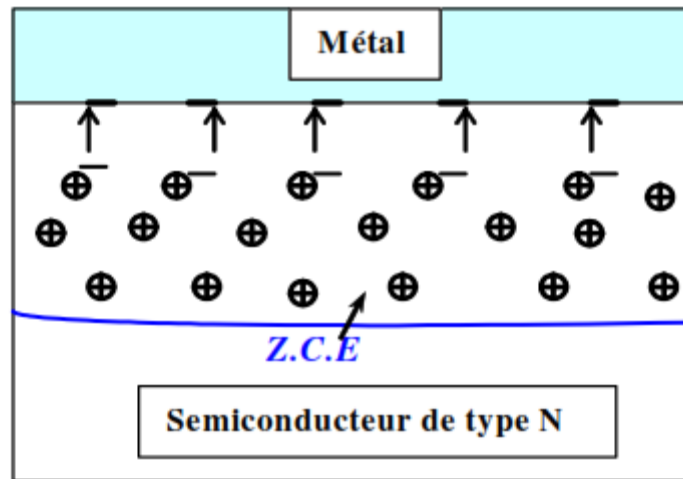


Figure I.4: Phénomène électronique de la création de la zone de charge d'espace.

Considérons la structure métal /Semi-conducteur (n) avec $\phi_M > \phi_{SC}$, en intégrant l'équation de Poisson et nous supposons que le semi-conducteur est homogène, avec une densité de donneurs excédentaires N_d ionisés à la température ambiante et que la densité d'état d'interface est négligeable.

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = -\frac{\partial E}{\partial x} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_s} \quad (03)$$

Où $\rho(x)$ représente la densité des charges.

La densité des charges dans la zone de charge d'espace est due à l'ionisation des accepteurs (selon le choix du semi-conducteur), en dehors de cette zone le semi-conducteur est supposé neutre.

$$\rho(x) = qN_d \quad \text{Si } 0 < x < W \quad (04)$$

$$= 0 \quad \text{Si } W < x$$

Avec W représente la largeur de la zone de charge d'espace.

On peut alors déterminer le champ électrique E en fonction de l'étalement x de la zone de charge d'espace :

$$\begin{aligned} E(x) &= -\frac{qN_d}{\epsilon_s}(W - x) & \text{Si } 0 < x < W \\ &= 0 & \text{Si } W < x. \end{aligned} \quad (05)$$

La valeur maximale du champ est obtenue lorsque $x = 0$.

Ce qui donne :

$$|E_M| = \frac{qN_d W}{\epsilon_s} \quad (06)$$

On intègre pour trouver l'expression du potentiel :

$$\begin{aligned} V(x) &= -\frac{qN_d}{\epsilon_s} \left(\frac{x^2}{2} - Wx \right) & \text{Si } 0 < x < W \\ &= \frac{qN_d W^2}{2\epsilon_s} & \text{Si } W < x. \end{aligned} \quad (07)$$

Lorsque $W < x$, $V(x)$ correspond à la valeur de V_D (tension de diffusion issue de la différence des travaux de sortie du métal et du semi-conducteur)

$$V(x) = V_D = \frac{qN_d W^2}{2\epsilon_s} \quad (08)$$

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_d} V_D} \quad (09)$$

La figure I.5 illustre bien la naissance de la zone de charges d'espace lors de la formation du contact métal semi-conducteur.

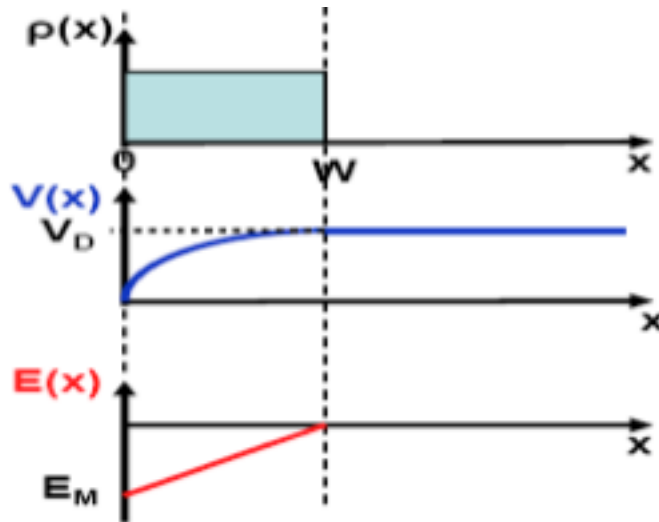


Figure I. 5: Intégration énergétique dans la zone de charge d'espace d'une diode Schottky de type N [5].

I.2.3 Conduction sous polarisation

En appliquant une tension positive V aux bornes de la diode. Cette polarisation modifie le diagramme des bandes ; les niveaux de Fermi ne sont alors plus alignés, par conséquent la zone de charge d'espace est diminuée ce qui donne la possibilité à un grand nombre d'électron de passer du semi-conducteur vers le métal. Un courant I converge dans le sens métal vers le semi-conducteur. Il est dû à la diffusion des électrons du semi-conducteur vers le métal. Ceci est facilité par l'abaissement de la barrière de potentiel [6], comme le montre la figure I.6.

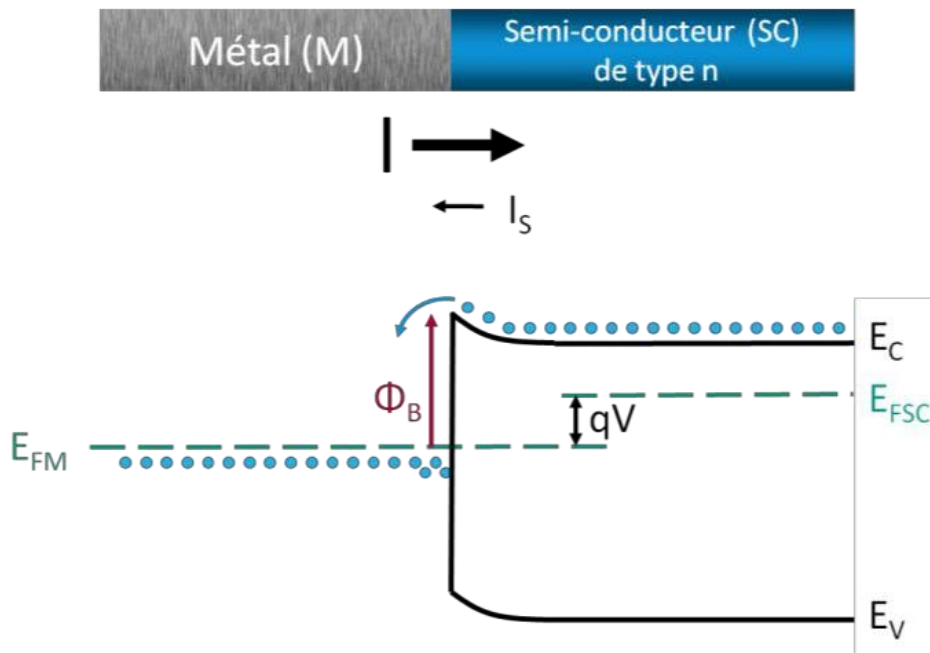


Figure I. 6: Schémas des bandes du contact métal/semi-conducteur pour une polarisation positive.

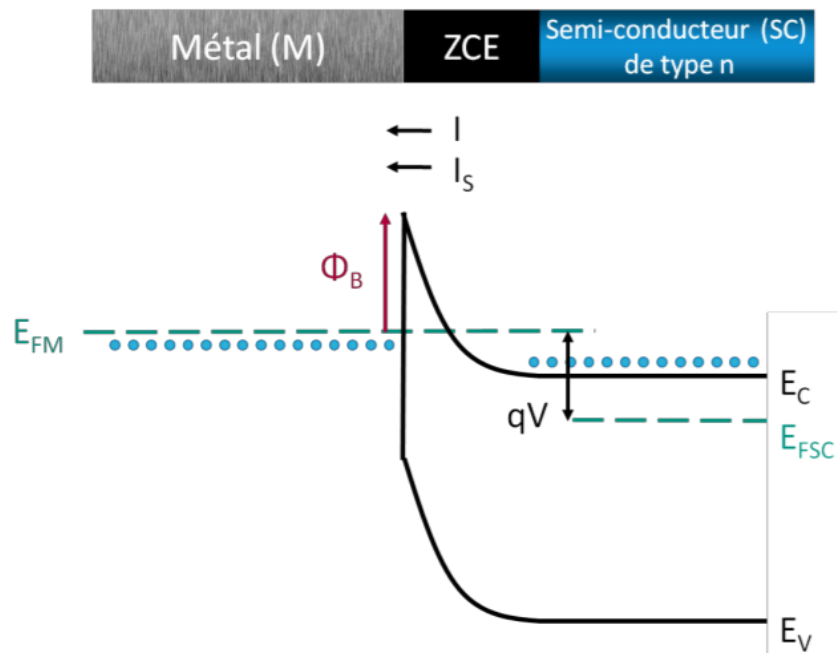


Figure I. 7: Schémas des bandes du contact métal/semi-conducteur pour une polarisation négative.

La figure I.7 montre, en revanche, que si on applique un potentiel négatif, la barrière de potentiel augmente et la zone de charge d'espace s'étend vers le semi-

conducteur ce qui rend la diffusion des électrons plus difficile [6].

I.2.4 Contact ohmique dans le cas $\phi_M < \phi_{SC}$

Dans le cas d'un contact très fortement résistif (ohmique) correspondant à la situation où le travail de sortie du métal est inférieur à celui du semi-conducteur ($\phi_M < \phi_{SC}$). Lors de l'association des deux matériaux, l'alignement des niveaux de Fermi provoque alors la courbure des bandes d'énergie du semi-conducteur à l'interface, comme le montre la figure I.8

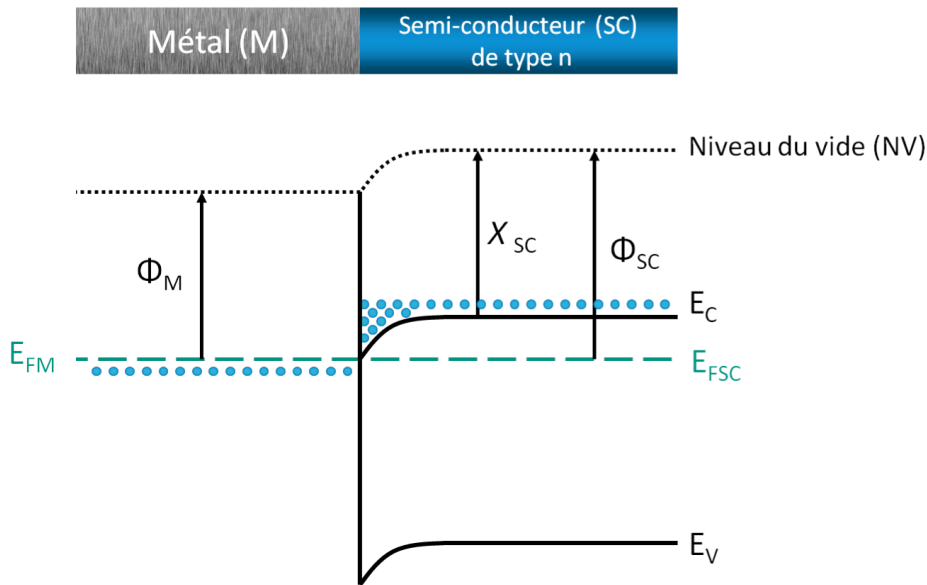


Figure I. 8: Structure métal/semi-conducteur après association des deux matériaux.

Le métal ayant un travail de sortie plus faible que celui du semi-conducteur, les porteurs majoritaires vont migrer de ce dernier vers le semi-conducteur. Il se produit alors une accumulation de porteurs majoritaires à l'interface. Il n'existe pas de zone de charge d'espace à cette interface qui peut empêcher les porteurs de circuler dans la structure lorsque l'on appliquera un potentiel. Le contact est ohmique [7].

I.3 Modes de conduction de courant dans le contact Schottky

La barrière de potentiel peut être traversée par les électrons de plusieurs façons. On compte cinq modes de conduction [3] que l'on retrouve sur la figure I.9 :

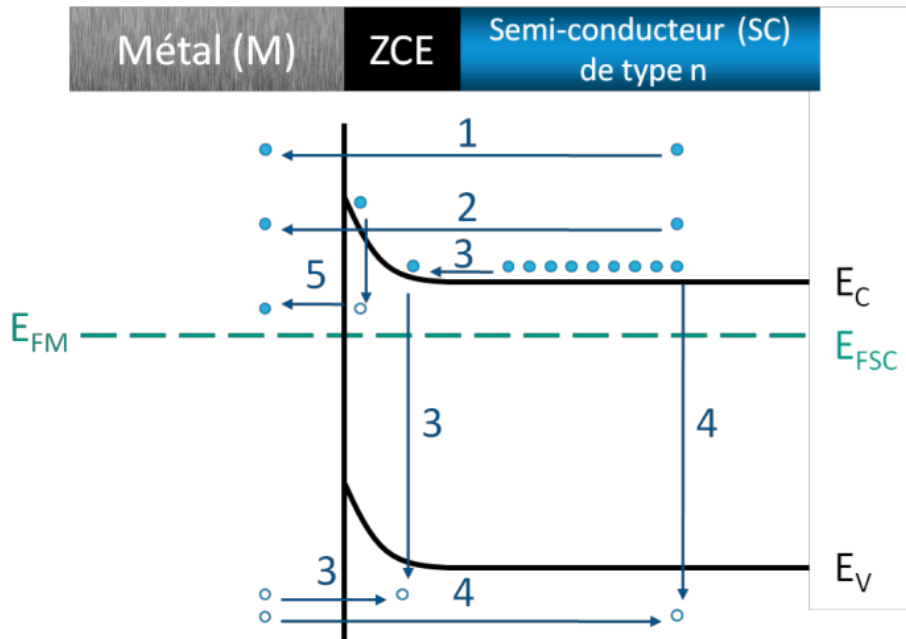


Figure I. 9: Mécanismes du transport à travers d'une interface métal/semi-conducteur.

Le principal mode de conduction est décrit par le modèle thermoélectronique **I₁**. Il correspond au passage des électrons au-dessus de la barrière du semi-conducteur vers le métal. Ce mode peut être complété par une conduction par effet tunnel **I₂**, qui correspond au passage des porteurs à travers la barrière. Ensuite, un courant de génération- recombinaison **I₃**, correspondant à l'association instantané d'un électron et d'un trou dans la zone de charge d'espace qui peut venir s'ajouter au courant thermoélectronique (En polarisation directe, l'électron migre du semi-conducteur et le trou du métal). Cette recombinaison électron-trou peut également se produire dans la zone quasi neutre du semi-conducteur : injection de porteurs minoritaires **I₄**. Enfin, le dernier mode de conduction correspond au courant de recombinaison à l'interface **I₅** entre les deux matériaux. Les électrons du semi-conducteur sont

piégés à l'interface et ne peuvent la franchissent que par effet tunnel.

I.3.1 Courant d'émission thermoïonique

La densité du courant suit une loi exponentielle démontrée par Richardson [8], ce courant dépend seulement de la concentration des électrons ayant suffisamment d'énergie pour franchir la barrière de potentiel ϕ_B , il est donné par la formule suivante :

$$I_{s \rightarrow m} = A^* T^2 \exp\left(\frac{-q\phi_B}{KT}\right) \exp\left(\frac{qV}{KT}\right) \quad (10)$$

Avec T est la température absolue, K est la constante de Boltzmann, et A^* représente la constante de Richardson, elle dépend de la masse effective m^* :

$$A^* = \frac{4\pi m^* k^2}{h^3} \quad (11)$$

Avec h est la constante de Planck.

Dans le cas d'une jonction métal /Semi-conducteur, à l'équilibre thermique et en absence de polarisation extérieure, les niveaux de Fermi étant alignés et on peut écrire le courant à l'interface métal/Semi-conducteur comme :

$$I_{m \rightarrow s} = I_{s \rightarrow m} = A^* T^2 \exp\left(\frac{-q\phi_B}{KT}\right) \quad (12)$$

Mais ce n'est pas le cas dans le cas d'une telle jonction en polarisation directe, où la barrière de potentiel ne vaut plus $q\phi_B$ mais $q(\phi_B - V)$. Le courant dans le sens $m \rightarrow s$ ne change pas mais dans l'autre sens il varie avec la hauteur de la barrière déterminée par la polarisation.

$$I_{m \rightarrow s} = A^* T^2 \exp\left(\frac{-q\phi_B}{KT}\right) \quad (13)$$

$$I_{s \rightarrow m} = A^* T^2 \exp\left(\frac{-q(\phi_B - V)}{KT}\right) \quad (14)$$

La densité du courant totale dans le contact métal/Semi-conducteur I , est la somme algébrique des deux densités de courant $I_{m \rightarrow s}$ et $I_{s \rightarrow m}$:

$$I = \left[A^* T^2 \exp\left(\frac{-q\phi_B}{KT}\right) \right] \left[\exp\left(\frac{qV}{KT} - 1\right) \right] \quad (15)$$

$$I = I_s \exp\left(\frac{qV}{\eta KT} - 1\right) \quad (16)$$

I_s représente le courant de saturation, et η est le facteur d'idéalité de la diode.

I.3.2 Courant de diffusion

Ce modèle est valable pour les matériaux amorphes ayant des mobilités faibles de courant. La densité du courant totale modélisée par Schottky est donnée par [9] :

$$J_n = q\mu_n N_c E_M \left[\exp\left(\frac{-q\phi_B}{KT}\right) \right] \left[\exp\left(\frac{qV}{KT} - 1\right) \right] \approx J_s \exp\left(\frac{qV}{KT} - 1\right) \quad (17)$$

μ_n : Mobilité des électrons

N_c : Densité effective d'états dans la bande de conduction du semi-conducteur

E_M : Champ électrique maximum à l'interface métal-semi-conducteur.

La différence entre l'expression des densités de courants des théories de la diffusion et de l'émission thermoïonique réside dans la valeur de la densité de courant de saturation J_s . Cette dernière dépend de la tension appliquée et est moins sensible à la température dans le cas de la théorie de la diffusion comparé à sa valeur dans le cas de la théorie de l'émission thermoïonique.

I.3.3 Courant de diffusion-émission thermoïonique

Une nouvelle théorie donnée par Crowell et SZe [10] qui repose sur la synthèse des deux modèles précédents. L'expression du courant J_{TED} est donnée par :

$$J_{TED} = \frac{qN_c v_r}{1 + \left(\frac{v_r}{v_d}\right)} \left[\exp\left(\frac{-q\phi_B}{KT}\right) \right] \left[\exp\left(\frac{qV}{KT}\right) - 1 \right] \quad (18)$$

Cette formule donne la densité de courant de la diffusion-émission thermoïonique (Thermionic Emission Diffusion, TED). Le rapport $\frac{v_r}{v_d}$ détermine la contribution relative du courant de l'émission thermoïonique par rapport au courant de diffusion.

v_r : Vitesse effective de recombinaison

v_d : Paramètre calculé par l'intégrale de Dawson est égale à $\mu_n E_M$

N_c : Densité effective d'états dans la bande de conduction du semi-conducteur.

Si $v_d \gg v_r$ le courant est déterminé par v_r alors que dans le cas où $v_d \ll v_r$, le processus de diffusion est le facteur dominant.

I.3.4 Courant produit par effet Tunnel

Pour les semi-conducteurs fortement dopés ou pour les applications à basse température, le courant par effet tunnel devient le mécanisme dominant pour le transport de charges. La formulation de ce courant est basée sur les travaux de Padovani et Straton [11]. La figure I.10 regroupe les critères de limites pour les courants tunnels dominants, en tenant compte du niveau de dopage et de la température T . La contribution de ces courants dépend de l'énergie thermique KT et de E_{00} définie par :

$$E_{00} = \frac{q\hbar}{2} \sqrt{\frac{N}{m^* \epsilon_s}} \quad (19)$$

\hbar : Constante de Planck réduite.

N : Concentration des porteurs de charge

ϵ_s : Permittivité de l'espace voisin du semi-conducteur.

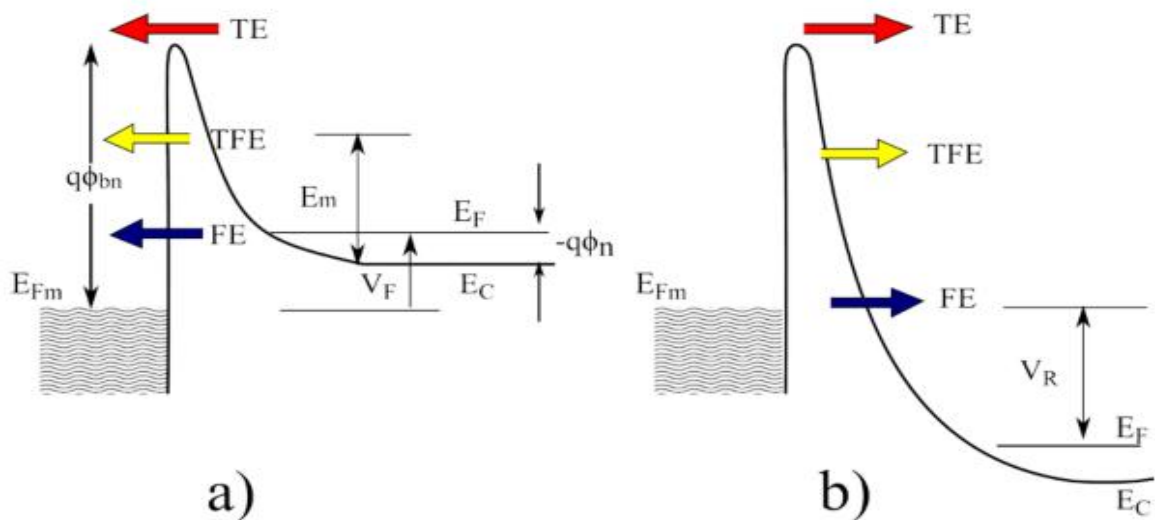


Figure I. 10: Diagramme énergétique illustrant les composantes du courant Tunnel a) mode directe, b) mode inverse, TE : émission thermoïonique ; FE : courant tunnel ; TFE : émission thermo-ionique-tunnel.

Lorsque $KT \gg E_{00}$, le courant de l'émission thermoïonique (TE) domine dans la diode Schottky. Alors que pour $KT \ll E_{00}$ le courant Tunnel (FE) domine, et pour $KT \cong E_{00}$ la superposition de l'émission thermoïonique TE et de l'effet tunnel FE.

I.3.5 Courant des porteurs minoritaires

Le courant Schottky est principalement assuré par les porteurs majoritaires. Cependant le taux du courant des porteurs minoritaires sur le courant total est très important aux grandes tensions positives appliquées [12]. L'expression du courant total des trous (toujours dans le cas d'un semi-conducteur de type n) est donnée par :

$$J_p = \frac{\mu_p n_i^2 J_n^2}{\mu_n N_D^2 J_{n0}^2} + \frac{q D_p n_i^2}{N_D L} \exp \left[\exp \left(\frac{qV}{KT} \right) - 1 \right] \quad (20)$$

μ_p, μ_n Mobilités des trous et des électrons respectivement

J_{n0} : Densité de courant de saturation

J_n : Densité de courant de la diffusion thermoïonique

n_i : Concentration des porteurs intrinsèques

D_p : Coefficient de diffusion des trous

L : Région quasi-neutre

N_D : Concentration des atomes donneurs dans le semi-conducteur.

I.4 Caractéristiques électriques d'une diode Schottky

I.4.1 Caractéristiques courant-tension I-V

Si on considère un contact Schottky dont le mécanisme de transport le plus dominant est l'effet thermoïonique, le courant est donné en fonction de la tension par l'expression (16). Les caractéristiques courant-tension typiques sont illustrées sur la figure I.11.

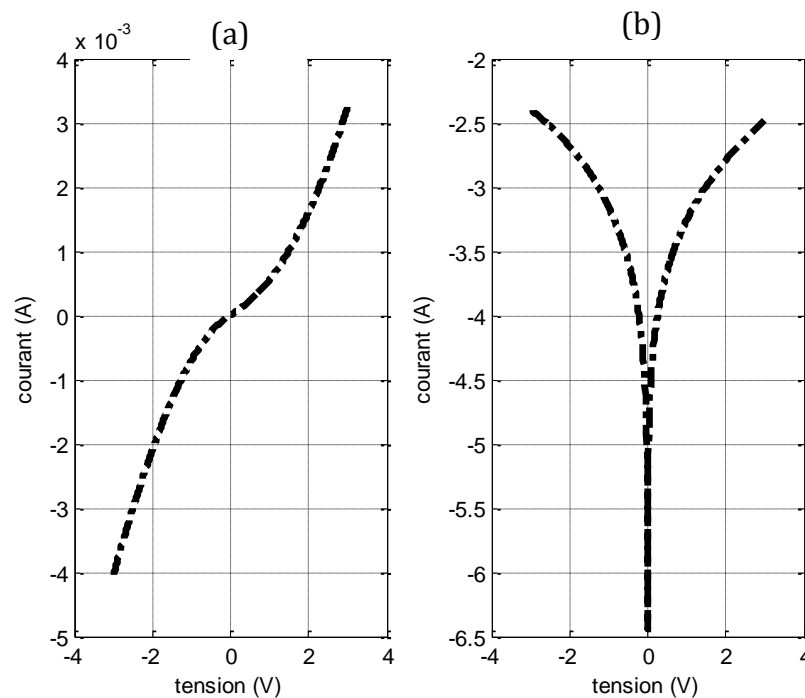


Figure I. 11: Caractéristiques courant-tension de la diode Schottky. (b) en échelle semi-logarithmique.

I.4.2 Caractéristiques capacité-tension C-V

L'analyse électrostatique est prépondérant lors de l'étude d'un contact métal/Semi-conducteur, parce qu'il apporte des informations sur la charge et le champ électrique dans la zone de charge d'espace, comme il est exigé pour obtenir les caractéristiques capacité-tension C-V d'une diode.

Si on polarise la jonction avec une tension extérieure V , on obtient alors une zone de charge d'espace variable avec la tension V .

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{qN_d}(V_d - V)} \quad (21)$$

Cette zone mobile correspond à une variation d'une quantité de charge (dQ) avec la tension appliquée à la zone (dV) [03], c.-à-d. une capacité dynamique, elle s'exprime par :

$$C = \frac{dQ}{dV} = \frac{d(qN_dW)}{dV} = \sqrt{\frac{\varepsilon_s q N_d}{2(V_d - V)}} \quad (22)$$

Cet effet capacitif n'est pas simple à mesurer (parasites). Les praticiens préfèrent mesurer la quantité $1/C^2$ en vue de tirer aisément le potentiel de diffusion V_d afin d'en déduire le nombre des donneurs N_d . (Voir figure I.12)

La caractéristique $f(V) = C(V)^{-2}$ montre une droite de pente proportionnelle à N_d et d'abscisse V_d à l'intersection de la tangente à $f(V) = 0$ avec l'axe des abscisses [13].

$$N_d = \frac{2\Delta V}{\varepsilon_s q \Delta(C(V)^{-2})} \quad (23)$$

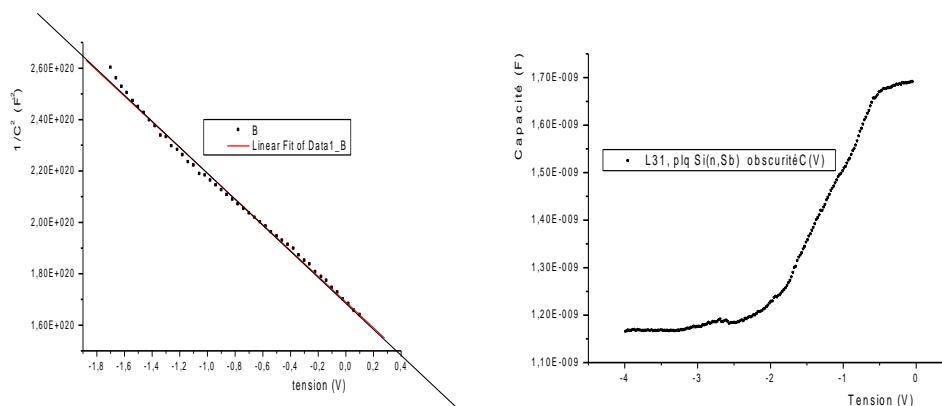


Figure I. 12: Variation de la capacité avec la tension [14].

I.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, la théorie du contact Schottky, et ainsi les modes de conduction du courant au sein d'un détecteur à diode Schottky, sont présentés et détaillés. La caractérisation électrique courant-tension et courant-capacité a pour but d'interpréter les résultats du chapitre IV.

Les caractérisations électriques courant-tension et courant-capacité permettent de calculer pratiquement tous les paramètres de la structure détectrice.

I.6 Références bibliographiques

- [1] J. P. C. a. C. Colinge, Physics of semiconductor devices, kluwer academic publishers, 2002.
- [2] A. H. Wilson, The theory of electronic semiconductors, Vols. %1 sur %2Ser: A, 133,458, Proc. R. SOC. Lond. , 1931.
- [3] S. Sze, Physics of semiconductor devices”, Wiley-Interscience, Ed. Wiley & Sons, 2007.
- [4] H. Mathieu, Physique des semiconducteurs et des composants électroniques , 5 éd., DUNOD, Ed. Sciences Sup,, 2004.
- [5] A. Y. Tang, « Modelling of Terahertz Planar Schottky Diodes,» Goteborg, Sweden, November 2011.
- [6] T. K. Ishii, Handbook of Microwave Technology components and Devices, Academic Press, 1995.
- [7] O. Menard, «Developpement de briques technologiques pour la realisation de diodes schottky sur nitrure de gallium,» Rabelais, 25 Novembre 2010.
- [8] H. A. Bethe, theory of the Boundary Layer of Crystal Rectifiers, MTRadiat. Lab. Rep, 1942.
- [9] W. Schottky, Halbleitertheorie der Sperrschicht, Naturwissenschaften, 1938.

- [10] S. M. S. C. R. CROWELL, «Current Transport in Metal-Semiconductor Barriers,» *Solid-State Electronics*, vol. 9, p. 1035, 1966.
- [11] F. A. Padovani et R. Stratton, «Field and Thermionic-Field Emission in Schottky Barriers,» *Solid-state Electron*, vol. 9, p. 695, 1966.
- [12] L. Johann-F, *Microwave Semiconductor Devices Theory Technology and Performance*, Expert Verlag, 2006.
- [13] D. W. Palmer, «Characterisation of semiconductors by capacitance methods,» chez *Growth and Characterisation of Semiconductors*, 1990, p. 187–224.
- [14]. R. Becharef ; Z. Souar ; G. Bassou, «Comparison between MIM and Schottky Diodes for Use in High Frequencies.,» *International Review of Physics*, vol. Vol. 4, n° %16, pp. 285-289, December 2010.



Chapitre II

II. ETAT DE L'ART DE LA DETECTION DES ONDES SUBMILLIMETRIQUES PAR LES STRUCTURES SIEGES DE L'EFFET SCHOTTKY

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous donnons d'abord quelques notions générales sur les ondes millimétriques et submillimétriques. Ensuite nous allons voir les différents types des détecteurs regroupés selon leur principe de détection. Puis on entame le principe de détection selon le système de réception utilisé.

II.2 Généralité sur la détection d'onde submillimétrique

La fréquence d'une onde représente la quantité d'ondes passant en un point de source [1]. Les ondes sont caractérisées par la présence de deux champs électrique E et magnétique H variables ($E \perp H$).

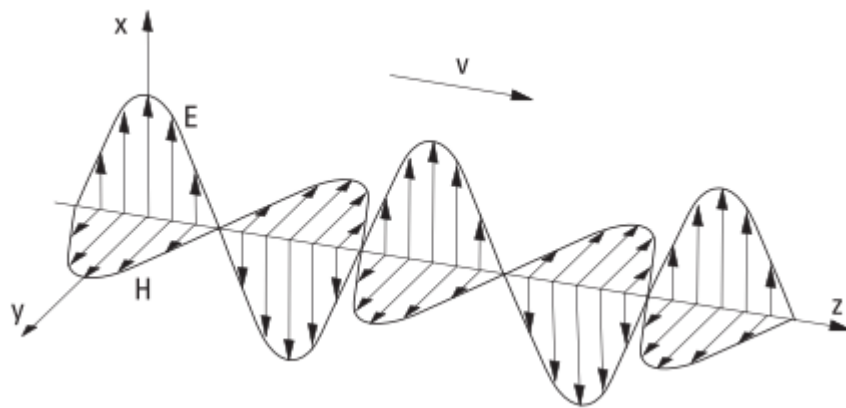


Figure II. 1: Plan de la propagation de l'onde suivant l'axe z.

Nous nous intéressons plus en détail au domaine des ondes millimétriques qui couvrent la bande de 30 à 300 GHz du spectre électromagnétique, ce qui correspond à des longueurs d'ondes de 10 à 1 mm. Au sens large, on y ajoute la bande de 300 GHz à 3 THz qui représente les ondes submillimétriques.

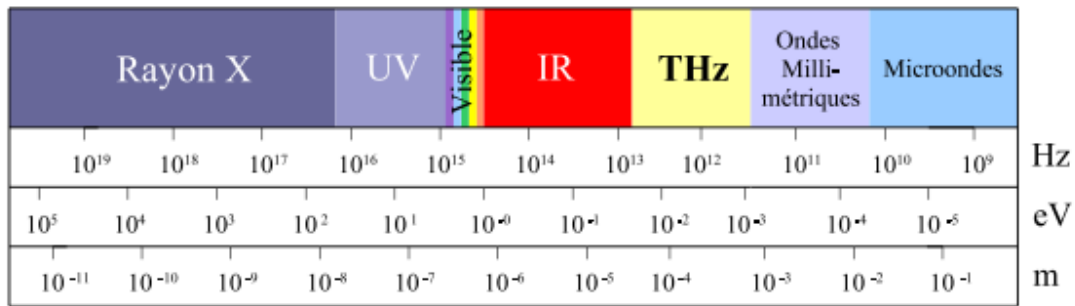


Figure II. 2: Spectre électromagnétique

Ce domaine spectral, qui a connu un fort regain d'intérêt ces dernières années est particulièrement intéressant car il recouvre les fréquences caractéristiques de nombreux phénomènes physiques [2] : excitation de phonons dans les solides et les semi-conducteurs, résonances moléculaires dans les gaz, résonance plasma des porteurs libres, etc.

Les applications qui utilisent le principe de la détection des ondes millimétriques et submillimétriques sont variées et touchent plusieurs domaines comme la radioastronomie, les télécommunications, la médecine. Elles concernent également la télédétection et l'imagerie par satellite, la prévision météorologique par satellite [3], l'étude des composants mineurs de l'atmosphère (ozone, monoxyde de chlore : MASTER, AMAS, EOS-MLS) ainsi que la physique atomique (sondage de plasma dans les accélérateurs) [4].

Les détecteurs permettant d'accéder à la phase sont dit cohérents contrairement aux détecteurs incohérents qui ne mesurent que la puissance de rayonnement. Dans les détecteurs cohérents, les propriétés physiques converties par le rayonnement sont proportionnelles au champ électrique alors que dans le cas des détecteurs incohérents elles sont proportionnelles au carré du module du champ électrique [5].

II.3 Types des détecteurs

Les détecteurs peuvent se regrouper selon trois principes physiques de fonctionnement. Le premier est de type thermique, les photons sont convertis en chaleur. Les détecteurs basés sur ce principe sont larges bandes. Le deuxième est de type quantique, le rayonnement est absorbé par des électrons dans un semi-conducteur. Enfin le troisième est électronique, le signal est capté par une antenne et traité par de l'électronique par différentes techniques.

II.3.1 Détecteurs thermiques

Les détecteurs thermiques convertissent le rayonnement à mesurer en énergie thermique. Ce mécanisme a l'avantage d'être large bande et de couvrir toute la gamme d'énergie des photons. Le temps de réponse est relativement lent puisque les constantes de temps thermiques varient de la microseconde à la seconde selon le type de détecteur. Il existe aujourd'hui plusieurs types de détecteurs thermiques comme les bolomètres, les cellules de Golay et les détecteurs pyroélectriques.

Les différents détecteurs thermiques mettent à profit différents phénomènes physiques pour mesurer l'énergie thermique issue du rayonnement térahertz. Nous présenterons dans ce qui suit les détecteurs les plus utilisés.

II.3.1.1 Bolomètre

Dans le but de mesurer la densité spectrale du rayonnement solaire l'ingénieur Samuel Langley inventa le bolomètre en 1880. Le principe de base de la mesure repose sur la variation de la résistance d'un matériau chauffé indirectement par le rayonnement [6].

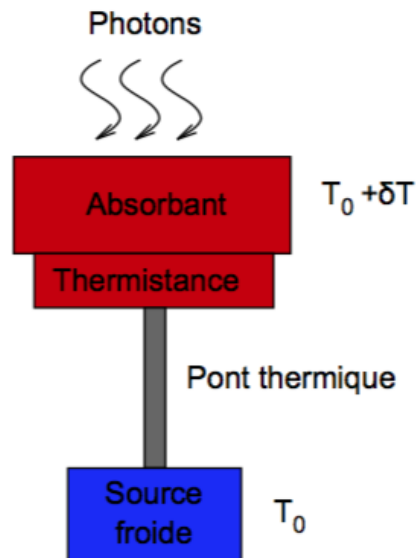


Figure II. 3 : Principe du Bolomètre.

Le bolomètre, représenté sur la figure II.3, est composé de trois éléments de base : un matériau absorbant, un thermomètre et un pont thermique qui connecte l'absorbeur à une source froide. La source froide est à la température T_0 , l'élément absorbant sous l'effet du rayonnement et de la puissance Joule Ri^2 dissipée par la thermistance est à la température $T_0 + \delta T$. La chaleur accumulée dans l'absorbant, de capacité thermique C_{th} , est évacuée par le pont thermique, de conductance thermique, G_{th} vers la source froide. L'élément absorbant peut être une fine couche de métal ou un cristal semi-conducteur chauffé par le rayonnement à mesurer. Cet élément est caractérisé par sa capacité thermique C_{th} . Le capteur thermique en contact avec l'absorbeur est généralement une thermistance $R(T)$ polarisée. Le courant i de polarisation qui circule dans la thermistance $R(T)$ chauffe ce composant par effet Joule. L'absorbant est également chauffé puisqu'il est en contact thermique avec la thermistance. Le rayonnement incident de puissance P_{THZ} chauffe également l'absorbant et c'est cette contribution à l'élévation de la température de l'absorbant qui porte l'information optique.

L'ensemble, absorbant et thermistance, est relié thermiquement et mécaniquement à une source froide de température T_0 par des ponts thermiques de conductance thermique G_{th} . Elle permet d'évacuer la chaleur accumulée dans l'absorbant par l'intermédiaire du pont thermique [7].

II.3.1.2 Cellule de Golay

La cellule de Golay fut inventée par Marcel Golay en 1947 [8]. Le rayonnement térahertz est tout d'abord filtré en passant par la fenêtre optique qui est composée d'un filtre infrarouge comme par exemple du polyéthylène (transparent jusqu'à 20 THz). Il chauffe alors un gaz contenu dans une enceinte de volume fixe par l'intermédiaire d'une membrane absorbante. La figure II.4 montre le schéma du principe d'une cellule de Golay, l'élévation de température du gaz contenu dans l'enceinte provoque une augmentation de pression déformant la face arrière de l'enceinte constituée d'une membrane. La déformation peut être mesurée par un système optique où un miroir réfléchissant placé sur la face arrière de l'enceinte. Ces méthodes de mesure de la variation de pression rendent intrinsèquement la cellule de Golay sensible aux bruits du fait de l'utilisation de pièces mécaniques.

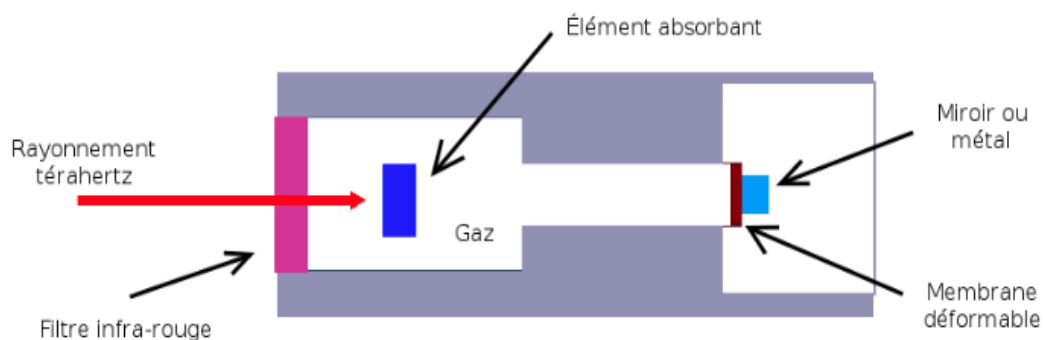


Figure II. 4: Schéma du principe de la cellule de Golay.

II.3.2 Détecteurs quantiques et optoélectroniques

Si l'énergie du photon est suffisante, l'électron acquiert suffisamment d'énergie pour passer au niveau énergétique supérieur [9]. Dans le cas des semi-conducteurs massifs la transition énergétique se fait de la bande de valence vers la bande de conduction. La différence entre ces deux niveaux d'énergie est la bande interdite.

Pour qu'une transition soit possible il faut que l'énergie du photon soit au moins égale à l'énergie de la bande interdite. Ces transitions sont aussi appelées transitions interbandes puisque l'on passe de la bande de valence vers la bande de conduction à travers la bande interdite. Les transitions intrabandes ont lieu d'un niveau de la bande de conduction/valence vers un niveau supérieur de la bande de conduction/valence.

Pour contourner cette limitation il y a deux possibilités. La première consiste à doper le semi-conducteur pour créer des niveaux dans la bande interdite (semi-conducteur extrinsèque). L'écart énergétique entre ce nouveau niveau et la bande de conduction est suffisamment faible pour que le matériau absorbe des photons térahertz.

La deuxième est d'utiliser les propriétés de la physique quantique et de réaliser des nano-structures où des effets de quantification énergétique apparaissent. Cela permet de créer des transitions intra- bandes dont la différence énergétique entre les niveaux est fixée par les dimensions latérales de la nano-structure. Ce type de détecteur est appelé détecteur quantique [10].

II.3.2.1 Germanium dopé Gallium ou dopé Antimoine

Le germanium dopé gallium ($\text{Ge}_n\text{Ga}_{(1-n)\%}$) ou dopé antimoine ($\text{Ge}_n\text{Sb}_{(1-n)\%}$) est un photodétecteur de type extrinsèque. Les impuretés ont pour effet de créer une bande de défauts dans la bande interdite ce qui permet de rendre le matériau sensible à un rayonnement de longueurs d'ondes plus grandes. Le

germanium est utilisé dans des dispositifs refroidis à l'hélium liquide pour minimiser le bruit. La détection du rayonnement se fait directement ou par une détection hétérodyne [11] où le temps de vie des porteurs (≈ 2 ns [12] pour un dopage au gallium) doit être court pour augmenter la bande passante. L'absorption du rayonnement incident par le semi-conducteur polarisé permet de moduler sa conductivité en fonction de l'intensité du rayonnement. La mesure du courant photo généré permet de remonter à la puissance du rayonnement. Le germanium dopé antimoine a quasiment les mêmes propriétés optiques et électriques que le germanium dopé gallium [13]. La seule différence notable est qu'il devient absorbant pour des longueurs d'ondes légèrement plus longues que $130\text{ }\mu\text{m}$ (2,3 THz) pour $(\text{Ge}_{n\%}\text{Sb}_{(1-n)\%})$ contre $120\text{ }\mu\text{m}$ (2,5THz) pour $\text{Ge}_{n\%}\text{Ga}_{(1-n)\%})$ [10]. Détecteurs électroniques

II.3.3 Détecteurs électroniques

Les détecteurs électroniques sont des dispositifs qui traitent le signal électrique induit par le rayonnement incident via une antenne.

Grace à leurs caractéristiques non linéaires, les détecteurs à diodes Schottky sont aujourd'hui les plus utilisés pour faire de la détection directe ou hétérodyne [14]. Au cours de ces dernières années une multitude de nouvelles recherches sur la diode de Schottky, utilisé comme élément détecteur, est mené en raison de ses performances supérieures dans les systèmes de détection aux fréquences submillimétriques et millimétriques.

II.3.3.1 Principe de la détection à base de la diode Schottky

La figure II.5 illustre la fonction de détection. Le signal d'entrée est un signal radio fréquence. La sortie d'un détecteur est un signal basse fréquence appelé signal détecté ou bien vidéo. La polarisation DC, optionnelle, à la diode peut représenter une entrée supplémentaire et elle dépend de la technique utilisée de la détection. On distingue deux techniques, directe ou bien hétérodyne.

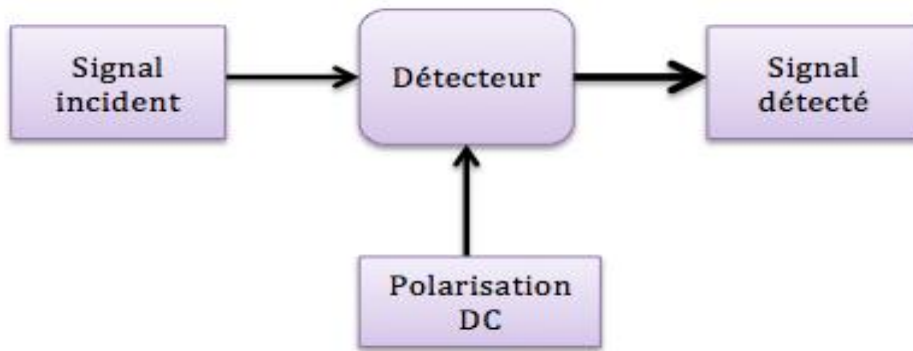


Figure II. 5: Synoptique de la fonction de détection

L'opération de détection des ondes RF repose sur l'utilisation des composants non linéaires qui produisent à partir d'un signal d'entrée de fréquence f_{RF} , un signal utile de fréquence intermédiaire f_{IN} .

II.3.3.2 Récepteurs à détection directe

Egalement appelée récepteur homodyne, dans ce système de réception le signal est directement translaté en bande de base, il a l'avantage d'être relativement simple à mettre en œuvre et ne nécessite pas de polarisation extérieure. Elle met à profit le terme quadratique de la non-linéarité de la caractéristique courant-tension pour générer un courant ou une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal à détecter [15]. Le schéma de principe est présenté sur la figure II.6.

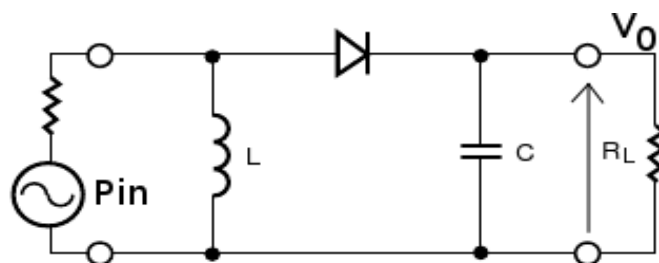


Figure II. 6: Schéma du principe de la détection directe.

Le développement en série de Taylor [16] de l'expression courant-tension

$I = I_S [\text{Exp}(\frac{qV}{\eta kT}) - 1]$ conduit à :

$$I_S [\text{Exp}(\frac{V}{v_t} - 1) = I_S [(\frac{V}{v_t} + 1/2 (\frac{V}{v_t})^2 + \dots] \quad (01)$$

Avec v_t est la tension thermique donnée par $v_t = \frac{\eta kT}{q}$. En remplaçant le signal d'entrée par l'expression sinusoïdale $V = v * \cos(\omega t)$, et en négligeant les derniers termes du développement en série.

$$I = \frac{I_S v}{v_t} \cos(\omega t) + \frac{I_S}{4} \left(\frac{v}{v_t}\right)^2 [1 + \cos(2\omega t)] + \dots \quad (02)$$

$$I_{dc} = \frac{I_S}{4} \left(\frac{v}{v_t}\right)^2 \quad (03)$$

Le courant détecté, I_{dc} , est proportionnel au carré de la tension d'entrée.

II.3.3.3 Récepteurs superhétérodynes

Cette technique actuellement maîtrisée est la plus utilisée dans les mobiles de quatrième et cinquième génération. Le principe du fonctionnement consiste en une première transposition de la bande de réception autour d'une fréquence intermédiaire fixe, puis un remplacement en bande de base utilisant un oscillateur local. Le signal incident est alors mélangé, par un composant à réponse non linéaire (la diode Schottky), à un signal de référence (l'Oscillateur Local) est cette Fréquence Intermédiaire (FI) obtenue par battement «hétérodyne » que l'on analyse après amplification [17].

Si cette technique de transposition se fait en une seule phase, le récepteur est dit hétérodyne, si par contre l'usage nécessite plusieurs étapes alors le récepteur est appelé superhétérodyne (voir figure II.7).

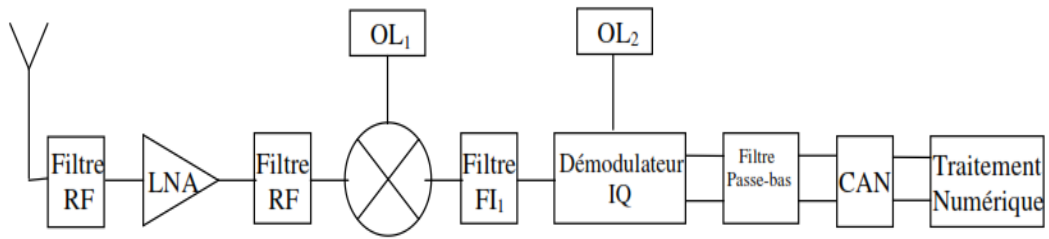


Figure II. 7: Schéma d'un système de réception basé sur la détection hétérodyne.

Un récepteur superhétérodyne se base fondamentalement sur la fonction de détection d'onde réalisée par le composant détecteur au niveau du mélangeur. En effet, le mélangeur est le dispositif clé qui permet de transposer en fréquence un signal sans modifier l'information dont il est porteur. [18]. Dans tous les systèmes de télécommunication, les signaux utiles sont transposés en hyperfréquence pour l'émission en espace libre et sont inversement transposés vers les basses fréquences en réception pour être traités avec une électronique plus classique.

Le cœur d'un récepteur hétérodyne repose sur le mélangeur, il possède deux accès pour les fréquences utiles (fréquence intermédiaire F_{FI} et radio Fréquence F_{RF} et un accès pour la fréquence de pompe F_{OL} (Oscillateur Local) comme il est présenté sur la figure II.9. Pour assurer la transposition de fréquence entre les accès d'entrée et de sortie (FI et RF), la non-linéarité fondamentale de l'élément mélangeur doit être excitée à son accès OL par un signal d'amplitude largement supérieure à celle des signaux utiles (FI et RF).

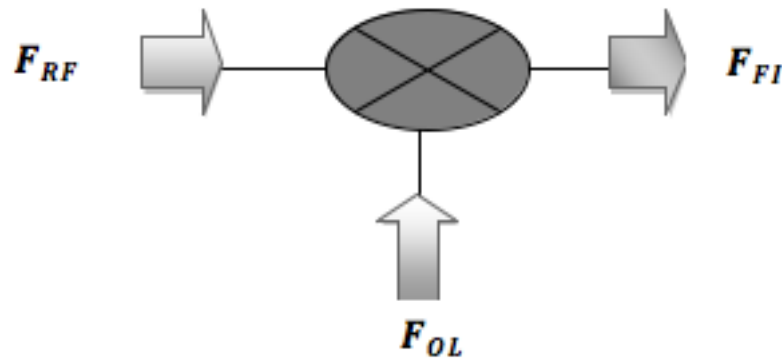


Figure II. 8: Schéma synoptique d'un mélangeur

On récupère au niveau de la sortie F_{FI} un signal constitué de deux raies spectrales de fréquences :

$F_{FI} = F_{RF} - F_{OL}$ c'est la raie désirée.

$F_{FI} = F_{RF} + F_{OL}$ c'est une raie indésirable qu'il conviendra de filtrer.

Il est à noter que dans le cas d'une transmission vers une fréquence supérieure : la raie désirable est à la fréquence $F_{FI} = F_{RF} + F_{OL}$ et la raie à filtrer est à la fréquence $F_{FI} = F_{RF} - F_{OL}$.

La réponse d'élément non-linéaire excité par la somme de deux signaux sinusoïdaux $v_{rf}(t)$ et $v_{OL}(t)$ aux pulsations w_{rf} et w_{OL} soit :

$$v(t) = V_{rf}(t) + V_{OL}(t) = v_{rf} \cos(w_{rf} \cdot t) + v_{OL} \cos(w_{OL} \cdot t)$$

$$v_{OL}(t) = v_{OL} \cos(w_{OL} \cdot t)$$

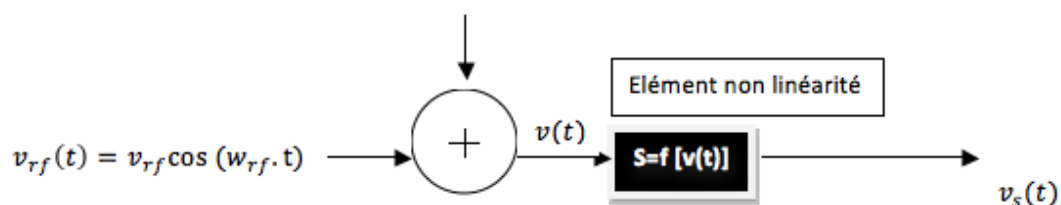


Figure II. 9: Principe du mélangeur SBD

Le développement en série de Taylor de la non linéarité peut être mis sous la forme :

$$v_s(t) = a_0 + a_1 v(t) + a_2 v(t)^2 + \dots \quad (04)$$

$$v_s(t) = a_0 + a_1 [V_{rf}(t) + V_{OL}(t)] + a_2 [V_{rf}(t) + V_{OL}(t)]^2 + \dots \quad (05)$$

$$v_s(t) = a_0 + a_1 V_{rf} + a_1 V_{OL}(t) + a_2 [V_{rf}(t)]^2 + \mathbf{2 \cdot a_2 V_{rf}(t) \cdot V_{OL}(t)} + a_2 [v_{OL}(t)]^2 + \dots \quad (06)$$

$$v_s(t) = a_0 + a_1 v_{rf} \cos(w_{rf} \cdot t) + a_1 v_{OL} \cos(w_{OL} \cdot t) + a_2 [v_{rf} \cos(w_{rf} \cdot t)]^2 + \mathbf{a_2 v_{rf} \cdot v_{OL} \cos(w_{rf} \cdot t - w_{OL} \cdot t) + a_2 v_{rf} \cdot v_{OL} \cos(w_{rf} \cdot t + w_{OL} \cdot t)} + a_2 [v_{OL} \cos(w_{OL} \cdot t)]^2 \quad (07)$$

Le terme important (écrit en rouge) est issu du monôme de degré 2 du développement en série de la non-linéarité, ce terme conduit en fait au produit des signaux $v_{rf}(t)$ et $v_{OL}(t)$ donc à la transposition désirée. Malheureusement, d'autres raies spectrales indésirables sont aussi générées.

II.4 SBD en mode mélangeur

- **Mode mélangeur simple**

Il est constitué d'un seul dispositif non linéaire de mélange (diode SBD). Le mélangeur simple diode est le mélangeur résistif dont le principe de fonctionnement est le plus simple. Le signal OL de pompe ainsi que le signal d'entrée sont appliqués aux bornes de la diode et le signal de sortie est récupéré à la même borne. Un mélangeur simple diode est constitué par une diode Schottky, des filtres passe-bande (OL et RF) et un filtre passe-bas FI. Il peut être implémenté en utilisant une topologie série ou parallèle

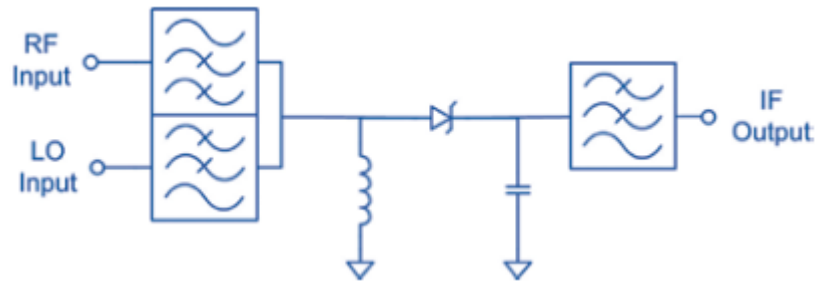


Figure II. 10: Schéma bloc d'un mélangeur simple

- **Mode mélangeur équilibré**

Il est constitué de deux mélangeurs identiques associés par des coupleurs ou des baluns (**balanced-to-unbalanced**). Les mélangeurs équilibrés possèdent des propriétés particulières (suppression de certaines fréquences parasites de mélange, adaptation et isolation des accès) qui résultent des déphasages introduits par les dispositifs de couplage et la topologie choisie.

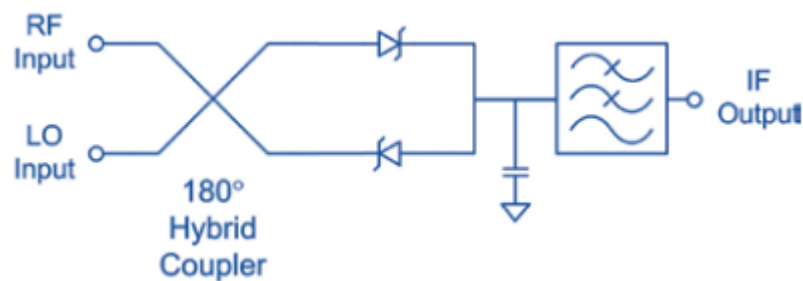


Figure II. 11: Mélangeur équilibré

- **Mode mélangeur simplement équilibré**

Le mélangeur simplement équilibré à diode est constitué de deux diodes connectées à un balun ou à un coupleur hybride. La topologie présentée sur la figure II-12 utilise un coupleur 0-180°.

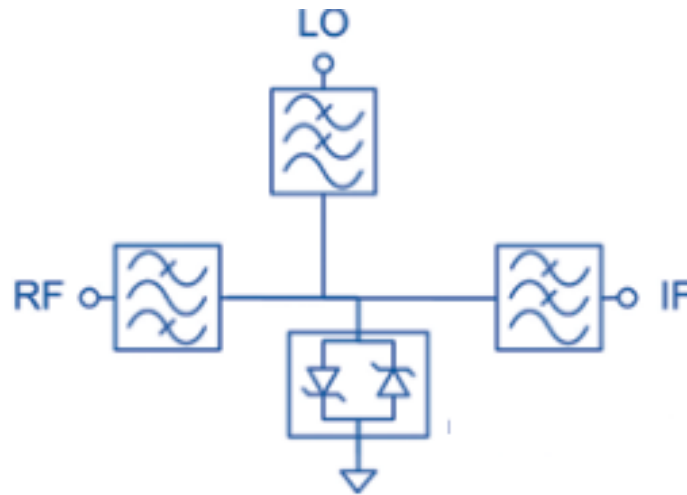


Figure II. 12: Mode mélangeur simplement équilibré

- **Mode mélangeurs doublement équilibrés à diode**

Un circuit de mélangeur à diodes doublement équilibré intègre deux paires de diodes et deux baluns. La figure ci-dessous montre un mélangeur à diode doublement équilibré en anneau (diode ring DBM).

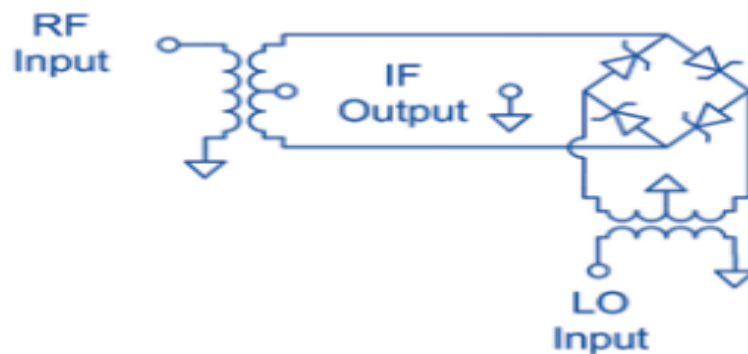


Figure II. 13: Mélangeur doublement équilibré à diodes en anneau

II.5 Paramètres caractéristiques du mélangeur

- **Gain de conversion**

Le gain en puissance d'un dispositif est donné par le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée. Pour un mélangeur, le signal d'entrée n'a pas le même support fréquentiel du signal de sortie : on parle alors de conversion. Le gain de conversion représente donc le rapport entre la puissance du signal FI de sortie et la puissance du signal RF d'entrée.

$$G_c [DB] = 10 \log \left[\frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right] \quad (08)$$

- **Rapport d'isolation**

L'isolation caractérise la fuite du signal présent à l'un des accès du mélangeur vers les autres. En pratique les isolations I_{OL} (RF) entre oscillateur local et entrée RF et I_{OL} (FI) entre oscillateur local et sortie FI, doivent être prépondérantes. Une telle isolation est nécessaire car l'oscillateur local délivre un signal à forte puissance (signal de pompe), utilisé pour faire varier dynamiquement les caractéristiques électriques de l'élément non-linéaire (diode ou transistor) employé dans le mélangeur. Autrement, ce signal de pompe peut perturber les signaux RF et FI.

- **Bande de compression**

Comme tout dispositif contenant des composants actifs, le mélangeur possède une courbe de puissance $P_{out} = f [P_{in}]$ qui présente une zone de compression. Celle-ci est caractérisée par le point de compression à 1 dB, défini comme étant la puissance d'entrée RF pour laquelle le gain de conversion est réduit de 1 DB.

Cette grandeur est une mesure du niveau maximal de signal d'entrée que le dispositif peut traiter. Au-delà de cette valeur, le signal est de plus en plus

compressé jusqu'à arriver à la saturation.

- **Point d'interception d'ordre 3**

Parmi les produits d'intermodulation générés à la sortie du mélangeur, ceux dont l'ordre est impair représentent la principale source de perturbation car ils se situent en proximité et même dans la bande du signal utile. Dans ce cas tout type de filtrage ne suffit pas pour éliminer ces signaux parasites. Les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont les plus significatifs car les amplitudes d'ordre impair supérieur deviennent de plus en plus petites et, donc, négligeables.

Le point d'interception d'ordre 3 (IP3) est le point où l'amplitude du produit d'intermodulation d'ordre 3 est égale à l'amplitude du signal utile lorsque l'amplitude des signaux d'entrée interférents est la même.

II.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, les types des systèmes de détection ont été énoncés, nous avons détaillé chaque type avec un exemple de composant. La suite du chapitre était consacrée aux systèmes de réception (homodyne et superhétérodyne) basés sur la détection à diode Schottky. Enfin, la dernière partie abordait les différents modes des mélangeurs basés sur les diodes Schottky et ainsi leurs paramètres fondamentaux pour assurer un fonctionnement optimal d'un récepteur superhétérodyne.

II.7 Références bibliographiques

- [1] Thomas S. Laverghetta, *Microwaves and Wireless Simplified*, 2nd Edition éd., Artech House, 2005.
- [2] Antti V. Raisanen ; ArtoLehto , *Radio Engineering for Wireless Communication and Sensor Applications*, Artech House , 2003 .
- [3] C. L. Mike Dennison, *Radio Communicatin Handbook*», 8th Ed éd., Radio Society of Great Britain, 2005 .
- [4] Ioan Burciu, «Architecture des récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bibande simultané,» lyon, 2010.
- [5] Rogalski, A.; Sizov, F., «Terahertz detectors and focal plane arrays,» *Opto- Electronics Review*, vol. 19, pp. 346-404, , 2011.
- [6] Nicolas Billot, «Étalonnage d'un nouveau type de détecteur bolométrique pour l'instrument PACS de l'Observatoire spatiale de Herschel».
- [7] M. Galeazzi ; D. McCammon , « Microcalorimeter and bolometer model,» *Journal of Applied Physics*, vol. 8, n° %193, p. 4856–4869, 2003.
- [8] Marcel J ; E. Golay. , «A pneumatic infrared detector.,» *Review of Scientific Instruments*, vol. 5 , n° %118, p. 357–362, 1947.
- [9] Optoélecronique térahertz, 2008.
- [10] Olivier Offranc, «Composants pour la génération et la détection d'impulsions terahertz,» Lille, 10/05/2010 .
- [11] I. S. Park ; E. E. Haller ; E. N. Grossman ; Dan M. Watson, « Germanium :gallium photoconductors for far infrared heterodyne detection.,» *Appl. Opt*, vol. 19 , n° %127, p. 4143–4150, 1988.
- [12] F. A. Hegmann ; J. B. Williams ; B. Cole ; M. S. Sherwin ; J. W. Beeman ; E. E. Haller , «Time-resolved photoresponse of a gallium-doped germanium photoconductor using a variable pulse-width terahertz source,» *Applied Physics Letters*, , vol. 3, n° %176, p. 262–264, 2000.

- [13] Beeman, J. W.; Hansen, W. L.; Dubon, O. D.; Haller, E. E., «High performance antimony-doped germanium photoconductors,» *Infrared Physics & Technology*, vol. 7, n° 137, p. 715 – 721, 1996.
- [14] H.A. Watson ; M.R. Barber., *Microwave semiconductor devices and their circuit applications.*, New York: McGraw-Hill , 1969.
- [15] H.C. Torrey ; C.A. Whitmer ; S.A. Goudsmit, *Crystal rectifiers*, vol. 15, Mc Graw- Hill Book Co., 1948.
- [16] Yahya Lakys, «Filtres A Frequence Agile Totalement Actifs : Theorie Geerale Et Circuits De Validation En Technologie Sigebicmos 0.25µm »,» 2009 .
- [17] Bertrand Thomas, «Etude et réalisation d'une tête de réception hétérodyne en ondes submillimétriques pour l'étude des atmosphères et surfaces de planètes,» 2004.
- [18] Sara Abou Chakra, «La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz,» Paris, 2004 .



Chapitre III

III. MODELISATION AVANCEE DE LA SENSIBILITE DES DETECTEURS SUBMILLIMETRIQUE

III.1 Introduction

L'utilisation des dispositifs à diodes Schottky pour la détection des signaux submillimétriques est fondée sur la non-linéarité des caractéristiques courant-tension de la diode. Cela ne demeure suffisant que lorsque la sensibilité de détection, autrement dit la réponse de détecteur, est connue.

Au moyen de ce chapitre nous tenterons de modéliser la sensibilité des détecteurs, à base de diode Schottky, comme un paramètre de choix fondamental pour la définition et la conception des systèmes de réception millimétriques et submillimétriques.

III.2 Identification de la sensibilité

Depuis plusieurs années, la technologie des récepteurs, de la téléphonie mobile, et du réseau sans fil présentent une évolution importante et continue afin d'offrir aux utilisateurs de nouveaux services multimédia très hauts débits avec un temps de réponse minimal et ultra rapide. Face à l'augmentation certaine du nombre d'utilisateurs ainsi que celle des demandes croissantes de hauts débits de transmission, les futurs récepteurs et les systèmes de radiocommunications devront mettre en œuvre des systèmes de détection plus en plus évolués. Pour cela, la connaissance approfondie de la sensibilité est primordiale pour caractériser les performances d'un détecteur.

Pour un composant non-linéaire, la sensibilité S est donnée par le rapport entre le signal (courant ou tension) délivré, Δi , et l'énergie incidente, P_{in} [1].

$$S = \frac{\Delta i}{P_{in}} \quad (01)$$

L'expression de la sensibilité, en termes de caractéristiques physiques de détecteur, est dérivée par plusieurs chercheurs [2].

La sensibilité a prouvé son besoin comme critère fondamental pour la conception du détecteur à diode Schottky, comme elle représente, sans doute,

une référence pour décrire le fonctionnement d'un tel détecteur.

- **Puissance équivalente du bruit (NEP)**

La puissance équivalente du bruit (NEP, Noise Equivalent Power), représente un autre paramètre essentiel pour caractériser la performance du détecteur. Ce terme est défini comme étant la puissance donnant un rapport signal sur bruit de 1 pour une bande passante de sortie de 1Hz [3]. Quantitativement, La puissance équivalente du bruit est donnée par le rapport entre la densité spectrale de bruit S_n , et la sensibilité S . Elle s'exprime par $W/\sqrt{\text{Hz}}$.

$$NEP = \frac{S_n}{S} \quad (02)$$

- **Fréquence de coupure**

Le troisième paramètre qui représente un facteur de mérite pour un détecteur est la fréquence de coupure qui définit la bande de fréquence utilisée [3]. On prend en considération la valeurs de la résistance série R_s et ainsi la valeur de la capacité de la jonction C_j .

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_s C_j} \quad (03)$$

III.3 Modélisation de la sensibilité des détecteurs d'ondes

Nous nous basons sur le circuit équivalent montré dans la figure III.1 pour modéliser la sensibilité des détecteurs à diode Schottky. Ce modèle prend en considération les paramètres physiques d'un contact métal /semi-conducteur. Il est constitué principalement d'une résistance R_j et d'une capacité non linéaire C_j représentant la capacité de la jonction de la diode, ainsi qu'une résistance en série R_s (ce circuit représente le modèle intrinsèque de la diode), D'autres éléments peuvent s'ajouter pour décrire les éléments parasites du blindage comme l'inductance L_p et la capacité de package C_p [4]. Les éléments

L_p et C_p n'apparaissent pas dans les calculs, nous avons préféré de les négliger pour simplifier le modèle.

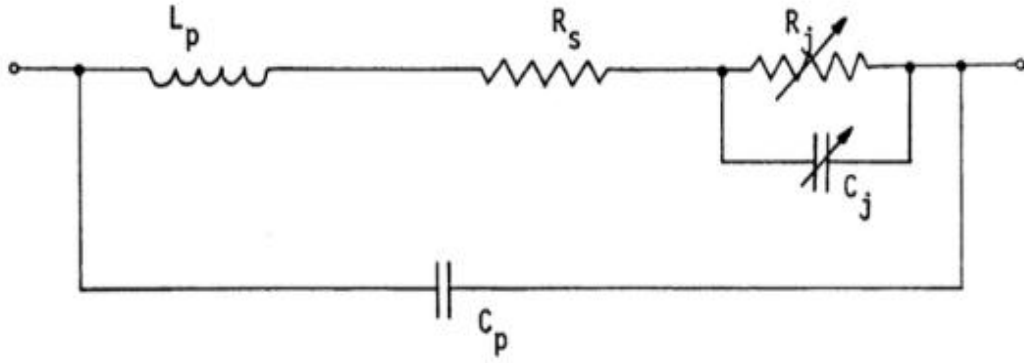


Figure III. 1: Circuit équivalent de la diode Schottky.

La puissance incidente par le détecteur est donné par :

$$P_{in} = \frac{v^2}{2} \Re\left(\frac{1}{Z}\right) \quad (04)$$

Où v représente l'amplitude de la tension appliquée, et Z est l'impédance du circuit équivalent de détecteur, étant donné que Z égal à :

$$Z = R_s + \frac{1}{\frac{1}{R_j} + jC_j w} \quad (05)$$

Avec w représente la pulsation. En substituant l'équation on trouve

$$P_{in} = \frac{v^2 \frac{1}{R_j} \left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + w^2 C_j^2 R_s}{2 \left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right)^2 + w^2 C_j^2 R_s^2} \quad (06)$$

La tension V_b à travers la résistance R_j est reliée à v par l'équation suivante :

$$V_b^2 = \frac{v^2}{\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right)^2 + w^2 C_j^2 R_s^2} \quad (07)$$

L'expression de la puissance sera donc comme suit

$$P_{in} = \frac{V_b^2}{2} \left[\frac{1}{R_j} \left(1 + \frac{R_s}{R_j} \right) + w^2 C_j^2 R_s \right] \quad (08)$$

Pour trouver l'expression de la sensibilité en courant, nous devant écrire l'expression du courant détecté en fonction de V_b . Le meilleur moyen est de faire appel à un développement en série de Taylor de l'expression courant-tension de la diode Schottky. La formule du courant détecté i_{dc} est alors

$$i_{dc} = \frac{1}{4} V_b^2 f''(V) - i \frac{R_s}{R_j} \quad (09)$$

Etant donné que

$$R_j = \frac{1}{f'(V)} \quad (10)$$

$$i_{dc} = \frac{V_b^2}{4} \frac{1}{(R_j + R_s)} \frac{f''(V)}{f'(V)} \quad (11)$$

Où $f'(V)$ et $f''(V)$ représentent la première et la deuxième dérivée respectivement des caractéristique courant-tension par rapport à la tension appliqué V .

On note α comme suit

$$\frac{f''(V)}{f'(V)} = \alpha \quad (12)$$

Ce qui permet d'écrire

$$i_{dc} = \frac{V_b^2}{4} \frac{\alpha}{(R_j + R_s)} \quad (13)$$

La sensibilité en courant est le rapport entre le signal détecté et l'énergie

absorbée. Elle sera obtenue comme suit:

$$S_i = \frac{i_{dc}}{P_{in}} = \frac{\alpha}{2(1 + \frac{R_s}{R_j})^2} \frac{1}{1 + \frac{w^2 C_j^2 R_s R_j^2}{R_j + R_s}} \quad (14)$$

A basse fréquence, $w \approx 0$, ce qui donne

$$S_{i0} = \frac{\alpha}{2(1 + \frac{R_s}{R_j})^2} \quad (15)$$

$$S_i = S_{i0} \frac{1}{1 + \frac{w^2 C_j^2 R_s R_j^2}{R_j + R_s}} \quad (16)$$

A polarisation nulle, absence de conduction, soit $R_j \gg R_s$, l'équation (16) peut être rapprochée par la formule suivante :

$$S_i = \frac{\alpha}{2} \frac{1}{1 + w^2 C_j^2 R_s R_j} \quad (17)$$

D'après cette expression il est évident que S_i peut être améliorée en augmentant α et en diminuant les trois paramètres C_j , R_s et R_j . La capacité C_j est proportionnelle à la surface de la jonction ; R_j est inversement proportionnel à la surface de la jonction, et R_s est inversement proportionnel au rayon de contact. Le produit $C_j^2 R_s R_j$ est donc proportionnel au rayon de contact. La valeur de S_i peut donc être améliorée en diminuant la surface de la jonction grâce à des géométries de contact courbées, et doit être facilité par de nouvelles recherches sur la physique de la couche du contact et particulièrement les états d'interfaces [5].

Pour diminuer C_j , il faut prendre une surface minimale de jonction, d'où l'intérêt des diodes à pointes en submillimétrique. Pour diminuer R_s dans le cas d'une structure planaire, Il faut utiliser un substrat le plus mince possible et le plus dopé

possible ou à forte mobilité, mais la zone non désertée de la couche active participe aussi à cette résistance série et il faudrait donc aussi doper d'avantage cette zone. Malheureusement, dans ce cas on augmente aussi la capacité de la jonction, ce qui n'est pas le but recherché.

La solution consiste alors à augmenter la mobilité de cette zone et donc à changer de matériau. Le GaAs permet de gagner un facteur six sur la mobilité par rapport au silicium. Les meilleures Schottky silicium ont actuellement des fréquences f_c de 200 GHz (1 000 GHz pour le GaAs).

La sensibilité en courant peut être convertie en sensibilité en tension S_v qui est donné par le produit de la sensibilité en courant et la résistance dynamique R_j de la diode Schottky [6].

Les praticiens des hyperfréquences préfèrent opérer avec des mesures en sensibilité en courant que celle en tension. En effet, la sensibilité en courant pose moins de problèmes vis-à-vis du bruit et exige moins d'équipement par rapport à la sensibilité en tension.

$$S_v = \frac{v_{dc}}{P_{in}} = \frac{i_{dc}}{P_{in}} R_j = S_i R_j \quad (18)$$

$$S_v = \frac{d^2 I / d^2 V}{(2dI/dV)^2} = \frac{1}{2I_s e^{\frac{qV}{nKT}}} = \frac{1}{2(I + I_s)} \quad (19)$$

La sensibilité de ces détecteurs est d'autant plus importante que la diode est polarisée près de la tension de seuil. Cependant cette condition ne peut être vérifiée en pratique pour les raisons suivantes :

- La faible valeur du courant de saturation de la diode
- La valeur de la résistance de la jonction est très élevée pour un niveau de polarisation nulle.

Pour résoudre ce problème, il existe des diodes Schottky spécifiques appelée

diode à polarisation nulle (Zero Bias Diode en anglais). Ces diodes ont une tension de seuil plus faible que les autres puisqu'elles sont réalisées avec des barrières Schottky faibles (très basses énergies) [7].

III.4 Comparaison de la sensibilité par rapport au bolomètre

La sensibilité d'un bolomètre est déterminée, entre autre, par la variation de la température δT de l'absorbant pour une variation d'énergie δE absorbée. Ces variations sont reliées par la capacité thermique de l'absorbant C_{th} par la relation suivante :

$$\delta T = \delta E / C_{th} \quad (20)$$

Pour augmenter la sensibilité du bolomètre, il faut minimiser la capacité thermique de l'absorbant qui est fonction de la nature du matériau et de sa masse. Il existe cependant des bornes physiques à ne pas dépasser, comme la diffraction si la dimension de l'absorbant est inférieure à la longueur d'onde λ du rayonnement.

La plus petite dimension possible de cet élément est donc de l'ordre de $\lambda \times \lambda$ avec une épaisseur de quelques microns imposée par les contraintes mécaniques. Pour diminuer encore la masse de cette couche absorbante, il est souhaitable de la perforer de petits trous de dimension inférieure à λ de sorte que le rayonnement la voit comme une couche pleine [8].

La capacité thermique C_{th} peut aussi être diminuée en refroidissant la structure par une technique cryogénique. Ce refroidissement permet aussi de diminuer le rayonnement thermique du bolomètre lui même et le bruit électronique dans les composants utilisés pour la mesure de la température de l'absorbant. Le pont thermique qui relie la couche absorbante à la source froide (qui est généralement le doigt froid d'un cryo-réfrigérateur) est également un paramètre critique pour la réalisation d'un bolomètre. La conductivité thermique G_{th} ($1/\rho$) du pont dépend de sa longueur et de son diamètre. Soulignant que la réalisation d'un

bolomètre pose plusieurs problèmes technologiques.

III.5 Exemple d'un autres composant détecteur (non-linéaire)

La concurrence pousse les fabricants à développer les performances des détecteurs d'onde millimétrique et submillimétrique tout en assurant une haute sensibilité de détection et un niveau minimal de bruit généré. Pour satisfaire ce besoin plusieurs technologies ont été essayées et optimisées, Ceux-ci incluent les diodes MIM [9], elles présentent une sensibilité élevée dans la gamme de fréquence des ondes millimétrique et sous-millimétrique surtout par l'optimisation de la technologie de la structure.

III.5.1 Jonctions Métal-Isolant-Métal (MIM)

Elles sont formées à l'aide d'un assemblage de deux métaux séparés par une très fine couche isolante. En effet ce sont des diodes tunnel, qui fonctionnent sur la base d'un phénomène quantique, c'est-à-dire lorsqu'une barrière est suffisamment mince est prise en 'sandwich' entre deux électrodes, le courant peut circuler entre elles au moyen d'un tunnel virtuel sous l'effet d'une polarisation.

Les diodes MIM sont très adoptées car elles peuvent fonctionner à haute fréquence jusqu'à 150 THz [10]. De plus, les diodes MIM couplées à l'antenne ont été utilisées pour la détection et le mélange.

Initialement, les diodes à pointes ont été utilisées comme mélangeurs et détecteurs des rayonnements infrarouges et visibles, mais en raison de la mauvaise fiabilité et de l'instabilité de cette configuration, les diodes MIM à film mince ont été considérées pour assurer la tâche de la détection. Divers groupes de recherche ont étudié des diodes MIM, ils ont trouvé que les diodes MIM avec un travail de sortie suffisamment élevé présente des caractéristiques courant-tension non linéaire. Ils ont été fabriqués avec une grande variété de combinaisons de matériaux comme, Al-Al₂O₃-Al [11], Cr-CrO-Au [12], Al- Al₂O₃-Ag [13], Nb-

NbOx-Au [12], Afin d'étudier leurs comportement non linéaire et optimiser la valeur de la sensibilité.

III.6 Bruit dans les détecteurs à diode Schottky

Généralement, il est supposé que l'excès du bruit générer dans la diode est attribué en grande partie au bruit de Grenaille. Il est causé par le choc des flux des électrons et des trous à travers la barrière de la jonction.

Schottky a montré en 1918 que la moyenne carrée de bruit de Grenaille pour une température limitée est donné par [01-14-15]:

$$\overline{i_n^2} = 2qIB \quad (21)$$

Où B représente la bande passante du détecteur. Cette équation décrit le bruit de Grenaille dans la diode.

Le courant dans la diode peut être considéré comme composé de trois composants, le premier représente le courant externe à travers la jonction comme précisée auparavant.

$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right]. \quad (21 \text{ bis})$$

Le deuxième et le troisième correspondant à deux composantes égales et opposées du courant de saturation, due aux électrons qui surmontent la barrière de la jonction.

Le bruit total produit par ces trois composants de courant est décrit par l'expression :

$$\overline{i_n^2} = 2q(I + 2I_S)B \quad (22)$$

En combinant les deux expressions on trouve :

$$\overline{i_n^2} = 2qI_s \left(\exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right) + 1 \right) B \quad (22)$$

La température de bruit de la barrière de la jonction s'exprime par le rapport entre le bruit total de grenaille dans la jonction et le bruit thermique généré par la résistance équivalente à la résistance dynamique de la barrière, la température de bruit est alors :

$$t_b = \frac{\overline{i_n^2}}{4KTG_jB} \quad (23)$$

En remplaçant par l'expression de la conductance G_j qui vaut (dI/dV) , l'expression de la température du bruit va être :

$$t_b = \frac{1}{2n \left(1 + 1/\left(\exp\frac{qV}{\eta kT}\right) \right)} = \frac{1}{2} \eta \left(1 + \frac{I_s}{I + I_s} \right) \quad (24)$$

L'effet de la résistance série R_s n'a pas été inclus parce qu'il est supposé exposé par un bruit thermique.

III.7 Conclusion

En vue de la définition et la conception des systèmes de transmission millimétriques et submillimétriques, le détecteur SBD est l'élément clé. Ce chapitre a été consacré à l'étude et la modélisation de la sensibilité de détecteur SBD. En effet, ce paramètre représente un critère pour les différents types de détecteurs et mêmes pour les différentes technologies des détecteurs SBD. Ce chapitre s'achevait par un aperçu sur la notion du bruit au sien d'un détecteur SBD.

III.8 Références bibliographiques

- [1] H.C. Torrey ; C.A. Whitmer ; S.A. Goudsmit, Crystal rectifiers, vol. 15, Massachusetts Institute of Technology, Éd., Radiation Laboratory Series, 1948.
- [2] W. L. A, P. H. Miller, L. I. Schiff et W. E. Stephens, Behavior of Silicon Crystals at Low Level Powers, Univ. of Penn, 1943.
- [3] Hesler, J.L.; T.W. Crow, «Responsivity and noise measurements of zero-bias Schottky diode detectors». *18th Intl. Symp. Space Terahertz Techn.*,.
- [4] S. Sze, Physics of semiconductor devices”, Wiley-Interscience, Ed. Wiley & Sons, 2007.
- [5] L. Johann-F, Microwave Semiconductor Devices Theory Technology and Performance (Germany: Expert Verlag: 2006)., Germany: Expert Verlag, 2006.
- [6] Han, R.; Zhang, Y.; Coquillat, D.; Videlier, H.; Knap, W.; Brown, E.; Kenneth, K., «280-GHz Schottky Diode Detector in 130-nm Digital CMOS,» *IEEE J. Solid-St. Circ.*, vol. 46, p. 2602, 2011.
- [7] R.W. Waugh ; R.R. Buted, «The Zero Bias Schottky Diode Detector at Temperature Extremes-Problems and Solutions.,» *In Proceedings of the WIRELESS Symposium*, , pp. 175–183,, 1996..
- [8] M. Galeazzi ; D. McCammon , « Microcalorimeter and bolometer model,» *Journal of Applied Physics*, vol. 8, n° 193, p. 4856–4869, 2003.
- [9] Subramanian Krishnan, «Thin Film Metal-Insulator-Metal Tunnel Junctions For Millimeter Wave Detection,,» 29 Octobre 2008.
- [10] Olivier Offranc, «Composants pour la génération et la détection d’impulsions terahertz,» Lille, 10/05/2010 .
- [11] M.R. Abdel-Rahman ; F.J. Gonzalez ; G. D. Boreman,, «Antenna-Coupled Metal-Antenna-Coupled Metal-Oxide-Metal Diodes for Dual-Band Detection at 92.5 GHz and 28 THz.,» *Electronics Letter*, vol. 40, 2004.

- [12] G. M. Elchinger ; A. Sanchez ; J. C. F. Davis ; A. Javan , «Mechanism of detection of radiation in a high-speed metal-metal oxide-metal junction in the visible region and at longer wavelengths,» *Journal of Applied Physics*, Vols. %1 sur %2, vol. 47, pp. 591-594, 1976.
- [13] B. Berland, «Photovoltaic Technologies Beyond the Horizon: Optical Rectenna Solar Cell,» 2003.
- [14] D. Diesing ; A. W. Hassel ; M. M. Lohrengel, «Aluminium oxide tunnel junctions: influence of preparation technique, sample geometry and oxide thickness,» *Thin Solid Films*, vol. 342, pp. 282-290, 1999..
- [15] Cowley ; A. Michael ; Zettler Robert , «A. Shot Noise in Schottky Barrier Diodes. IEEE Transaction on Electron Devices,,» vol. 15 , n° %110, Octobre 1968.

IV. TECHNOLOGIES DE REALISATION DES COMPOSANTS DETECTEURS A DIODE SCHOTTKY

IV.1 Introduction

Commercialement, le silicium est le semi-conducteur le plus utilisé du fait de son développement technologique et de ses propriétés électriques et physiques, surtout la maîtrise de la fabrication pour obtenir un dispositif avec un peu de défaut [1]. Le silicium a atteint ses limites physiques exploitables dans les applications nécessitant des forts courants et des hautes tensions. Dans ce chapitre, nous nous donnerons d'abord l'intérêt de choisir des composés III-V pour les structures détectrices, tout en relatant les propriétés des semi-conducteurs GaAs et InP. Ensuite les différentes étapes technologiques seront traitées.

IV.2 Choix des composés III-V pour les structures détectrices

Le besoin de nouveaux composants pour les diverses applications électroniques tels que la logique rapide, l'optoélectronique et la détection THz a poussé le développement des matériaux III-V dont les propriétés de transport électronique et les propriétés optiques ne sont pas accostables au silicium.

Le progrès des composées III-V est inséparable de celle des diodes Schottky utilisé comme détecteurs, en effet, elles ont suscité un grand intérêt par ces matériaux, pour réaliser la jonction avec le métal, en particulier le GaAs et l'InP qui présentent de nombreux avantages [2] :

- Mobilité des électrons 4 à 6 fois plus élevée que le silicium.
- Vitesse de saturation des électrons plus grande.
- Possibilité d'obtenir facilement un substrat semi-isolant qui permet l'isolation naturelle des circuits, donc diminue les effets capacitifs parasites et les courants de fuite.
- Structures de bandes à transition directe, permettent de réaliser à la fois des

fonctions optiques et électroniques. Mais, à cause des limitations en termes de disponibilité de substrats et de maturité de la technologie, ces semi-conducteurs sont peu avancés. Le tableau ci-dessous résume les propriétés électroniques principales de Ge, Si, et de certains composés III-V.

Paramètre	Ge	Si	GaAs	GaP	InP
<i>Mobilité des électrons (non dopé) en $\text{cm}^2/\text{V/s}$</i>	3900	1350	8500	110	4600
<i>Mobilité des trous (non dopé) en $\text{cm}^2/\text{V/s}$</i>	1900	475	400	75	150
<i>Bande interdite en eV à 300°K.....</i>	0.67	1.12	1.43	2.24	1.35
<i>à 4°K.....</i>	0.76	1.14	1.52	2.33	1.42
<i>Structure des bandes</i>	Indirecte	Indirecte	Directe	Inirecte	Directe
<i>Structure de cristal</i>	Diamant	Diamant	Zinc Blende		
<i>Température de fonc- tionnement maximal (°C)</i>	100	100	400	Haute	250
<i>Longueur d'onde associée (μm)</i>	1.85	1.13	0.87		0.97
<i>Conductivité thermique À 300°K ($\text{W/cm}^2/\text{K}$)</i>	0.7	1.45	0.54		0.68
<i>Barrière Schottky (eV) (type n)</i>		0.27-0.55	≈ 0.85		\approx 0.5
<i>Constante diélectrique</i>	16.0	11.9	13.13		12.35
<i>Affinité électronique</i>	4.0	4.05	4.0		4.38

Tableau IV.1 : Comparaison des propriétés électroniques principales de Ge, Si, et de certains composés III-V [3].

IV.2.1 Structure cristalline de l'Arséniure de Gallium (GaAs)

L'arséniure de gallium (GaAs) est un composé de la famille III-V. Il cristallise dans la structure du Zinc Blende (Figure IV.1). Son réseau cristallin est cubique à faces centrées interpénétrés, l'un étant constitué des atomes de l'élément du groupe III (Ga), l'autre constitué des atomes de l'élément du groupe V (As). La structure est illustrée ci-dessous [4].

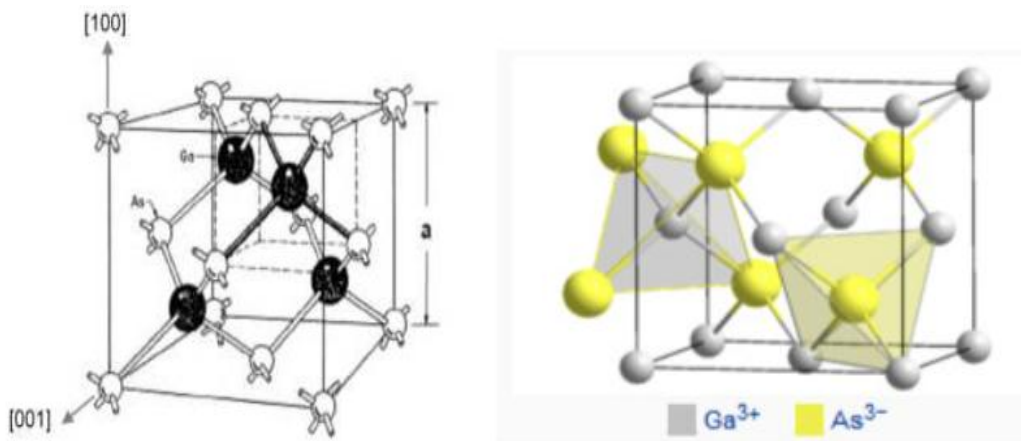


Figure IV. 1: Structure de Zinc-Blende de GaAs.

IV.2.2 Modèle Physique du Phosphore d'Indium (InP)

L'InP est bien connu depuis 1980 [1]. Il est employé comme substrat pour une variété de composants de télécommunications y compris des lasers, des amplificateurs à semi-conducteur, des modulateurs, et des composants photoélectriques optiques.

L'InP est un semi-conducteur composé qui contient deux éléments distincts, un élément indium (In) du groupe III et le phosphore (P) du groupe V (figure IV.2). La vitesse importante des électrons à grande énergie sous l'action d'un champ intense provoquant la transition de ces derniers entre les minima de la bande de conduction, rendent l'InP un matériau semi-conducteur des plus intéressants pour la fabrication de composants fonctionnant en très hautes fréquences [5].

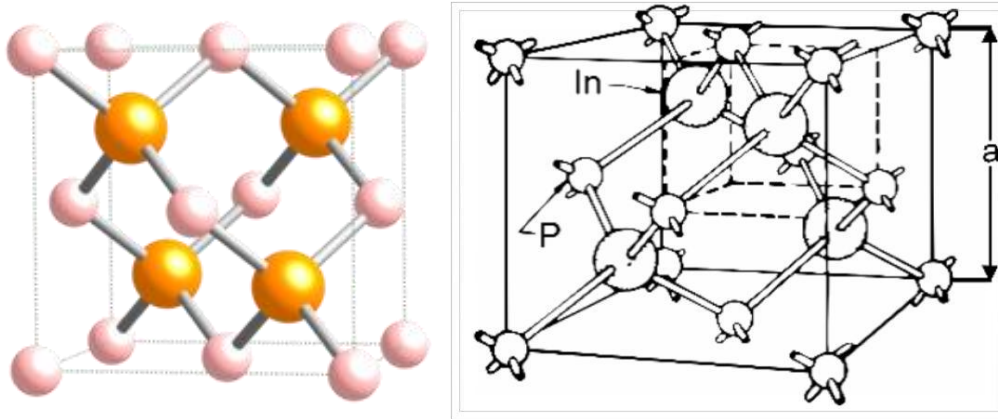


Figure IV. 2: Structure de Zinc-Blende de l'InP.

IV.2.3 Comparaison entre le GaAs et l'InP par rapport au modèle Si

Le GaAs, dont les avantages par rapport au silicium résident en particulier dans la possibilité d'obtenir un matériau semi-conducteur et aussi dans une mobilité électronique plus élevée [2]. Ces deux dernières propriétés étant favorables à un fonctionnement à très hautes fréquence (THF). Ces caractéristiques ont rendu ce matériau très attirant pour répondre aux nouvelles exigences dans les domaines des THz et de l'optoélectronique de nos jours.

Grâce aux propriétés intrinsèques de l'InP notamment sa grande mobilité des électrons et sa bande d'énergie à gap direct de largeur 1,35 eV [1], l'InP trouve diverses applications en optoélectroniques, en télécommunications, et en imagerie spatiale. L'InP est aussi devenu un semi-conducteur pratique pour la conception des circuits de détection.

Un autre atout très important du GaAs est la possibilité de l'obtenir sous forme semi-isolante ; cet état de résistivité élevée est particulièrement favorable pour le développement d'une véritable technologie planaire de circuits intégrés sur GaAs. Aussi la largeur de sa bande interdite relativement importante qui autorise un fonctionnement à température variable [6].

Cependant, l'inconvénient majeur du GaAs et de l'InP sont leurs coût

élevé et leurs préparations post-technologiques diverses. Leur préparation physicochimique se prête moins bien que le silicium aux associations de matériaux (semi-conducteurs, isolants, métaux) requis par les circuits intégrés, ce qui rend les méthodes de fabrication plus délicates et les rendements de réalisation limités [7]. Ces handicaps bornent le GaAs et l'InP aux utilisations nécessaires, à savoir des circuits fonctionnant à des fréquences Thz [4].

IV.3 Processus de réalisation des composants détecteurs

Pour réaliser les composants Schottky, il faut mettre en place une technologie de fabrication, outre la qualité du substrat les performances sont directement liées aux processus technologiques. La réalisation des composants à base de diode Schottky nécessite plusieurs étapes technologiques.

IV.3.1 Préparation physicochimique du substrat

Cet étape permet l'amincissement, le dégraissage et le rinçage des substrats afin d'éliminer toutes particules de graisses débris et saletés de contamination possible, mais également pour la gravure de métaux ou d'oxyde. En effet le nettoyage est utilisé avant tout procédé appliqué sur un échantillon comme il est également nécessaire pour toute préparation de surface entre deux étapes technologiques.

La réparation physicochimique du substrat présente une phase primordiale pour avoir une bonne qualité de surface, notamment pour l'oxydation pour avoir une bonne interface. Il en est de même pour les contacts ohmiques et métallisation.

Un premier bain de trichloréthylène permet de dégraisser les échantillons et d'enlever toutes traces d'huile. Si celui-ci est chauffé, son action sera encore plus efficace. Ensuite, dans l'acétone sans séchage ni rinçage, ce solvant permet d'enlever les particules organiques notamment les résines. Enfin, dans l'éthanol ou l'alcool de propane, ce dernier bain permet de retirer l'acétone et d'enlever des traces lors du séchage. Chaque étape de ce qui précède est alterné un rinçage à l'eau désionisée.

Pour les nettoyages agressifs de l'InP et afin d'éliminer les particules de métaux ou autres, les solutions les plus courantes sont le piranha ou le RCA.

La solution piranha est composée d'acide sulfurique et d'eau oxygénée, le mélange est réactionnel et exothermique. Le nettoyage RCA est composé de deux solutions, l'une basique et l'autre acide. La solution basique à base d'ammoniaque permet de retirer toutes traces organiques et des métaux légers et la solution d'acide chlorhydrique élimine les métaux lourds [8].

IV.3.2 Lithographie

C'est l'étape technologique nécessaire pour transférer des motifs. Les motifs sont présents sur un masque. Le transfert se fait sur la résine électrosensible étalée sur la surface où on veut imprimer les motifs. Par insolation électronique, la résine exposée réagit et sa structure change. Il est alors possible d'enlever sélectivement soit les parties exposées (gravure positive), soit les parties protégées (gravure négative).

Plusieurs résines électrosensibles sont présentées sur le marché. Parmi elles on trouve les résines positives (dont les parties exposées aux ultraviolets seront enlevées) et les résines négatives (dont les parties exposées restent après le développement). La lithographie négative est surtout utilisée pour mettre en place un procédé de lift-off puisque les flancs de la résine présentent un angle négatif (Figure IV.3). D'autres résines permettant les deux types de lithographie sont dites réversibles. Ces résines standard ont généralement une épaisseur de l'ordre du micromètre [9].

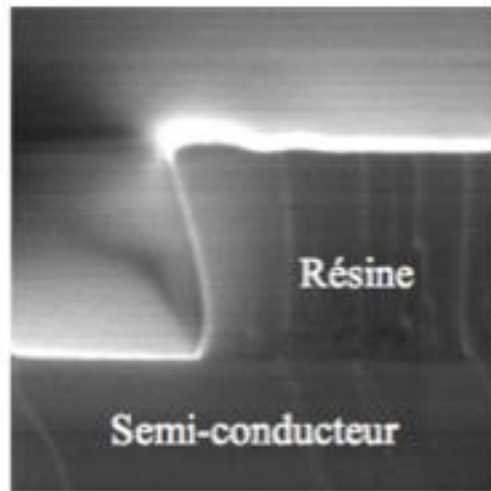


Figure IV. 3 : Photographie MBE d'une résine avec une lithographie négative.

Etant donné que les besoins pour réaliser les différents dispositifs sont multiples, la résine utilisée sera différente selon le procédé. L'utilisation d'une résine réversible est le choix le mieux adapté pour des lithographies sur les échantillons plans. De cette manière, on a la flexibilité pour effectuer soit une lithographie positive ou négative. Alors que pour les échantillons présentant des surfaces très accidentées avec une hauteur de marche supérieure à $1\text{ }\mu\text{m}$, les résines ne permettent pas de recouvrir les flancs et l'utilisation des résines épaisses est nécessaire dans ce cas-là [8-10].

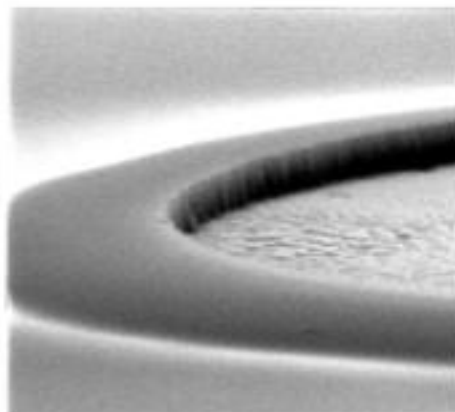


Figure IV. 4 : Photographie de lithographie avec une résine épaisse sur une structure multicouche de $5\text{ }\mu\text{m}$ [8].

L'autre avantage des résines épaisses est la possibilité de les utiliser comme masque de gravure. Une gravure peu profonde ($< 1 \mu\text{m}$) est réalisable avec une couche de passivation de $4 \mu\text{m}$ d'épaisseur. De cette manière. Cette option est utilisée pour la gravure des motifs d'alignement et on évite ainsi de recourir à un masque de métal ou d'oxyde qui entraînerait un temps de processus plus long.

Le procédé lift-off est très utilisé pour le dépôt de couche sur des zones déterminées. Il est très simple d'implémenter et permet d'éviter une gravure chimique [11]. Le procédé se repose sur l'utilisation de la lithographie négative qui présente un angle négatif (Figure IV.5 -1). Ensuite, un dépôt est effectué sur toute la surface de l'échantillon (Figure IV.5 -2). La couche est déposée tantôt sur la résine tantôt sur la surface du substrat non protégée par la résine. L'épaisseur de la couche déposée ne doit pas dépasser la moitié de celle de la résine. Il y a alors une marche qui se forme entre les deux niveaux de la nouvelle couche. Ainsi, avec une attaque chimique d'acétone (Figure IV.5 -3), il élimine la résine par l'espace entre les deux niveaux. De cette manière la couche qui se trouvait sur la résine est retirée alors que celle sur le substrat reste (Figure IV.5 -4). Bien entendu, l'adhérence entre la couche déposée et le substrat doit être conséquente pour ne pas retirer la couche pendant le retrait de la résine.

Ce procédé permet d'obtenir une meilleure résolution des motifs puisque le processus inhibe toute sur gravure souvent constatée avec une attaque chimique. Le procédé présente encore davantage de souplesse lorsqu'il s'agit de plusieurs couches déposées puisqu'il ne sera pas nécessaire d'utiliser plusieurs attaques chimiques pour définir les motifs. De plus il évite des nettoyages à base d'acides [11].

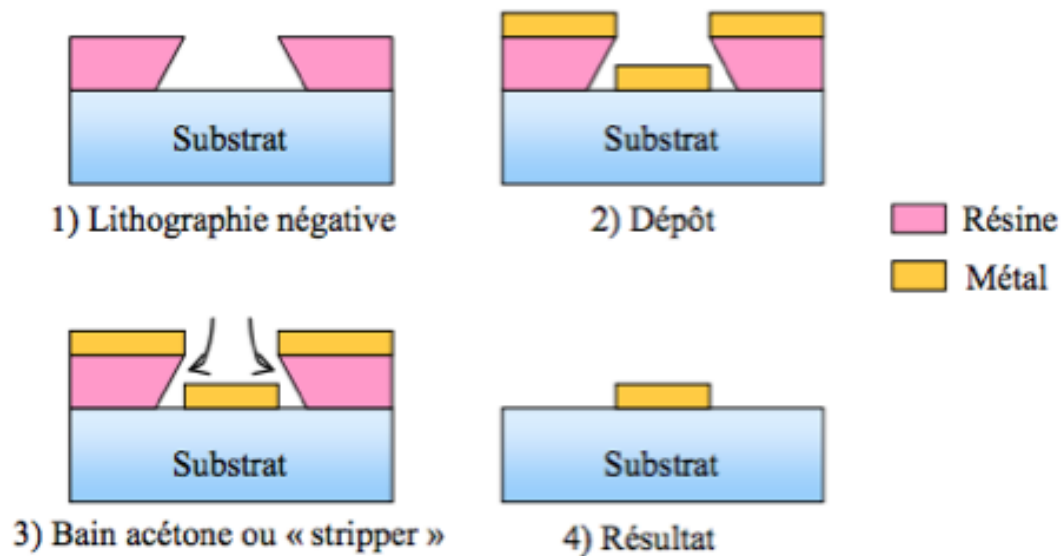


Figure IV. 5 : Procédé lift-off

IV.3.3 Gravure

Après avoir réalisé l'étape du masquage par lithographie, il est alors possible d'effectuer l'étape de gravure. En effet, elle est également très utile pour la protection périphérique des composants. La gravure permet de révéler certains défauts du matériau ou de rafraîchir les surfaces dans les procédés technologiques [12].

L'étape de gravure consiste à éliminer toutes les zones non protégées par la résine et à conserver celles qui le sont. La gravure doit être précise (bonne résolution), sélective (seule la couche supportant la résine doit être attaquée) et directive (pas de gravure latérale, en dessous de la couche de résine). Deux techniques de gravure sont utilisées :

IV.3.3.1 Gravure humide

Elle se réalise par attaque chimique à l'aide de solutions liquides qui doivent uniquement réagir avec le matériau à éliminer (sélectivité) et pas avec les autres éventuellement présents dans la structure (d'où certaines difficultés d'utilisation dans les empilements multicouches).

Le tableau suivant décrit quelques exemples de solutions liquides utilisées pour différents matériaux à graver [13] :

Matériau à graver	Solution de gravure	Vitesse d'attaque
SiO₂	28 ml HF BHF 170ml H ₂ O 113g NH ₄ F	1000Å/min
SiO₂	p-etch 15 ml	1200Å/min
Si₃N₄	BHF	5 Å/min
Si₃N₄	H ₃ PO ₄	1000 Å/min
Al	1 ml HNO ₃	350 Å/min
Au	4g KI	1 µm/min

Tableau IV. 2: Solutions liquides utilisées pour différents matériaux à graver [13].

IV.3.3.2 Gravure sèche

Elle se réalise à partir de la formation d'un plasma ionique énergétique qui peut permettre de combiner l'attaque avec un gaz chimique réactive avec une attaque mécanique par bombardement de la surface de l'échantillon. Il existe trois types.

- Gravure ionique

- Gravure ionique réactive
- Gravure par attaque chimique gazeuse.

IV.3.4 Passivation des semi-conducteurs III-V

Lors d'un fonctionnement sous haute tension, les dispositifs à semi-conducteur peuvent rencontrer certaines limitations liées aux propriétés électriques de leur environnement. En effet, la forte différence de potentiels qui apparaît en surface entre les régions de type P et N des jonctions semi-conductrices entraîne l'existence d'un champ électrique élevé à l'extérieur du semi-conducteur. Ce dernier peut alors conduire au claquage externe de la structure par effet de contournement du champ électrique [14] (figure IV.6 (a)). Le dépôt, à la surface des composants, d'une couche isolante dont la rigidité diélectrique est supérieure à celle de l'air, permet donc de réduire le risque de rupture, dans la figure qui suit IV.6 (b) la couche épitaxiée et rajouté pour régler la couche externe du substrat.

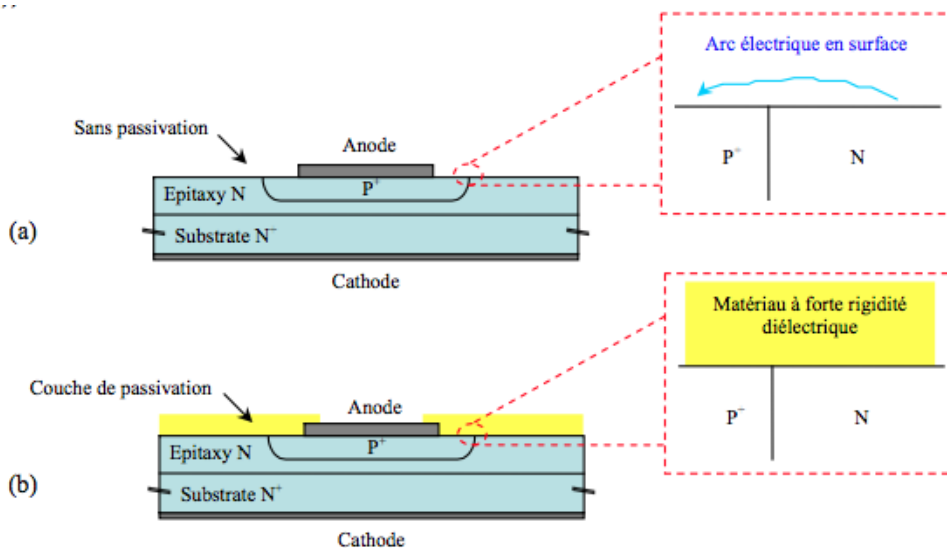


Figure IV. 6 : Représentation de la localisation et du rôle de la couche de passivation.

Cet isolant doit respecter le fait de ne pas engendrer des charges susceptibles d'aggraver les renforcements du champ électrique en surface. Au contraire, il

sert souvent à neutraliser (passiver) les états de charge inévitablement présents à l'interface avec le semi-conducteur, et également à protéger cette interface de toute contamination pouvant être une source d'instabilité dans le temps.

Le matériau de passivation doit donc posséder les qualités suivantes :

- être un bon isolant électrique (présenter une grande résistivité électrique et une forte rigidité diélectrique),
- minimiser la présence de charges pouvant perturber la répartition des équipotentielles en surface du semi-conducteur.
- Apte à être déposable sous la forme de films minces, homogènes en épaisseur,
- Avoir une compatibilité thermomécanique avec le semi-conducteur.
- Stable thermiquement et électriquement par rapport au temps et la fréquence. [15].

Dans le cas d'une interface réelle, la présence de défauts modifie la structure électronique par rapport à celle d'une surface idéale en introduisant ou en éliminant des états électroniques. La recherche de corrélations entre structure cristallographique, nature des défauts d'une interface réelle et sa structure électronique constitue l'un des principaux objectifs visés dans la passivation des dispositifs électroniques.

IV.3.5 Métallisation des semi-conducteurs III-V

La métallisation est utilisée pour obtenir un bon contact ohmique pour relier le semi-conducteur au métal. L'électrode déposée sur le semi-conducteur est le système qui permet le passage d'un courant électrique dans le semi-conducteur, et donc sa polarisation. Le contact électrique est caractérisé par sa résistance de contact qui doit être faible afin de laisser passer le plus grand courant possible, sa résistance à l'érosion et à l'oxydation (qui dégradent les performances du contact), son adhésion à la surface du semi-conducteur. Le dépôt de contact est un point clé dans la réalisation d'un détecteur [16].

Pour cette démarche, trois techniques existent : l'électrolyse, la pulvérisation cathodique et l'évaporation par faisceau d'électrons.

IV.3.5.1 Electrolyse

L'électrolyse est une méthode humide basée sur une réaction d'oxydoréduction. Elle consiste à plonger le semi-conducteur dans un bain rempli d'une solution contenant le métal liquide à déposer. Une préparation de surface du matériau, via une attaque chimique par exemple, peut-être nécessaire avant le dépôt.

IV.3.5.2 Pulvérisation cathodique

La pulvérisation cathodique est une méthode de dépôt de couche mince. Son principe repose sur la condensation d'une vapeur métallique, issue d'une source solide, la cible, sur un substrat refroidi. Un plasma créé à partir d'un gaz d'argon vient bombarder la cible et pulvérise les atomes de sa surface. Sous l'action d'un champ électrique, les atomes métalliques viennent se redéposer sur le substrat. La pulvérisation cathodique permet de déposer une couche métallique sur une grande surface, rapidement et en respectant la stœchiométrie de la cible. Cependant, elle a aussi tendance à abîmer la surface du semi-conducteur.

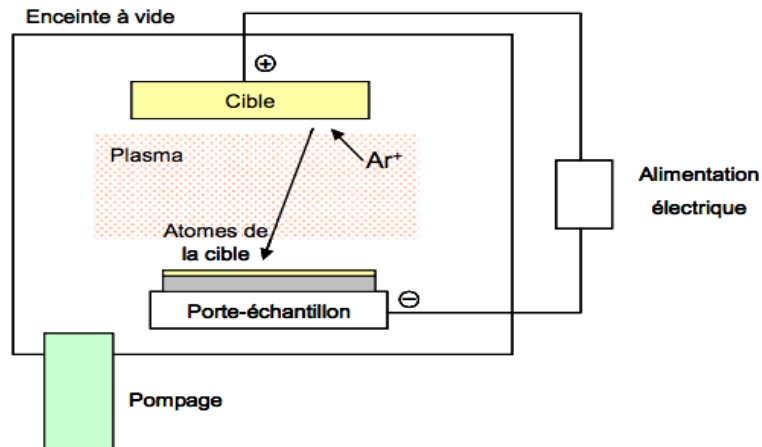


Figure IV. 7 : Principe de la pulvérisation cathodique

IV.3.5.3 *Evaporation*

L'évaporation est une technique de dépôt de couche mince, elle est basée sur le principe de l'évaporation et de la condensation d'un métal issu d'une cible. Le métal est placé dans un creuset et est porté à sa température d'évaporation grâce à un canon à électrons piloté qui vient balayer la cible. L'utilisation d'un faisceau d'électrons permet d'éviter la pollution de la cible par le creuset. L'évaporation s'effectue sous vide afin de permettre aux particules de se propager en ligne droite et d'atteindre le substrat.

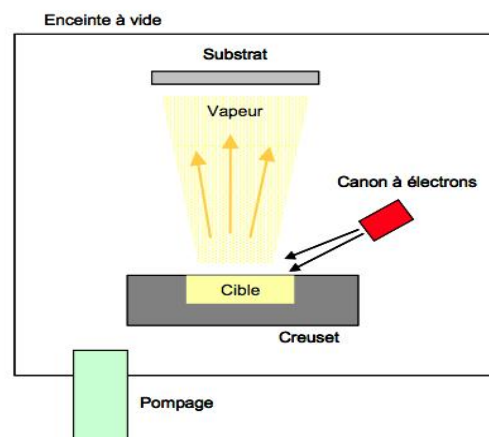


Figure IV. 8: Principe du dépôt par évaporation.

IV.4 Conclusion

Dans ce qui précède nous avons relaté les avantages de tenter une réalisation sur des substrats semi-conducteurs (GaAs et InP). L'intérêt de choisir ces structures détectrices est imposé par l'usage fréquentiel très élevé ($\approx 1\text{THz}$), c'est pour cela que nous avons défini au préalable leurs propriétés. Les performances de la détection sont liées au choix des composés III-V.

Les étapes de réalisation et de fabrication jouent un rôle prépondérant pour améliorer la fréquence de coupure, la bande d'usage, et la résistance série. Les différentes phases ont été montrées et citées, pour accéder par la suite à la naissance de la structure détectrice.

IV.5 Références bibliographiques

- [1] R.H. Williams ; G.Y. Robinson, *Physics and Chemistry of III–V Compound Semiconductor Interfaces*, New York: : Plenum Press, 1985.
- [2] J. L. Hesler , «Planar Schottky diodes in submillimeter wavelength waveguide receivers,» Charlottesville, United States, 1996 .
- [3] Mouet Toufik, «Etude et caractérisation des structures MIS sur InP et des nanostructures à base de ZnO,» Constantine, 2011.
- [4] E. H. Rhoderick , «The physics of Schottky barriers,» *Review of Physics in Technology*, vol. 1 , n° 12, p. 81, 1970.
- [5] H. Hasegawa ; T. Sawada, , *Thin Solid Films*, vol. 103 , 1983.
- [6] F. Dubecky et e. al., «Electrical and detection properties of particle detectors based on LEC semi-insulating InP,» chez *Nuclear Instruments & Methods in Physics Research Section a-Accelerators Spectrometers Detectors and Associated Equipment.*, 1998..
- [7] H. Zhao ; A. Y. Tan ; P. Sobi ; V. Drakinskiy ; T. Bryllert ; J. Stake,, «Characterization of GaAs Membrane Circuits for THz Heterodyne Receiver Applications,» chez *21st International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT)*, Oxford, UK, Mars 2010.
- [8] S. Sze, *Physics of semiconductor devices*, Wiley-Interscience, Ed. Wiley & Sons, 2007.
- [9] Heu Vang , « Optimisation des étapes technologiques pour la fabrication de composants de puissance en carbure de silicium,» Lyon , 2006 .
- [10] Rhom et Haas, «Welcome to Rohm and Haas Electronic Materials,» 15 septembre 2006. [En ligne]. Available: <<http://electronicmaterials.rohmmaas.com>>.
- [11] «MicroChemicals,» 15 09 2006. [En ligne]. Available: <<http://www.microchemicals.de>> .

- [12] Azza Chettaoui, «Croissance d'hétérostructures III-V sur des couches tampons de Sr- TiO₃/Silicium,» Lyon, 2013.
- [13] Frédéric Lanois, « Étude de la gravure du carbure de silicium, application à la réalisation de composants de puissance,,» 1997.
- [14] P. Viktorovitch, «Passivation des semiconducteurs III-V,» *Revue de Physique Appliquée*, vol. 25 , n° 19, pp. 895-914, 1990.
- [15] Florian Chevalier, « Conception, fabrication et caractérisation de transistors à effet de champ haute tension en carbure de silicium et de leur diode associée,» 2012.
- [16] Marie-Laure Avenel Le Guerroué, « Développement d'une nouvelle génération de détecteurs micro-structurés à base de semi-conducteurs pour l'imagerie médicale de rayons X,» Paris, 2012. .

A thick dark blue vertical bar runs down the left side of the page. A blue arrow points to the right from this bar, containing the chapter title.

Chapitre V

V. SYNTHÈSES ET DISCUSSION DES RESULTATS OBTENUS

V.1 Introduction

Dans ce qui suit, nous résumons les différentes étapes de réalisation de notre modèle du composant détecteur. Nous définirons une procédure technologique originale avec des moyens simples.

Dans une autre phase nous caractériserons les structures détectrices réalisées et nous tenterons une comparaison avec d'autres études récentes voisines. En fin, nous testerons le comportement de notre détecteur dans un récepteur superhétérodyne réalisant les fonctions de mélange.

V.2 Présentation des procédés de réalisation des structures

Dans ce travail, les échantillons sélectionnés pour réaliser le détecteur SBD sont basés sur une grande pureté de l'or (Au) comme métal, pour sa valeur de travail de sortie intéressante. Nous avons choisi l'InP et le GaAs (dopage type n) du composé III-V pour réaliser la jonction avec Au.

V.2.1 Données relatives aux échantillons

Par hypothèse les échantillons formés sont alors le GaAs et l'InP métallisés à l'or (Au 90%), ce sont des diodes planaires circulaires avec un rayon moyen de 0,5 μm et 0,6 μm respectivement. Leur capacité de jonction est égale à 8 fF et 15 fF respectivement. La densité du dopage est égale à $1.5 \cdot 10^{18} \text{ at. /cm}^3$ pour Au-GaAs et $0.5 \cdot 10^{17} \text{ at. /cm}^3$ pour Au-InP. La figure V.1 montre une coupe transversale de notre structure modèle de Diode à Barrière de Schottky SBD.

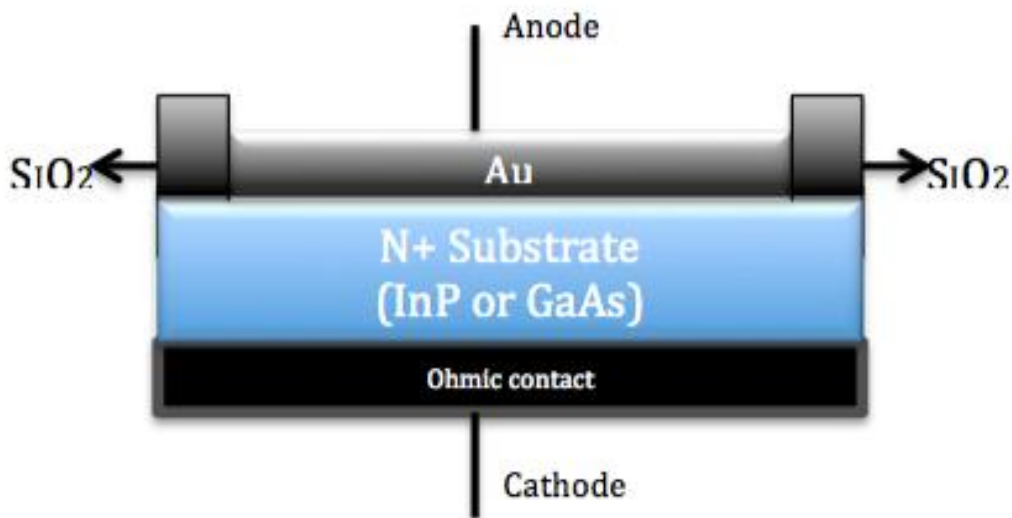


Figure V. 1 : Structure des échantillons de la diode Schottky (*les dimensions ne sont pas respectées*).

Les parties importantes d'un tel détecteur sont le GaAs pour le premier échantillon et l'InP pour le deuxième échantillon, les électrodes en Au pour le contact inférieur et le Sn-Ni ou l'or pour le métal supérieur (le contact ohmique), contact de la polarisation. Une oxydation SiO_2 de la couche externe du substrat demeure souhaitable pour renforcer la couche native créée sur l'échantillon. Une intégration verticale des électrodes et du semi-conducteur présente plusieurs avantages.

V.2.2 Structure du composant détecteur

Le nettoyage chimique complet de nos échantillons présente procédé primordial afin d'éliminer toutes particules de contamination possible sur la surface. Différents solvants standards sont utilisés pour assurer cette tâche (Bain de trichloréthylène, Bain d'acétone pure, Bain d'Isopropanol pure) puis un rinçage à l'eau déionisée, et un séchage sous étuve à vide sont effectués.

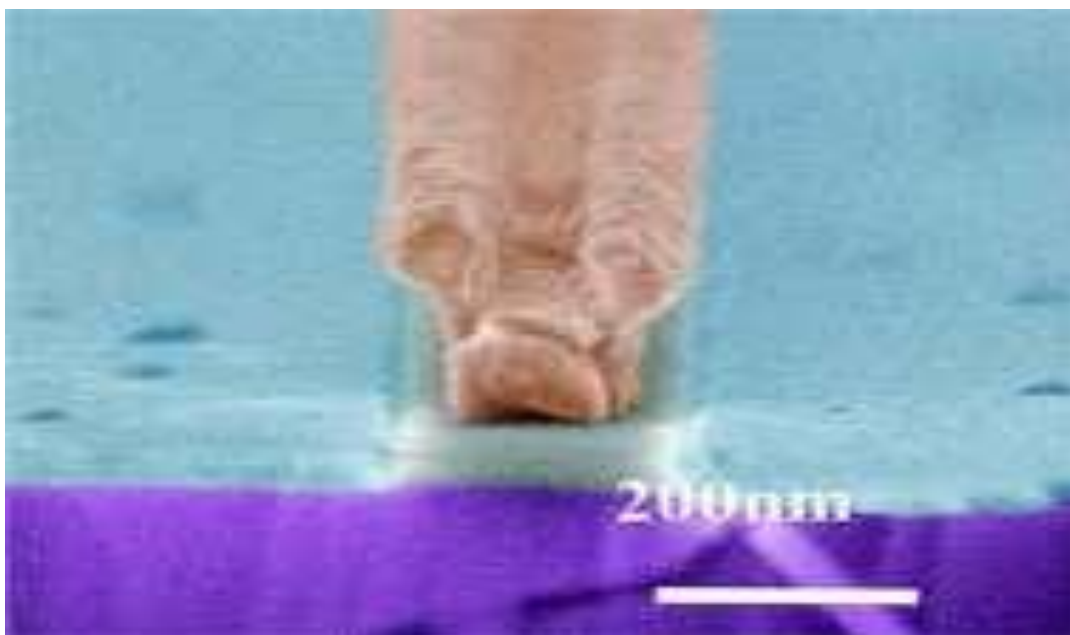


Figure V. 2 : Photographie de la vue par MEB des zones du détecteur réalisé au LAAS-CNRS (Gros. $d(\text{cm}) \times 10^7$).

La réalisation de l'étape du masquage par lithographie a été faite par la technique "lift-off" au LAAS de Toulouse. Elle consiste à réaliser, en premier, des films de résine avec un profil inversé grâce au traitement d'un extrait électro-sensible dans notre cas (photosensible dans les cas classiques) ou avec un empilement de deux résines formant un profil "champignon" et ensuite on dépose le film mince comme le montre la figure V.3. Les motifs finaux du film mince sont obtenus en enlevant toutes les zones non protégées par la résine par une gravure. Cette phase permet de révéler certains défauts du matériau ou de rafraîchir les surfaces (développeur SN310), un solvant approprié appelé révélateur est utilisé pour cette fonction. Cette méthode est très utilisée, pour des motifs inférieurs au micron.

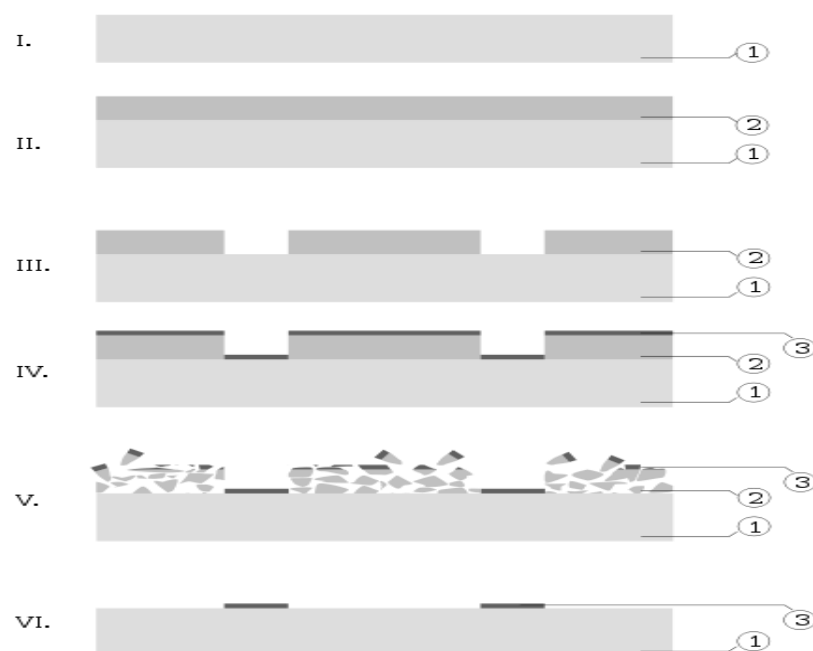


Figure V. 3 : Illustration du procédé de réalisation des structures au LAAS (voir Annexe A).

L'étape de pulvérisation a été faite au niveau du laboratoire microscopie, microanalyse de la matière, et spectroscopie moléculaire (figures V.4 et V.5), le métalliseur (pulvérisateur cathodique) présente un équipement utilisé généralement pour pratiquer une couche mince sur l'échantillon. Il est constitué d'une pompe à palette pour faire un vide assez poussé d'environ 10^{-2} mbar. Un gaz rare est utilisé (en général l'argon, Ar) qui en s'ionisant va arracher des atomes de la cible. Cette cible peut être en or dans le cas général, mais elle peut être faite aussi d'un autre métal ou même en carbone. Les atomes ainsi arrachés (pulvérisés) de la cible vont être déposés sur l'échantillon. Une eau froide circule autour de l'échantillon pour le maintenir à une température ambiante.

Le tableau V.1 en **annexe A** résume les différentes étapes de réalisation effectué, il détaille des informations sur les méthodes et les techniques utilisées, et ainsi la durée approximative pour chaque étape.

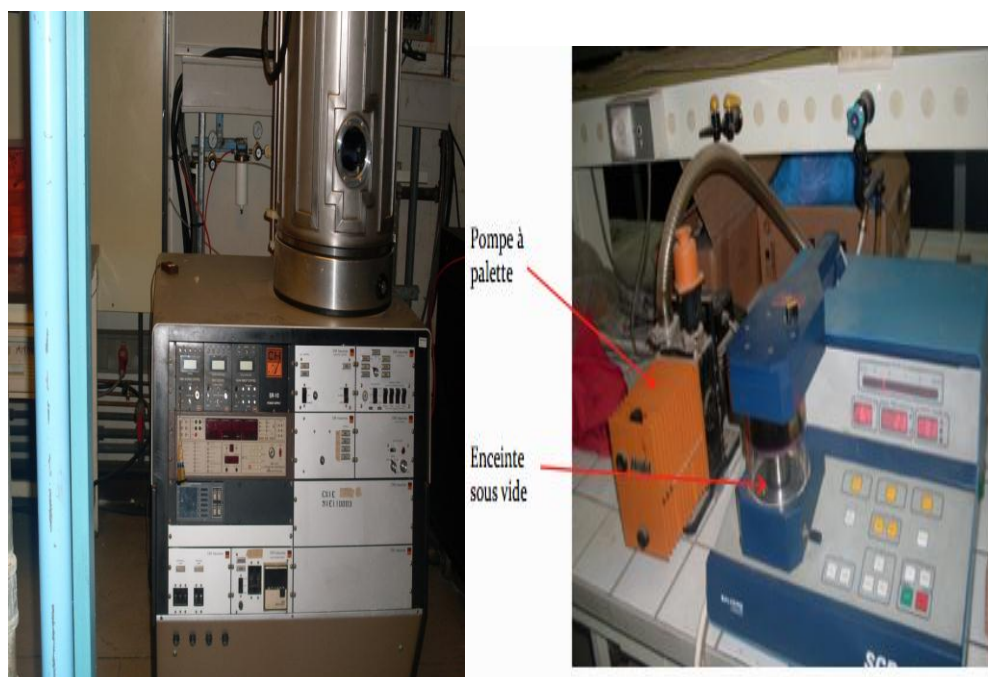


Figure V. 4 : Equipement du métalliseur.

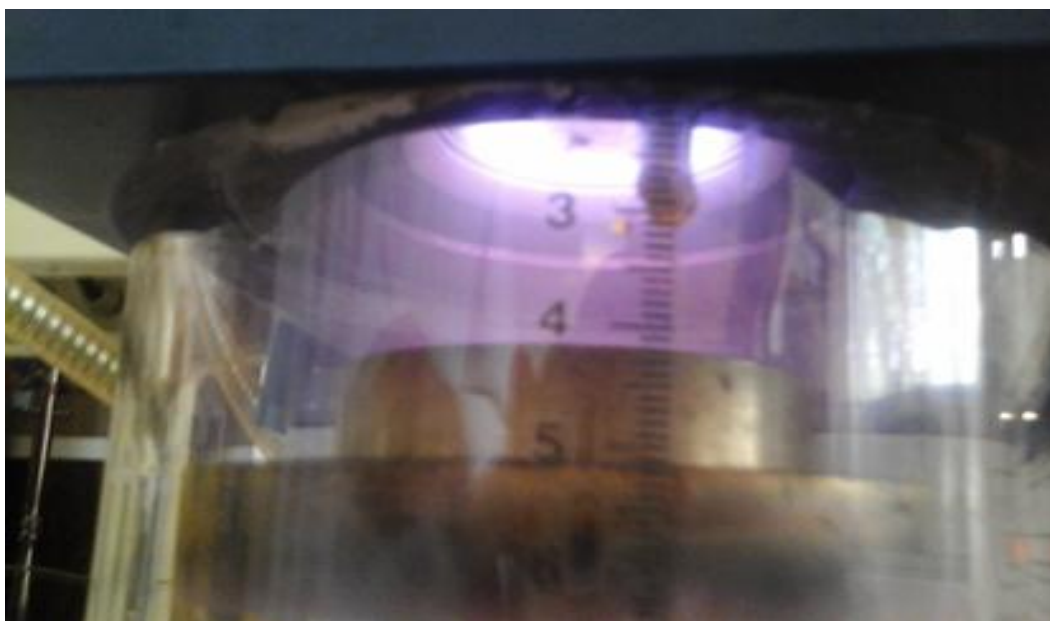


Figure V. 5 : Pulvérisateur en fonctionnement.

V.3 Caractérisations expérimentales

La mesure des variations des caractéristiques courant-tension est effectuée par un spectromètre analyseur dans le laboratoire microélectronique appliquée (AMEL). En utilisant le support des substrats pour assurer la polarisation du détecteur. La tension est appliquée sur la face arrière du semi-conducteur tandis que le signal est récupéré sur la face avant. L'anneau de garde est relié quant à lui à la masse. La figure V.6 présente le principe de cette mesure.

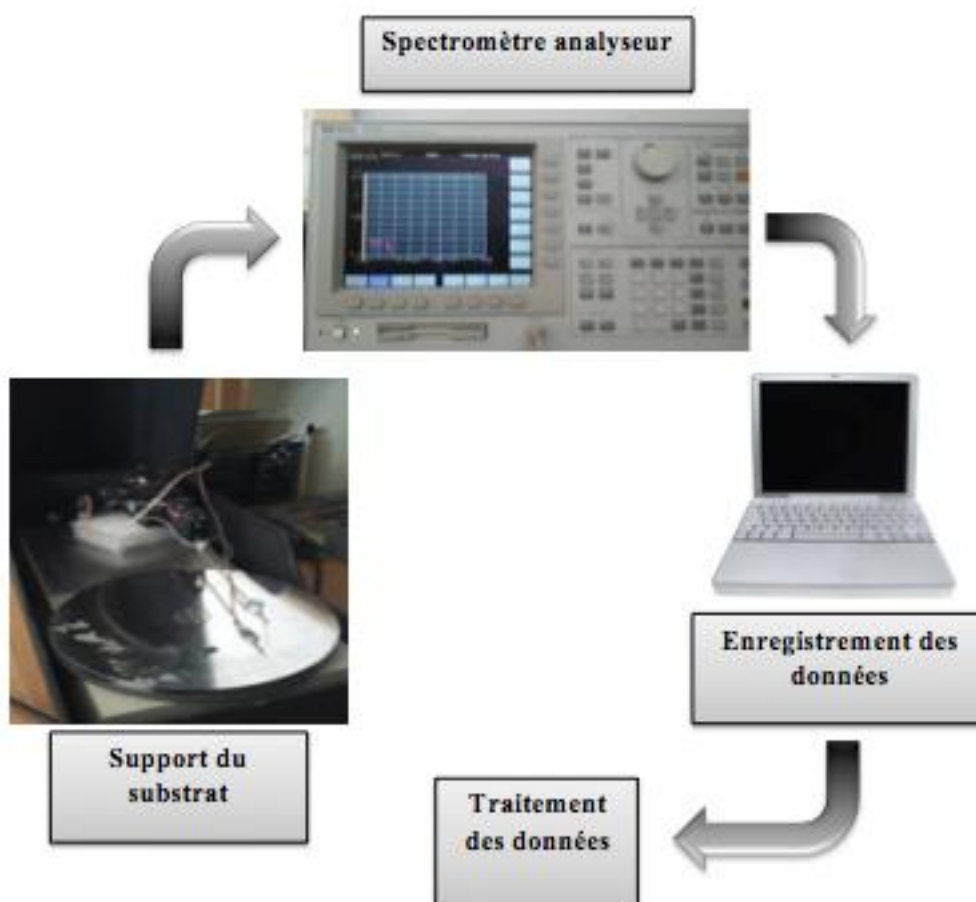


Figure V. 6 : Banc de mesure des variations courant-tension.

Un ensemble des points donnés pour ce but est montré dans le tableau V.2 et ainsi le tableau V.3, situé dans l'annexe B et C.

A ce niveau, nous avons remarqué aux différents responsables du laboratoire AMEL, que le site manque désormais de protection anti rayonnement, où une liaison renforcée permettant d'évacuer les charges parasites et le bruit résiduel existant dans le laboratoire.

Cette opération permettra certainement d'équilibrer les mesures et d'éradiquer toute incertitude

V.4 Traitement des résultats

V.4.1 Caractéristiques courant-tension

Après avoir l'ensemble des points courant-tension pour les deux échantillons SBD, on a pu tracer les caractéristiques courant-tension pour chaque échantillon à l'aide des programmes *Matlab (R2014a(8.3.0.532))* sous Windows.

Plusieurs informations peuvent être extraites des caractéristiques statiques (courant-tension) que nous avons mesurées. Nous nous sommes intéressés à la première étape de trouver les valeurs de facteur d'idéalité caractéristique de la nature du signal obtenu par le mélange et la détection, le courant de saturation limitant la marge du détecteur, et ainsi la résistance série responsable de la limite de la sensibilité, sur laquelle est centré nos objectifs.

Les caractéristiques courant-tension des échantillons Au-GaAs et Au-InP sont représentées sur la figure V.7 (a) et la figure V.7(b), ainsi que les caractéristiques en échelle semi-logarithmique sont représentées sur la figure V.7(c) et la figure V.7(d).

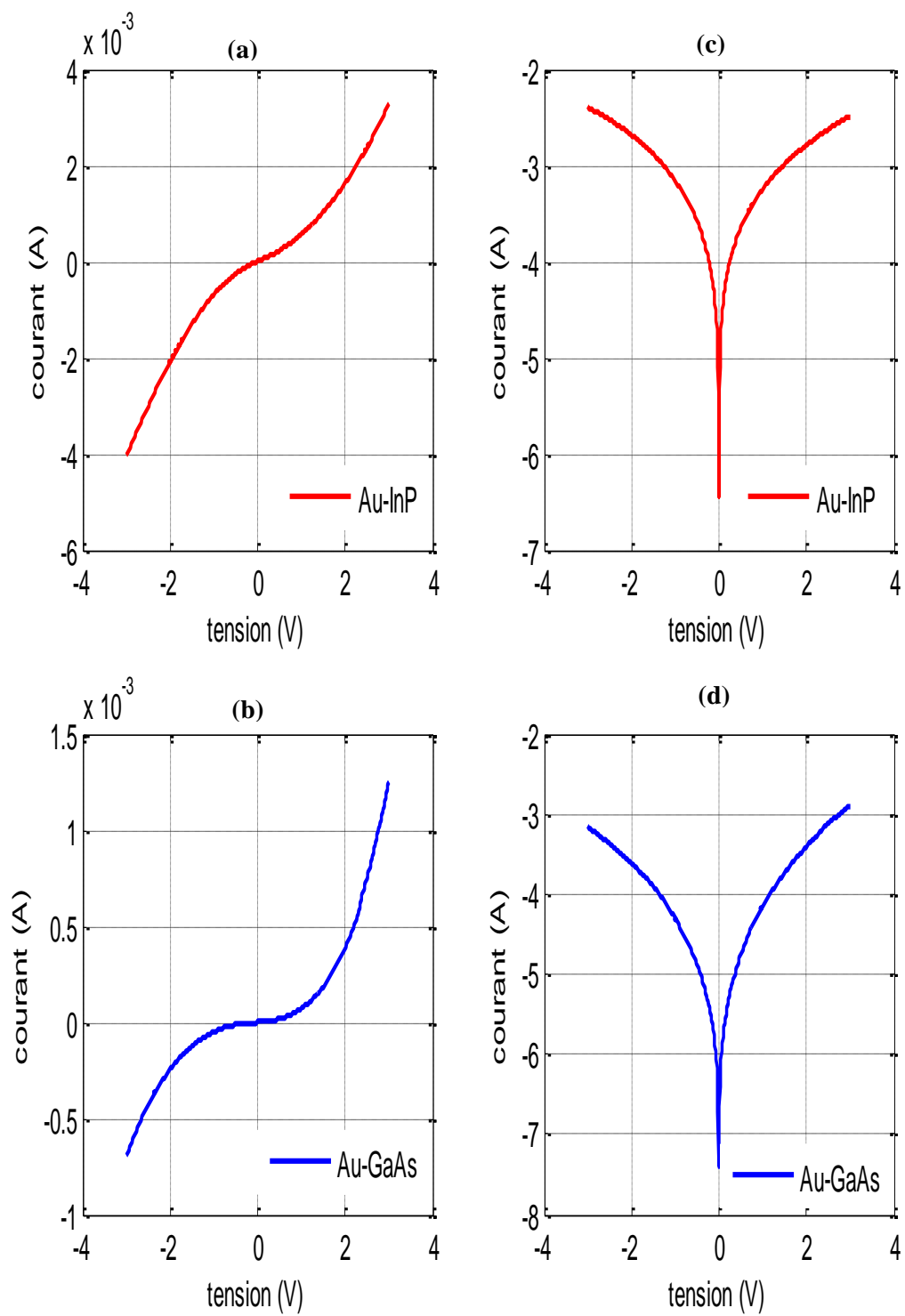


Figure V. 7 : Caractéristiques courant-tension I-V de la diode Au-GaAs et la diode Au-InP, (c), (d) en échelle semi-logarithmique.

Il est clair que la figure V.7 (a) et la figure V.7(b) présentent des variations exponentielles de courant-tension. Tandis que la figure V.7(c) et la figure V.7(d) présentent des caractéristiques linéaires en échelle semi-logarithmique, mais la tension est assez large, il y a une déviation de cette linéarité due à l'influence de la résistance série et/ou à la présence des états d'interface.

En utilisant les graphes de la figure V.7, on peut extraire la valeur du courant de saturation I_s facilement, d'où la valeur du courant à $V=0$ correspond à I_s . La valeur de la hauteur de barrière peut être obtenue pour $V=0$.

$$\phi_B = \frac{\eta kT}{q} \ln\left(\frac{A^* T^2}{I_s}\right) \quad (01)$$

Le facteur d'idéalité ou du qualité, η , il dépend de la tension de la polarisation, il renseigne sur l'origine des courants circulant dans la jonction, il prend une valeur proche de 1 s'il s'agit d'un mécanisme de diffusion, il prend une valeur comprise entre 1 et 2 lorsque le mécanisme est de recombinaison et s'il prend une valeur supérieure de 2, d'autres effets entrent en jeu tels l'effet tunnel. Le facteur d'idéalité est déterminé par la pente de la partie linéaire de la courbe $\ln(I)=V$ [1].

$$\eta = \frac{qV}{KT \ln\left(\frac{I}{I_s}\right)} \quad (02)$$

L'équation de courant-tension donnée dans le chapitre I, néglige le terme de la résistance série qui apparaît lorsqu'on applique des tensions élevées, ce paramètre joue un rôle très important pour décrire le fonctionnement de la diode, plus sa valeur est grande plus sa valeur s'éloigne du modèle idéal [2].

On passe de l'équation du 1^{er} ordre à l'équation du 2^{ème} ordre par l'introduire le terme $IR_s = V_{bi}$ (le potentiel interne de la diffusion).

$$I = I_s \exp\left(\frac{q(V-IR_s)}{\eta kT} - 1\right) \quad (03)$$

Le calcul de R_s est effectué dans la partie non linéaire de la caractéristique $\ln(I)=V$ correspond aux fortes tensions de polarisation directe où la pente est égale à la valeur inverse de la résistance série $1/R_s$.

Le tableau V.1 regroupe les différentes valeurs expérimentales des échantillons utilisés dans les structures des détecteurs à barrière de Schottky.

	η	$I_s(\mu A)$	$R_s(\Omega)$	ϕ_B (mev)
Au-GaAs	1.2-1.45	0.22	65	578
Au-InP	1.31	4.17	15	479
Si	1.5	0.01	85	788

Tableau V. 1 : Résumé de valeurs expérimentales obtenues comparé au Si.

V.4.2 Conductance

L'expression de la conductance G_j représente la première dérivée de la relation courant-tension.

$$G_j = dI/dV \quad (04)$$

La figure V.8 montre la variation de la conductance en fonction de la tension pour les deux détecteurs Au-InP et Au-GaAs.

Les deux courbes confirment la forme asymétrique de la conductivité ; même si la forme de la courbe n'est pas la même pour les deux détecteurs SBD. La valeur minimale de la conductance est obtenue dans la région de polarisation inverse et la valeur maximale se trouve dans la polarisation directe. Ces observations sont similaires à celles trouvées par d'autres chercheurs [3] expliquées par la différence entre le travail de sortie des matériaux utilisés.

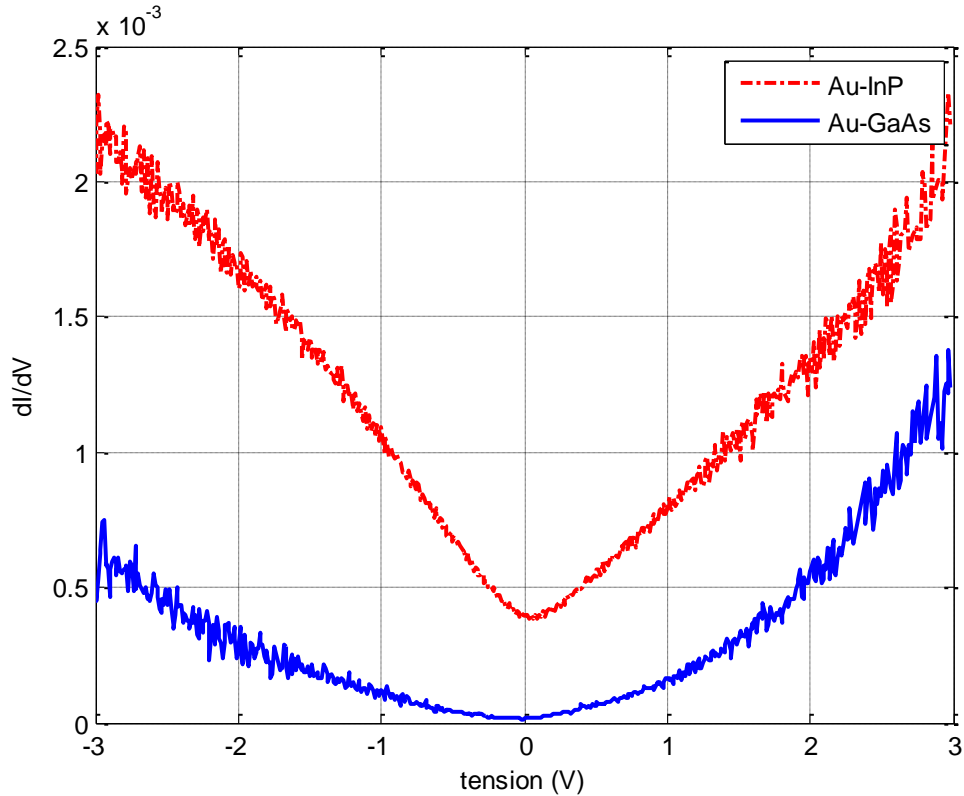


Figure V. 8: Conductance des diodes détectrices en fonction de la tension

V.4.3 Niveau de sensibilité

Les méthodes adoptées pour mesurer le niveau de la sensibilité varient selon le type du détecteur utilisé et l'application souhaitée, mais le principe reste toujours le même puisqu'on désire toujours à évaluer la quantité d'énergie absorbée par rapport à l'énergie incidente.

Plusieurs chercheurs dans le domaine de détection à base de SBD utilisent la sensibilité comme un facteur prépondérant pour décrire le fonctionnement du circuit détecteur [4-5-6-7]. La variation du niveau de la sensibilité est obtenue par le rapport entre la première dérivée qui représente la conductance, et la deuxième dérivée qui exprime le taux de variation de cette conductance.

$$S_i = \frac{1}{2} \frac{f''(V)}{f'(V)} \quad (05)$$

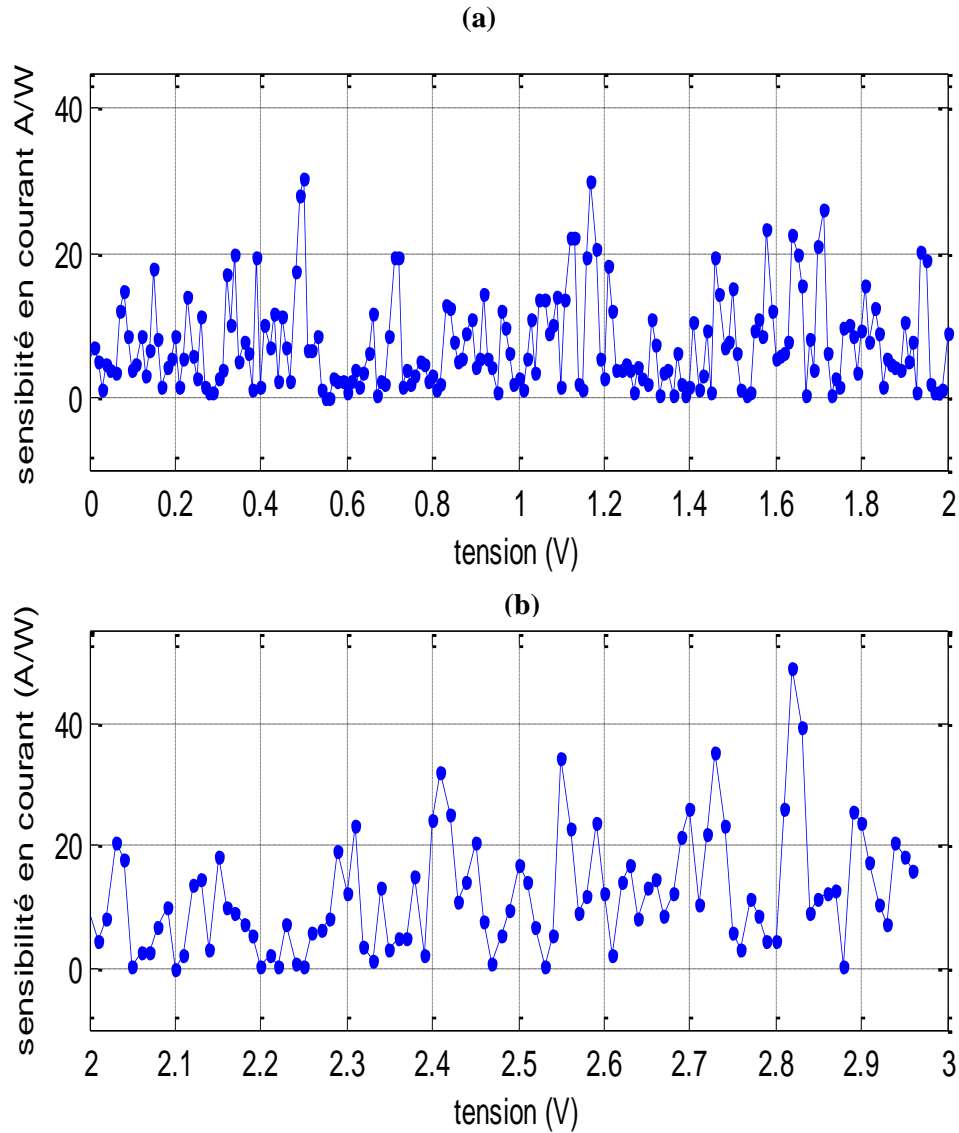


Figure V. 9: Sensibilité en fonction de la tension de polarisation de SBD basé sur Au-GaAs. (a) Faible valeurs de tension (b) valeurs élevées de tension.

Le niveau de la sensibilité des détecteurs SBD en fonction de la variation de la tension de polarisation, mesuré à température ambiante, est montré sur la figure V.9 pour Au- GaAs et la figure V.10 pour Au-InP. L'étude commence par mesurer la variation de la sensibilité pour une faible plage de tension allant de 0 jusqu'à 2V, illustré sur la figure V .9 (a) pour Au-InP et la figure V .10 (a) pour Au-GaAs. Puis on a élargie l'étude à des valeurs plus élevées de tension appliquées (2 à 3V), illustrées sur la figure V.9 (b) et la figure 10 (b).

Sachant que la valeur maximale de la sensibilité se produit lorsque la variation de la tension donne la courbure maximale [8]. Ces résultats nous permettent de démontrer que le niveau de la sensibilité de nos échantillons ne dépasse pas un niveau significatif à très basse tension. En revanche, lorsque le détecteur SBD présente une tension directe élevée et une forte non-linéarité, le niveau de la sensibilité a une valeur relativement élevée. C'est le cas pour Au-InP où $S_i = 27.96$ A/W à 2.84 V, et pour Au- GaAs, $S_i = 49.33$ A/W à 2.82 V.

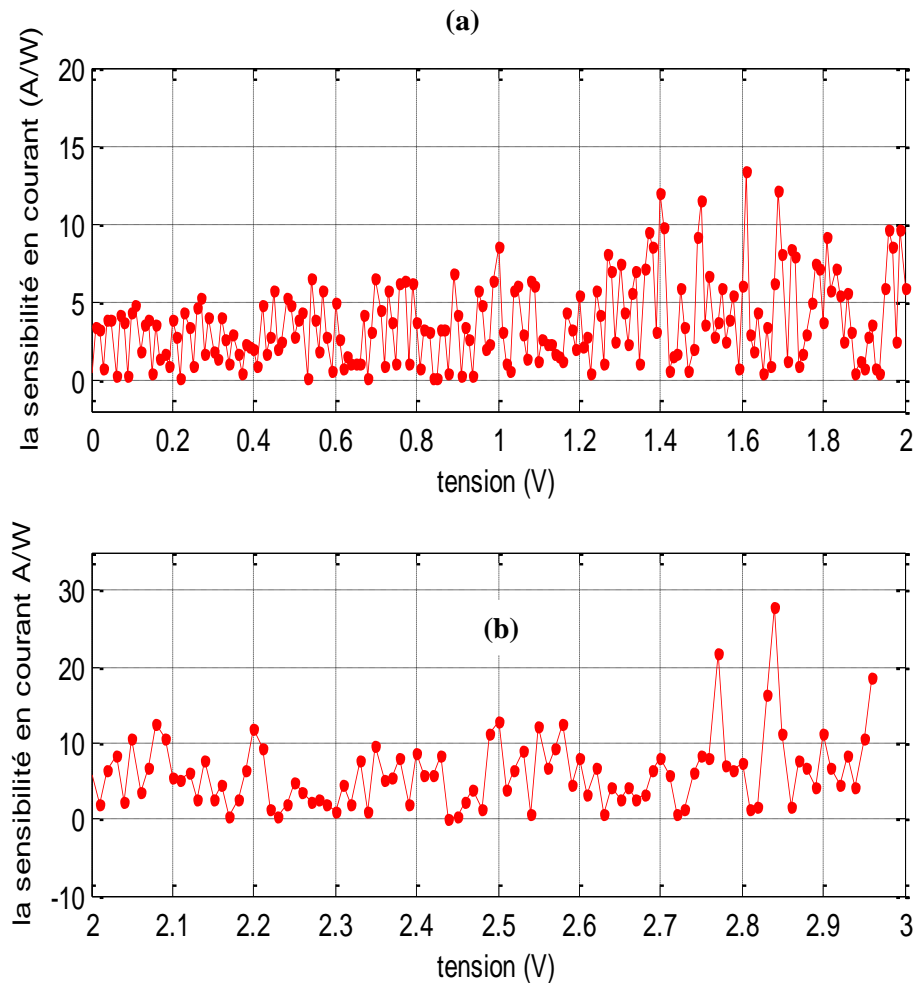


Figure V. 10 : Sensibilité en fonction de la tension de polarisation de SBD basé sur Au-InP. (a) Faible valeurs de tension (b) Valeurs élevées de tension.

V.4.4 Effet de la température

Les composants détecteurs sont souvent exposés à une température variable. C'est pour cela il est essentiel d'analyser le comportement des diodes Schottky à haute température. La figure V.11 et la figure V.12 présentent l'effet de la température sur les caractéristiques courant-tension de nos échantillons Au-GaAs et Au-InP respectivement.

D'après l'équation courant tension de la diode Schottky, la tension et le courant de saturation sont deux grandeurs fortement dépendantes de la température, et comme il est connu, le courant de saturation est strictement dépendant de la température est donné par la relation suivante [9].

$$I_s = I_{s0} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{2}{\eta}} e^{\frac{-q\phi_B}{K} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (06)$$

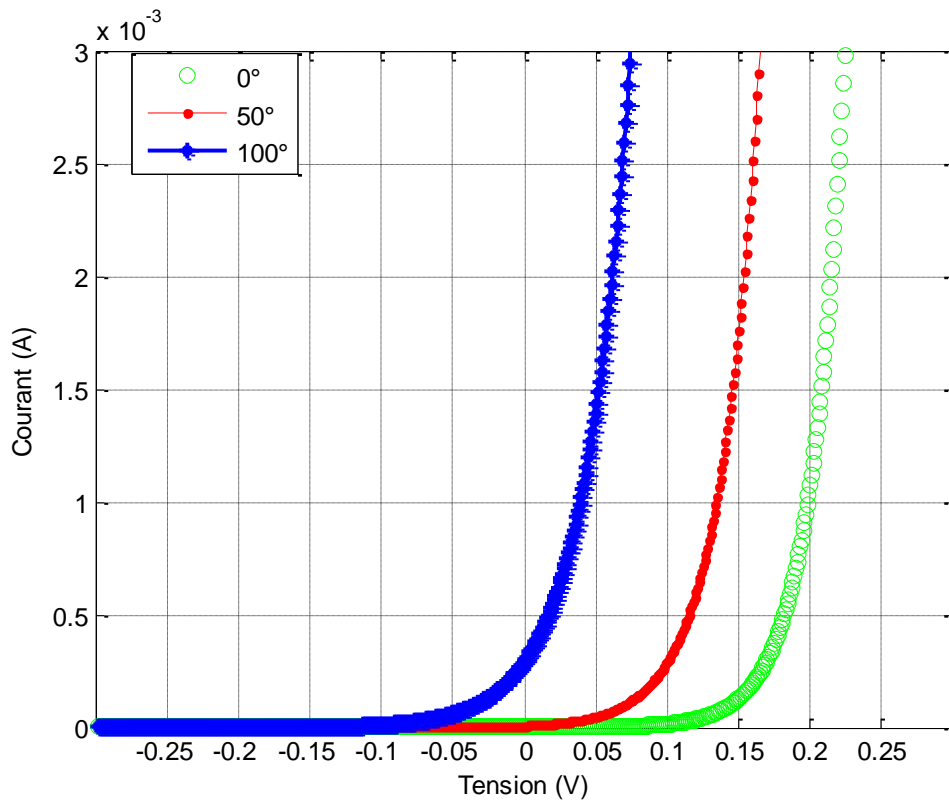


Figure V. 11: Variation des caractéristiques I-V avec la température pour Au-GaAs.

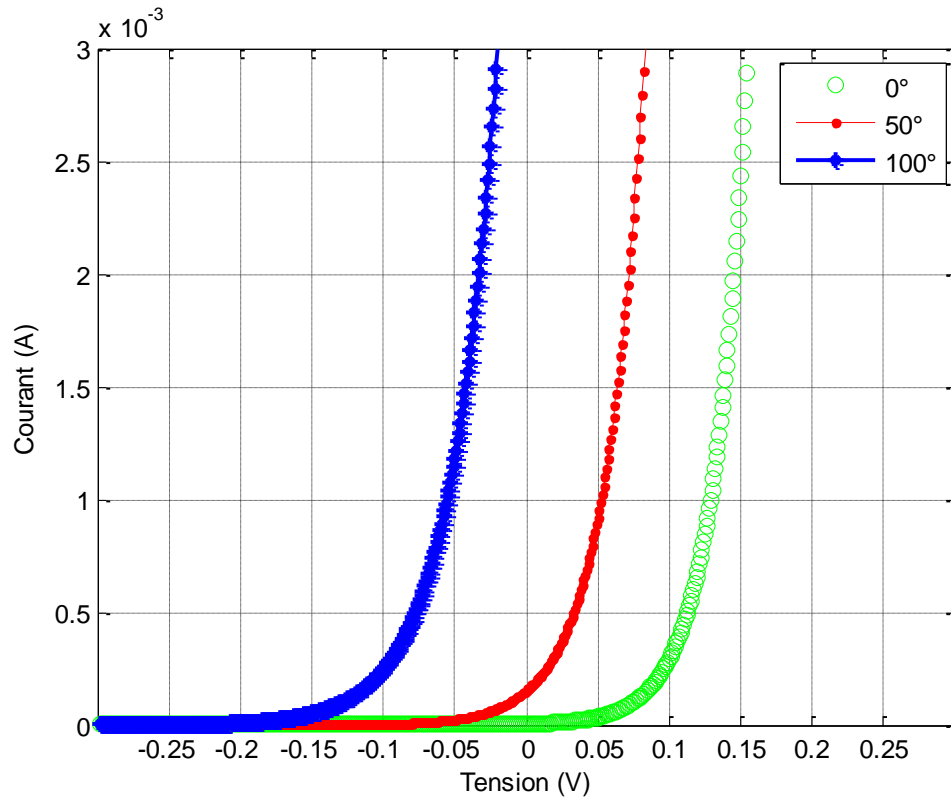


Figure V. 12: Effet de la température sur le courant de saturation pour Au-InP

L'étude de l'effet thermique de nos échantillons montre un étalement de la fonction I-V due à la température. En effet pour une température de 0° la caractéristique est plus étroite et la fonction de détection est plus rentable. Et pour des températures élevées (100°), cette caractéristique s'élargit et montre des signes de diminution ce qui affecte la fonction de la détection par la suite, qui repose déjà sur la bonne non linéarité de la diode. Ceci s'explique par l'échauffement de la structure et la mise en difficulté de la conduction des électrons porteurs.

V.4.5 Effet de la résistance de la jonction

La résistance de la jonction R_j , joue un rôle primordial, en effet elle représente un élément clé lors de la conception d'un détecteur SBD. La résistance vaut l'inverse de la conductance G_j .

$$R_j = \frac{1}{G_j} = \frac{dV}{dI} \quad (07)$$

La figure V.13 et V.14 illustrent les variations de la résistance de la jonction en fonction de la tension de polarisation pour Au-GaAs et Au-InP respectivement.

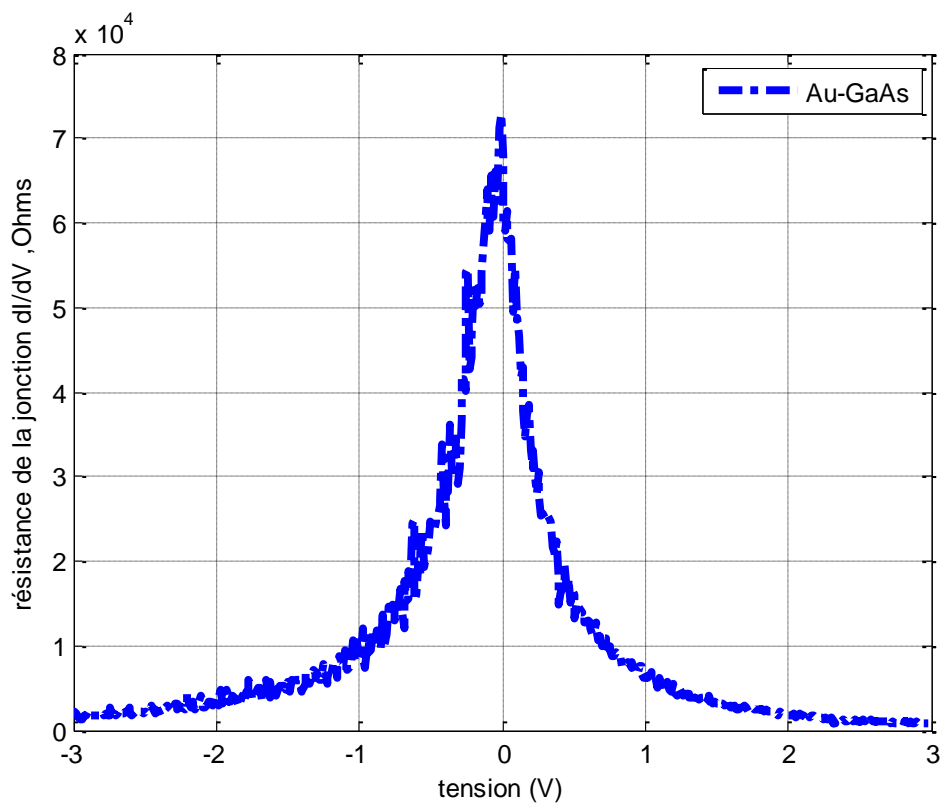


Figure V. 13: Variation de la résistance de la jonction en fonction de la tension de polarisation pour Au-GaAs.

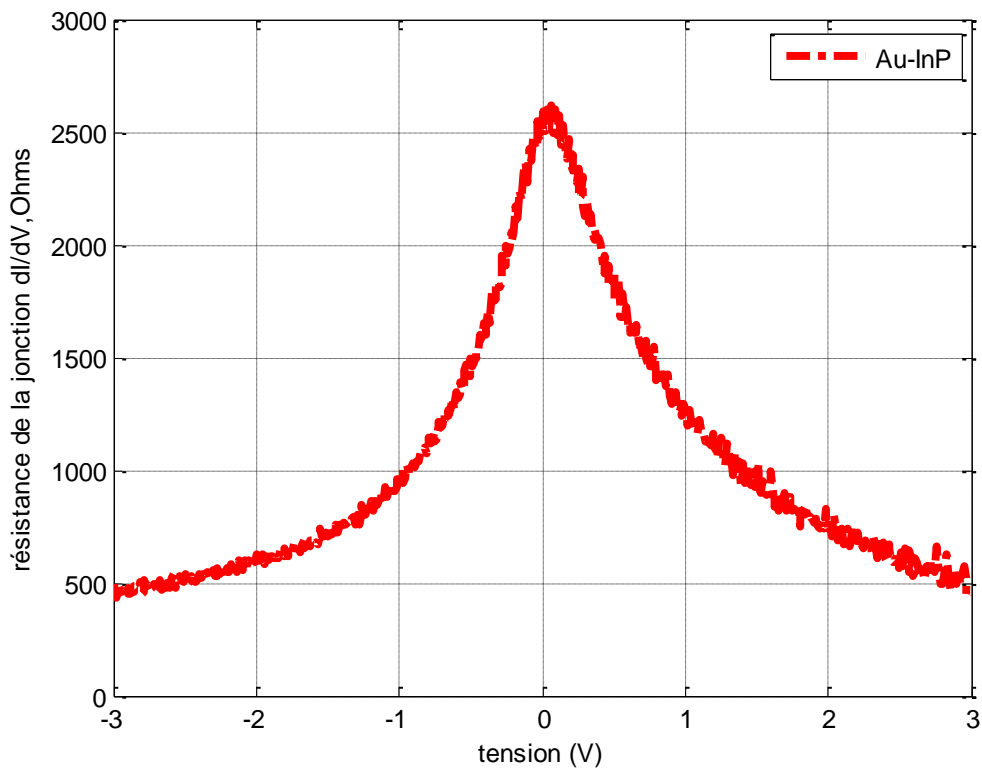


Figure V. 14: Variation de la résistance de la jonction en fonction de la tension de polarisation pour Au-InP.

En vue du contrôle des caractérisations du détecteur, l'étude de la résistance est essentielle, puisque son rôle est prépondérant, en effet une forte résistance de la jonction ($R_j > 300 \text{ k}\Omega$) limite les performances du détecteur et risque même d'endommager la jonction pour des puissances d'émission élevée. L'évolution de la résistance montre sa valeur maximale à polarisation nulle et des flancs de très faibles résistances pour des polarisations au-delà de $\pm 3 \text{ V}$. Pour le cas de GaAs, l'évolution semble identique à celle de l'InP avec une translation vers le bas.

En analyse théorique et en absence du rayonnement hors du système de détection on exprime le NEP par la formule qui suit [10-11]:

$$NEP = \frac{\sqrt{4KT/R_j}}{S_i} \quad (08)$$

La figure V.14 illustre les variations du NEP en fonction de la résistance de la

jonction (a) pour Au-GaAs, (b) pour Au-InP.

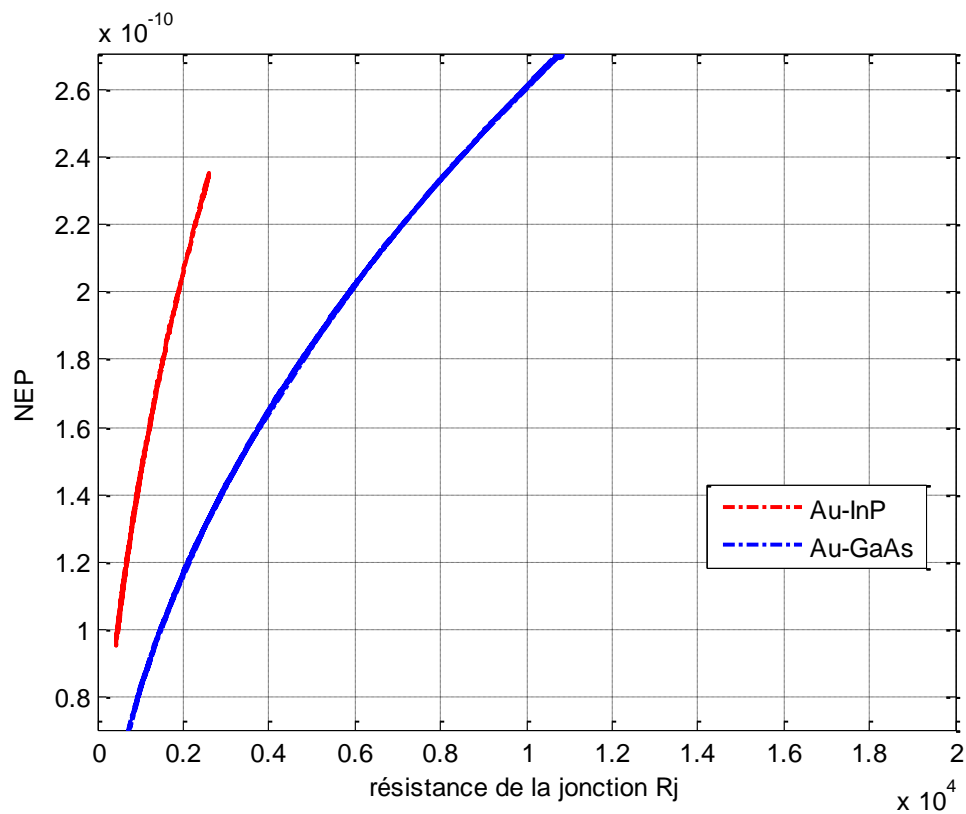


Figure V. 15 : Variation de la puissance équivalente du bruit NEP en fonction de la résistance de la jonction pour Au-GaAs et Au-InP.

La caractérisation indique une augmentation du niveau de bruit avec la croissance de la résistance de la jonction. La valeur du NEP varie aussi, pour les deux détecteurs (détecteur InP et détecteur GaAs).

Etant donné que la sensibilité de Au-InP est plus importante que celle de Au-GaAs, mais elle présente moins de bruit par rapport à Au-GaAs

V.4.6 Caractérisation numérique du récepteur

Le banc de mesure de caractérisation pratique du récepteur superhétérodyne complet aux fréquences submillimétriques n'existe pas en Algérie. Nous n'avons pas pu trouver un laboratoire étranger qui peut nous aider à explorer les performances de détecteur dans un récepteur et les comparer aux résultats pratiques obtenus dans d'autres études utilisant des systèmes de caractérisation avancées (fréquences élevée et limitation de bruit). En conséquence l'objet de la partie qui suit est de compléter les résultats expérimentaux relatifs aux composants par une caractérisation numérique au moyen du logiciel ADS (Advanced Design System) sous Windows.

Nous souhaitons compléter la caractérisation du récepteur complet avec l'usage de cette simulation. Cet essai sert à prévoir les résultats de fonctionnement et comprendre les limites des performances du circuit détecteur dans une chaîne de réception superhétérodyne complète.

La figure V.16 présente la configuration utilisée pour implémenter le mélangeur d'un récepteur superhétérodyne par les deux structures Au-InP ou Au-GaAs. Un mélangeur double équilibré à diodes est préalablement choisie.

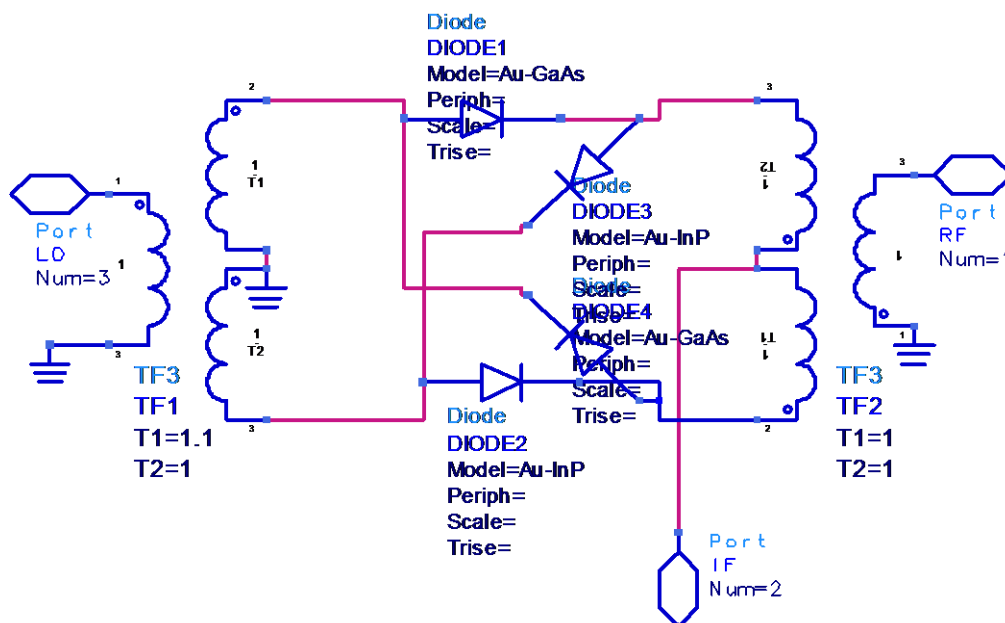


Figure V. 16: Mélangeur double équilibré à SBD(Au-InP e t Au-GaAs)

Les paramètres d'initialisation de chaque diode détectrice exigés par le système de simulation sont classés à partir du tableau récapitulatif des résultats de caractérisation (tableau V.1). En outre les éléments manquant sont triés à partir des carnets des données de composants hyperfréquences [data book **Agilent Skyword**] généralement prises sur des composants détecteurs précisément comparables. Le 'listing' résume l'ensemble des paramètres demandés par le logiciel ADS pour chaque diode du modèle, il est présentés figure V.17.

Diode_Model		Diode_Model	
Au-GaAs		Au-InP	
Is=0.22e-6	Bv=7	Is=4.17e-6	Bv=7
Rs=65	Ibv=10e-5	Rs=15	Ibv=10e-5
Gleak=	Nbv=	Gleak=	Nbv=
N=1.45	Ibvl=	N=1.45	Ibvl=
Tt=	Nbvl=	Tt=	Nbvl=
Cd=	Kf=	Cd=	Kf=
Cjo=0.18e-12	Af=	Cjo=0.18e-12	Af=
Vj=0.65	Ffe=	Vj=0.65	Ffe=
M=0.5	Jsw=	M=0.5	Jsw=
Fc=	Rsw=	Fc=	Rsw=
Imax=	Gleaksw=	Imax=	Gleaksw=
Imelt=	Ns=	Imelt=	Ns=
Isr=	Ikp=	Isr=	Ikp=
Nr=	Cjsw=	Nr=	Cjsw=
Ikf=	Msw=	Ikf=	Msw=

Figure V. 17: Listing des paramètres de simulation

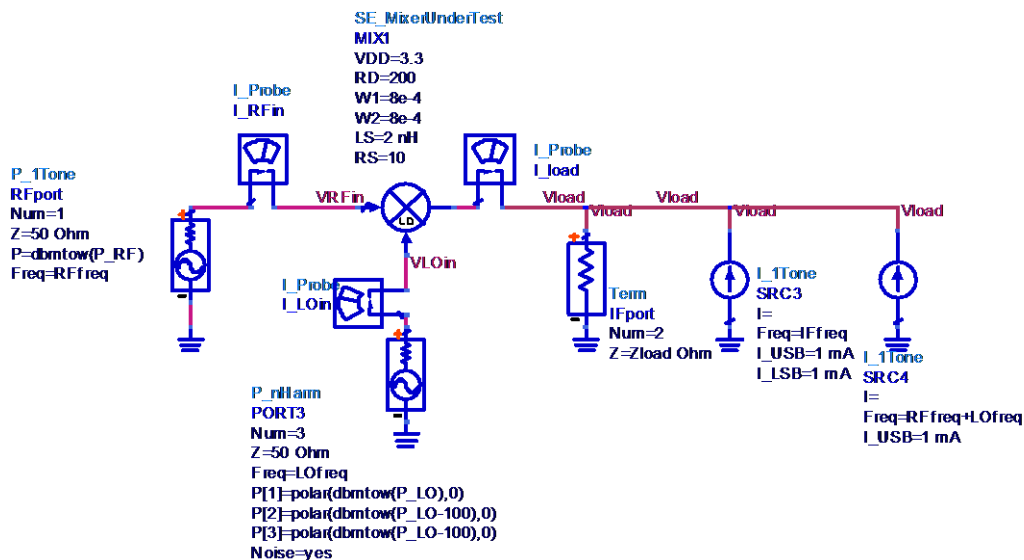


Figure V. 18: Circuit complet du mélangeur avec l'oscillateur local.

L'architecture illustrée en figure V.18 est optimisée afin de pouvoir injecter le signal de l'oscillateur local avec le signal radio fréquence dans le mélangeur de la figure V.16. Pour la mesure du gain de conversion, nous avons placé deux générateurs de signaux, pour les accès RF et OL. Le générateur de signaux sur l'accès OL fournit le signal de commande du mélangeur, le générateur de signaux sur l'accès RF fournit le signal utile représentant le signal reçu. La figure V.19 (a) et (b) représentent le spectre d'entrée et le spectre de la sortie.

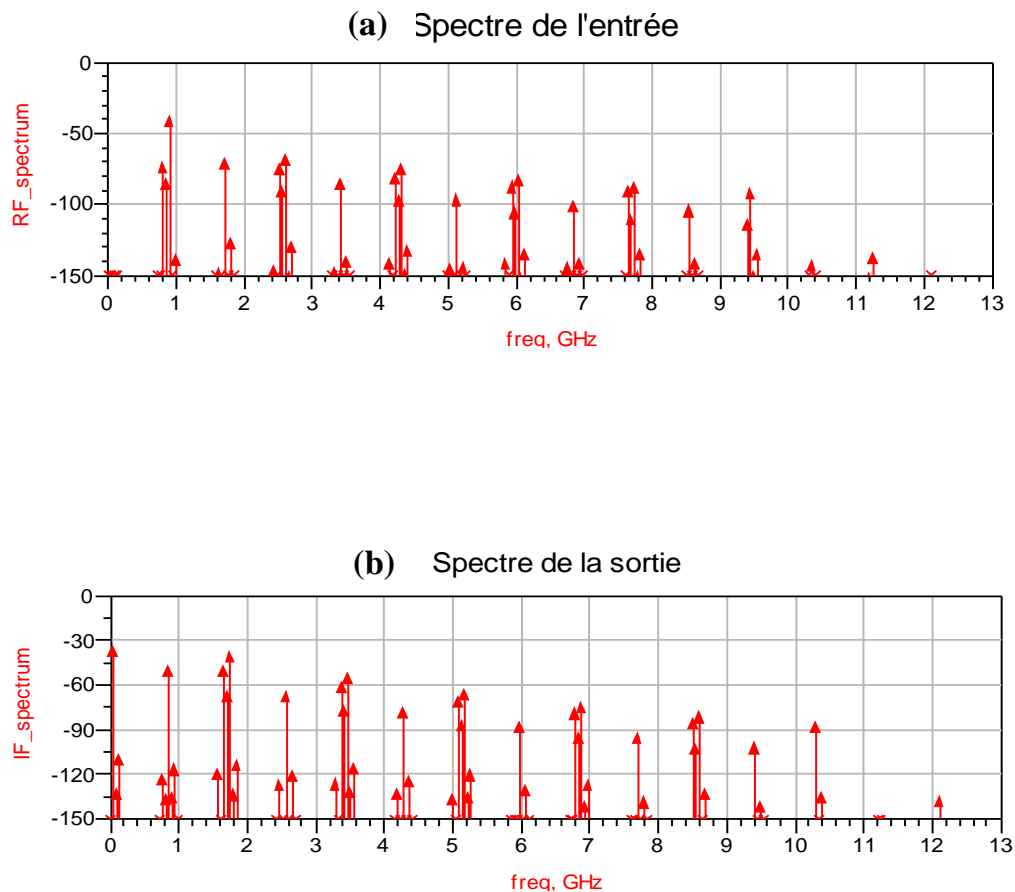


Figure V. 19: Spectre (a) d'entrée et (b) de la sortie

Pour évaluer les performances du mélangeur le gain de conversion est testé. Il représente donc le rapport entre la puissance du signal FI de sortie et la

puissance du signal RF d'entrée [12].

$$G_c [DB] = 10 \log \left[\frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right] \quad (09)$$

Les conditions des simulations sont les suivantes : la puissance du signal RF est de -30 dBm et la puissance du signal d'oscillateur local est égale à -3 dBm. La figure V.20 représente le gain de conversion en fonction de la puissance du signal d'entrée RF. Cette courbe permet de mesurer le point de compression à 1 dB, qui est égal à -4.17 dBm. La figure V.21 présente le gain de conversion du mélangeur en fonction de la puissance du signal de sortie.

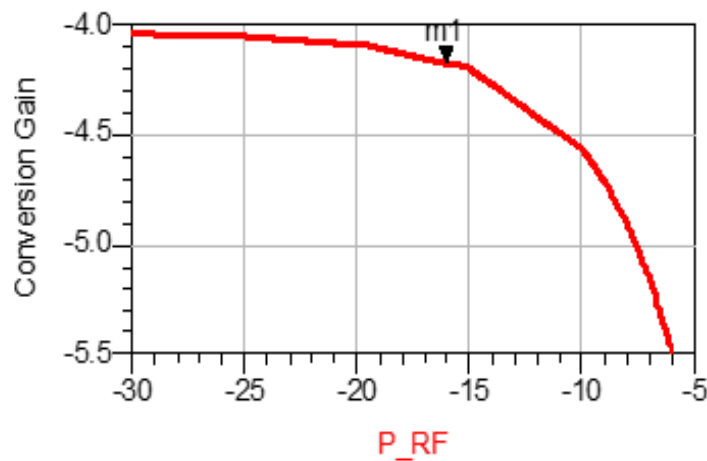


Figure V. 20: Gain en conversion en fonction du signal d'entrée

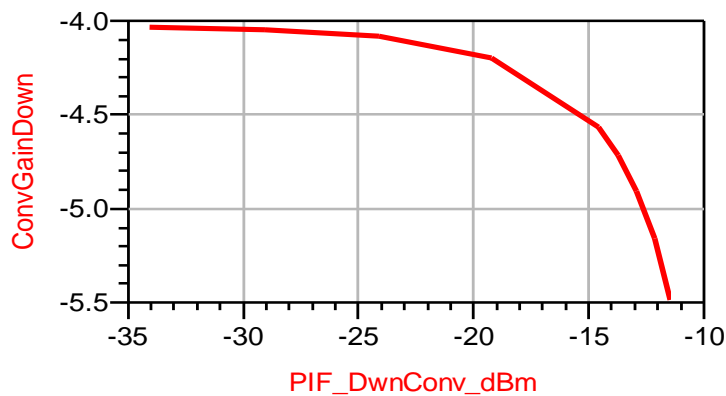


Figure V. 21: Gain en conversion en fonction de la puissance du signal de sortie PIF_DwnConv.

La présente partie de simulation semble donner des résultats satisfaisants capables de prédire les résultats de caractérisation dynamique et la tenue des composants lorsque la fréquence d'usage augmente.

A long terme, pour évaluer le récepteur superhétérodyne à mélangeur à diode GaAs et InP il faut se placer dans un environnement d'émission et de réception synchrone et en présence de bruit.

Par ailleurs, sur le plan de la conception et pour aboutir à une architecture d'émission-réception complète, il faudrait également intégrer la chaîne de réception avec les différents blocs. Les simulations de facteur de bruit global, de gain, ainsi que les effets de non linéarité devront être réalisées. Sur le plan d'intégration correspondant à la gamme submillimétrique et pour la réalisation d'un émetteur-récepteur ultra large bande, une étude sur le couplage rayonné entre l'antenne et le récepteur de la partie RF et la partie bande de base s'avère nécessaire.

V.5 Etude comparative

Le choix des semi-conducteurs III-V joue un rôle prépondérant pour appuyer des valeurs plus importantes en ce qui concerne la sensibilité des détecteurs (figure V.22). En effet, les nouvelles technologies et ainsi les combinaisons souhaitables (GaInAs, GaAlAs, ErAs/InAlGaA,..) donnent l'opportunité d'avoir des détecteurs plus performants en matière de sensibilité et de limitation du bruit [13]. Cependant, d'autres études et approches sont nécessaires pour expliquer précisément les mécanismes d'amélioration de la sensibilité

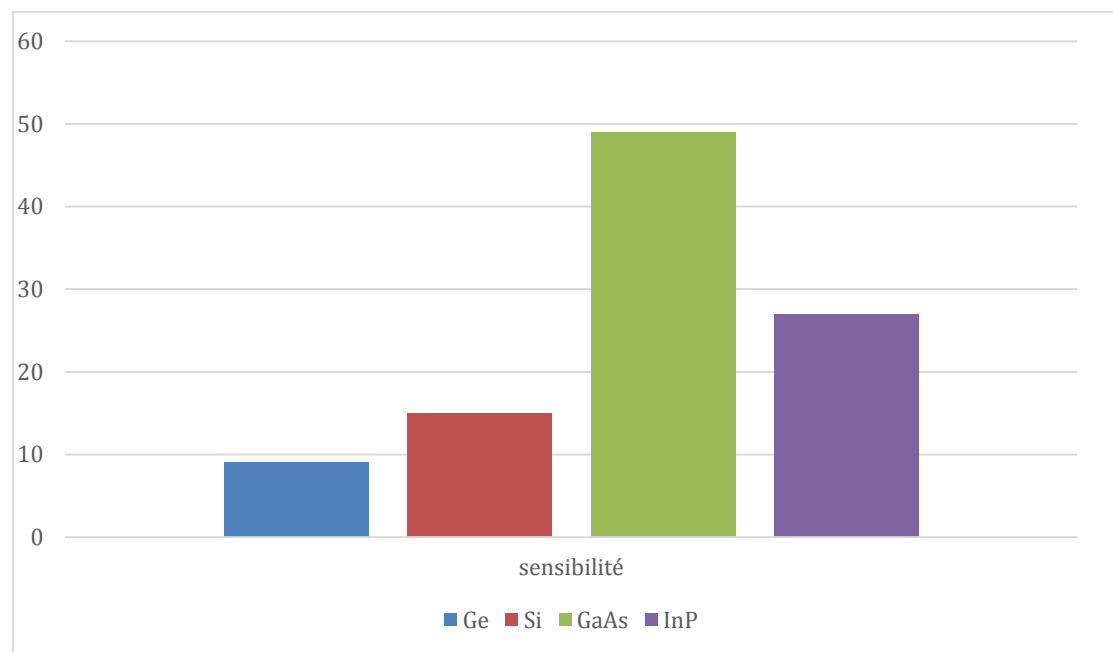


Figure V. 22: Valeurs maximales de la sensibilité pour multiples types de semi-conducteurs.

Le tableau V.2 formule les différentes technologies des détecteurs explorés en comparaison avec nos travaux. Les colonnes donnent les valeurs des paramètres de ; sensibilité, NEP, et fréquence de coupure.

Types	Technologie	Sensibilité				
		Si (A/W)	Sv (V/W)	NEP PW/ $\sqrt{\text{Hz}}$	Fc (THz)	Référence
SBD	Au-GaAs	49.33	/		0.163	Notre travail
	Au-InP	27.96	/		1.326	Notre travail
	ErAs/InAlGaAs		$6.8 \cdot 10^3$	1.4	0.1	[4]
Interband tunnel hétérojonction diode	/	/	$49.7 \cdot 10^3$	0.18	0.094	[5]
Polysilicon-Gate seperated S D	/	10	$80 \cdot 10^3$	33	/	[6]
Bolomètre	HEB	/	/	$1 - 10^2$	/	[14]
Cellule de Golay	/	/	0.1 4.5	200 - 400	0.2 -30	[15]
Pyroélectrique	/	/	150	400	0.1 - 30	[16]
Ge: Ga 4.2 k	/	/	16	$2.6 \cdot 10^{-17}$	/	[17]

Tableau V. 2: Etude comparative des paramètres fondamentaux avec des travaux de références récentes.

Le point commun entre tous les types de ces systèmes de détection s'avère

désormais la mesure de la sensibilité, le niveau du bruit, et la bande de fréquence. Etant donné que la valeur de la sensibilité est définie par le facteur de mérite précisé par le rapport entre l'énergie absorbée et l'énergie incidente. Cette valeur change d'une technologie à l'autre, il est à noter que la valeur de la tension correspondante à la valeur maximale de la sensibilité n'est pas la même pour toutes les technologies basées sur SBD. En revanche, les autres types de systèmes de détection ont des valeurs plus au moins importantes, c'est toujours relié au domaine d'application utilisé et les puissances mises en jeu. En effet, les puissances élevées aux fréquences THz sont souvent porteuses de bruit élevée. Dans ce domaine, il faut toujours assurer un compromis entre la puissance et le facteur de mérite du détecteur.

Les détecteurs quantiques et optoélectroniques (Ge: Ga 4.2 K) ont une sensibilité relativement faible avec un NEP vaut $2.6 \cdot 10^{-17}$. Les détecteurs thermiques ont l'avantage d'être large bande et avec un NEP relativement important. Les détecteurs à base de diode Schottky peuvent être favorable à la fois sur les détecteurs à quantiques et sur les bolomètres, en considérant le faible coût, la complexité minimale et la faible consommation d'énergie des installations. De plus, en ce qui concerne les fréquences d'ondes submillimétriques, les structures SBD présente une fréquence de coupure dans cette gamme arrivant à 1,326 THz pour Au-InP. Mais encore l'absence de détecteurs SBD avec une température variable et avec une sensibilité élevée présente un domaine vaste nécessite plus de recherche.

V.6 Conclusion

Pour achever ce chapitre nous signalons que la réalisation d'un tel composant dans un milieu universitaire national est satisfaisante et mérite d'être soutenu par des équipements adéquats afin de créer un pôle de micro-électronique appliquée. Cet effort permettra certainement d'améliorer l'enseignement et la recherche fondamentale est passée à la réalisation pratique de modules de détection et du mélange. En d'autres termes cet élan permettra de développer la métrologie physique et industrielle.

V.7 Références bibliographiques

- [1] S. K. Cheung ; N. W. Cheung, «Extraction of Schottky diodes parameters from forward current- voltage characteristics,» *journal de physique appliqué*, 1986.
- [2] S. Sze, *Physics of semiconductor devices*”, Wiley-Interscience, Ed. Wiley & Sons, 2007.
- [3] S. Krishnan ; H. La Rosa ; E. Stefanakos ; S. Bhansali ; K. Buckle, « "Design and development of batch fabricatable metal–insulator–metal diode and microstrip slot antenna as rectenna elements,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 142, pp. 40-47, 2008.
- [4] H. Kazemil, G. Nagy, L. Tran, E. Grossman, E. Brown, A. Gossard, A. Boreman et al., «Ultra sensitive ErAs/InAlGaAs direct detectors for millimeter wave and THz imaging applications,» *IEEE IMS* , vol. 23, p. 1367 , 2007.
- [5] Z. Zhang, R. Rajavel, P. Deelman, and P. Fay, “Sub-micro area heterojunction backward diode millimeter-wave detectors with 0.18 pW/Hz noise equivalent power,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 5, pp. 267–269, 2011.
- [6] J. D. Zimmerman ; et al., «Tunable all epitaxial semimetalsemiconductor Schottky diode system: ErAs on InAlGaAs",» *Journal of Vacuum Science & Technology B*, vol. 23, n° 15, pp. 1929-1935, 2005.
- [7] R. Becharef ; Z. Souar ; G. Bassou, «Comparison between MIM and Schottky Diodes for Use in High Frequencies.,» *International Review of Physics*, vol. Vol. 4, n° 16, pp. 285-289, December 2010.
- [8] H.C. Torrey ; C.A. Whitmer ; S.A. Goudsmit, *Crystal rectifiers*, vol. 15, Massachusetts Institute of Technology, Éd., Radiation Laboratory Series, 1948.

- [9] R.W. Waugh ; R.R. Buted. I, «The Zero Bias Schottky Diode Detector at Temperature Extremes-Problems and Solutions,» chez *the WIRELESS Symposium*, 1996.
- [10] Parisa Yadranjee Aghdam , «Sb-Heterostructure Backward Diode for Millimetre-Wave Detection,» Gothenburg, Sweden, 2012 .
- [11] A. Luukanen ; E. Grossman ; H. Moyer ; J. Schulman, «Noise and thz rectification characteristics of zero-bias quantum tunnelling sb-heterostructure diodes,» chez *IEEE Lester East- man Conference*, 2004.
- [12] S. Zeggai, «theoretical estimation of conversion loss and Noise fihure of a single MIM diode submillimeter mixer,» *Electron Technology* , vol. 23, pp. 75-83, 1990.
- [13] K. Reguieg ; Z. Souar ; R. Becharef, «Characteristics of Schottky Diode Detector based on Au/GaAs and Au/Inp Application to Radar Detection System,» chez *16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control (STA'2015)*,, Tunisia, 2015.
- [14] M. Galeazzi ; D. McCammon, «Microcalorimeter and bolometer model,» *Journal of Applied Physics*,, vol. 93, n° %18, p. 4856–4869, 2003.
- [15] “OAD-7 Golay Detector Operating Manual,” QMC Instruments Ltd., Cardiff, U.K., Jan. 4, 2005.
- [16] PyroelectricDetector,ProductSheetforModelSPH-62.SpectrumDe- tector Inc., Lake Oswego, OR «spectrumdetector,» [En ligne]. Available: [http ://www.spectrumdetector.com/products/THZ/terahertzDetector.php](http://www.spectrumdetector.com/products/THZ/terahertzDetector.php).
- [17] M. Fujiwara, «Development of far-infrared Ge :Ga photoconductor having a longitudinal configuration,» *Applied Physics Letters*, vol. 77, p. 3099, 2000.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Ce travail de thèse a concerné essentiellement la réalisation et la caractérisation d'un détecteur à Diode à Barrière Schottky, pour optimiser un système de réception submillimétrique. Le but principal est d'assurer une valeur améliorée de la sensibilité de détection, qui représente le facteur de mérite principal permettant d'estimer les performances d'un détecteur d'ondes Thz. Notre modèle de détecteur est basé sur une sélection de combinaison de matériaux pour compléter la diode Schottky.

Nous avons considéré des diodes Schottky à base d'une haute pureté de l'or (90%) en combinaison avec deux types de semi-conducteurs (phosphure d'indium (InP) et arséniure de gallium (GaAs) pour réaliser les détecteurs SBD.

La démarche adoptée pour cette étude était tout d'abord d'initier le travail par la caractérisation courant-tension de nos échantillons réalisés. Puis nous avons déduit les valeurs du facteur d'idéalité, le courant de saturation, et ainsi la résistance série.

Dans une seconde phase nous avons cherché à vérifier l'asymétrie des courbes de la conductance, et nous avons constaté la variation de la résistance de la jonction en fonction de la tension appliquée aux bornes de nos modèles. Finalement, nous avons analysé le niveau de la sensibilité de ces structures qui représenté le fondement de notre travail.

Les résultats trouvés mettent en évidence l'utilité de nos structures SBD comme détecteurs. Le facteur d'idéalité a été extrait depuis les caractérisations expérimentales courant-tension, les résultats assurent des valeurs intéressantes. La conductance de nos échantillons a été étudiée et confirme sa forme symétrique. L'analyse du niveau maximal de la sensibilité en courant des détecteurs SBD, pour les deux échantillons, prouve leur valeur de maximale dans la plage non linéaire. Au-InP donne une sensibilité maximale égale à 27,96 A / W, et Au-GaAs a une sensibilité maximale égale à 49,33 A / W. Soulignons à cet effet que les valeurs de sensibilités obtenues sont très importantes. Le reste du gain en sensibilité doit être compléter par le choix de l'antenne assurant la

réception (métal, diélectrique, longueur...). L'autre contribution en sensibilité doit dériver du couplage compact et hermétique entre le composant et l'antenne (limitation des fuites). Par ailleurs, la limitation du bruit est souhaitable pour renforcer la sensibilité. L'usage d'un boîtier robuste permettant de protéger la structure est vivement conseillé.

L'objet de notre travail paraît être satisfait, le choix particulier de l'InP semble dégager une nouvelle voie de réalisation du récepteur fonctionnant en submillimétrique (27.96 A/W/ $F_c=1.326$ Thz).

En perspectives, il serait très intéressant d'étudier les performances de toute la chaîne de réception. Dont le détecteur est à base de nos structures tout en introduisant les effets de l'environnement et ainsi les variations de la température. En effet la connaissance et la maîtrise de ces structures conduit évidemment à une possibilité d'améliorer de plus en plus le comportement de ces récepteurs et par conséquent à leur parfaite utilisation dans les applications multiples de la communication.

Par ailleurs ; ces structures doivent obéir aux fortes contraintes de commercialisation dans un marché très rude et concurrentiel : elles doivent être certes fiables et performantes mais aussi à coût rationnel. Le coût étant inversement proportionnel aux quantités commercialisées, la solution réside dans la compétitivité des produits. Or, pour être compétitif, un produit doit remplir plusieurs fonctionnalités, impliquant une intégration de plus en plus poussée pour le garder portable. Ainsi, la multiplicité des applications et leur ouverture du domaine grand public ont entraîné à la nécessité de concevoir des systèmes haute-fréquence performants et à bas coût.

ANNEXE

Annexe A

Etapes de la procédure de <i>lift-off</i>	Durée approximative	Commentaires
<u>Nettoyage du substrat :</u> 1. Bain de Trichloréthylène 2. Bain d'acétone pure 3. Bain d'Isopropanol pure 4. Rinçage à l'eau déionisée 5. séchage sous étuve à vide	10 min aux ultra-sons 10 min aux ultra-sons 10 min aux ultra-sons 1 min 5 min	1 Vol. TCE / 1 Vol. eau déionisée. sécher à la soufflette 110°C
<u>Dépôt de la résine électrosensible :</u> 1. Dépôt du substrat sur la platine 2. Dépôt d'une couche de résine PMMA / S128 3. Rotation de la platine	30 s 1 min	Dépôt d'une couche de résine PMMA de 1,6 μm d'épaisseur. 3000 tr/min durant 30 s

4. Recuit du substrat sur plaque chauffante	q.ques min	Afin de finir d'évaporer les solvants.
<u>Insolation de la couche de résine :</u>		
1. Montage du masque et du substrat sur le MEB à insolation électronique	4.5 s 1 min 50 s	Aligneur de masque de Karl Süss MJB3. Lampe à mercure de longueur d'onde 400 nm.
2. Insolation de la résine du substrat		1 Vol. S351/ 4 Vol. eau déionisée.
<u>Développement des motifs insolés :</u>		
1. Bain de développeur S351	5 min 1 min	
2. Bain d'eau déionisée	1 min	110 °C
3. Séchage à la soufflette	1 min 30	Cette étape est capitale pour assurer l'adhésion de la couche de chrome sur le substrat.
4. Séchage du Substrat sur plaque chauffante		
<u>Pulvérisation des couches métalliques :</u>		
1. Charger le substrat dans le bâti de pulvérisation	Plusieurs heures	
2. pompage à vide $\sim 10^{-7}$ bar		15 nm d'épaisseur
3. dépôt de la couche de chrome	q.ques heures	420 nm d'épaisseur
4. dépôt de la couche d'or	10 min aux ultra-sons	
<u>Développement des motifs d'or :</u>		
1. Bain d'acétone		
2. Bain d'eau déionisée		
3. Séchage à la soufflette azotée		

Tableau .1: récapitulatifs des étapes de réalisation.

Annexe B

Le tableau ci-dessous donne l'ensemble des points courant-tension pour l'échantillon Au-GaAs trouvé par le test sous pointe de caractérisation.

Tension	Courant	Tension	Courant	Tension	Courant
-3	-0.003793	-1	-0.00012876	0.6	0.00013996
-2.9	-0.0032985	-0.9	-0.00010446	0.7	0.00017408
-2.8	-0.0028631	-0.8	-8.3732E-05	0.8	0.00020965
-2.72	-0.0025539	-0.7	-6.6381E-05	0.9	0.0002467
-2.6	-0.0021416	-0.6	-5.1434E-05	1.22	0.00043005
-2.5	-0.0018431	-0.5	-3.8603E-05	1.31	0.00047226
-2.4	-0.0015821	-0.4	-2.7648E-05	1.4	0.00051469
-2.32	-0.0013951	-0.3	-1.8525E-05	1.5	0.00055735
-2.22	-0.0011903	-0.22	-1.2486E-05	1.6	0.00060172
-2	-0.00082836	-0.1	-5.374E-06	1.7	0.00064387
-1.9	-0.00069937	-0.01	-5.9244E-07	1.8	0.00068426
-1.82	-0.00060847	0.07	6.1463E-06	2	0.00077958
-1.71	-0.0005012	0.08	7.3212E-06	2.22	0.00103672
-1.6	-0.00041102	0.09	8.6616E-06	2.4	0.00113283
-1.5	-0.00034191	0.1	9.9919E-06	2.51	0.0011958
-1.4	-0.00028316	0.2	2.7452E-05	2.6	0.0012533
-1.33	-0.00024806	0.21	2.9467E-05	2.7	0.0013178
-1.22	-0.0002001	0.3	5.0548E-05	2.8	0.001385
-1.1	-0.00015785	0.4	7.7729E-05	2.9	0.0014596
-1.03	-0.00013694	0.5	0.00010723	3	0.0015302

Tableau .2 : Ensemble des points courant-tension pour l'échantillon Au-GaAs

Annexe C

En revanche le tableau V.3 présente un ensemble des points utilisé pour tracer les caractéristiques couran-tension de l'échantillon Au-InP.

Tension	Courant	Tension	Courant	Tension	Courant
-3	-0.0040422	-1.1	-0.00080854	1.22	0.00074319
-2.89	-0.0038053	-1	-0.00069932	1.3	0.00081718
-2.7	-0.0034091	-0.9	-0.00059683	1.4	0.00091429
-2.6	-0.0032063	-0.8	-0.00050217	1.5	0.00101686
-2.5	-0.0030085	-0.7	-0.00041513	1.6	0.00112487
-2.4	-0.0028148	-0.6	-0.00033468	1.7	0.0012401
-2.35	-0.0027209	-0.5	-0.00026233	1.8	0.0013573
-2.22	-0.0024803	-0.44	-0.00022207	1.97	0.0015732
-2.1	-0.0022647	-0.35	-0.00016656	2.02	0.0016391
-2	-0.0020927	-0.22	-9.6457E-05	2.03	0.0016523
-1.93	-0.0019761	-0.1	-4.1069E-05	2.1	0.001749
-1.82	-0.0017969	0	3.636E-07	2.22	0.0019181
-1.77	-0.0017179	0.1	3.9685E-05	2.3	0.0020385
-1.6	-0.0014606	0.22	8.8502E-05	2.5	0.002353
-1.5	-0.0013176	0.3	0.00012336	2.62	2.62
-1.41	-0.0011939	0.44	0.00019149	2.7	0.0027022
-1.3	-0.0010503	0.53	0.00024002	2.8	0.0028791
-1.22	-0.0009498	0.6	0.00028023	3	0.0032642

Tableau .3 : Ensemble des points courant-tension pour l'échantillon Au-InP.

Travaux réalisés

Liste des communications

K. Reguieg, Z. Souar, R. Becharef « Etude de la détection des signaux H.F en vue d'une application Radar automobile » 15th *International Conference on Image & Signal Processing and their Applications (ISPA'15)*, *Mostaganem, Algeria, 2015.*

K. Reguieg, Z. Souar, R. Becharef « Study of Schottky Diode Detector Consideration Application to Radar Detection System » 16th *International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing (ICOSIP'2015)*, *Tlemcen, Algeria, 2015.*

Liste des publications

K. Reguieg ; Z. Souar ; R. Becharef, «Characteristics of Schottky Diode Detector based on Au/GaAs and Au/Inp Application to Radar Detection System» IEEE Proceeding of *16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control (STA'2015)*,, Tunisia, 2015.

DOI: 10.1109/STA.2015.7505097

K. Reguieg, Z. Souar, R. Becharef “Study and Analysis of SBD Detector Sensitivity Based on Au-InP and Au-GaAs Structures” J. NANO ELECTRONICS AND PHYSICS. 9, 04006 (2017).

DOI: 10.21272/jnep.9(4).04006

**« Etude, modélisation et caractérisation numérique d'un détecteur micro-onde :
Application à l'élévation de la sensibilité de détection des récepteurs superhétérodyne. »**

Résumé

Ce travail de thèse porte sur la réalisation d'un détecteur à diode Schottky. Dont le but d'optimiser les performances des systèmes de réception. Nous avons considérés des diodes Schottky à base de d'une haute pureté de l'or (90%) en combinaison avec deux types de semi-conducteurs (phosphure d'indium (InP) et arséniure de gallium (GaAs) pour réaliser les détecteurs SBD. L'enjeu est d'avoir des caractéristiques quasi idéales avec une sensibilité maximale. Le facteur d'idéalité a été extrait depuis les caractérisations expérimentales courant-tension, les résultats assurent des valeurs intéressantes. La conductance de nos échantillons a été étudiée et confirme sa forme asymétrique. L'analyse du niveau maximal de la sensibilité en courant des détecteurs SBD, pour les deux échantillons, prouve leur valeur de maximale dans la plage non linéaire. Au-InP donne une sensibilité maximale égale à 27,96 A / W, et Au-GaAs a une sensibilité maximale égale à 49,33 A / W. Les résultats issus de ces études sont en très bon accord avec ceux donnés par d'autres travaux, comme ils sont très utiles dans le domaine de détection.

Mots clé : SBD, Sensibilité, Détecteur, Caractérisation.

Abstract:

This thesis focuses on the realization of a Schottky diode detector. The purpose is to optimize the performance of reception systems. For this reason, a novel approach of materials combination is proposed to enhance the performance of Schottky Barrier Diodes (SBD) detector. High purity of gold (90 %) in combination with two different semiconductors (Indium Phosphide (InP) and Gallium Arsenide (GaAs)) are used to perform SBD samples. The current saturation and ideality factor were extracted from experimental current-voltage characterization, the results insure interesting values. Our sample's conductivity has been studied and confirm asymmetric in its shape. The analysis of maximum level of current sensitivity for both samples prove their peak value in the nonlinear range of SBD, thus Au-InP gives maximum sensitivity equal to 27.96 A/W and Au-GaAs has a maximum sensitivity equal to 49.33 A/W, which makes them successfully useful for detection in comparison to other works in this domain.

Key word: SBD, Sensitivity, Detection, characterization.

ملخص

يركز هذا العمل على إنشاء كاشف يعتمد أساسا على الصمام الثنائي شوتكي SBD. والغرض من ذلك هو تحسين أداء ملخص أنظمة الاستقبال. انتقاء العينات تم على أساس قيمة نقاء عالية من الذهب Au (90%) في تركيبة مع نوعين من أشباه الموصلات (إنبيوم الفوسفيد (InP) و زرنيخيد الغاليوم (GaAs) لإنشاء أجهزة الكشف SBD. يكمن التحدي في تحقيق خصائص مثالية تقريبا مع أقصى قدر من الحساسية لأجهزة الكواشف. نتائج استخراج عامل المثالية من الخصائص التجريبية توفر قيم مثيرة، كما أن تحليل أقصى مستوى من الحساسية الحالية للكاشف SBD يثبت أقصى قيمة لها في المدى غير الخطي. Au-InP يعطي حساسية قصوى يساوي 27.96 A/W. بينما يعطي Au-GaAs حساسية قصوى تساوي 49.33 W.

